

Table des matières

Introduction Générale	17
Chapitre 1	
Généralités : de l'état de l'art aux spécifications aéronautiques.....	1-23
1 L'électronique de puissance dans l'aéronautique	1-25
1.1 La conversion de l'énergie électrique : du convertisseur au semi-conducteur	1-28
1.1.A Les convertisseurs statiques	1-29
1.1.B La cellule de commutation	1-31
1.1.C La fonction onduleur de tension : principes généraux	1-35
1.1.C.1 La modulation à rapport cyclique constant	1-35
1.1.C.2 La modulation de largeur d'impulsion.....	1-36
1.1.D Le module de puissance : intégration hybride	1-37
1.1.D.1 La puce : cœur de la fonction interrupteur de puissance.....	1-39
1.1.D.2 Brasure, encapsulation et refroidissement : généralités	1-42
1.2 Etat de l'art de la structure IGBT.....	1-44
1.2.A Le composant IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	1-45
1.2.A.1 Principe de fonctionnement des IGBT	1-46
1.2.A.2 Inconvénients intrinsèques des IGBTs.....	1-47
1.2.B Les différentes structures d'IGBT	1-49
1.2.B.1 La structure Planar.....	1-49
1.2.B.2 La structure Trench.....	1-51
1.2.B.3 Les structures les plus récentes.....	1-53
1.2.B.4 Synthèse des différentes structures IGBT	1-55
1.3 Étude préliminaire : choix des composants pour le programme ModErNe.....	1-57
1.3.A Le cahier des charges	1-57
1.3.B Prospection et choix technologique	1-58
1.3.B.1 Les disponibilités du marché	1-58
1.3.B.2 Orientation du choix technologique.....	1-59
1.3.C Sélection effective des composants.....	1-60
1.3.C.1 Caractéristiques électriques	1-60
1.3.C.2 Calculs préliminaires	1-65
1.4 Conclusion.....	1-72
1.5 Références bibliographiques	1-74
Chapitre 2	
Conception d'un banc de test et caractérisation électrique des IGBT et diode en température.....	1-79
2 Étude expérimentale de composants de puissance sous température extrême	2-81
2.1 Présentation des Véhicules de Test.....	2-82
2.1.A Conception du module test de puissance.....	2-82
2.1.B Outils et Process technologique.....	2-83
2.1.C Routage électrique des Véhicules de Test	2-87
2.1.C.1 Circuit de test de l'IGBT	2-87
2.1.C.2 Circuit de test de la diode PiN	2-87
2.2 Réalisation du banc de mesure électrique mono-coup	2-88
2.2.A Considérations électriques.....	2-89
2.2.A.1 Busbar et éléments passifs.....	2-90

2.2.A.2 Présentation de la carte driver Semikron SKHI22B	2-91
2.2.B Conception de la Plateforme Thermique	2-94
2.2.B.1 Design de l'échangeur d'air	2-95
2.2.B.2 Caisson d'isolation thermique de l'échangeur.....	2-97
2.2.B.3 Validation de la géométrie de l'échangeur.....	2-98
2.2.C Mise en place du banc de test	2-100
2.3 Caractérisations électriques	2-103
2.3.A Instrumentation et méthode de mesure.....	2-103
2.3.A.1 Conditions de test pour la mesure statique	2-103
2.3.A.2 Conditions de test pour la mesure en dynamique	2-105
2.4 Résultats expérimentaux et discussion.....	2-107
2.4.A Caractérisations des composants IGBT	2-108
2.4.A.1 Caractéristiques statiques des IGBT	2-108
2.4.A.2 Caractéristiques dynamiques des IGBT	2-117
2.4.B Caractérisations des diodes de puissance	2-125
2.4.B.1 Caractéristiques statiques des diodes	2-125
2.4.B.2 Caractéristiques dynamiques des diodes	2-131
2.4.C Synthèse des mesures statiques et dynamiques	2-134
2.5 Conclusion.....	2-135
2.6 Références bibliographiques	2-137

Chapitre 3

Contribution à la modélisation à constantes distribuées des diodes PiN et IGBT pour la simulation circuit en électronique de puissance.	2-141
--	-------

3 La modélisation analytique physique des composants de puissance et application à la simulation circuit	3-143
3.1 Les différents types de modèles de composants appliqués à la modélisation électrique ...	3-144
3.1.A Les modèles comportementaux	3-145
3.1.B Les modèles physiques.....	3-145
3.2 Application à la modélisation de diodes PiN et MPS ainsi qu'aux composants IGBT planar SPT+ et à tranchée	3-148
3.2.A Modélisation des caissons P dans les composants planar et à tranchée	3-149
3.2.B Extraction de paramètres	3-150
3.2.B.1 Les diodes de puissance	3-150
3.2.B.2 Les transistors IGBT planar et à tranchée	3-151
3.3 Confrontations des premiers résultats électriques statiques simulés aux résultats constructeurs	3-154
3.3.A La diode de puissance PiN	3-155
3.3.B Les composants IGBT.....	3-156
3.3.B.1 L'IGBT planar SPT+	3-156
3.3.B.2 L'IGBT trench	3-158
3.4 L'Injection Enhanced (ou PiN) Effect dans les composants IGBT moyenne et haute tension	3-160
3.4.A Réduction de la résistivité de la région de base	3-160
3.4.B Méthodes et techniques employées pour la réalisation de l'IE effect	3-161
3.4.C Prise en compte de l'IE effect dans les modèles de la littérature.....	3-165
3.5 Adaptation du modèle d'IGBT à constantes distribuées pour la prise en compte de l'IE effect	3-168
3.5.A Modélisation de l'IE effect à partir d'un émetteur virtuel N ⁺	3-168
3.5.B Modélisation analytique de la région N ⁻ à l'aide de deux régions PiN et PNP.....	3-170
3.5.B.1 Présentation du modèle	3-170
3.5.B.2 Résultats de simulation obtenus	3-174
3.5.C Approche semi-comportementale : mise en parallèle d'une région de stockage virtuelle sur le modèle d'IGBT	3-176

3.5.C.1	Vérification de la convergence du modèle	3-177
3.5.D	Résultats de simulation statique.....	3-178
3.5.D.1	Caractéristique statique de sortie	3-178
3.5.D.2	Influence de la géométrie de la tranchée sur les résultats statiques	3-180
3.5.D.3	Synthèse des résultats de simulation : modèle Trench.....	3-184
3.5.E	Résultats de simulation : composant SPT+ planar par l'approche semi-comportementale	3-185
3.5.E.1	Caractéristique statique de sortie et de transfert	3-186
3.6	Prise en compte du design du Véhicule de Test sur la caractéristique électrique : Modélisation électromagnétique	3-187
3.6.A	Méthodes de modélisation électromagnétique PEEC et à éléments finis.....	3-188
3.6.B	Modèles équivalents compact.....	3-189
3.6.B.1	Simulation électromagnétique des Véhicules Tests.....	3-189
3.6.B.2	Simulation électromagnétique du busbar	3-191
3.7	Résultats de simulation des Véhicules Tests complets et comparaison avec les résultats expérimentaux.....	3-192
3.7.A	Simulation du Véhicule Test : diode PiN	3-193
3.7.A.1	Simulation de la caractéristique statique de l'ensemble VT+PiN	3-193
3.7.A.2	Simulation dynamique de l'ensembe VT+PiN	3-194
3.7.B	Simulations du Véhicule Test : IGBT	3-195
3.7.B.1	Simulation de la caractéristique statique de l'ensemble VT+IGBT	3-195
3.7.B.2	Simulation des commutations de l'ensemble VT+IGBT	3-197
3.8	Conclusion.....	3-202
3.9	Références bibliographiques	3-205
Conclusion Générale et Perspectives		211
<hr/>		
ANNEXE A		
Principe et construction des modèles analytiques physiques pour les composants de puissance.....		219
<hr/>		
A.	Principes fondamentaux de la méthode de modélisation.....	221
A.1	Approche régionale et inventaire des différentes régions	221
A.1.a	Le principe d'unidimensionnalité	223
A.1.b	Modélisation des différentes régions semi-conductrices	224
A.1.b.i	La zone de stockage des porteurs	224
A.1.b.ii	Les zones de charges d'espace	232
A.1.b.iii	Les émetteurs	234
A.1.b.iv	La couche tampon (ou base mince)	237
A.1.b.v	La région MOS	238
A.1.c	Principe d'assemblage des modèles de régions	242
A.2	Aspect comportemental des modèles de composants	244
A.3	Références bibliographiques	245
Index des figures, tableaux et équations.....		247

Introduction Générale

La thématique de l'économie d'énergie est au cœur de nombreux débats dans une ère où les préoccupations climatiques deviennent essentielles. La conférence de Copenhague de décembre 2009 en est un parfait exemple où nombreux d'experts scientifiques se réunissent lors de ce sommet autour des questions climatiques au moment même où ces lignes sont écrites. La thématique de l'énergie, de l'optimisation de son utilisation et de son stockage, concerne de manière générale tous les domaines y compris le domaine de l'habitat. Cependant, il y a des secteurs où cela peut sembler plus évident tel le secteur du transport. L'automobile, bien évidemment, est mobilisée autour des campagnes de réductions d'émissions de CO₂, mais les secteurs du ferroviaire et de l'aéronautique mènent également des actions majeures. De manière générale et de tout temps, la recherche et le développement dans le domaine technique tendent vers la réduction du volume, du poids et bien souvent des coûts généraux des systèmes.

L'évolution de cette tendance est alors l'intégration des systèmes avec les préoccupations environnementales. Dans le monde de l'avionique cela peut se traduire principalement par la réduction du poids global de l'aéronef. Les problématiques de gain de poids en aéronautique ne sont pas nouvelles mais sont de plus en plus critiques. Il faut savoir que 10kg gagnés par avion moyen porteur peut aboutir à une réduction de 3,4 tonnes d'émission de CO₂ par année et par avion. De même sur un avion long courrier, 1kg économisé sur le poids à vide de l'avion peut aboutir à une économie de 10 tonnes de kérosène impliquant une réduction des émissions de CO₂ pouvant atteindre les 31 tonnes. L'enjeu est donc colossal d'un point de vue économique bien sûr mais aussi du point de vue écologique même si contrairement aux idées reçues le transport aérien « ne produit » que 2% du CO₂ résultant de l'activité humaine. Ainsi tous les moyens permettant de gagner du poids si faible soit-il sont mis en œuvre. En passant par le poids du fuselage laissé aux constructeurs (recherche de nouveaux matériaux plus légers), de la moquette d'intérieur à tout élément de l'habitacle en passant par le poids des sièges (nouveau concept de sièges rembourrés avec de l'air), rien n'est laissé au hasard.

Concernant plus particulièrement les équipementiers aéronautiques, le challenge est tout autre. Au sein des avions actuels quatre sources d'énergies cohabitent. L'énergie mécanique, l'hydraulique, le pneumatique et l'électrique sont les sources utilisées pour alimenter tout système à bord de l'avion. Dans le futur, l'énergie électrique devrait progressivement prendre le pas sur les trois autres énergies. Les spécialistes du monde avionique parlent alors d'un avion « plus électrique » et à terme d'un avion « tout électrique ». Cette évolution doit alors reposer sur une approche innovante des systèmes et des équipements avion et moteur s'appuyant sur un domaine technique nouveau pour le secteur aéronautique : l'électronique de

puissance. Concrètement l'apport de système « plus électrique » en lieu et place des systèmes entièrement hydrauliques permettrait de réduire la consommation d'énergie à bord d'un avion mais surtout de gagner jusqu'à plus d'une tonne de poids par avion. Ainsi à l'heure où le pétrole subit une inflation démesurée et où les questions de la pollution sont plus que jamais d'actualité, l'avion plus électrique participerait à la réduction globale des émissions de CO² sans parler des gains de coûts pour les avionneurs.

L'engouement autour de l'avion « plus électrique » a fédéré plusieurs projets et programmes de recherche créant ainsi une réelle dynamique. Il est possible de citer les projets SEFORA (Smart Ema For Operations in Rough Atmosphere) qui concerne la conception de convertisseur de puissance très haute température, et MOET (More Open Electrical Technologies) qui est un programme européen ayant pour objectif l'intégration et la standardisation de l'électronique de puissance pour l'avion futur. Nous concernant plus particulièrement le programme ModErNe (Modular Electrical Network) est un projet national ayant pour thème le convertisseur de puissance sous environnement sévère. Ce programme de recherche associe des acteurs majeurs aéronautiques nationaux. La société Thales Avionics (Groupe Thales) en collaboration avec la société Hispano-Suiza (Groupe Safran) sur commande du groupe industriel Airbus mènent alors ce projet au sein du laboratoire commun PEARL-PRIMES de recherche d'Alstom transport.

Les travaux présentés tout au long de ce mémoire entrent dans le cadre du programme ModErNe et portent sur les aspects semi-conducteurs du convertisseur de puissance. Dans un premier temps, ils ont pour but l'étude, par la caractérisation électrique, du comportement des semi-conducteurs lorsque ces derniers sont soumis à des températures extrêmes. Dans un second temps, entrant dans la chaîne de conception dite descendante, la modélisation des semi-conducteurs étudiés permet de contribuer à la conception par prototypage virtuel. Ces travaux représentent donc un maillon de la chaîne d'étude vers les nouveaux équipements électroniques de puissance destinés aux futurs aéronefs.

Le mémoire est organisé en trois grandes parties. Le chapitre 1 relate de généralités de l'électronique de puissance en introduisant les convertisseurs de puissance, leur principe de fonctionnement, et leur composition considérant une intégration de type hybride. Un état de l'art du composant IGBT est ensuite présenté expliquant leur principe de fonctionnement ainsi que les différentes structures IGBT existantes à ce jour. En relation avec le projet ModErNe les choix technologiques des composants finalement sélectionnés sont détaillés. L'état de l'art

du composant, l'étude des données constructeurs, et des calculs préliminaires sont les moyens auxquels nous avons eu recours.

Dans une suite logique, le chapitre suivant présente dans un premier temps toute la mise en place nécessaire à la caractérisation des composants sélectionnés. Ainsi la procédure de test implique la conception de Véhicules de Tests utilisés pour l'extraction des paramètres électriques des composants IGBT et diode et qui sont élaborés autour de puces issues de wafers. La mise en place du banc de mesure statique et dynamique est abordée en détail. Nous présentons également l'élaboration du dispositif nécessaire à la mise sous température ambiante sévère des échantillons testés se résumant en un système confiné exploitant de l'air pulsé. Enfin le chapitre 2 se termine par la présentation des différentes conditions de mesures appliquées pour la caractérisation statique et dynamique des composants et une partie conséquente de résultats expérimentaux permettant l'analyse du comportement des composants dans un environnement thermique allant de -55°C à +175°C.

Le dernier chapitre aborde la modélisation analytique de type physique des composants semi-conducteurs de puissance. La présentation des différents types de modèles disponibles pour la simulation électrique sert d'introduction. Le mémoire présente ensuite plus amplement la méthode de modélisation utilisée dans ces travaux. Basé sur la résolution de l'équation de diffusion ambipolaire par analogie avec des circuits électriques, cette méthode permet d'établir des modèles de composants physiques de nature distribuée. Nous détaillons ensuite l'adaptation des modèles réalisés à la modélisation des composants sélectionnés et caractérisés précédemment. Une comparaison préliminaire entre les modèles originels simulés et les données constructeurs permet de mettre en évidence les effets des différentes améliorations technologiques appliquées aux composants récents. L'IE (Injection Enhanced) effect exploité aussi bien dans les composants IGBT à tranchée que planar est expliqué au moyen d'un état de l'art. Nous verrons ainsi les conséquences de l'IE effect et les principaux moyens de le réaliser. Les modèles originels subissent alors des modifications dans le but de prendre en compte de manière comportementale l'IE effect. Les méthodes employées pour y parvenir sont présentées en détail. Les résultats de simulation sont ensuite présentés, discutés et comparés dans un premier temps aux caractéristiques constructeurs. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la mise en avant de l'impact du design sur la puce monolithique. Pour ce faire, une modélisation électromagnétique des Véhicules de Tests est réalisée et incorporée dans la simulation circuit de l'ensemble puce + modèle R,L,C. Enfin les résultats

de simulation sont à nouveau comparés et discutés cette fois-ci par rapport aux résultats expérimentaux du chapitre 2.

Enfin, nous discuterons des perspectives possibles dans le domaine de la simulation de composants et des améliorations à apporter à nos modèles à la vue de l'ensemble des résultats présentés dans ce mémoire.

Chapitre 1

**Généralités : de l'état de l'art
aux spécifications
aéronautiques.**

1 L'électronique de puissance dans l'aéronautique

Les applications de l'électronique de puissance sont nombreuses et se rencontrent partout. De façon non exhaustive, elles s'étendent du domaine domestique (machine à laver le linge, alimentation à découpage pour ordinateur, robots ménagers, hottes aspirantes, ...), en passant par le domaine de l'automobile et des transports (allumage électronique des automobiles, ventilateur de radiateur, essuie-glace, ..., voiture hybride et tout électrique, alimentation de moteurs des motrices ferroviaires, métros et tramway, ..., réseau de bord avionique, commandes électriques d'aéronefs Airbus, ...), jusqu'au domaine de l'industrie (toutes applications pour conversion d'énergie électrique en énergie mécanique, moteurs et génératrices, alimentation des moteurs pour variation de vitesse, ...). Les niveaux de puissance rencontrés sont également très vastes et peuvent être de l'ordre du nW au μ W (micromoteurs, ...) pour les plus petits actionneurs, et peuvent atteindre des puissances de l'ordre de quelques milliers de MVA pour les installations les plus importantes (centrales de production électrique, liaisons haute tension, ...).

On s'aperçoit alors de la multiplicité des applications de l'électronique de puissance mettant en avant la problématique importante de la conversion de l'énergie [Ber00a] entre les différents organes mis en jeu.

Les principales avancées technologiques dans l'aéronautique ont de tout temps été motivées par les problématiques de réduction de poids des équipements, d'amélioration des performances et de fiabilité des systèmes, de leurs durées de vie ainsi que de la réduction des coûts liés à la maintenance. Dans l'histoire de l'aviation, il est de longue date acquis que les systèmes hydrauliques à bord d'un aéronef représentent les systèmes optimums pour l'actionnement et la réalisation de diverses fonctions [Mat43]. Cependant, la formidable avancée technologique dans les systèmes électroniques, principalement due à l'innovation continue dans le domaine des semi-conducteurs, a changé ce paradigme. Depuis une dizaine d'années maintenant, l'aéronautique est portée par la nouvelle vision de l'Avion Plus Électrique (Power Optimized Aircraft ou More Electric Aircraft), voir à terme celle de l'Avion Tout Electrique (All-Electric Aircraft). Bien sûr, la vision de l'avion tout électrique doit encore s'appuyer sur de nombreuses années études avant de pouvoir développer les technologies nécessaires. Néanmoins, des étapes intermédiaires sont indispensables et existent dès aujourd'hui entrant dans le cadre de la vision POA.

Remplacer au maximum les systèmes hydrauliques par des systèmes électriques apporte les bénéfices recherchés cités plus haut. De plus, cela permet de s'affranchir de la complexité naturelle des systèmes de nature hydraulique et pneumatique [Sha91]. Les principales avancées sur les systèmes avioniques peuvent être décrites comme concernant trois types principaux de systèmes : système de contrôle de vol, système de gestion et génération de l'énergie, et système de contrôle de l'énergie [Bue01]. C'est ainsi que dans les systèmes de contrôle de vol, nous avons vu apparaître les actionneurs électrohydraulique (Electro-Hydrostatic Actuators) et électromécanique (Electro-Mechanical Actuators) en remplacement des actionneurs hydrauliques classiques. L'enjeu est donc de supprimer tous les risques et inconvénients liés à l'utilisation de l'hydraulique (fluide inflammable sous haute température et pression, fuites des systèmes et renouvellement des fluides, ...) en fournissant la puissance électrique directement aux actionneurs. L'introduction de l'électronique autour de ces systèmes permet également l'optimisation de la gestion de la génération de l'énergie et impacte directement sur l'économie de la consommation. En effet, il est alors possible de fournir uniquement la puissance désirée et, au moment voulu, de mettre en mouvement les actionneurs et de les maintenir en position. Les systèmes classiques hydrauliques sont configurés afin de fournir continuellement la pression nécessaire générant ainsi une consommation de puissance élevée et un échauffement important non désiré. Ceci n'est alors qu'un exemple des nombreux avantages possibles.

La multiplication des systèmes électriques à bord d'un avion « moderne » impose obligatoirement l'augmentation et l'amélioration de la qualité du réseau électrique de bord [Lad04]. L'augmentation de la puissance des charges et de nouvelles fonctions électriques pousse à passer d'une puissance de l'ordre de quelques kVA (pour un aéronef classique) à des puissances de l'ordre de quelques centaines de kVA (exemple de l'Airbus A380). Le réseau peut être monophasé ou triphasé, utilisant des onduleurs de tension en fonctionnement MLI dans le but d'alimenter divers convertisseurs (modules de puissance) tels que : les EHA (Electro-Hydrostatic Actuators), EBHA (Electrical Backup Hydraulic Actuators), et EMA (Electro-Mechanical Actuators).

On constate alors que le champ d'application de l'électronique de puissance dans le domaine aéronautique est vaste ; et cet engouement a donné et donne naissance à de nombreux projets et partenariats tant civils [Bue01] que militaires [Clo98]. Plus concrètement un exemple significatif d'intégration de système électronique de puissance sur un aéronef est le cas de l'Airbus A 380 [Ada01]. L'A380 (*Cf. figure 1.1.a*) intègre de nombreux EHA. L'utilisation d'actionneurs électriques a permis d'optimiser les circuits d'alimentations et de

réduire considérablement le poids et la taille des équipements. Le gain de poids dû à ce changement majeur dans l'architecture de l'avion plus électrique est d'approximativement 1500 kg. Au regard du poids total de l'avion cela reste modéré mais cela représente 21 passagers de corpulence moyenne. L'Airbus A380 intègre également pour son réseau d'alimentation électrique des générateurs électriques à fréquence variable VF (Variable-Frequency electrical power generation) de dernière génération. Ce « super Jumbo » civil utilise ainsi quatre générateurs de puissance pouvant produire chacun 150 kVA pour un besoin d'énergie global de l'ordre de 380 kVA en phase de croisière. L'intégration au sein de l'aéronef de ces nouveaux générateurs VF adaptés aux dispositifs électriques à fréquences variables (EHA, ...) permet de s'affranchir d'un pilotage des moteurs à vitesse constante. De ce fait, il est possible de supprimer tous étages intermédiaires (électriques, électromécaniques, ...) entre la génération électrique et les systèmes utilisateurs. La fiabilité de l'ensemble des systèmes puissance est alors améliorée et la technologie VF permet de plus une réduction des coûts d'opération de l'ordre de 16 US\$ par heure de vol effectif.



Figure 1.1 : a) Super Jumbo Airbus A380 ; b) Système ETRAS.

Il serait possible de s'attarder sur d'autres systèmes de puissance installés dans les aéronefs modernes tels que l'EBAC (Electric Brake Actuation Controller) servant à l'asservissement des freins électriques du Boeing 787, ou l'EBMA (Electrical Back-up Mechanical Actuator) servant à actionner l'ouverture et la fermeture des trains d'atterissage de l'avion militaire A400M. Mais nous finirons ce tour d'horizon des systèmes électriques de puissance par le système ETRAS (Electrical Thrust Reverser Actuation System). Ce système innovant équipe l'Airbus A380 et constitue le premier système inverseur de poussée électrique (*Cf. figure*

1.1.b) installé sur un avion civil. Co-développé par Hispano-Suiza il est chargé d'actionner électro-mécaniquement l'ouverture et la fermeture de l'inverseur de poussée.

Au final, le champ d'application de l'électronique de puissance est riche et propice à l'innovation de systèmes. Dans un contexte plus proche, l'engouement autour de l'Avion plus électrique a engendré le programme ModErNe (Modular Electrical Network). Cette thèse entre dans le cadre de ce dernier. Ce projet a pour objectif l'étude et la définition des technologies de module de puissance en contraintes aéronautiques. À l'image du système ETRAS, ModErNe a pour but de conceptualiser et de réaliser des convertisseurs de puissance sous environnement sévère, car situés potentiellement en environnement moteur dans la nacelle de l'aéronef. Les pôles d'études, aux nombres de quatre, sont répartis de la façon suivante :

- Étude des systèmes de protection environnementale par technologie polymère,
- Étude des spécifications d'architecture et de la fiabilité des connexions,
- Étude sur l'optimisation thermique des modules et la compatibilité électromagnétique,
- Étude sur la caractérisation et l'analyse fine des comportements des composants semi-conducteurs de puissance sous environnement thermique sévère.

Cette dernière sera donc développée tout au long de ce mémoire. La synthèse des quatre pôles d'études aboutira à la réalisation de prototypes de modules de puissance destinés aux futurs aéronefs tout électrique.

1.1 *La conversion de l'énergie électrique : du convertisseur au semi-conducteur de puissance*

L'électronique [Bar06] est un champ de la physique très vaste et qui a pour but d'étudier les grandeurs électriques. On peut cependant y distinguer deux grands domaines qui sont l'électronique dite de traitement du signal et l'électronique dite de puissance. Contrairement à la première qui a pour vocation le traitement de l'information, l'électronique de puissance s'attache à mettre en œuvre les outils destinés au traitement et à la conversion de l'énergie. Bien que différent, ces deux champs principaux coexistent parfaitement au sein d'un même système et sont complémentaires (*Cf. figure 1.2*).

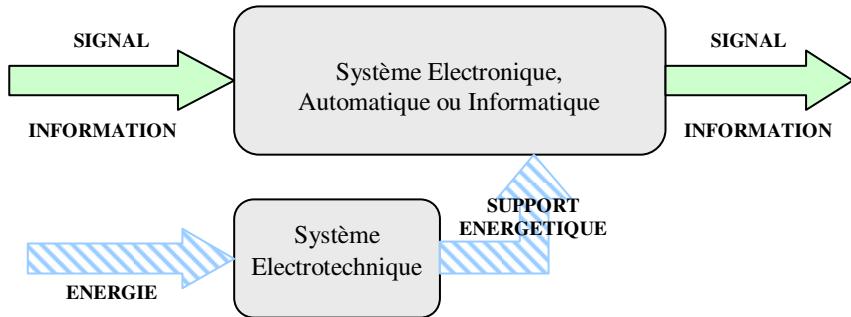


Figure 1.2 : Complémentarité entre les systèmes électrotechnique et les systèmes de traitement de l'information.

Comme le montre le schéma 1.2, il est possible d'imaginer plusieurs organes de natures différentes cohabitant dans un même système. Quelle que soit la fonction de ce système, il est primordial de créer des interfaces entre les sources électriques et les systèmes utilisateurs. C'est ainsi que nous introduisons les différents montages de l'électronique de puissance que sont les convertisseurs statiques.

1.1.A Les convertisseurs statiques

Par définition la fonction de base d'un convertisseur [Foc89] est la transformation de l'énergie électrique disponible en une forme appropriée à l'alimentation d'une charge. Cette énergie est disponible soit sous forme alternative soit sous forme continue. La charge peut pareillement nécessiter une alimentation continue ou alternative. Il existe alors quatre familles de convertisseurs qui réalisent directement l'interfaçage entre la source et la charge : les redresseurs, les onduleurs, les hacheurs, et les gradateurs/cycloconvertisseurs. Enfin il faut mentionner la notion de réversibilité de ces convertisseurs. En effet, certains d'entre eux peuvent transiter l'énergie de façon bidirectionnelle. La définition des entrées et sorties de ce type de convertisseur peut alors, selon le cas, être confuse. Le convertisseur non réversible ne transite et convertit l'énergie que de la source vers la charge et interdit de fait, tout système de récupération d'énergie.

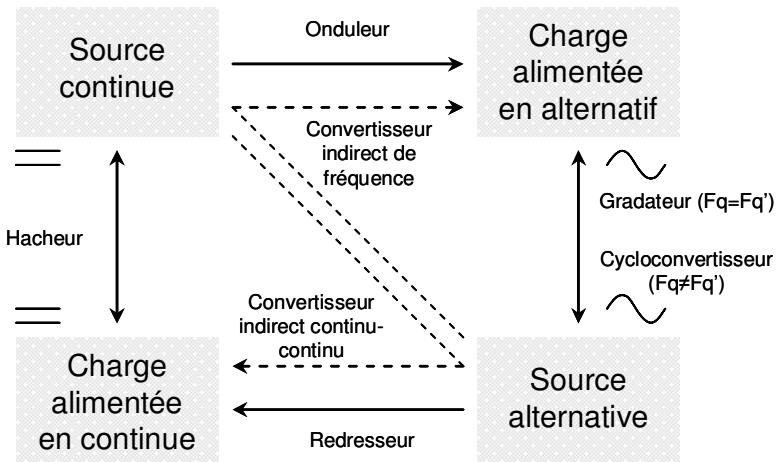


Figure 1.3 : Synthèse des convertisseurs statiques.

▪ **Conversion alternatif-continu**

Le convertisseur transformant l'énergie fournie sous forme alternative pour alimenter une charge sous forme continue est appelé redresseur (*Cf. figure 1.3*).

Ces convertisseurs sont non réversibles et transfèrent l'énergie de la source alternative vers la charge continue uniquement. Ils sont dans la majorité des cas constitués essentiellement de diodes seules ou avec des thyristors. Ces derniers sont alors qualifiés de structure mixte.

▪ **Conversion continu-alternatif**

Le convertisseur qui fait interface entre une source continue et une charge alternative est appelée onduleur (*Cf. figure 1.3*).

La charge alternative peut être de plusieurs types et peut également présenter des forces électro-motrices (alternateurs, machine synchrone ou asynchrone, ...). Plusieurs fonctionnements types sont possibles [Bar06] dont les principaux : la modulation à rapport cyclique constant et la Modulation de Largeur d'Impulsion.

▪ **Conversion continu-continu**

La conversion d'une énergie sous forme continue vers une alimentation de charge de type continu est assurée par un hacheur (*Cf. figure 1.3*). Le hacheur règle la tension ou le courant appliqués à la charge et peut être réversible ou non.

▪ **Conversion alternatif-alternatif**

Le transfert de l'énergie électrique d'une source alternative afin d'alimenter une charge en alternatif est réalisé à l'aide d'un gradateur ou d'un cycloconvertisseur. Selon le cas

d'utilisation avec un changement de fréquence ou non du courant, on utilisera l'un ou l'autre convertisseur (*Cf. figure 1.3*).

Le gradateur est utilisé pour des applications type éclairage (lampadaire halogène, éclairage de scène, ...) ou sur moteur universel (perceuse, ...) car il est n'est pas nécessaire pour ces applications de faire varier la fréquence des courants d'alimentation. Le cycloconvertisseur est généralement composé de thyristors et est utilisé principalement pour de la très haute puissance supérieure au MVA.

1.1.B La cellule de commutation

L'élément de base de tout convertisseur est appelé la cellule de commutation (*Cf. figure 1.4.a*). Telle qu'elle est généralement définie en électronique de puissance, celle-ci est constituée de deux interrupteurs ($K1$ et $K2$) réversibles en courant, ainsi que d'une source de tension E non réversible [Foc98]. La source de courant i_s est généralement présente dans les structures réelles sous forme d'inductance et est réversible en courant.

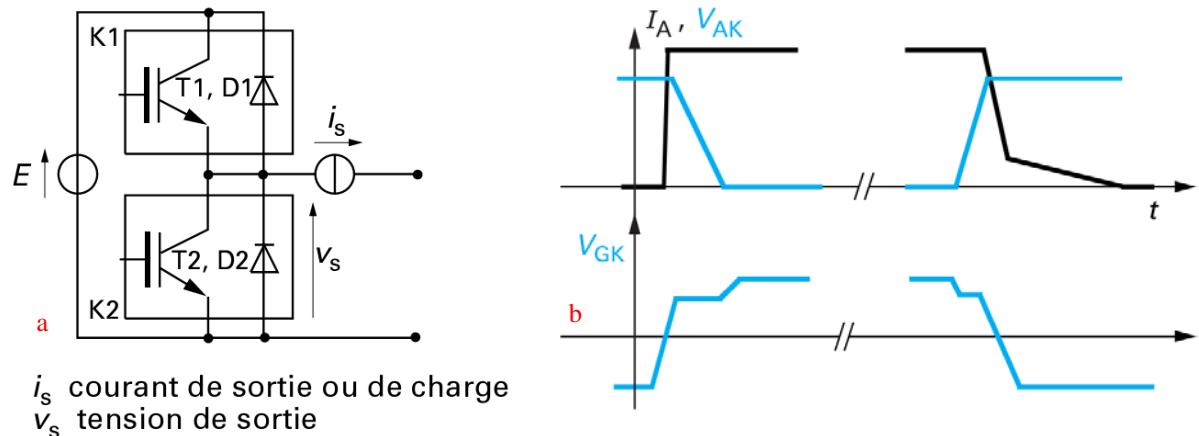


Figure 1.4: a) Schéma d'une cellule de commutation d'un onduleur ; b) Formes d'ondes schématiques de commutations (à la fermeture, puis à l'ouverture).

Les propriétés de commutation de la cellule sont fortement tributaires des caractéristiques de la charge, de la nature des interrupteurs actifs utilisés ainsi que du type de commande. Le caractère général de ce chapitre ne mène pas à l'explication détaillée des différents modes de commande des cellules ni aux différents montages possibles. Pour cela nous renvoyons le lecteur aux références citées. Cependant nous nous devons d'expliquer un peu plus la notion d'interrupteur.

Par définition, comme représenté sur la figure 1.4.b, un interrupteur est un élément qui a la possibilité de se trouver dans deux états stables : à savoir un état bloqué/ ouverture de l'interrupteur (*courant nul/ tension existante*) et un état passant/ fermeture de l'interrupteur (*tension nulle/ courant passant*). C'est ce qui est appelé le régime statique de l'interrupteur. Selon la configuration, la caractéristique de l'interrupteur peut être dit à deux, trois ou quatre segments [Foc89] :

- ***La caractéristique statique deux segments***

Cette famille d'interrupteurs est unidirectionnelle en tension et unidirectionnelle en courant (*Cf. figure 1.5*).



Figure 1.5: Caractéristique statique deux segments : a) $I_k > 0, U_k > 0$; b) $I_k > 0, U_k < 0$.

- ***La caractéristique statique trois segments***

Ces interrupteurs sont dits trois segments car ils peuvent être :

- unidirectionnel en courant et bidirectionnel en tension (*Cf. figure 1.6.a*),
- bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension (*Cf. figure 1.6.b*).

Leurs mécanismes de commutation sont alors dits « *duaux* » l'un par rapport à l'autre.



Figure 1.6: Caractéristique statique trois segments : a) $I_k > 0$; b) $U_k > 0$.

Nous pouvons remarquer que la majorité des convertisseurs n'ont recours qu'à un seul des deux types d'interrupteurs présentés figure 1.6. De plus, ces interrupteurs trois segments découlent de l'association en série ou en parallèle des interrupteurs deux segments comme le montre la figure 1.7. La majorité des interrupteurs est constituée à partir de l'association d'un

interrupteur actif et d'une diode. Cette diode, dite de roue libre ou anti-parallèle, joue un rôle essentiel dans la protection de l'élément actif (commandable) contre toute surtension engendrée par les éléments parasites du circuit. Elle peut alors être associée en série (*Cf. figure 1.7.a*) ou en anti-parallèle (*Cf. figure 1.7.b*).

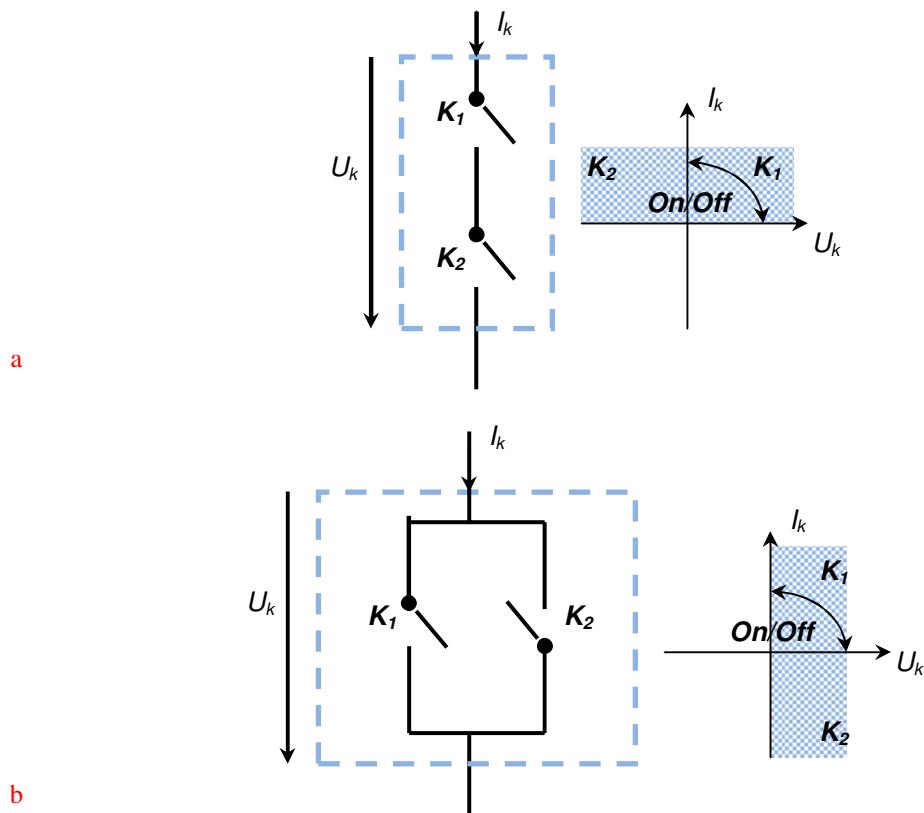


Figure 1.7: Interrupteurs trois segments : a) Association série d'interrupteurs 2 segments ; b) Association parallèle d'interrupteurs 2 segments.

■ La caractéristique statique quatre segments

L'interrupteur quatre segments est bidirectionnel en tension et en courant (*Cf. figure 1.8*).

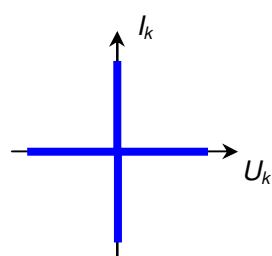


Figure 1.8: Caractéristique statique quatre segments.

Il peut être réalisé à l'aide de quatre interrupteurs deux segments, ou de deux interrupteurs trois segments.

Une fois les caractéristiques statiques des interrupteurs définies, il est nécessaire d'expliciter le changement d'état de ces derniers. Pour chaque caractéristique présentée précédemment, l'interrupteur peut commuter de l'état O_{FF} (état bloqué) à l'état O_N (état passant) ou vice versa.

- ***La commutation : changement entre états stables***

On définit l'état passant d'un interrupteur lorsqu'un courant I_k est établi au travers de celui-ci. Afin d'étayer les explications qui vont suivre, nous nous référerons à un interrupteur deux segments à partir duquel il est possible d'élaborer toutes les autres caractéristiques statiques. Par convention (récepteur) les interrupteurs étudiés ne peuvent fournir d'énergie. Par conséquent, les zones (U_k, I_k) où le produit $U_k I_k < 0$ seront bannies dans le fonctionnement de ces éléments.

Un interrupteur parfait ne dissipe pas de puissance lors de la commutation. Cependant dans les cas réels, l'interrupteur dissipe toujours de l'énergie. De ce fait, les quadrants possibles de fonctionnement sont alors :

- Les quadrants où le produit $U_k I_k > 0$ (dissipation d'énergie),
- Les axes $(U_k = 0, I_k = 0)$ représentant les états idéaux bloqué, et passant de l'interrupteur.

En conséquence sur la figure 1.5.a, où $U_k > 0$ et $I_k > 0$, le passage de l'état bloqué vers l'état passant peut s'effectuer en passant uniquement par les axes $U_k = 0$ et $I_k = 0$. Cette commutation idéalement se réalise alors sans pertes d'énergie. Si dans une seconde possibilité, la commutation s'effectue dans le quadrant $U_k I_k$, une dissipation de puissance existe.

De même sur la figure 1.5.b, où $U_k < 0$ et $I_k > 0$, le passage de l'état bloqué vers l'état passant ne peut s'effectuer que par les axes.

En conclusion nous pouvons définir deux types de commutation possibles :

- **La commutation spontanée** : qui s'opère obligatoirement lorsque la tension bloquée et le courant passant sont de signes différents. La tension aux bornes de l'interrupteur ne peut s'établir tant qu'un courant traverse le dispositif. Inversement, le courant ne peut exister tant que la tension aux bornes ne s'est pas annulée. Le changement d'état ne s'établit que par passage d'un axe à l'autre, soit par l'annulation d'une des deux grandeurs tension ou courant.

- **La commutation commandée** : qui peut s'opérer lorsque la tension et le courant passant sont de signes identiques. Il est alors possible de commuter en passant par les axes ou non. Si le changement d'état est effectué alors que la tension et le courant sont non nuls et par action sur la commande, la commutation est dite commandée.

1.1.C La fonction onduleur de tension : principes généraux

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable en électronique de puissance et sont présents dans de nombreux mécanismes de transfert de puissance [Foc98] dont les systèmes d'entraînements à vitesse variable. Plusieurs types de fonctionnements sont possibles et nous pouvons citer les deux plus répandus qui sont la modulation à rapport cyclique constant et la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les performances et évolutions de la fonction onduleur sont fortement tributaires de l'évolution des composants semi-conducteurs de puissance. Fiabilité, robustesse, puissance admise, vitesse de commutation, pertes, et facilité de la commande sont les facteurs principaux déterminants. La notion de cellule de commutation ou d'interrupteur devient alors importante, celui-ci jouant un rôle fondamental dans le « découpage » des grandeurs électriques.

1.1.C.1 La modulation à rapport cyclique constant

Un cas typique d'application est l'exemple de l'onduleur d'alimentation sans interruption qui a pour rôle de palier une éventuelle défaillance du réseau électrique. En effet, en cas de coupure ou de perturbations du réseau alternatif, l'onduleur permet de reconstituer une tension alternative à partir d'une batterie. Cette modulation peut être réalisée sur plusieurs niveaux [Bar06]. Sur les formes d'ondes des tensions, les niveaux haut et bas sont symétriques quelque soit le mode utilisé (*Cf. figure 1.9.b*). Le principe étant le suivant : une tension U_s en sortie de l'onduleur (*Cf. figure 1.9.a*) est obtenue à partir de fronts positif et négatif de la tension d'entrée U_e ($+U_e$ et $-U_e$). Selon la durée d'application des créneaux des tensions, il est possible de faire varier l'amplitude crête du courant de sortie i_s . D'autre part il est possible de noter qu'une discrétisation de la forme d'onde du courant sur $(n+1)$ niveaux est réalisable pour n onduleur monophasé cascadé.

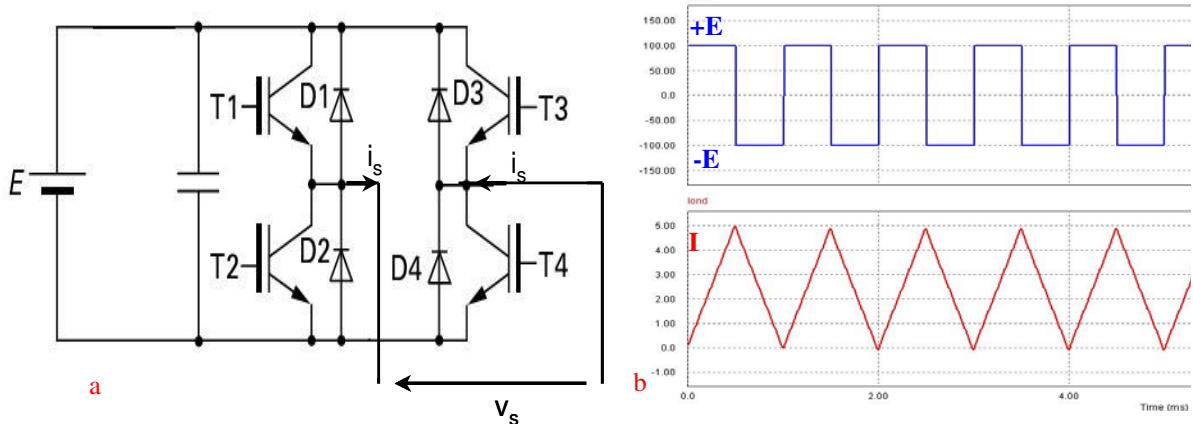


Figure 1.9 : a) Schéma de principe d'un onduleur monophasé deux bras (charge non illustrée) ; b) Formes d'ondes d'un onduleur monophasé sur charges RL .

Ce fonctionnement dépend donc fortement des propriétés de la commande et des caractéristiques de la cellule de commutation utilisée pour la réalisation de l'onduleur. Cette cellule est élaborée à partir d'interrupteurs commandables trois segments réversibles en courant. Ces interrupteurs peuvent être constitués par des composants semi-conducteurs tels que les thyristors, GTO, IGCT, IGBT et diodes montées en anti-parallèle (*cependant le composant IGBT est le composant le plus répandu dans les structures réelles – ce qui explique le symbole de l'IGBT sur les figures de ce chapitre*).

1.1.C.2 La modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion consiste en l'application, sur les interrupteurs, de signaux de commande de largeurs variables mais de période constante [Ber03]. En faisant varier le rapport cyclique de la commande dans le temps, il est possible de faire varier l'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale de la tension U_s et du courant i_s dans un domaine de fonctionnement beaucoup plus large que dans le cas précédent (*Cf. figure 1.10.b*). Ce type de modulation permet également un filtrage plus aisé de la fondamentale dû aux harmoniques produites de fréquences élevées. De plus un choix judicieux de la valeur de la fréquence de découpage conduit à une facile « isolation » de l'onde fondamentale ainsi qu'à l'affranchissement de l'utilisation des théories complexes du signal en se plaçant loin de la limite imposée par le théorème de Shannon. Une des applications typiques est le pilotage de machines à vitesse variable à courant alternatif. Le schéma de principe de cette structure est alors donné sur la figure 1.10.a et représente un onduleur triphasé. Sur le schéma la source continue est un redresseur triphasé à diodes. Ce circuit intègre en entrée un filtre chargé

d'éliminer les harmoniques de courant et de tension issues de l'onduleur. Les tensions découpées par l'onduleur alimentent ensuite directement entre phases la machine M.

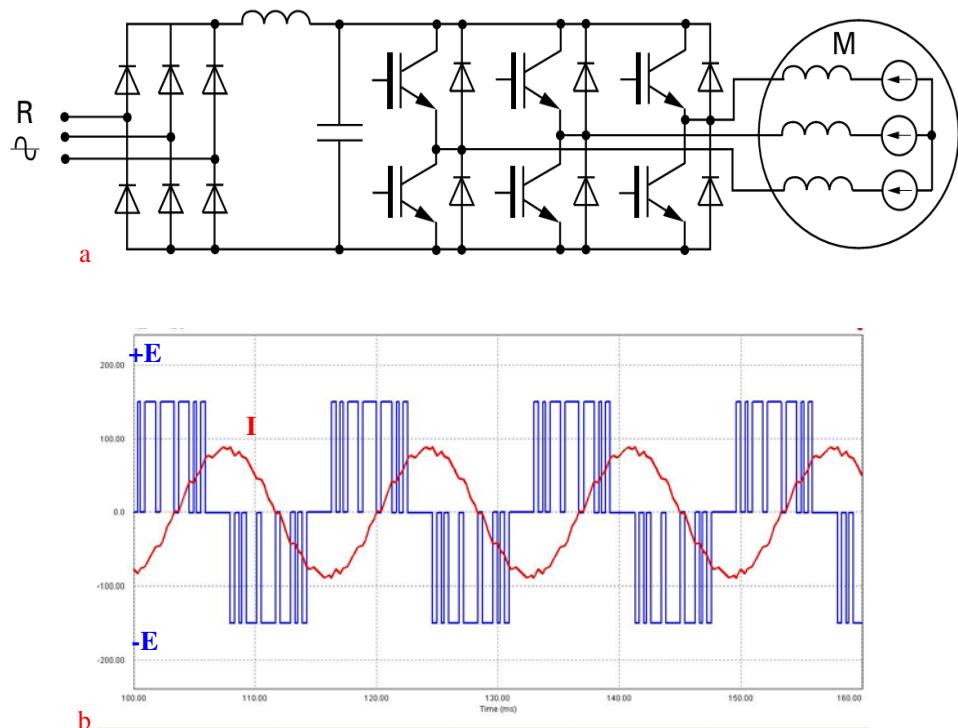


Figure 1.10: a) Schéma de principe d'un onduleur triphasé alimenté par redresseur ; b) Exemple de formes d'ondes d'une phase d'un onduleur triphasé sur charge RL.

Comme dans le cas de la modulation à rapport cyclique constant, la conversion du courant en sinusoïde peut s'effectuer sur plusieurs niveaux. C'est le cas des convertisseurs DC/AC multiniveaux. Grâce à la mise en cascade de plusieurs onduleurs, d'une configuration de commande astucieuse la sinusoïde du courant de sortie peut être reconstituée avec plus de précision. Ce type de structure offre le double avantage de dissocier clairement la fréquence de l'onde fondamentale de celle du premier harmonic (facilitant ainsi le filtrage de ce dernier) et de diminuer l'amplitude des harmoniques grâce à une plus faible amplitude des crénaux de tension de sortie U_s . Le principal inconvénient est la complexité du pilotage de tous les interrupteurs ainsi que le nombre élevé de composants nécessaires à l'élaboration de la structure.

1.1.D Le module de puissance : intégration hybride

L'intégration hybride est l'un des deux types d'intégration existant en électronique de puissance, avec l'intégration monolithique. Elle concerne plus particulièrement la gamme de

moyenne à forte puissance ; à savoir généralement des dispositifs dimensionnés pour des courants supérieurs à 50A (pouvant atteindre jusqu'à 3600A pour des convertisseurs à base de composants IGBT) et/ou des tensions supérieures à 600V (pouvant atteindre jusqu'à 6,5 kV pour des convertisseurs également à base de composant IGBT). L'intégration hybride se place par définition entre l'intégration type monolithique et l'assemblage discret. Elle consiste en l'élaboration et l'intégration, autour des dispositifs à semi-conducteur de puissance, de divers éléments de puissance parfois combinés à des systèmes de contrôle. Le module de puissance ainsi constitué est le résultat de multiples domaines telles que les sciences des matériaux, les sciences des polymères, le génie électrique ainsi que de considérations thermiques et de techniques d'assemblage. Il existe sous plusieurs configurations, de l'interrupteur élémentaire (Single version), du bras d'onduleur seul au convertisseur complet en passant par des configurations bidirectionnelles (Half-Bridge). Quoiqu'il en soit, la majorité des configurations voire toutes intègrent l'élément actif avec des diodes, le plus souvent placées en anti-parallèle.

En intégration hybride, peuvent être distinguées deux grandes familles de modules de puissance. L'une d'elle associe en son sein la fonction puissance avec un système basse tension destinée à la gestion de la commande, en passant par les systèmes de protection contre les courts-circuits, ou encore la détection de température limite du système [Mot04], [Iwa01], [Maj07], [Ber00b]. Cette famille de modules est appelée module de puissance intelligent (Intelligent Power Module). On comprend alors que l'isolation galvanique entre le circuit de puissance et le circuit basse tension devient un point essentiel dans ce type de module. Le contrôle de la température fait également office de point critique à cause du sur-échauffement possible de la partie analogique due à la dissipation importante d'énergie de la partie puissance. Néanmoins dans ce paragraphe, nous nous attarderons principalement sur la famille des modules de puissance dit standards (*Cf. figure 1.11*), et notamment sur leur constitution et élaboration, en s'appuyant sur quelques notions élémentaires de technologie. Il est généralement constitué d'une semelle sur laquelle est brasée un substrat isolant qui sert de support aux composants de puissance, le tout placé dans un encapsulant et un boîtier. Les détails de la réalisation sont décrits plus en aval dans le mémoire.

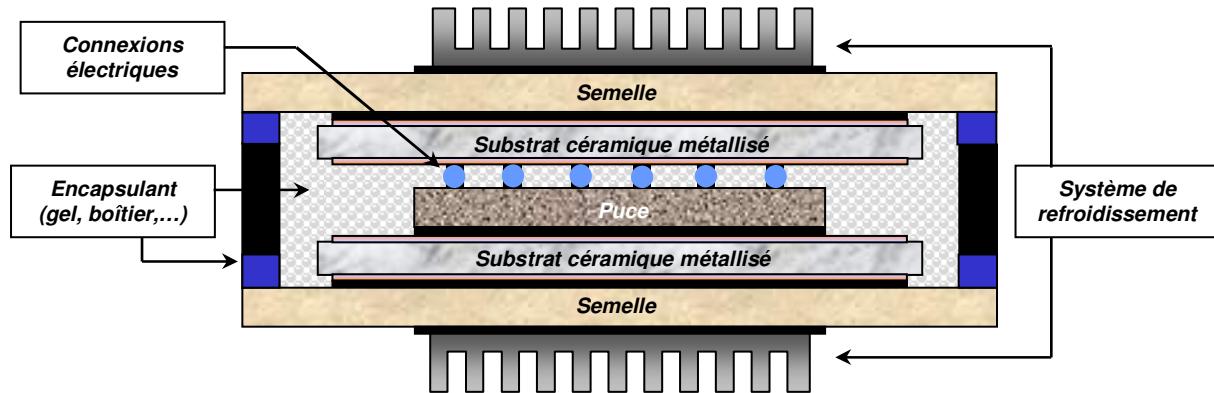


Figure 1.11: Coupe schématique d'un module de puissance.

1.1.D.1 La puce : cœur de la fonction interrupteur de puissance

Le semi-conducteur de puissance est le cœur du système électrique puisque le composant semi-conducteur joue le rôle d'interrupteur à proprement parlé. Les divers convertisseurs peuvent être à base de composants de type MOS de puissance (LDMOS, VDMOS, UMOS, CoolMOS), de composants IGBT ou pour les très fortes puissances de thyristors ou de GTO (Gate Turn-Off thyristors). Cependant de nos jours pour les applications moyennes puissances mais également fortes puissances (jusqu'à 6,12 MVA), les diverses fonctions sont réalisées le plus souvent par des modules de puissance à IGBT. En effet, comme nous le verrons dans le paragraphe 1.2, le composant IGBT est celui qui a su s'imposer de par sa fonctionnalité, ses performances et sa diversification en termes de gamme de puissance.

▪ ***La passivation***

Quel que soit le composant semi-conducteur utilisé dans un module de puissance, il doit subir un traitement de surface afin qu'il puisse être exploitable. La passivation est une étape indispensable et a pour rôle principal la protection diélectrique du composant. Elle protège également la puce des dégradations chimiques. Cette couche de passivation doit donc posséder une grande rigidité diélectrique (afin de supporter les champs électriques élevés) et une grande stabilité vis-à-vis des contraintes mécaniques, thermiques et électriques [Lec94]. Il existe deux types de passivation. La passivation dure qui est réalisée à haute température (650°C à 1000°C) et qui concerne plus particulièrement les composants montés dans des boîtiers non étanches tels que les boîtiers plastiques. La passivation tendre élaborée à partir de matériaux souples (silicones, résines, polyimides) qui sont polymérisés à des températures

inférieures ou aux alentours de 300°C. Elle est utilisée pour des composants montés dans des boîtiers étanches de types métalliques ou céramique-métal.

▪ *La métallisation*

La métallisation des puces est une étape incontournable [Bou02], [Imb02]. Elle prépare la puce à la prise de contact électrique en réalisant sur la surface du silicium des jonctions métal semi-conducteur faibles résistances, aussi appelées contacts ohmiques (*Cf. figure 1.12*). Cette étape peut être réalisée par diverses techniques dont le dépôt d'aluminium par évaporation sous vide, par dépôt chimique ou encore par technique de frittage.

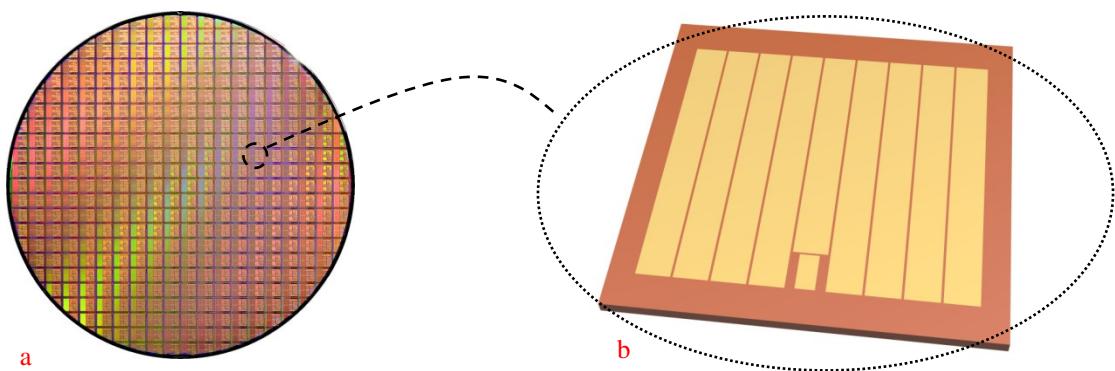


Figure 1.12: Métallisation de puces : a) Vue d'un wafer ; b) Vue d'une puce métallisée.

▪ *Les connexions électriques*

Différentes techniques existent afin de connecter électriquement la puce à son environnement électrique. Elles se font toutes à partir des métallisations réalisées par process technologique. Nous ne citerons dans ce paragraphe que les deux principaux modes de connexions.

En électronique de puissance la plus connue est sans doute la connexion par fil « eutectique » également plus communément appelé wire bonding (*Cf. figure 1.13*). Le soudage se fait par l'application d'une pression sur le fil avec un outil à ultrasons et entre matériaux de même type. Les files de bonding sont généralement en aluminium pur mixés avec des alliages tels que le silicium, le magnésium ou encore le nickel. L'épaisseur des files de bonding varie selon l'intensité du courant nécessaire à l'application et la longueur du file. Cependant elle reste comprise entre 300µm et 500µm de diamètre dans la plupart des cas d'applications usuels en électronique de puissance.

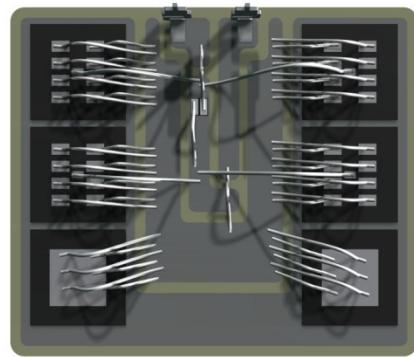


Figure 1.13: Connexion électrique puce/Substrat par wire bonding.

Un autre type de connexion plus récent est la technologie « bump » [Mer06], [Cas07]. À l'image du BGA (Ball Grid Array) utilisé en microélectronique, le « bump » de puissance consiste en un insert métallique entre deux pistes métalliques afin de constituer la connexion électrique (*Cf. figure 1.14*). Cet insert peut être de diverses géométries : sphériques et cylindriques pleins ou évidés au centre (« pipe »). En plus des raisons de gain en fiabilité (par rapport à du wire bonding), notamment concernant les aspects de déformations thermomécaniques [Sol07], le « bump » permet de créer des modules en 3D en permettant des connexions verticales. L'exemple du switch (interrupteur élémentaire) réalisé par le laboratoire PEARL-PRIMES montre une connexion électrique sur deux substrats superposés donnant la possibilité d'un refroidissement par double face.

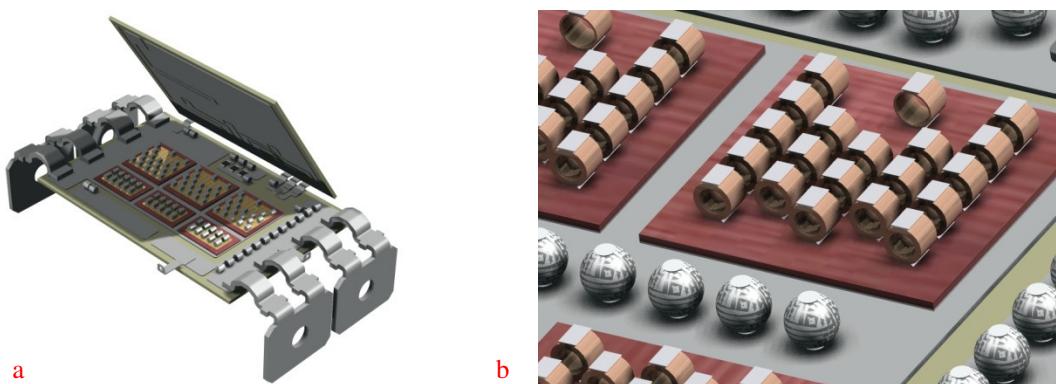


Figure 1.14: Connexion par technologie bump : a) Exemple du switch PEARL ; b) Bumps sphériques et cylindriques type « pipe ».

1.1.D.2 Brasure, encapsulation et refroidissement : généralités

- ***Le brasage***

La brasure est utilisée pour réaliser la soudure entre les substrats et la semelle, les composants et les substrats, les connectiques de puissance sur substrat, les inserts métalliques et les métallisations, ... (*Cf. figure 1.11*). Il existe plusieurs types de brasures (Au₈₀Sn₂₀, Pb_{92,5}Sn_{2,5}Ag_{2,5}, Sn_{96,5}Ag_{3,5}, Sn_{93,6}Ag_{4,7}Cu_{1,7}, Sn₆₂Pb₃₆Ag₂, ...) chacune différente avec leur température de fusion, avec ou sans plomb, eutectique ou non, On peut dénoter deux types de brasage [Lec94], [Clo04], [Dor03].

Le brasage tendre s'applique pour des brasures froides (à basse température de fusion entre 180°C et 450°C). Il est utilisé pour la soudure entre pièces de contact (semelle/substrat, substrat/connectiques de puissance par exemples) en cuivre nickelé et/ou métallisées nickel, argent ou or. L'épaisseur de la brasure peut varier de 50µm à une centaine de µm.

Le brasage dur se réalise à de plus hautes températures. Les brasures chaudes sont utilisées pour la soudure des puces sur les substrats ou pour les brasages des bumps de puissance. Ces brasures existent sous forme pâteuse/crème ou de feuilles très fines (préformes).

- ***L'encapsulation***

Le terme d'encapsulation englobe à la fois l'aspect boîtier du module mais également l'aspect de gel silicone nécessaire dans un module de puissance.

Le gel silicone : l'encapsulant recouvre les composants et leurs substrats, les connexions électriques (wire bonding ou insert métallique), une partie de la semelle, ainsi qu'une partie des connectiques de puissance (*Cf. figure 1.15*). Il peut être de plusieurs natures différentes (époxy, parylène, silicone, polyimide, ...). Cependant, il a pour rôle d'empêcher les décharges électriques de l'assemblage mais doit également protéger celui-ci contre tout environnement agressif (humidité et toute sorte de pollution) [Bre02], [Won89]. Dans la majorité des modules, on trouvera un gel silicone en tant qu'encapsulant. Il doit alors présenter, en plus de ce qui a déjà été cité précédemment, une grande pureté, d'excellentes propriétés électriques (isolation électrique entre les électrodes) et mécaniques mais également thermiques, une parfaite adhésion et étanchéité et, enfin, une facilité de mise en place lors du process technologique.

Le boîtier : le boîtier fait partie de l'encapsulation. Il réalise le packaging extérieur du module de puissance (*Cf. figure 1.15*). Il en existe de plusieurs types : plastiques, métalliques, céramique-métal à simple ou double refroidissement. On peut également trouver deux

principales technologies de packaging : la technologie standard évoquée dans ce paragraphe et la technologie « press pack » dont nous ne parlerons pas. Celle-ci est généralement plus coûteuse, plus complexe dans la réalisation et plus souvent utilisée pour le packaging de très forte puissance de l'ordre de quelques kV et kA (IGCT, GTO, diode, IGBT).

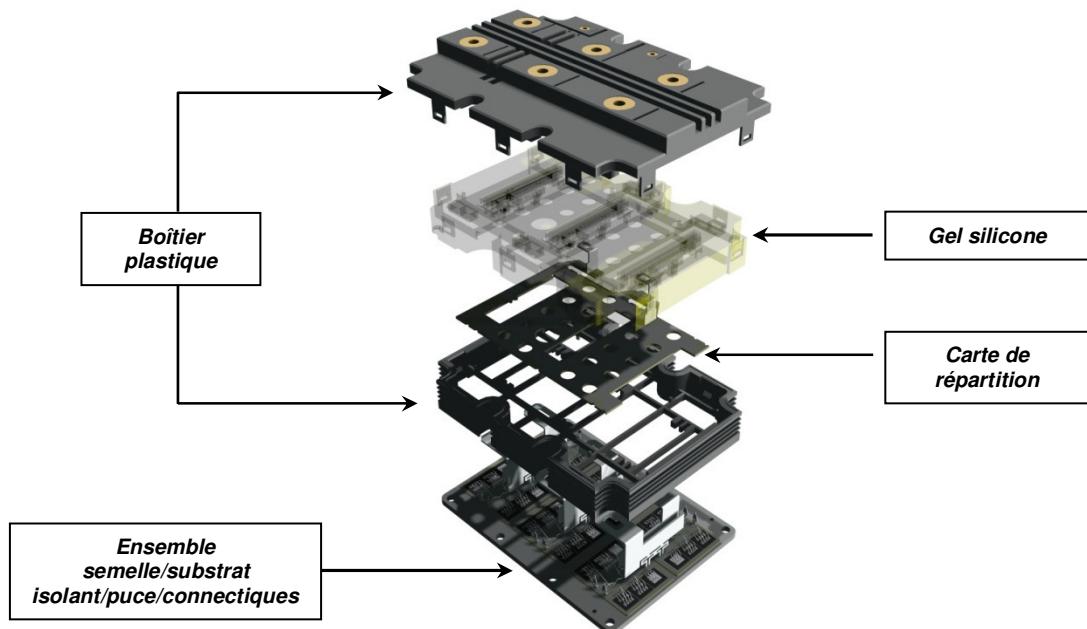


Figure 1.15: Vue éclatée d'un module de puissance standard.

▪ **Le refroidissement**

La dissipation d'énergie par les composants actifs au sein du module de puissance crée de la chaleur. Les pertes électriques générées sont généralement trop importantes par rapport au volume et à la surface d'échange du dispositif pour pouvoir abaisser la température par des moyens naturels à l'air libre. Si la chaleur n'est pas évacuée, la température du système risque de s'élever à des niveaux tels que le bon fonctionnement du dispositif n'est plus garanti. La température trop importante impacte également la fiabilité du système par la création et l'accélération de certains modes de défaillances : dégradation des performances électriques, vieillissement accéléré, emballement thermique, destruction des composants. Pour y remédier, il existe plusieurs systèmes de refroidissement. On peut les différencier selon trois grandes familles : les systèmes à air, les systèmes avec circulation de fluide, et les systèmes à immersion.

Afin d'illustrer et de donner quelques exemples sans entrer dans l'explication de leur fonctionnement et sans pour autant constituer une liste exhaustive, nous pouvons citer les systèmes les plus répandus et utilisés en électronique de puissance (Cf. figure 1.16). Ainsi

dans les systèmes à air nous pouvons faire référence aux radiateurs à ailettes ou aux panneaux à air qui regroupent plusieurs convertisseurs sur une même surface. Avec une surface d'échange adéquate, la dissipation de chaleur se fait par convection naturelle ou forcée. Plus performante en termes d'évacuation calorifique, les systèmes à fluide sont utilisés lorsque l'échange à l'air libre n'est plus suffisant pour réduire la température du dispositif. Parmi cette famille nous pouvons citer les plaques à eau souvent utilisées dans le domaine ferroviaire. Lorsque les puissances mises en jeu deviennent très importantes, il est également possible de mettre directement en contact le fluide caloporteur et le module de puissance. Dans ce dernier cas, le fluide utilisé est isolant électrique avec une grande résistivité et rigidité diélectrique. Ce type de fluide est également utilisé dans les systèmes à immersion qui ne sont plus répandus de nos jours. Enfin il faut citer les systèmes à changement de phase tels que les systèmes à caloducs et les CPL (Capillary Pump Loop) [Los08].

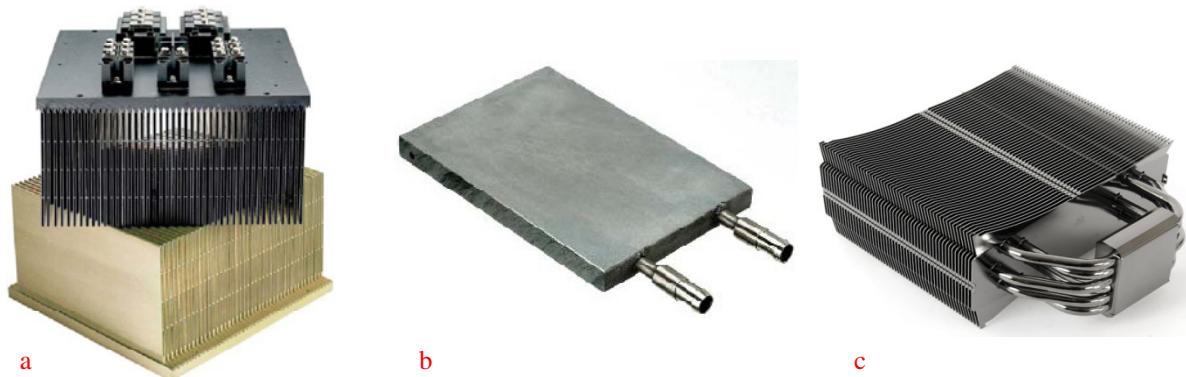


Figure 1.16: Exemple de système de refroidissement : a) Radiateur ; b) Plaque à eau ; c) Caloduc.

1.2 État de l'art de la structure IGBT

Depuis l'avènement du composant IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), vers le milieu des années 80, on peut remarquer la prépondérance de son utilisation dans la conception des convertisseurs de puissance, vis-à-vis de ses concurrents tels que le GTO (Gate Turn-Off), le thyristor ou le MOSFET de puissance. En effet, l'IGBT est utilisable sur une large gamme de tension (600V à 6,5kV) et de courant (10A à 3600A) pour une gamme de fréquence également étendue (10^2 à 10^4 Hz) (Cf. figure 1.17).

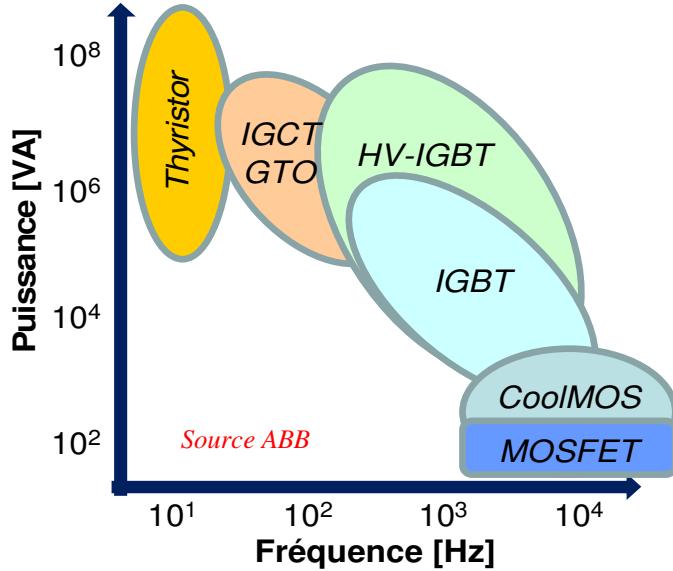


Figure 1.17: Gamme d'application des divers composants en fréquence et en puissance apparente.

Les convertisseurs à IGBT offrent les avantages suivants : dimension plus réduite, stabilité électrothermique du composant, commande en tension et un bon compromis chute de tension/vitesse de commutation. Il existe plusieurs structures d'IGBT dans la littérature, chacune offrant des performances électriques différentes. Suivant leur « composition structurale », les dispositifs IGBT offrent des comportements différents d'un point de vue « physique ». Ce paragraphe présente de façon générale les principes de fonctionnement du composant ainsi que des différentes structures, et donne une indication sur l'orientation du choix technologique du composant pour le projet ModErNe.

1.2.A Le composant IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Les transistors IGBT sont des dispositifs mixtes dont la structure résulte d'un « mariage » entre celles d'un transistor à effet de champ (MOSFET) et d'un transistor bipolaire (BJT) [Let02]. De façon plus rigoureuse, il serait plus approprié de parler d'une utilisation mixte de l'effet bipolaire (BJT) et de l'effet unipolaire (MOSFET) [Let99]. Il est possible de remarquer que la structure de l'IGBT classique de type planar (*Cf figure 1.18*) dérive de celle du transistor MOS de puissance par substitution d'un émetteur P à la région N⁺ de drain. Cet émetteur a pour fonction d'injecter dans la région faiblement dopée N⁻ des porteurs minoritaires (trous) afin d'assurer, dans l'état passant, la modulation de conductivité qui fait défaut aux composants MOS. Ainsi peuvent être conjuguées, dans certaines limites, des qualités complémentaires des transistors MOS (commande « isolée » en tension, stabilité

électrothermique entre cellules élémentaires) et des transistors bipolaires (injection de deux types de porteurs, modulation de conductivité, « bon compromis » entre tension bloquée et courant passant). Ainsi le composant IGBT relaie les composants MOS dans les domaines de fortes tensions (gamme des kilovolts) et permet de les remplacer avantageusement. La technologie des IGBT reste étroitement liée à celle des transistors MOS de puissance ; notamment, la configuration géométrique multicellulaire. Les plus forts calibres en courant (gamme des kilo ampères) sont obtenus par mise en parallèle de plusieurs puces IGBT, sous forme de modules.

1.2.A.1 Principe de fonctionnement des IGBT

Le schéma de la structure typique, d'un composant IGBT multicellulaire à canal N, est représenté figure 1.18.a. Pour les applications proprement dites de puissance (conversion d'énergie), les IGBT conservent la disposition générale verticale des composants VMOS (Vertical MOS) [Let02]. L'IGBT est commandé par une tension à l'image du transistor MOSFET. Dans la structure de la figure 1.18 on peut reconnaître l'imbrication d'un transistor bipolaire « principal » PNP commandé par le MOSFET et d'un transistor parasite NPN, monté en thyristor avec le transistor bipolaire PNP.

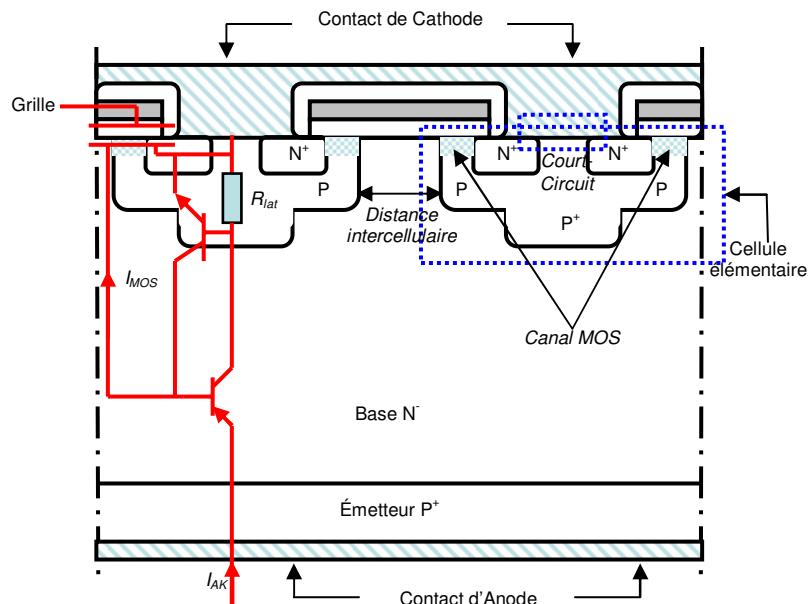


Figure 1.18: Schéma d'un IGBT multicellulaire de type NPT avec superposition de son circuit électrique équivalent.

La région N⁻ large et peu dopée est destinée à supporter la charge d'espace de la jonction bloquante (constituée, sous polarisation directe, par les jonctions des caissons P). Cette zone large est commune aux deux transistors PNP et NPN : cette région joue le rôle de zone de drain pour le transistor MOS (plus précisément de zone de « drift ») et constitue (seule, dans le cas du Non-Punch-Through, ou associée à une couche tampon, dans le cas du Punch-Through) la base du transistor bipolaire.

Cette base faiblement dopée est donc nécessaire pour supporter des tensions importantes à l'état bloqué ; mais elle contribue également à l'augmentation de la résistance du composant à l'état passant. L'adjonction d'un émetteur P (jonction P⁺N⁻) participe à la réduction de cette résistance à l'état passant. En effet, l'émetteur P a pour rôle d'injecter des porteurs minoritaires (trous) dans la zone épaisse du composant. Cela conduit à créer un régime de forte injection (autant d'électrons que de trous) dans la région Quasi-Neutre N⁻ qui réduit de façon significative la chute de tension dans la zone de base en raison de la modulation de conductivité.

En contrepartie, ce processus (forte injection) implique l'augmentation de la durée de blocage de la structure. Ceci est la conséquence directe du temps nécessaire à l'évacuation des porteurs stockés dans la base par diffusion dans un premier temps et par recombinaison dans un deuxième temps. Ainsi, pour des raisons qui tiennent au contrôle de l'injection des charges (gain du transistor bipolaire), l'émetteur P est mince et peu dopé dans les structures NPT (Non-Punch-Through), au contraire d'épaisseur supérieure et fortement dopé dans les structures PT (Punch-Through). Ces structures IGBT sont décrites plus amplement dans un paragraphe ultérieur 1.2.B.

On peut donc remarquer que le courant total statique dans l'IGBT peut être partagé en deux principales parties. Un courant d'électrons (I_{MOS}) traversant le canal et un courant de trous (I_{PNP}) injectés par le substrat P⁺ (anode).

Au final on s'aperçoit alors qu'il existe un compromis à réaliser entre la chute de tension à l'état passant et la vitesse de commutation du dispositif comme dans l'ensemble des composants de puissance bipolaires.

1.2.A.2 Inconvénients intrinsèques des IGBTs

▪ Queue de courant

Une importante caractéristique de l'IGBT est celle liée à sa capacité de coupure du courant qui le traverse. Le blocage de l'IGBT (à canal N) s'effectue par l'annulation ou la polarisation

négative de sa grille par rapport à sa source. Tant que le courant passe dans le MOSFET interne, le canal de ce dernier contrôle la caractéristique de sortie de l'IGBT. Quand la tension grille-source passe au dessous de la tension de seuil de la structure MOSFET, le canal disparaît, et supprime ainsi le courant d'électrons. Après l'annulation du courant de la partie MOS, le courant total dans l'IGBT continue à décroître tant que des charges restent stockées dans la base N⁻ : c'est le phénomène de la queue de courant.

La rapidité de fonctionnement de l'IGBT est tributaire de cette queue de courant. La réduction du gain du transistor PNP entraîne une évacuation plus rapide de la charge stockée et une base moins modulée (donc une chute de tension plus importante).

En conséquence un compromis doit être fait quant à la rapidité et les pertes en conduction du composant IGBT.

▪ Déclenchement parasite ou « latch-up »

Le phénomène de latch-up correspond au déclenchement du thyristor parasite de la structure. Ce dernier est fortement lié à la concentration moyenne du caisson P/P⁺ qui fixe la valeur d'une résistance latérale nommée ici R_{lat} [Azz97] (*Cf. figure 1.18*). Les chemins utilisés par les trous injectés dans la zone faiblement dopée N⁻ sont cruciaux pour la bonne marche de l'IGBT. Normalement les trous se déplacent verticalement (en ligne droite) directement vers la métallisation de l'émetteur (*Cf. figure 1.19.a*). Cependant la plupart de ces trous sont attirés par la proximité de la zone d'inversion (canal MOS) dont la charge spatiale est négative. Il en résulte une composante de courant de trous se déplaçant latéralement dans la zone de diffusion P. Cette composante provoque une chute de tension latérale due à la résistance de la zone de diffusion P (R_{lat}). Cette chute de tension peut provoquer la mise en conduction de l'émetteur du transistor NPN et donc de la mise en conduction du transistor parasite. Si cela se produit, les deux transistors, NPN et PNP seront conducteurs simultanément et le thyristor composé de ces deux transistors sera mis en conduction, provoquant le latch-up de l'IGBT. Pour un IGBT donné avec une géométrie spécifiée, il existe un courant critique au-delà duquel la chute de tension latérale sera suffisante pour activer le thyristor [Bon03]. Les données du fabricant spécifient un courant maximal I_{CM} pouvant circuler dans l'IGBT. Il existe une tension V_{GE} correspondante pour laquelle on peut assurer que ce courant ne sera jamais atteint.

Ce déclenchement entraîne la perte de contrôle de l'IGBT ; il est en effet, dans ce mode de fonctionnement, impossible de contrôler le courant dans l'IGBT par la grille. Si le latch-up

n'est pas terminé dans des délais très brefs, l'IGBT sera détruit par dissipation excessive de puissance. Le phénomène de latch-up peut survenir quand l'IGBT est en fonctionnement statique ou dynamique. Certains paramètres en particulier ont une influence sur le niveau de déclenchement de cet effet parasite et sont : la valeur du dopage du caisson P/P⁺, le nombre de cellules mises en parallèle et la température.

Néanmoins, de nos jours, pour les IGBT modernes le problème de latch-up est complètement résolu par des moyens de conception. Ce phénomène n'apparaîtra qu'après la valeur du courant limite indiqué, si on ne dépasse pas la tension maximale grille-émetteur admise.

1.2.B Les différentes structures d'IGBT

Il existe plusieurs « types » de composants IGBT, qui selon leurs structures, ont des comportements physiques et performances électriques différents.

Il faut avant tout distinguer deux technologies de conception « fondamentales » qui sont la technologie dite « planar » et la technologie dite « trench ». Une différence majeure existe, au niveau de la grille de commande, entre ces deux composants et influe de façon fondamentale sur le comportement électrique du dispositif.

1.2.B.1 La structure Planar

La technologie est dite planar ou « latérale » faisant référence à son canal MOS qui est latéral/horizontal (*Cf. figure 1.19.a*). Dans cette technologie on pourra référencer les structures suivantes : NPT pour « Non Punch Through », PT pour « Punch Through », et plus récemment SPT pour « Soft Punch Through ».

La structure NPT est la structure « basique » d'un IGBT. Afin d'obtenir les autres structures (PT et SPT), le principe est de partir de la structure NPT (*Cf. figure 1.18 & 1.19.a*) classique à laquelle on aura ajouté une couche que l'on appelle buffer ou tampon.

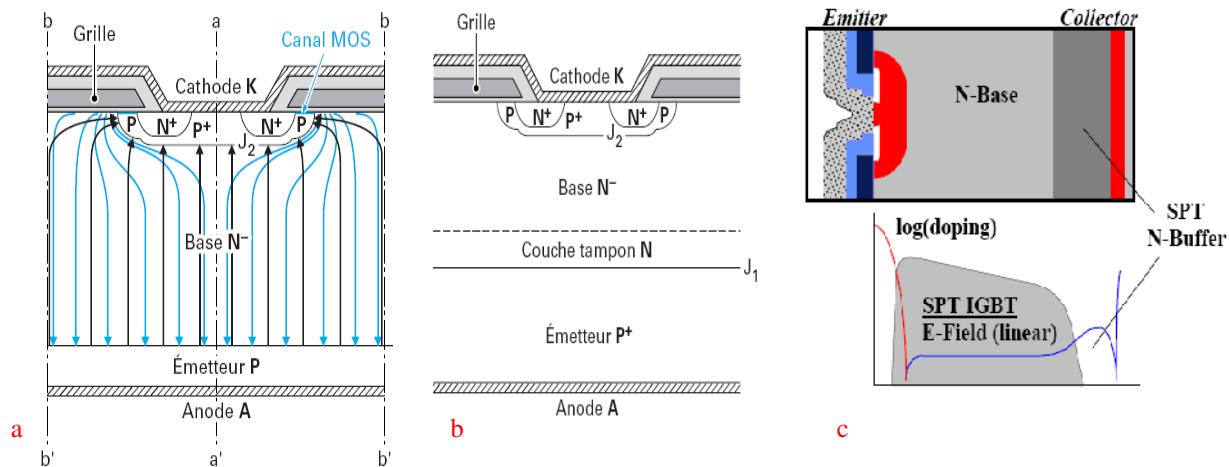


Figure 1.19: Représentation des différentes structures planar : a) NPT ; b) PT ; c) SPT.

▪ Principe de la structure PT Planar

L'ajout d'une couche tampon (*Cf. figure 1.19.b*) permet d'optimiser l'épaisseur de l'épitaxie N⁻, qui est responsable en partie, de la tenue en tension et de la valeur de la chute de tension à l'état passant [Let02]. De plus, la présence de la couche tampon N permet de rendre le profil du champ électrique trapézoïdal (*Cf. figure 1.20*).

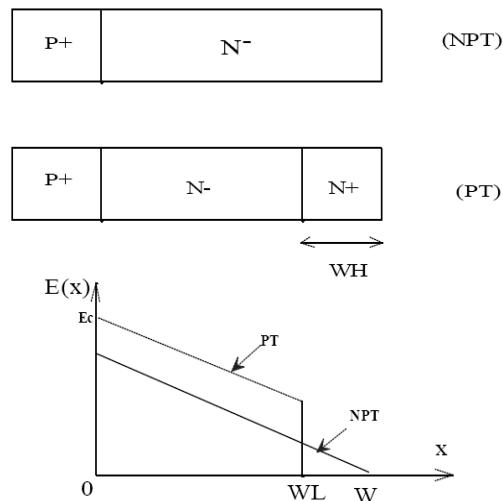


Figure 1.20: Profils du champ électrique au sein des composants NPT et PT pour une même tension appliquée.

Par conséquent pour une tension de claquage donnée de la jonction P⁺/N⁻ de l'IGBT, il est nécessaire d'utiliser une épaisseur de couche N⁻ plus grande pour une structure NPT que pour une structure PT. L'utilisation d'une couche tampon permet de réduire l'efficacité d'injection de l'émetteur du transistor PNP et permet donc de réduire son gain en courant.

De ce fait, on obtient une modulation moins importante de la résistance de base et le phénomène de conduction est alors assuré principalement par les électrons. La charge stockée dans la base large se trouve alors moins importante que dans le cas d'une structure NPT, ce qui implique une évacuation plus rapide des porteurs lors de la phase d'ouverture du composant (ou blocage).

Plus récente, la structure Soft-Punch-Through [Rah06a] présente le même principe de fonctionnement qu'une structure PT. Outre les avantages offerts par ce type de structure, comme le profil du champ électrique ou la réduction de la résistance R_{ON} (par la réduction de l'épaisseur de la base), sa couche tampon est dopée de façon graduelle comme le montre la figure 1.19.c. Néanmoins, le principe du SPT met surtout en avant une optimisation du profil de dopage du buffer qui permet, au composant, d'avoir une commutation plus douce à l'ouverture. Cela permet alors de limiter les EMI (Electro Magnetic Interference) provoqués lors des commutations dures à fort di/dt et dv/dt .

1.2.B.2 La structure Trench

La particularité de cette technologie réside en la conception de la grille de commande du MOS, qui est devenue, par rapport à la structure planar, verticale et « enterrée » (*Cf. figure 1.21.a*). De ce fait, les flux de courants au sein du composant deviennent totalement verticaux et adoptent donc des trajectoires optimisées au fonctionnement du dispositif (*Cf. figure 1.21.b*).

▪ **Principe de fonctionnement**

La réalisation des tranchées se fait grâce à la technologie RIE (Reactive Ion Etching) et a été appliquée en premier pour des dispositifs MOS [Bro80]. L'utilisation d'une structure de grille en « U » (UMOS) a permis d'améliorer les performances du composant, par rapport à un DMOS [Bal96]. Par cette technique, il a été possible de réduire le R_{ON} grâce à l'élimination de la résistance de JFET (*Cf figure 1.21.c*) et à une plus grande densité de courant dans le canal MOS.

Dans un IGBT, la chute de tension due à la partie MOS du composant ne représente qu'une petite portion de la tension totale à l'état passant, quand la durée de vie des porteurs, dans la région de drift de la base large, est grande. Dans ces dispositifs, le courant de trous est beaucoup plus important que le courant d'électrons à cause du fort gain en courant du

transistor PNP. Cependant, lorsque l'on souhaite atteindre des vitesses de commutation plus grandes, grâce au contrôle de la durée de vie des porteurs, le gain en courant du transistor bipolaire est réduit. Ainsi, la proportion s'inverse, et le courant de collecteur provient essentiellement du canal MOS. En conséquence, il devient important de réduire la résistance au passage du flux d'électrons afin de réduire la chute de tension à l'état passant.

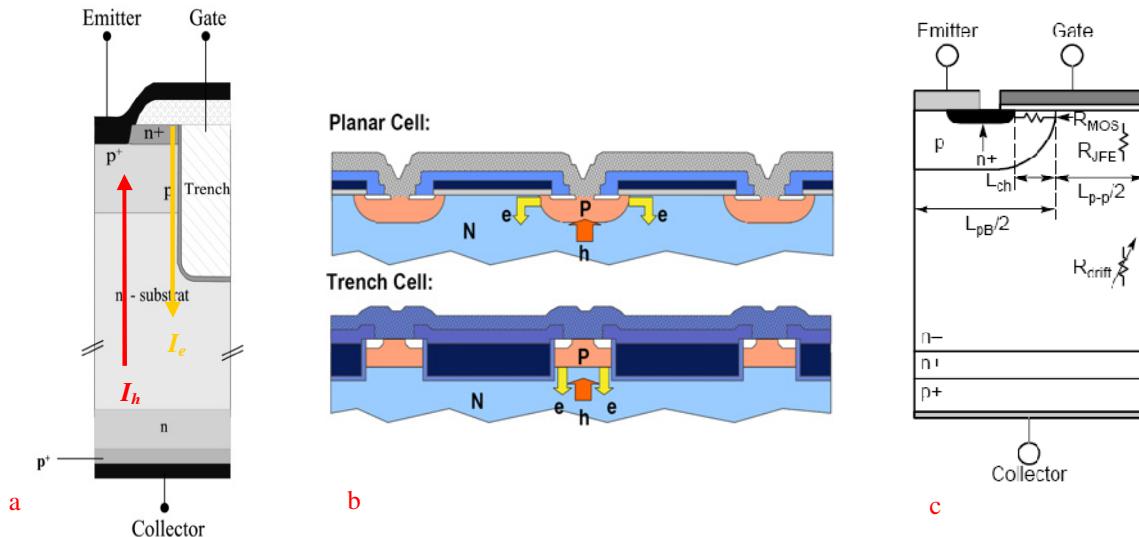


Figure 1.21: Représentation : a) d'une structure Trench avec couche tampon ; b) des flux de courant dans une structure planar et trench ; c) des résistances dans une structure planar.

Par l'utilisation d'une grille en tranchée, les flux de courants deviennent verticaux, comme représentés sur la figure 1.21.a et 1.21.b, aboutissant ainsi l'élimination de la résistance de JFET ou résistance de la couche d'accumulation. De plus, comparé à une structure latérale, la topologie à tranchée permet d'augmenter la densité de courant dans le canal. Il en résulte alors de meilleures performances électriques à l'état passant.

Concernant le niveau de courant de latch-up, celui-ci se trouve être de valeur bien supérieure à celle présentée par les structures classiques type planar. En effet, l'amélioration de la trajectoire des flux de trous, au sein du composant, ainsi que la dimension plus réduite des caissons amènent une réduction de la résistance de latch-up.

▪ Structure Trench Field Stop

On peut également appliquer le « principe de la couche d'arrêt » à une structure trench classique [Mil03]. Partant du même principe que pour la structure PT planar, on obtient alors la structure Trench Field Stop représentée figure 1.22. Elle présente alors les avantages d'une

base plus fine, d'un profil de champ interne de forme trapézoïdal ainsi qu'une réduction plus accrue des pertes en conduction.

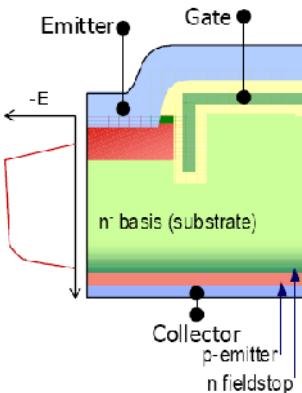


Figure 1.22: IGBT Trench Field Stop avec représentation du profil du champ électrique.

1.2.B.3 Les structures les plus récentes

Les structures IGBT jusqu'ici présentées, qu'elles soient en tranchée ou de type planar, sont toutes composées classiquement de couches intercalées N⁺, P/P⁺, N⁻, N⁺ (si buffer layer), et P⁺. Dans la course à la réduction des pertes, certaines structures dites « avancées » bénéficient de cellules supplémentaires, diffusées ou enterrées, généralement de type N⁺ pour des composants à canal N.

Le composant IGBT CSTBT (Carrier-Stored Trench-Gate Bipolar Transistor) [Maj07] est une structure à tranchée qui possède une couche enterrée N⁺ entre le caisson P/P⁺ et la base large N⁻ (*Cf. figure 1.23*). Plus dopée que la base N⁻, cette couche (Carrier Stored layer) a pour but la réduction de la tension de déchet à l'état passant.

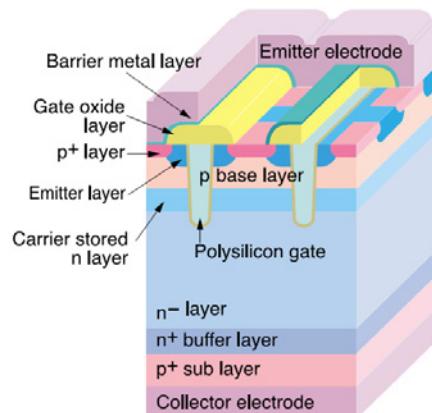


Figure 1.23: Coupe du Trench CSTBT Light Punch Through.

Les électrons injectés depuis le canal du MOS diffusent aisément dans cette couche et permet un ajustement simple de la résistivité. De plus, la présence de la barrière formée par la jonction P^+N^+ rend difficile la diffusion des trous injectés par l'anode à travers le caisson P/P^+ . Cela a pour effet de créer une accumulation de charges et de remplir les conditions de neutralité électronique du côté de la cathode. La conséquence directe est la réduction de la tension de saturation. Ce principe n'est pas exclusif aux structures à tranchée et peut également être appliquée aux composants planar.

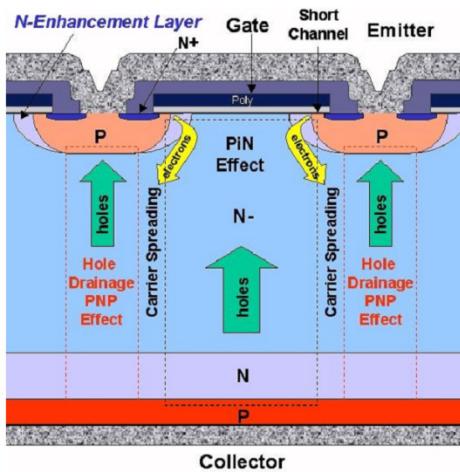


Figure 1.24: Vue en coupe du composant EP-IGBT.

De même que la structure à tranchée, les Enhanced-Planar IGBT [Rah06b] sont dotés d'une couche légèrement dopée de type N qui entoure complètement, ou partiellement, les caissons P/P^+ . Cette cellule améliore la diffusion des électrons au sein du composant et empêche les trous d'accéder à la couche P. Le rajout d'une diffusion N autour des caissons aide, dans le cas d'un composant planar, à la réduction de la résistance de JFET. On renforce alors ce qu'on appelle le PiN Effect qui consiste en l'accumulation de charges du côté de l'émetteur. Il a été montré cependant que selon le dopage de cette couche supplémentaire et si celle-ci enveloppe totalement ou partiellement les caissons P, le composant voit sa tenue en tension et son $V_{ce_{sat}}$ varier. Plus la couche N sera dopée, plus le PiN Effect sera effectif et plus la tension de déchet sera donc faible. Concernant l'enveloppe, l'optimum est obtenu pour une diffusion uniquement latérale (*Cf. figure 1.24*) de la « N-Enhancement layer » et cela dans le but de ne pas dégrader la tenue en tension de l'IGBT.

Il est cependant évident que ce type de composant (à tranchée ou planar) nécessite une ou des étapes technologiques supplémentaires à la fabrication « d'Enhanced » IGBT. Il existe depuis une dizaine d'années maintenant des composants à tranchées exploitant un phénomène identique au PiN Effect décrit précédemment. Pour ces composants trench on parle plus couramment de IE (Injection Enhanced) effect et existe cette fois-ci sans ajout de couche diffusée. Cet IGBT prend alors l'appellation d'IEGT (Injection-Enhanced Gate Transistor). Grâce à une configuration géométrique particulière de la grille enterrée de l'IGBT, les concepteurs de composants sont parvenus à produire une accumulation de charge au niveau de la cathode (émetteur). Cette zone plasma participe alors grandement à la réduction des pertes ON sans pour autant dégrader les performances en dynamique du composant. Ce point est plus amplement développé au chapitre 3.

1.2.B.4 Synthèse des différentes structures IGBT

Nous avons vu les différentes structures d'IGBT que nous pouvons recenser dans la littérature aujourd'hui. Ci-dessous un tableau qui regroupe les principaux avantages des dernières structures par rapport à un composant NPT classique pris comme référent.

Technologie Planar		Technologie Trench
Structure Punch Through	Structure Soft Punch Through	Structure Trench Field Stop
<ul style="list-style-type: none"> - Répartition du champ électrique de forme trapézoïdale au sein du composant. - Réduction de l'épaisseur de la base large faiblement dopée N. => réduction de la R_{ON} pour une tension donnée. - Réduction de l'efficacité d'injection de l'émetteur. => réduction de la durée du blocage à l'ouverture lors de la commutation. 	<ul style="list-style-type: none"> - Faibles pertes en conduction. => due principalement à la réduction de l'épaisseur de la base. - Commutation plus douce => grâce au buffer layer et au principe du SPT : moins de EMI (Electro Magnetic Interference). 	<ul style="list-style-type: none"> - Plus grande densification des cellules. - Plus grande densité de courant par puce. - Plus faible sensibilité au phénomène parasite de latch-up. - Plus faible chute de tension à l'état passant. - Réduction de l'épaisseur de la base large faiblement dopée N. => réduction de la R_{ON} pour une tension donnée.

Tableau 1.1: Récapitulatif des avantages des structures PT, SPT et Trench FS par rapport au NPT.

En plus du tableau 1.1 dressé ci-dessus il est possible de faire quelques remarques supplémentaires. En effet, de part sa composition structurale, le l'IGBT PT est dit « asymétrique » et présente une tenue en tension inverse inférieure à celle d'une structure NPT. Les régions fortement dopées de part et d'autre de la base ne permettent pas, lorsque

polarisé en inverse, l'extension de la zone de charge d'espace nécessaire au support de la tension inverse. Du point de vue thermique, le composant PT est plus sensible que le composant NPT et présente une plus grande variation, avec la température, de son « courant de queue » [Cal94] et donc de ses pertes en commutation. De plus, les structures PT présentent potentiellement un coefficient de température négatif [Yun00], qui impose de grande difficulté à une éventuelle mise en parallèle des composants. Plus récent, le composant SPT présente des pertes en conduction plus faibles qu'une structure planar PT classique, grâce : à une épaisseur de composant réduite, une couche tampon optimisée en terme de dopage et de profondeur, ainsi qu'à une amélioration du profil de porteurs à la cathode. Enfin, la structure à grille verticale (trench) dans toutes ses déclinaisons possibles, combinée au principe de la couche tampon, permet donc de réduire de façon significative les pertes ON par rapport à une structure planar classique. Hormis les aspects particuliers du champ électrique (répartition) au sein du composant et de la réduction de l'épaisseur de base, la couche tampon permet de réduire l'efficacité d'injection de l'émetteur. Cela se traduit par une vitesse de commutation plus élevée, car il y a moins de porteurs à évacuer lors de la phase d'ouverture. [Wol04] montre que le Trench offre une plus grande stabilité thermique et un coefficient de température positif. Comparée à une structure NPT, le TrenchStop offre de meilleures performances électriques, tant en conduction qu'en commutation (pour des fréquences de commutation allant jusqu'à 16 kHz et pour un composant calibré 600V), ainsi qu'un meilleur comportement EMI. Il présente, de plus les mêmes capacités en terme de robustesse [Mil03] qu'une structure NPT.

Enfin il est possible de définir les tendances générales d'amélioration des composants qui vont vers les points suivants :

- Réduction de la taille des composants,
- Réduction des pertes en conduction pour les mêmes pertes en commutation ([Rah06c], [Rah06b]) ou une réduction des pertes off pour une même tension de saturation [Bäß06],
- Augmentation de la densité de courant par puce,
- Augmentation de la température de jonction limite de fonctionnement.

1.3 Étude préliminaire : choix des composants pour le programme ModErNe

D'un point de vue plus pratique, cette partie fait suite à l'étude bibliographique sur les différentes structures et technologie d'IGBT. Lié au projet ModErNe (Modular Electrical Network), l'objectif de cette partie est de dégager une sélection de composants qui conviennent aux applications aéronautiques. Cette sélection est argumentée à l'aide d'explications techniques, que l'on peut retrouver dans la littérature, et de résultats obtenus à l'aide de calculs préliminaires. Ces choix sont également tributaires des données disponibles et fournis par les fabricants au début de la thèse (2006), telles que le nombre de fondeurs, la possibilité de collaboration ou non avec ces derniers, ainsi que les disponibilités des composants désirés.

1.3.A Le cahier des charges

Dans le cadre du projet ModErNe, il est prévu la réalisation de trois convertisseurs de puissance de 2 kW, 20 kW et de 60 kW fonctionnant à des régimes différents, avec comme postulat l'utilisation de composants IGBT et de diodes tout silicium.

Les spécifications sont les suivantes :

- Calibre en tension : 1200V.
- Calibre en courant : 7A rms (2 kW).
 - 100A rms (20 kW).
 - 300A rms (60 kW).
- Gamme de température de fonctionnement : - 55 °C < T° < + 150 °C.
- Température de survie basse et haute : - 63 °C et + 110 °C.
- Rendement au moins égal à 94 %.
- Fréquence de commutation de 20 kHz.
- Volume total maximum du module : 20 000 cm³.

1.3.B Prospection et choix technologique

1.3.B.1 Les disponibilités du marché

Les principaux constructeurs et fondeurs de composants (Infineon, IR, IXYS, Sirectifier, Dynex, ABB, EUPEC, Fuji, Hitachi, Toshiba, Mitsubishi, Semikron, Tyco Electronic) ont été sondés et les différents types de composants répertoriés. On peut retrouver dans le tableau 1.2 les dispositifs IGBT et diode qui semblaient intéressant et correspondant au cahier des charges (niveau de tension et de courant). Ils sont classés par technologie. D'autre part, nous avons concentré nos recherches sur la disponibilité sur le marché de puce nues sous forme de wafer ou « waffle pack ». L'objectif de la thèse, par la suite, étant d'analyser et de caractériser le comportement « intrinsèque » du composant. Pour cela il ne nous est pas paru judicieux de se servir de pack IGBT issu du commerce.

Les températures indiquées dans le tableau 1.2 correspondent aux températures de fonctionnements spécifiées dans les datasheets. La colonne des courants correspond au calibre en courant maximum proposé (à 25°C) par le fabricant. De cette façon, par rapport à nos applications, il est possible de donner une estimation du nombre de puces minimum nécessaire afin de pouvoir tenir les spécifications. De manière générale, afin d'obtenir un bon fonctionnement de l'ensemble, on estime que le module doit pouvoir transiter, au minimum, deux à trois fois le courant crête nécessaire à l'application. Ainsi, on peut remarquer que quelque soit le composant, il semble nécessaire d'utiliser au minimum deux puces IGBT en parallèle pour le module de 20 kW. Ceci constitue une première indication pour l'orientation de la conception des modules de puissance pour l'aéronautique. Concernant le module 2 kW (non présenté dans le tableau), il existe sur le marché des composants de calibre suffisant afin de pouvoir réaliser des modules comportant une seule puce et cela, quelle que soit la technologie choisie.

	<i>Technologie</i>	<i>T° indiquée</i>	<i>Courant max</i> à 25°C	<i>Nb de puces min</i>	
				<i>20 kW</i>	<i>60 kW</i>
IGBT	<i>NPT2 Standard</i>	- 55 ... + 150°C	100 A	2/3	6/9
	<i>NPT2 Fast</i>	- 55 ... + 150°C	150 A	2	6
	<i>NPT2 Low Loss</i>	- 55 ... + 150°C	150 A	2	6
	<i>Trench3</i>	- 55 ... + 150°C	150 A	2	6
	<i>Trench3 Low Loss</i>	- 55 ... + 150°C	150 A	2	6
	<i>NPT</i>	- 40 ... + 150°C	150 A	2	6
	<i>NPT3</i>	- 40 ... + 150°C	100 A	2/3	6/9
	<i>Hspeed PT</i>	- 55 ... + 150°C	75 A	4	12
	<i>SPT</i>	- 40 ... + 150°C	150A	2	6
	<i>SPT+</i>	- 40 ... + 150°C	150A	2	6
Diode	<i>EmCon Standard</i>	- 55 ... +150°C	100 A	2/3	6/9
	<i>EmCon Fast</i>	- 55 ... +150°C	100 A	2/3	6/9
	<i>EmCon HEfficiency</i>	- 55 ... +150°C	150 A	2	6
	<i>CAL Fast</i>	- 40 ...+150°C	150 A	2	6
	<i>CAL Hdensity</i>	- 40 ...+150°C	120 A	2	6
	<i>MPS</i>	- 40 ...+150°C	100A	2/3	6/9
	<i>SPT+</i>	- 40 ...+150°C	200A	1/2	3/4

Tableau 1.2: Récapitulatif des produits classés par type de technologie.

1.3.B.2 Orientation du choix technologique

Il est important de considérer dans ce choix la pérennité de la technologie. En effet, il serait malvenu de s'appuyer sur une technologie vieillissante ou amenée à « disparaître » dans un proche avenir. À la suite de l'étude bibliographique des différentes structures, et considérant les caractéristiques associées à chacune d'elles, l'orientation tendrait vers la technologie à tranchée. En effet, cela se justifierait par les avantages importants suivants :

- Dernière technologie en date,
- Excellent compromis entre pertes à l'état passant et les pertes en commutation,
- Plus grande compacité que la technologie planar,
- Réduction du V_{ON} ,
- Insensibilité accrue au latch-up,
- Plus forte densité de courant par puce.

Combiné au principe de la couche tampon, le Trench Field Stop permet d'obtenir un excellent, sinon le meilleur à l'heure actuelle, compromis perte en conduction/perte en commutation du composant [Wol04].

Néanmoins, bien qu'aujourd'hui la tendance soit à l'utilisation d'IGBT Trench (et ses diverses déclinaisons Field Stop, IEGT ou CSTBT), il serait intéressant de ne pas écarter la solution SPT/SPT+ qui représente la technologie planar la plus récente. La prochaine étape va alors consister à confirmer ou infirmer ces orientations.

1.3.C Sélection effective des composants

L'objectif de cette partie est de pouvoir dégager de façon précise, parmi le panel de composants existants, ceux qui peuvent correspondre à nos applications futures. Hormis le choix de la technologie, il nous faut également déterminer le calibre en courant des IGBT et diodes associées afin d'obtenir les meilleurs rendements possibles.

1.3.C.1 Caractéristiques électriques

Pour évaluer les performances des composants, nous pouvons dans un premier temps faire la synthèse des données qui figurent sur les datasheets constructeurs.

- **Performance en statique**

Selon le type de technologie nous pouvons comparer les différentes valeurs de tension de saturation qui reflètent leur performance en conduction :

<i>Technologie</i>	<i>Vcesat typ. (V)</i>	
	<i>25°C</i>	<i>125°C</i>
<i>NPT (Planar)</i>	2,50	3,10
<i>NPTLL (Planar)</i>	2,10	2,40
<i>NPT Fast (Planar)</i>	3,20	3,85
<i>Trench3</i>	1,70	2,00
<i>Trench3 LL</i>	1,65	<i>nc</i>
<i>Trench Fast</i>	1,70	1,90
<i>SPT (Planar)</i>	1,90	2,10
<i>SPT+ (Planar)</i>	1,80	2,00
<i>CSTBT (Trench)</i>	1,80	1,90

Tableau 1.3: Comparatif Datasheets des *Vce(sat)* de différentes structures.

On peut retrouver dans ce tableau les structures d'IGBT répertoriées par technologie avec leurs $V_{ce(sat)}$ à 25°C et 125°C. Comme on peut le voir, le composant trench offre la meilleure performance en conduction. Néanmoins il est à noter que la dernière technologie type planar, montre ici des caractéristiques également intéressantes.

▪ Performance en dynamique

De même que précédemment, nous pouvons comparer les énergies de commutation à l'ouverture et à la fermeture des IGBT. Cependant, à l'opposé de la phase de conduction, où la valeur des tensions de saturation reste constante à l'état ON, les énergies de commutation varient selon le niveau courant. Ainsi, les tableaux suivants sont donnés pour des groupes de calibre en courant à une température de jonction de 125°C et à un point de fonctionnement précis :

Puce	Calibre (A)	I RMS (A)	Eon (mJ)	Eoff (mJ)	Etot (mJ)
Calibre 15 A					
<i>NPT2 LL</i>	15	7,00	1,00	0,90	1,90
<i>NPT2 Fast</i>	15	7,00	1,06	0,50	1,56
<i>Trench3</i>	15	7,00	0,95	0,70	1,65
<i>Trench3 Fast</i>	15	7,00	0,95	0,60	1,55

Calibre 25 A					
<i>NPT2 LL</i>	25	7,00	1,25	1,13	2,38
<i>NPT2 Fast</i>	25	7,00	1,25	0,50	1,75
<i>Trench3</i>	25	7,00	1,00	0,63	1,63
<i>Trench3 Fast</i>	25	7,00	1,00	0,50	1,50
<i>CSTBT</i>	25	7,00	0,95	0,50	1,45

Calibre 35-40 A					
<i>NPT2 LL (35A)</i>	35	7,00	1,00	1,25	2,25
<i>NPT2 Fast (35A)</i>	35	7,00	1,00	0,50	1,50
<i>Trench3</i>	40	7,00	1,00	1,00	2,00
<i>Trench3 Fast</i>	40	7,00	1,00	0,70	1,70

Calibre 50 A					
<i>NPT2 LL</i>	50	7,00	1,70	1,70	3,40
<i>NPT2 Fast</i>	50	7,00	1,50	0,75	2,25
<i>Trench3</i>	50	7,00	1,25	1,25	2,50
<i>Trench3 Fast</i>	50	7,00	1,13	0,75	1,88
<i>NPT3</i>	50	7,00	1,00	0,75	1,75
<i>CSTBT</i>	50	7,00	1,80	0,50	2,30

Calibre 60-75 A					
<i>NPT2 LL</i>	75	7,00	1,50	1,30	2,80
<i>Trench3</i>	75	7,00	1,25	1,87	3,12
<i>NPT3 (60A)</i>	60	7,00	1,50	0,75	2,25
<i>SPT</i>	75	7,00	1,75	1,75	3,50
<i>CSTBT</i>	75	7,00	2,20	1,50	3,70

Tableau 1.4: Comparatif Datasheets des pertes par commutation des différentes structures pour plusieurs calibres en courant et pouvant correspondre au module 2 kW.

Les composants présentés dans le tableau 1.4 correspondent aux composants pouvant convenir à la conception du module de puissance 2 kW. On peut constater que les plus petites énergies de commutation sont obtenues pour les petits calibres en courant : 15A et 25A, et pour les structures dites NPT fast et Trench3.

Nous avons également dressé le comparatif pour les composants de plus fort calibre pouvant cette fois convenir à la conception de module de puissance 20 kW (*Cf. Tableau 1.5*) :

Puce	Calibre (A)	I RMS (A)	Eon (mJ)	Eoff (mJ)	Etot (mJ)
Calibre 150 A (hypothèse)					
<i>NPT2 LL</i>	1 * 150	100,00	11,50	13,00	24,50
<i>NPT2 Fast</i>	150	100,00	9,40	6,25	15,65
<i>Trench3</i>	1 * 150	100,00	17,50	7,50	25,00
<i>Trench3 Fast</i>	150	100,00	8,75	14,50	23,25
<i>SPT</i>	2 * 75	100,00	11,50	11,00	22,50
<i>CSTBT</i>	150	100,00	15,00	10,00	25,00

Calibre 200 A					
<i>NPT2 LL</i>	200	100,00	8,75	13,70	22,45
<i>NPT2 Fast</i>	2 * 100	100,00	9,50	6,25	15,75
<i>Trench3</i>	200	100,00	7,50	17,50	25,00
<i>Trench3 Fast</i>	200	100,00	8,75	12,50	21,25
<i>SPT</i>	2 * 100	100,00	9,50	11,00	20,50
<i>CSTBT</i>	200	100,00	12,00	16,00	28,00

Calibre 300 A					
<i>NPT2 LL</i>	2 * 150	100,00	11,00	15,00	26,00
<i>NPT2 Fast</i>	300	100,00	10,00	5,00	15,00
<i>Trench3</i>	2 * 150	100,00	9,75	17,00	26,75
<i>Trench3 Fast</i>	300	100,00	10,00	12,50	22,50
<i>SPT</i>	300	100,00	11,00	13,00	24,00
<i>CSTBT</i>	300	100,00	11,10	17,00	28,10

Tableau 1.5: Comparatif datasheets des pertes par commutation des différentes structures pour plusieurs calibres en courant et pouvant correspondre au module 20 kW.

Il est possible de constater que les plus petites énergies de commutation sont obtenues pour les structures dites NPT fast, SPT et Trench3 fast. Pour ces valeurs de courants, comme vu au tableau 1.2, il semble que la mise en parallèle soit nécessaire, soit par le biais de puces de calibre 100A ou de calibre 150A pour les plus forts niveaux. Ces données sont issues de datasheets pack et non des datasheets puce « seule ». C'est pour cette raison qu'il est parfois précisé (lorsque l'information est accessible) dans la colonne calibre en courant, le nombre de puce, et leur calibre, utilisé au sein du module. Le module de puissance 60 kW se basera également sur ce tableau et utilisera la mise en parallèle de puces afin de transiter le courant nécessaire.

▪ Figures de mérite

Afin de synthétiser les différentes données statiques et dynamiques des composants considérés, nous pouvons établir une figure de mérite (Figure of Merite) pour chaque gamme de puissance. Une figure de mérite est une donnée, une analyse qui permet de rendre compte de l'efficacité ou la performance d'un système ou d'un composant dans notre cas. Ces figures de mérites sont couramment utilisées dans la littérature et s'avèrent être un excellent moyen de comparaison entre différents composants.

Nous pouvons alors dresser dans notre cas des FoM de nos composants en croisant les données d'énergies totales de commutation et les valeurs des tensions de saturation pour une température donnée et à un courant efficace fixe. Ces figures sont donc valables quels que soient les régimes d'utilisation (permanent, impulsif) des composants puisque les énergies indiquées sont valides à chaque commutation ON-OFF (la connaissance d'un quelconque rapport cyclique importe donc peu).

Ainsi pour le module 2 kW nous avons regroupé (*Cf. figure 1.25*) les composants de calibre en courant égales à 15/25/35/40/50A et, de même, sur la figure 1.26, nous avons cette fois ci regroupé les composants de calibre 150/200/300A.

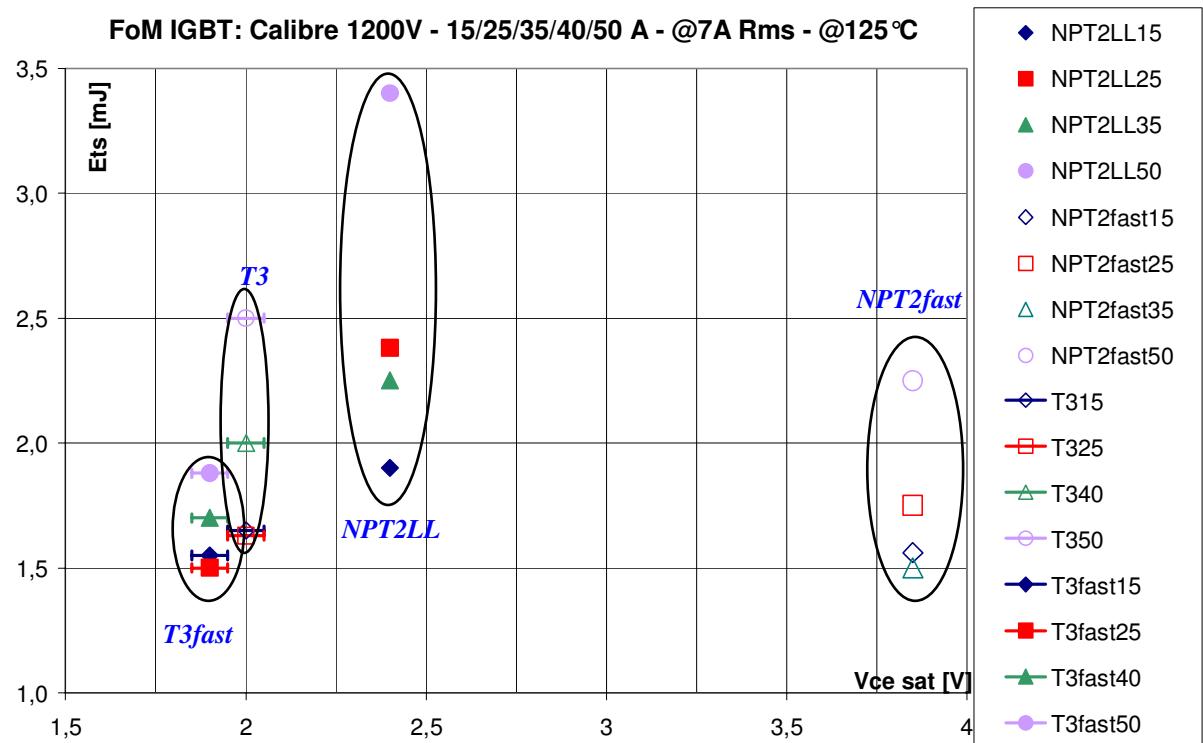


Figure 1.25: FoM des composants correspondant à l'application du module de puissance 2 kW.

Le graphe 1.25 met en évidence que les avantages de la technologie Trench combinée à une couche tampon offre un excellent compromis, comme on a pu le voir sur les tableaux (1.3, 1.4, 1.5). Pour des composants de petits calibres, la supériorité du composant à tranchée est indéniable comparé à son homologue planar de seconde génération. En effet, la tension de saturation présentée est quasiment réduite de moitié pour des mêmes pertes en commutation à peu près égales.

Pour des calibres en courant supérieurs destinés à l'application des modules de puissance 20 kW et 60 kW, nous avons inclus sur la figure de mérite 1.26 deux autres composants : la structure SPT et le composant à tranchée CSTBT. Les composants qui montrent les meilleurs compromis sont les structures Trench (T3fast, T3 et CSTBT) et SPT.

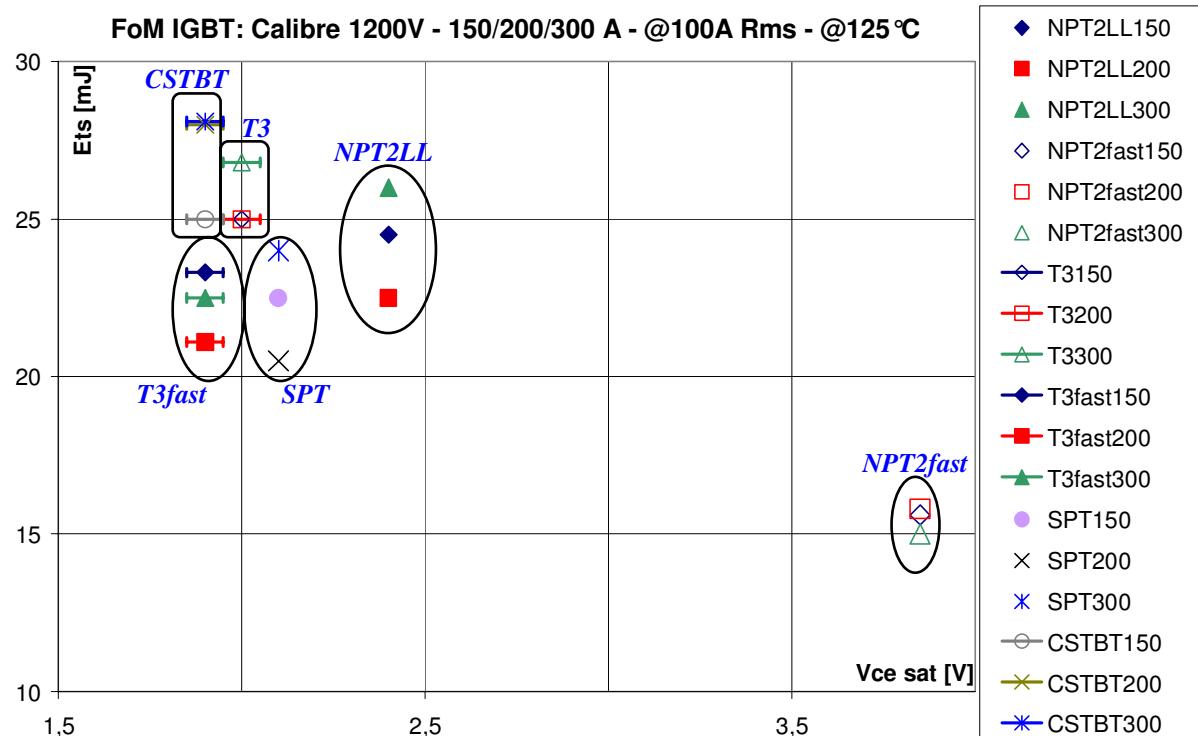


Figure 1.26: FoM des composants correspondant à l'application du module de puissance 20 kW.

D'un point de vue global, et à la vue des tableaux comparatifs des pertes en statique et dynamique ainsi que des graphes de mérites, le Trench semble aujourd'hui présenter le meilleur compromis pertes en conduction/commutation.

1.3.C.2 Calculs préliminaires

À l'aide des tableaux précédents, dans le but de comparer plus concrètement les différents composants présentés, nous allons dans ce paragraphe établir quelques calculs préliminaires de pertes globales. Ces derniers sont fournis par les datasheets constructeur. Les données extraites sont les suivantes :

- $V_{ce_{max}}$ [V] : *tension de saturation maximale de l'IGBT,*
- V_{ce_0} [V] : *tension seuil collecteur-émetteur de l'IGBT,*
- E_{ON} [J] : *énergie de commutation à la mise ON de l'IGBT,*
- E_{OFF} [J] : *énergie de commutation à la mise OFF de l'IGBT,*
- $V_{f_{max}}$ [V] : *tension de saturation maximale de la diode,*
- V_{f_0} [V] : *tension seuil anode-cathode de la diode,*
- E_{REC} [J] : *énergie de commutation de la diode.*

Les valeurs de tension de seuil V_{ce_0} et V_{f_0} , respectivement pour les IGBT et les diodes, sont obtenues à partir des courbes $I_c=f(V_{ce})$ ou $I_f=f(V_f)$ fournies et pour 125°C de température de jonction. Les valeurs de tension de saturation prises en compte sont les valeurs de tension maximales et sont extrapolées pour une température de 125°C. De cette façon le calcul préliminaire majore le comportement statique des composants. Les énergies de commutations sont relevées pour un courant efficace donné correspondant aux applications visées. Finalement les puissances calculées résultent des relations élémentaires suivantes :

■ *Calcul IGBT*

$$P_{cond.,IGBT} = \frac{\delta}{2} \times \left(V_{ce_0} + \left[\frac{V_{ce_{\max}} - V_{ce_0}}{I_{nom}} \right] \times I_{RMS} \right) \times I_{RMS} \quad * \quad \text{Équation 1-1}$$

$$P_{SW,IGBT} = \frac{Fw}{2} \times (E_{ON} + E_{OFF}) \quad * \quad \text{Équation 1-2}$$

$$P_{tot.,IGBT} = P_{cond.,IGBT} + P_{SW,IGBT} \quad \text{Équation 1-3}$$

■ *Calcul diode*

$$P_{cond.,Diode} = \frac{(1-\delta)}{2} \times \left(V_{f_0} + \left[\frac{V_{f_{\max}} - V_{f_0}}{I_{nom}} \right] \times I_{RMS} \right) \times I_{RMS} \quad * \quad \text{Équation 1-4}$$

$$P_{SW,Diode} = \frac{Fw}{2} \times (E_{REC}) \quad * \quad \text{Équation 1-5}$$

$$P_{tot.,Diode} = P_{cond.,Diode} + P_{SW,Diode} \quad \text{Équation 1-6}$$

■ *Calcul puissance totale*

$$P_{tot.,Conv.} = 6 \times (P_{tot.,IGBT} + P_{tot.,Diode}) \quad \text{Équation 1-7}$$

*Avec δ : rapport cyclique,

I_{nom} : courant nominal,

I_{RMS} : courant efficace,

Fw : fréquence de découpage.

Bien que ces calculs soient du 1^{er} ordre et ne reflètent pas les réelles puissances ou rendements mis en jeu, ils permettent dans un but comparatif de filtrer les composants qui conviennent à notre cahier des charges.

Les références de composant utilisées pour l'étude préliminaire sont listées dans le tableau 1.6 ci-dessous :

Technologie		Série et calibre en courant utilisés
NPT2 LL		<i>Série BSMxGP120 pour les calibres 15/25/35/50A. Série BSMxGB120DLC pour les calibres 75/100/150/200/300A.</i>
NPT2 fast		<i>Série FPxR12KS4C pour les calibres 15/25/50A. Série FPxR12KS4CG pour le calibre 35A. Série FFxR12KS4 pour les calibres 100/150/200/300A.</i>
Trench3		<i>Série FPxR12KE3G pour les calibres 15/40/150/300A. Série FPxR12KE3 pour les calibres 25/50/75/200A.</i>
Trench3 fast		<i>Série FPxR12KT3 pour les calibres 15/25/50/200/300A. Série FPxR12KT3G pour les calibres 40/150A.</i>
SPT		<i>Série 5SMX12E1262 pour le calibre 25A. Série 5SMX12H1262 pour le calibre 50A. Série 5SMX12K1262 pour le calibre 75A. Série 5SMX12L1263 pour le calibre 100A. Série 5SNS0xV120100 pour les calibres 150/200A. Série 5SNS0xU120100 pour le calibre 300A.</i>

Tableau 1.6: Liste des références de composants utilisés pour l'étude préliminaire.

NB : L'évaluation globale des composants IGBT ne prend en compte que les composants disponibles au moment de la prospection et/ou les composants dont nous avons pu obtenir les informations nécessaires aux calculs de pertes. Cela explique l'absence de certaines structures citées au § 1.2.b (CSTBT, NPT3, SPT+). Nous avons fait l'étude en considérant les applications aux modules 2 kW et 20 kW. Le module 60 kW s'appuyant sur les résultats du 20 kW.

▪ Application au module 2 kW

Les calculs ont été fait pour plusieurs calibres en courant (*Cf. figure 1.27-1.28-1.29*) pouvant convenir à cette application (@ $I_{RMS}=7A$).

Calibre 15 A :

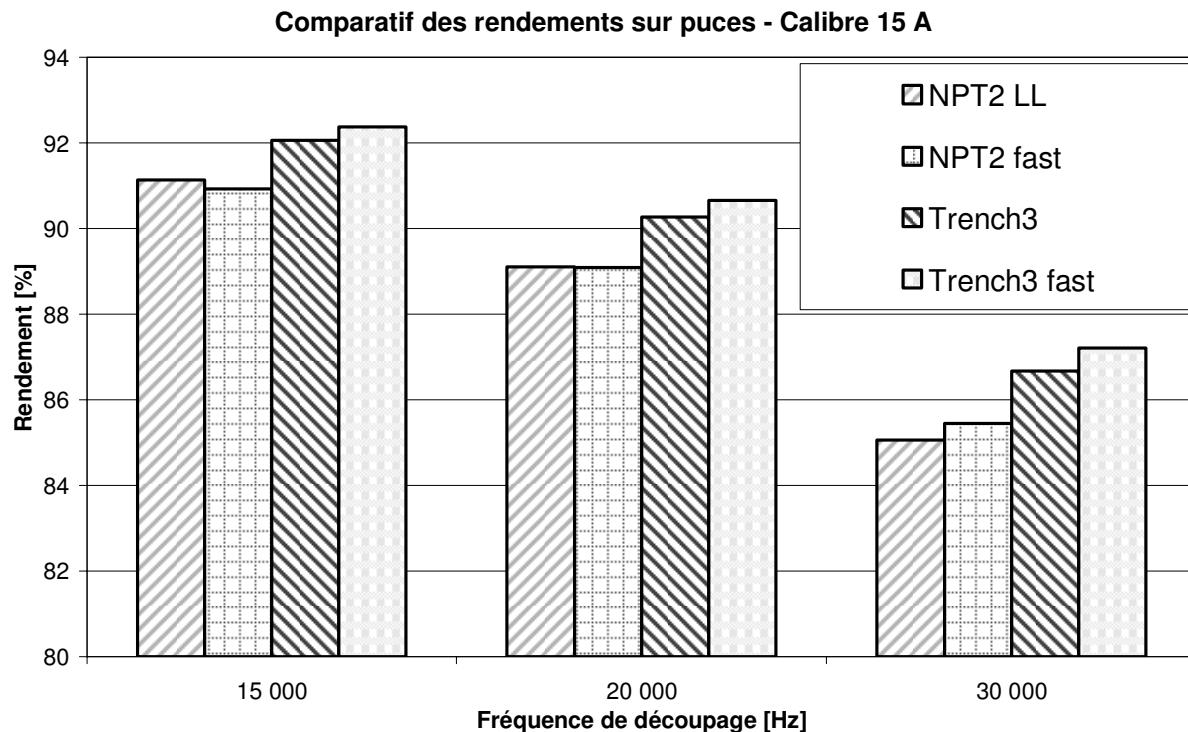


Figure 1.27: Graphe $\eta=f(fq)$ pour divers composants IGBT de calibre 15A avec $I_{RMS}=7A$.

Calibre 25 A :

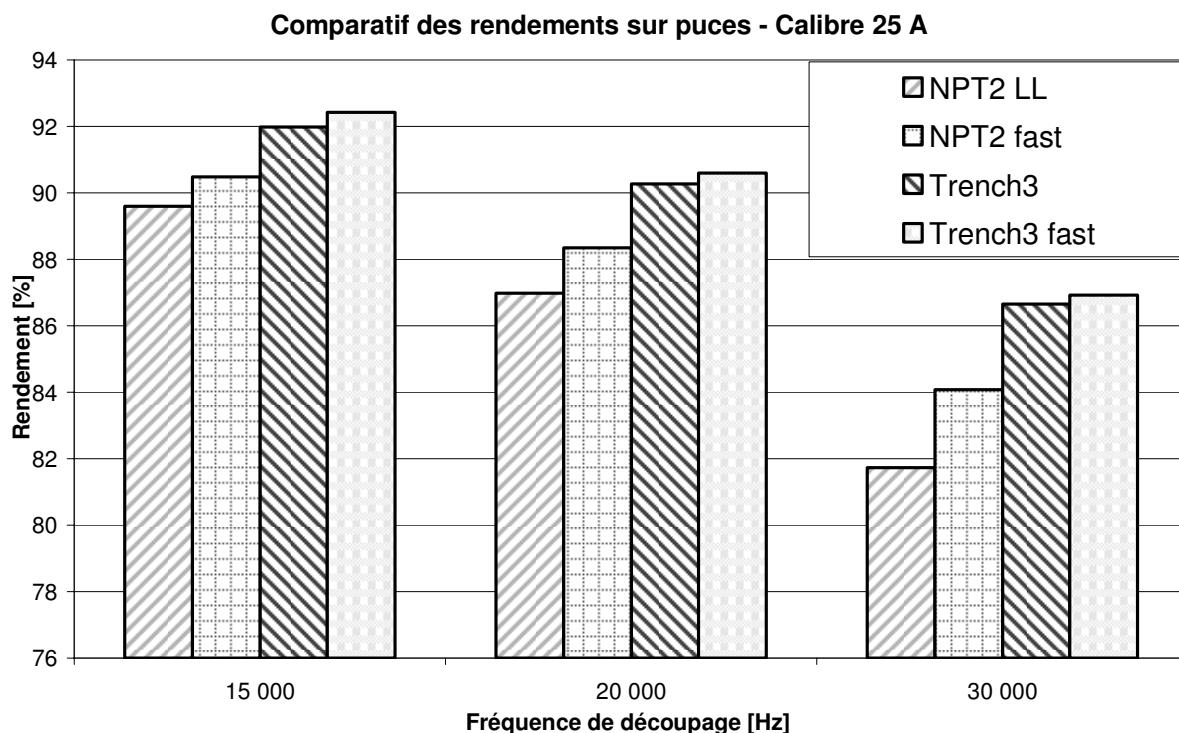


Figure 1.28: Graphe $\eta=f(fq)$ pour divers composants IGBT de calibre 25A avec $I_{RMS}=7A$.

Calibre 75 A :

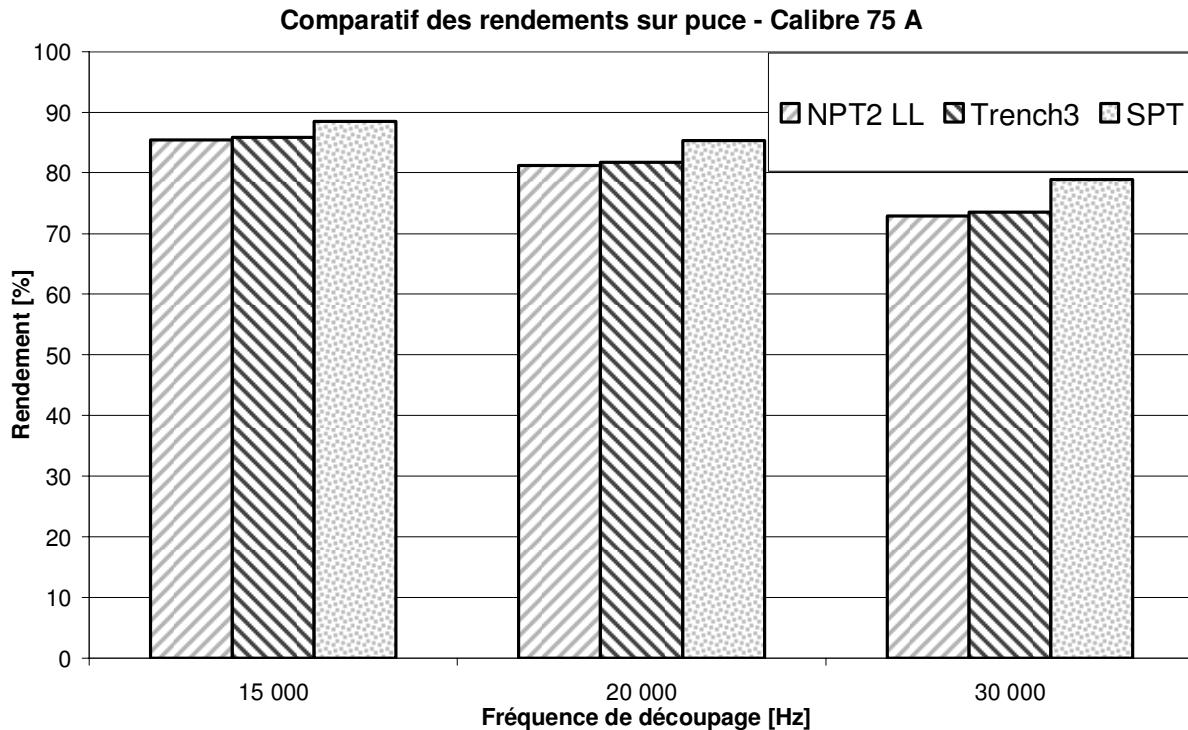


Figure 1.29: Graphe $\eta=f(f_q)$ pour divers composants IGBT de calibre 75A avec $I_{RMS}=7A$.

Les composants qui présentent alors les meilleurs rendements pour l'application du 2 kW sont le Trench, le Trench fast et le SPT. Comparativement parlant, les meilleurs rendements sont obtenus pour les calibres en courant 15A et 25A.

- **Application au module 20 kW**

Nous avons effectué la même étude pour l'application du module 20 kW. Les calculs ont été fait pour trois calibres en courant (*Cf. figure 1.30-1.31-1.32*) pouvant convenir à cette application (@ $I_{RMS}=100A$).

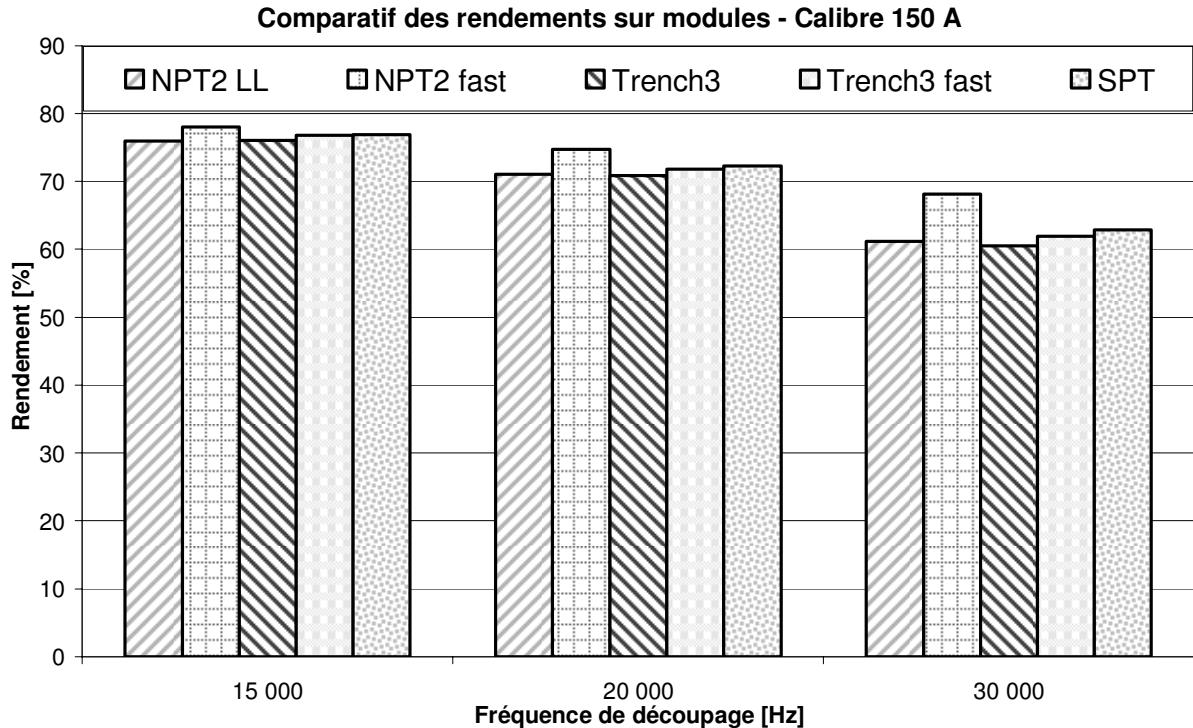
Calibre 150 A :

Figure 1.30: Graphe $\eta=f(f_q)$ pour divers composants IGBT de calibre 150A avec $I_{RMS}=100A$.

Il est possible d'observer que les structures qui présentent les meilleurs rendements sur un module 150A sont, dans l'ordre décroissant, le NPT2 fast, le SPT et le Trench3 fast, et cela quelle que soit la fréquence.

De même sur la figure 1.31, les composants qui présentent les meilleurs rendements pour un module 200A sont, dans l'ordre décroissant, le SPT, le Trench3 fast, et le NPT2 fast. Sur le graphe cette tendance est surtout vraie pour une fréquence de commutation de 15 kHz. Au-delà de cette fréquence, on peut observer que les tendances changent. Globalement, les composants SPT et NPT2 fast sont quasi-équivalents aux fréquences de 20 kHz et 30 kHz. La structure à tranchée semble elle perdre son avantage dans les hautes fréquentes.

Calibre 200 A :

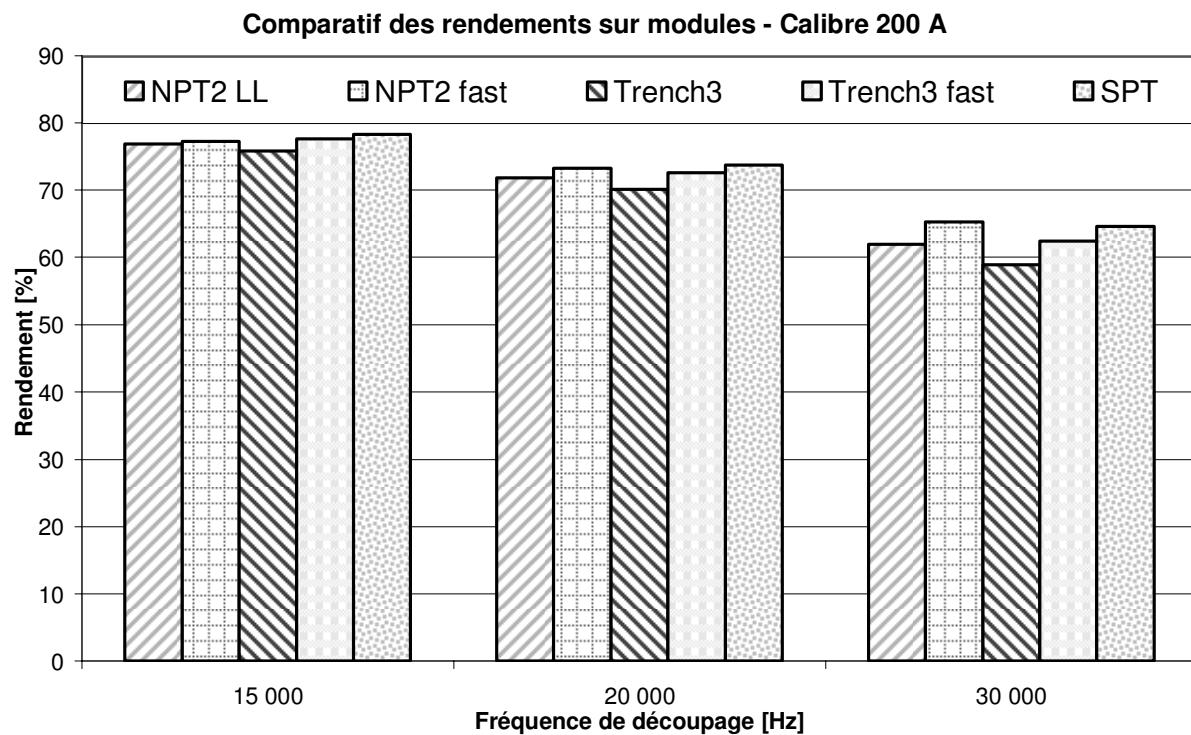


Figure 1.31: Graphe $\eta=f(f_q)$ pour divers composants IGBT de calibre 200A avec $I_{RMS}=100A$.

Calibre 300 A :

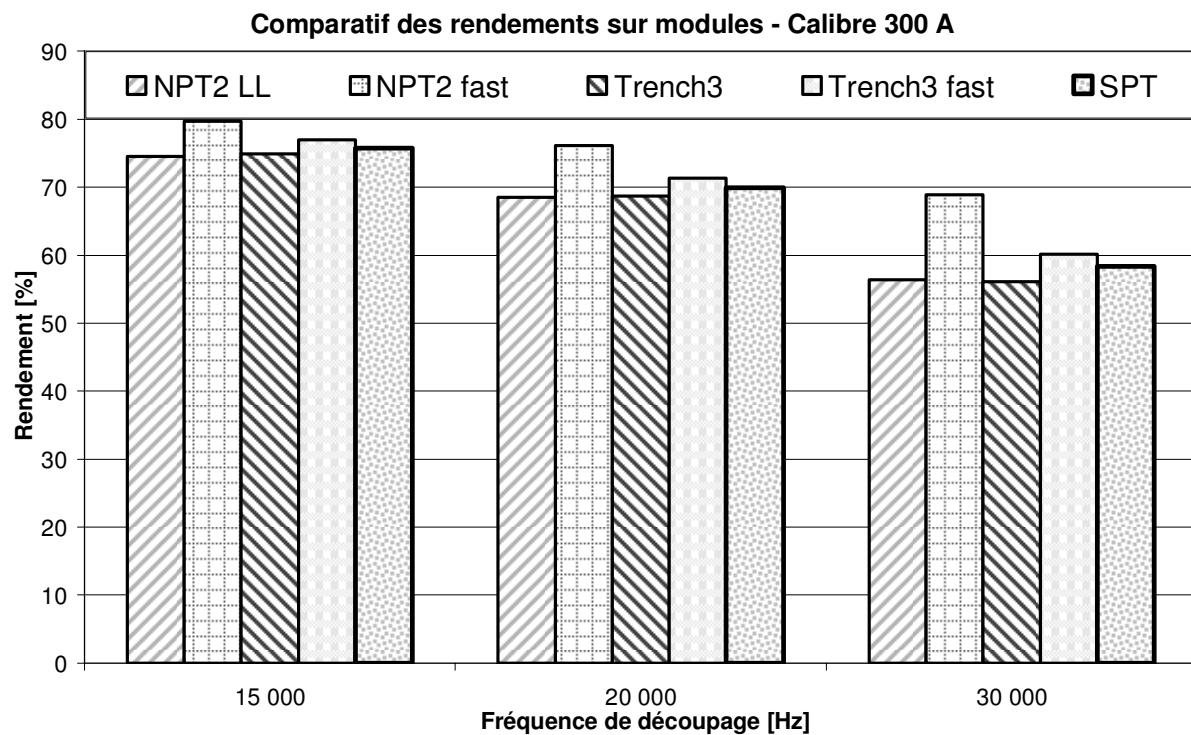


Figure 1.32: Graphe $\eta=f(f_q)$ pour divers composants IGBT de calibre 300A avec $I_{RMS}=100A$.

Finalement sur la figure 1.32, les composants qui présentent les meilleurs rendements sur un module 300A sont, dans l'ordre décroissant, le NPT2 fast, le Trench3 fast, et le SPT quelle que soit la fréquence d'utilisation.

1.4 Conclusion

L'électronique de puissance est un domaine vaste et complexe qui traite du transfert et de la conversion de l'énergie électrique au sein d'un système. Les applications liées à ce domaine sont multiples aussi bien dans la vie quotidienne que pour l'industrie. Dans l'aéronautique, l'électronique de puissance est un domaine relativement nouveau et qui a été introduit suite à l'engouement que suscite la vision de l'avion tout électrique. La problématique de la réduction de poids, de coûts et l'amélioration des performances et fiabilité des systèmes a donné naissance à de nombreux projets innovants, dont le projet ModErNe (Modular Electrical Network). L'une des applications les plus significatives aujourd'hui est l'exemple de l'inverseur de poussée tout électrique qui équipe l'aéronef « super jumbo » A380.

Dans tous les cas la conversion de l'énergie fait appel à différents dispositifs que sont les convertisseurs statiques. Ces convertisseurs permettent alors selon le type (redresseur, onduleur, hacheur, gradateur/ cycloconvertisseur) de fluer de l'énergie d'une source vers une charge, sous forme continue ou alternative. Ces dispositifs sont constitués à partir de cellules de commutation, elles mêmes composées de structures semi-conductrices, cœurs de tout système électronique.

Dans le cadre du projet ModErNe, le travail présenté dans ce premier chapitre concerne le pôle d'étude autour de la sélection des composants semi-conducteurs pour les futurs modules de puissance aéronautiques. A la suite d'un état de l'art sur les interrupteurs IGBT silicium et à l'aide de calculs préliminaires basés sur des données constructeurs, trois types de structures ont été sélectionnés :

- SPT (SPT+ si disponible à nos calibres en courant et tension).
- Trench3 fast.
- NPT fast.

Actuellement, la tendance est à la technologie Trench qui semble présenter une très bonne pérennité et offre un très bon compromis en terme de pertes. Néanmoins, la dernière génération Planar, (SPT/SPT+) paraît également intéressante et semble offrir un compromis équivalent à celui d'une structure à tranchée. L'étude préliminaire, bien qu'elle soit du

premier ordre, a permis en comparaison relative de préciser les calibres en courant correspondants à nos applications. Ainsi nous avons vu que les composants les plus intéressants étaient les suivants :

- 15A et 25A pour le module de faible puissance.
- 100A et 150A pour les modules de moyenne et forte puissance.

Par la suite, nous allons caractériser de façon précise (*Cf. Chapitre 2*) les composants sélectionnés. La structure NPT, aujourd’hui bien connue et éprouvée, jouera le rôle de structure référente dans le cas où les nouveaux composants ne donneraient pas satisfaction.

1.5 Références bibliographiques

- Ada01 C. Adams, “A380: « More Electric » Aircraft”, Avionics Magazine, Octobre. 2001.
- Azz97 S. Azzopardi, J.M. Vinassa, C. Zardini, “Investigations on the Internal Physical Behaviour of 600V Punch-Through IGBT under Latch-up at High Temperature”, 27th European Solid-State Device Research Conference, Proceeding, pp. 616-619, 1997.
- Bal96 B.J. Baliga, “Power Semiconductors Devices”, North Carolina State University, PWS Publishing Company, 1996.
- Bar06 Ph. Barrade, « Electronique de Puissance – Méthodologie et convertisseurs élémentaires », Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2006.
- Bäß06 M. Bäßler, P. Kanshat, F. Umbach, C. Schaeffer, “1200V IGBT4 -High Power- a new Technology Generation with Optimized Characteristics for High Current Modules”, PCIM, 2006.
- Ber00a F. Bernot, « Electronique de puissance », Techniques de l'ingénieur, traité Electronique, E3958, 2000.
- Ber00b F. Bernot, « Composants de l'électronique de puissance », Techniques de l'ingénieur, traité Electronique, E3960, 2000.
- Ber03 F. Bernot, « Modulations MLI et MPI », Techniques de l'ingénieur, traité Electronique, E3967, 2003.
- Bon03 G. Bonnet, « Approche distribuée des structures de type bipolaire adaptée à la conception des systèmes de l'électronique de puissance », Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, 2003.
- Bou02 B. Boursat, E. Dutarde, L. Meysenc, J. Saiz, P. Solomalala, “Electronic circuit substrate and electronic module using such a substrate”, European Patent Application, EP1189277, 2002.
- Bre02 F. Breit, “Investigations on DC conductivity and space charge in Silicon gel”, Annual Report Conference on Electrical Institution and Dielectric Phenomena, 2002.
- Bro80 D.M. Brown, B.A. Heath, “Reactive Ion Etching of SiO₂ and Polycrystalline Silicon”, Journal of Applied Physics Letters, Vol.37, Num. 15, pp. 159-161, 1980.

- Bue01 Business editors, “*More-Electrical Aircraft Technologies Move From Paper to Platform ; TRW Well Down the Road In Proving its More-Electric Systems Capability*”, Business Wire, 17 Janvier 2001.
- Cal94 F. Calmon, S. Lefebvre, J.P. Chante, D. Ligot, B. Reymond, “*Thermal Behaviour of PT and NPT IGBT*”, Power Electronics and Variable-Speed Drives, Conference Publication, n° 399, 1994.
- Cas07 A. Castellazzi, Ph. Lasserre, M. Mermet-Guyennet, “*Bump-Technology Based Vertical Integration of Silicon Power Devices*”, International Semiconductor Device Research Symposium, MD USA, Décembre 2007.
- Clo04 G. Le Cloarec, D. Dieumegard, « *Méthodes d'assemblage pour tubes et dispositifs hyperfréquences* », Techniques de l'ingénieur, traité Electronique, E3420, 2004.
- Clo98 J.S. Cloyd, “*Status of the United States Air Force's More Electric Aircraft Initiative*”, IEEE AES Systems Magazine, Avril 1998.
- Dor03 J.M. Dorkel, « *Semi-Conducteurs de puissance-Problèmes thermiques* », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3113, 2003.
- Foc89 H. Foch, « *Eléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques* », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3152, 1989.
- Foc98 H. Foch, F. Forest, T. Meynard, « *Onduleurs de tension* », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3176, 1998.
- Imb02 E. Imbernon, « *Etude et optimisation d'une filière technologique flexible adaptee au mode d'intégration fonctionnelle* », Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2002.
- Iwa01 H. Iwamoto, E. Motto, J. Achhammer, M. Iwasaki, M. Seo, T. Iwagami, “*New intelligent power modules for appliance motor control*”, Sixteenth Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol.2, pp. 1051-1056, 2001.
- Lad04 Ph. Ladoux, F. Richardeau, L. Raudin, « *Electronique de Puissance pour la qualité de l'énergie des réseaux de bord de d'avion* », Journées 2004 de la section électrotechnique du club EEA, Cergy-Pontoise, 18-19 mars 2004.
- Lec94 J. Leclercq, « *Eléments de technologie* », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3220, 1994.

- Let02 P. Leturcq, « *Semi-conducteurs de puissance unipolaires et mixtes (partie 2)* », Techniques de l’ingénieur, traité Génie électrique, D3109, 2002.
- Let99 P. Leturcq, « *Physique des semi-conducteurs de puissance* », Techniques de l’ingénieur, traité Génie électrique, D3102, 1999.
- Los08 D. Lossouarn, « *Etude théorique et expérimentale du refroidissement diphasique à pompage capillaire de convertisseurs de puissance à haute densité de flux de chaleur pour la traction ferroviaire* », Thèse de doctorat, Université de Poitiers, Poitiers, France, 2008.
- Maj07 G. Majumdar, “*Recent Technologies and Trends of Power Devices*”, Physics of Semiconductor Devices, IWPSD, pp. 787-792, 2007.
- Mat43 R. Matson, “*Aircraft Electrical Engineering*”, McGraw-Hill Book Company, York, PA, pp. 174-181, 1943.
- Mer06 M. Mermet-Guyennet, “*New Structure of power integrated module*”, 4th International Conference on Integrated Power Systems, 2006.
- Mil03 G. Miller, “*Power Management & Supply-Market, Applications*”, Technologies-Application Note Overview, Infineon Technologies, 2003.
- Mot04 E. Motto, J. Achhammer, M. Yamamoto, T. Marumo, T. Igarashi, “*MAXISS: A new servo duty IPM with on-chip temperature sensing*”, Powerex Inc., Power Device Division Mitsubishi Electric Corp, Application Note, 2004.
- Rah06a M. Rahimo, “*Recent Progress and Future Trends in Power Semiconductor Devices*”, ABB Switzerland Ltd, Semiconductors, 2006.
- Rah06b M. Rahimo, A. Kopta, S. Linder, “*Novel Enhanced-Planar IGBT Technology Rated up to 6.5kV for Lower Losses and Higher SOA Capability*”, International Symposium on Power Semi-Conductor Devices and IC’s, ISPSD, pp. 1-4, 2006.
- Rah06c M. Rahimo, D. Schneider, R. Schnell, S. Eicher, U. Schlapbach, “*HiPak Modules with SPT+ technology rated up to 3.6 kA*”, PCIM, 2006.
- Sha91 N. Shah, W. Ho, M. Nordby, A. Hall, “*More Electric Aircraft F/A-18 Cost Benefits Study*”, Technical Report WL-TR-91-2093, Air Force Contract F33657-90-D-0027, Wright Patterson AFB, OH, 1991.
- Sol07 P. Solomalala, J. Saiz, M. Mermet-Guyennet, A. Castellazzi, M. Ciappa, X. Chauffleur, J.P. Fradin, “*Virtual reliability assessment of integrated power switches based on multi-domain simulation approach*”, Microelectronics

Reliability, Vol. 47, Issue 9-11, pp. 1343-1348, 2007.

- Wol04 F. Wolfgang, “*TrenchStop – IGBT –Next Generation IGBT for Motor Drive Application*”, Application Note, V1.0, Octobre 2004.
- Won89 C.P. Wong, J.M. Segelken, J.W. Balde, “*Understanding the Use of Silicon Gels for Nonhermetic Plastic Packaging, Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*”, Vol. 12, Issue 4, pp. 421-425, 1989.
- Yun00 C. Yun, S. Kim, Y. Kwon et T. Kim, “*High Performance 1200V PT IGBT with Improved Short-Circuit Immunity*”, Fairchild Semiconductor, Application Note 9007, 2000.

Chapitre 2

**Conception d'un banc de test
et caractérisation électrique
des IGBT et diode en
température.**

2 Étude expérimentale de composants de puissance sous température extrême

Dans le contexte de l'avion tout électrique, la connaissance des performances des composants IGBT ainsi que de leurs caractéristiques électriques détaillées sur une large gamme de température devient essentielle pour les concepteurs de systèmes. Dans le cadre du projet ModErNe et de cette thèse en particulier, une connaissance parfaite du comportement intrinsèque des composants utilisés est essentielle et il est alors important d'extraire leurs caractéristiques électriques en fonction de la température. Ce chapitre présente donc la mise en place d'un banc de caractérisation ainsi que les procédures de test utilisées afin de caractériser des composants IGBT et diodes de puissance en technologie silicium.

La conception d'un Véhicule de Test (VT), sur lequel seront positionnés les composants à tester, est nécessaire afin de pouvoir extraire des composants testés des formes d'ondes précises en courant et en tension en fonction de la température. La conception de ce Véhicule de Test de puissance est présentée ainsi que son procédé de fabrication. Nous verrons également que le routage électrique interne du véhicule test suit la topologie d'un circuit électrique classiquement utilisé en électronique de puissance. Une configuration de test a été définie pour chaque type de composant : une pour le composant IGBT et une pour la diode de puissance. Pour l'étude, nous utiliserons les composants sélectionnés au chapitre précédent et plus précisément, les technologies IGBT à tranchée avec couche tampon et planar type Soft-Punch-Through +, tous deux couplés à leurs diodes associées.

Dans un second temps, la mise en place détaillée d'un banc de test adapté à nos objectifs sera abordée. L'exploration du comportement du système sur une très large gamme de température ($-55^{\circ}\text{C} < T^{\circ} < +175^{\circ}\text{C}$) permet d'obtenir une large base de données provenant des composants étudiés. En fonction de ces données, il est possible d'optimiser le système de refroidissement ou de considérer une augmentation de la puissance commutée pour des caractéristiques d'assemblage identiques. La caractérisation électrique s'appuiera sur des méthodes existantes dont le banc mono-coup pour les tests dynamiques. Ainsi nous présenterons les éléments passifs et la partie commande liés au bon fonctionnement du mono-coup. Le point important est la conception d'une plateforme thermique spécifique dans le but de pouvoir imposer une température constante et contrôlée aux Véhicules de Tests durant toute la procédure de caractérisation. Cette plateforme exploite alors le Véhicule de Test avec

un dispositif à air forcé pour imposer la température (Thermostream). Nous présenterons alors le design des divers éléments constituant la plateforme thermique.

Pour les performances statiques des composants, un traceur de puissance est utilisé. De même, la détermination des performances dynamiques est réalisée à l'aide du banc monocoup. Une partie instrumentation détaille les divers éléments de mesures utilisés, les méthodes de mesure ainsi que les conditions de tests. Les résultats de mesure sont ensuite présentés et analysés et des conclusions comparatives entre chaque type de composant (IGBT et diode) sont établies.

Les résultats de ces expérimentations vont permettre, dans un second temps, une analyse détaillée et la calibration des modèles distribués de composants de puissance destinés à une conception poussée des systèmes aéronautiques. Ce point sera développé au sein du troisième chapitre.

2.1 Présentation des Véhicules de Test

Dans une optique de modélisation, le Véhicule de Test mis en place exploite des puces nues sans boîtier. Cette démarche, contrairement à celle consistant à l'utilisation des packs IGBT, nous offre la possibilité d'extraire le comportement intrinsèque des structures monolithiques de puissance en raison de la maîtrise de chaque élément qui compose les Véhicules de Test. En effet, ayant réalisé la conception de chaque élément, cette approche permet une modélisation de type thermique, connaissant l'exacte composition de notre prototype, ainsi qu'une modélisation de type C.E.M (Compatibilité ElectroMagnétique). Les divers éléments du VT peuvent être modélisés via une méthode de type P.E.E.C (Partial Element Equivalent Circuit) ou de type à éléments finis afin d'extraire les modèles équivalents R, L, C. Ainsi, d'un point de vue C.E.M ce travail d'extraction va permettre de mettre en avant l'impact du design du VT sur les caractéristiques électriques des composants. Cette approche a donc été réalisée en prévision d'un travail de modélisation, elle est à relier avec la partie modélisation des semi-conducteurs développée dans le chapitre 3.

2.1.A Conception du module test de puissance

Le Véhicule de Test (VT) est élaboré autour de la puce nue. Le VT (*Cf. figure 2.1.a*) est composé de substrats AlN métallisés double face sur lesquels sont brasés les composants

IGBT et diodes. Pour des raisons principalement liées au maintien mécanique, ces substrats seront brasés sur une semelle en cuivre. Des connectiques de puissance ainsi que des connectiques de signaux sont ajoutés dans le but de pouvoir accéder aux grandeurs électriques mesurées. Finalement, un gel silicone (*Cf. figure 2.1.b*) est déposé sur l'ensemble des éléments afin de tenir compte de l'aspect diélectrique, et le tout est encapsulé par un boîtier plastique. Le « routage interne » est réalisé à l'aide de files de bonding et selon la configuration d'une cellule hacheur série (*Cf. figure 2.4.b*). Deux configurations de tests et deux Véhicules de Test ont été développés pour la caractérisation du composant IGBT et de la diode de puissance (ces configurations sont détaillées dans le § 2.1.C).

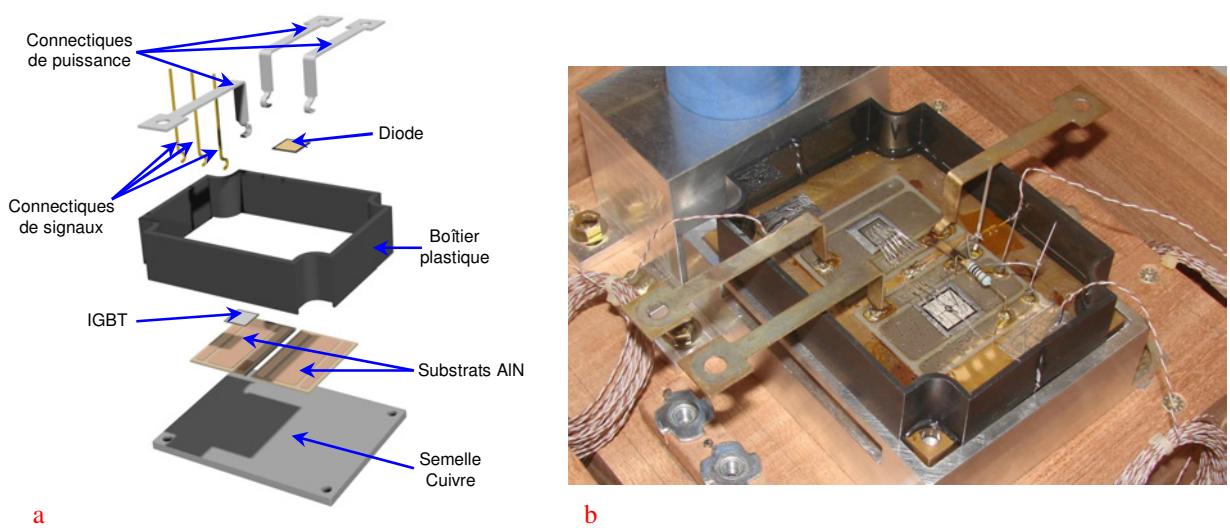


Figure 2.1: a) Vue C.A.O éclatée du VT; b) Photo du VT élémentaire.

2.1.B Outils et Process technologique

Un VT est prévu par configuration de test (IGBT et diode). Tous les process de brasage des puces, des substrats ainsi que des connectiques de puissance sont réalisés en salle blanche. Les VT sont assemblés en deux étapes principales : dans un premier temps le brasage des puces sur substrats à l'aide de préformes (feuillard d'alliage sans flux aux dimensions des composants) est effectué et dans un second temps le brasage des substrats sur semelle et des connectiques de puissance dans un même cycle. Pour ce faire, nous nous aidons d'outillages spécifiques réalisés pour ces VT. Ce sont des masques qui ont pour rôle la mise en position et le maintien des substrats et des connectiques lors de la phase de recuit. La seule contrainte est d'avoir le moins de matière possible sur l'outillage afin de réduire au maximum l'inertie thermique de ce dernier. Ainsi en réduisant au maximum l'influence des masques, cela permet

de s'assurer que les divers éléments de l'assemblage se trouvent bien à température définie par le process et d'obtenir des phases de refusion courtes et précises. L'outillage des substrats est réalisé en « Dilver » (Fer, Nickel, Cobalt) afin de limiter les dilatations thermiques, tandis que l'outillage destiné aux connectiques est usiné en aluminium. L'outillage servant à la mise en place des substrats (*Cf. figure 2.2a*) est composé de deux parties afin de permettre un retrait simple du masque (par les cotés) après utilisation. L'outillage des connectiques (*Cf. figure 2.2.b*) vient se fixer au dessus du précédent élément et comporte des évidements nécessaires afin de positionner à la fois les connectiques de puissance et de signaux.

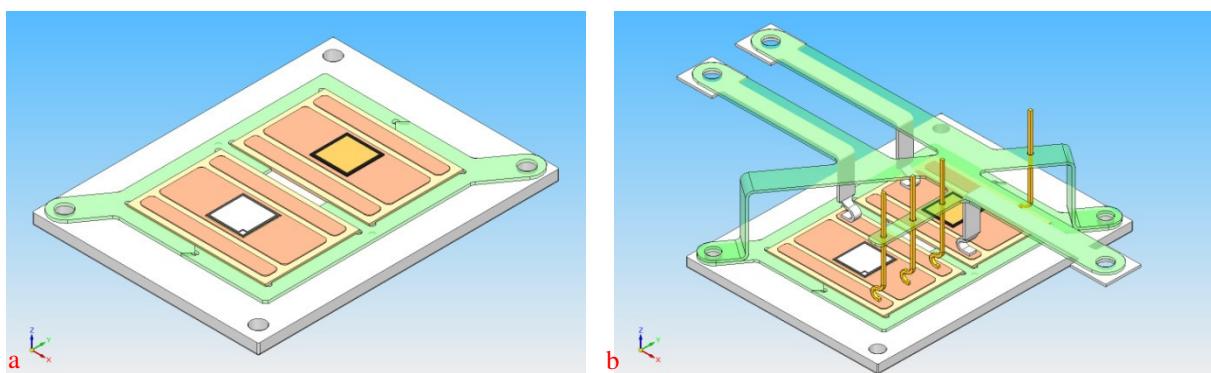


Figure 2.2 : a) Outilages pour brasages des substrats ; b) Outilages finaux pour brasages des connectiques de puissance.

La figure 2.3 montre les profils en température et en pression des brasages des puces avec préformes et des substrat/connectique. Le brasage des puces se fait d'abord dans un four statique « ATV » dit de refusion. Les profils de refusion (*Cf. figure 2.3.a*) montre le cycle de pression utilisé ainsi que le profil thermique de brasage pour des préformes de type Pb_{92,5}Sn₅Ag_{2,5}. Ensuite, l'ensemble substrats/puces est placé dans un four possédant en son sein un tapis roulant. Ce dernier est appelé four à passage. La figure 2.3.b montre le cycle thermique utilisé pour la dernière étape du process. Il est donné pour une utilisation de brasure Sn_{96,5}Ag_{3,5} (Melting Point = 221°C), avec une pointe supérieure au liquidus dans le but de s'assurer d'une bonne soudure.

Une fois la base principale du VT réalisée, nous devons la compléter en rajoutant une encapsulation à l'aide d'un gel silicone afin de prendre en compte l'aspect diélectrique. Un boîtier plastique est également mis en place comme pour un module de puissance standard (*Cf. figure 1.15*). La phase de collage du boîtier ainsi que le dépôt du gel silicone nécessitent quelques étapes intermédiaires. Dans le but d'améliorer l'adhérence des divers éléments, le boîtier en plastique en P.B.T (Polybutylène Terephthalate) utilisé est dégraissé à l'aide d'un

solvant industriel (Loctite 7063) dans un bac à ultrasons pendant 20mn. Un traitement de surface est ensuite réalisé. L'objectif de ce traitement est d'améliorer l'état de surface des substrats à assembler. Il est réalisé dans une enceinte plasma d'Argon et d'Oxygène sous une puissance de 300W pendant 300s.

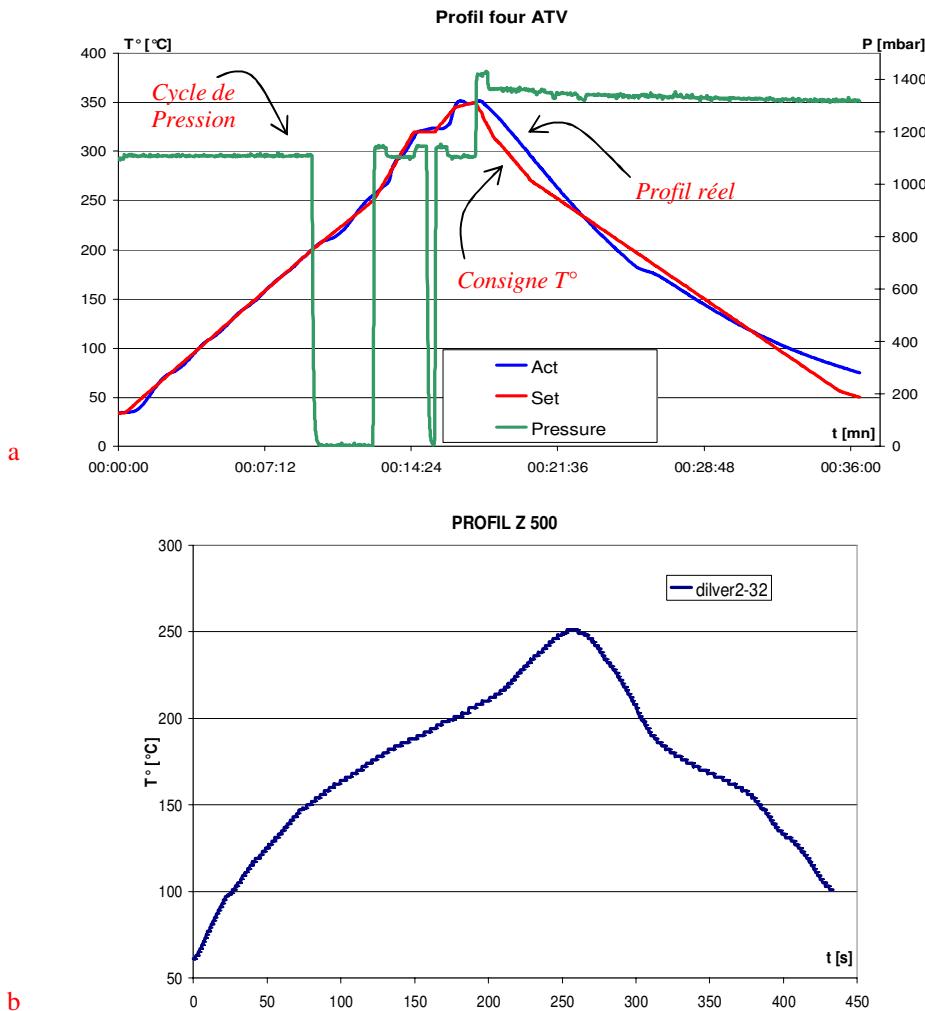


Figure 2.3: a) Profil du four de refusion : brasage puce/substrat ; b) Profil du four à passage : substrat/connectique.

De même, la base du VT est nettoyée à l'aide d'un défluxant (Total Clean 300) et d'alcool industriel dans un bac à ultrasons.

Pour le collage du boîtier plastique sur la semelle, un adhésif silicone Semicosil 989 est utilisé. Une fois l'assemblage semelle-boîtier réalisé, l'ensemble est mis à polymériser dans un four à 100°C pendant deux heures.

Concernant le gel silicone, le choix s'est porté sur le Nusil 8250. Ce dernier est un polymère PDPS (Polydiphenylsiloxane) qui possède des propriétés intéressantes à basse

température. En effet, ce gel a la particularité de conserver ses propriétés amortissantes jusqu'à environ -100°C contrairement aux gels plus couramment utilisés dans l'électronique de puissance, qui eux, perdent leur souplesse autour de -60°C. Cette propriété devient importante considérant le cahier des charges avionique qui impose un fonctionnement des modules jusqu'à -55°C ainsi qu'une « survie » à -63°C. La préparation de ce gel silicone se fait ensuite suivant trois étapes. Étant un bi-composant, il est tout d'abord mélangé à proportion de un pour un. Le gel est ensuite coulé dans le boîtier plastique et l'ensemble du VT est dégazé sous vide à 5mbar à température ambiante pendant deux heures au maximum. Cette phase est importante afin de ne pas emprisonner des bulles d'air une fois le gel « solidifié ». Finalement, le gel ainsi déboulé est réticulé au four à une température de 100°C pendant deux heures. La définition du process ainsi que l'élaboration des Véhicules de Test ont été réalisées à l'aide des ingénieurs process et matériaux de la plateforme PRIMES.

Le schéma de principe donné dans la figure 2.4 résume les principales étapes de fabrication du Véhicule de Test complet.

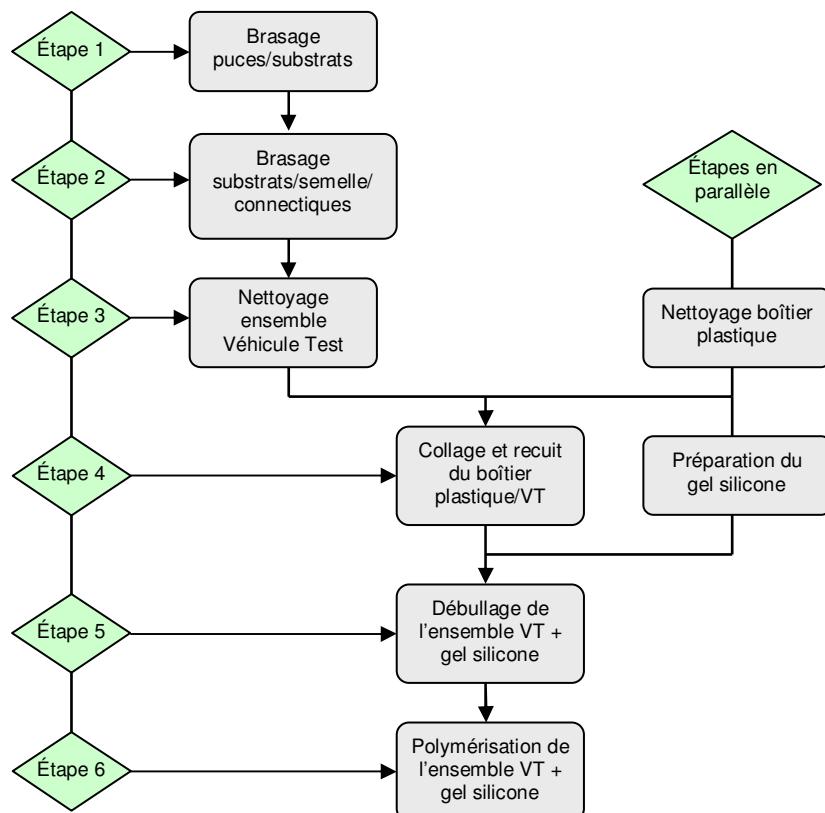


Figure 2.4 : Schéma de principe des étapes principales de la réalisation des Véhicules de Test.

2.1.C Routage électrique des Véhicules de Test

2.1.C.1 Circuit de test de l'IGBT

Nous présentons dans cette partie le circuit électrique test utilisé pour l'IGBT qui est présenté sur la figure 2.5.b et correspond à une configuration de cellule hacheur série.

La figure 2.5.a montre le schéma du layout interne du VT. Les substrats AlN sont brasés sur une semelle. Ils sont métallisés double face et comportent trois pistes chacun. Les composants sont brasés sur les pistes centrales des substrats et sont connectés au reste du circuit au moyen de fils de bonding. Les connectiques de puissance et de signaux sont directement brasés sur les pistes métallisées. Afin de réaliser le circuit électrique hacheur série les connectiques de puissance (C1 et C3) situées en haut du schéma de la figure 2.6 sont connectés à un busbar qui intègre une résistance shunt (*Cf. § 2.2.A.1*). L'inductance de charge est connectée entre les connectiques de puissance C1 et C2. Enfin, la capacité filtre est reliée au circuit par le biais du busbar. Les connectiques de signaux ont pour rôle la récupération des signaux électriques de mesure.

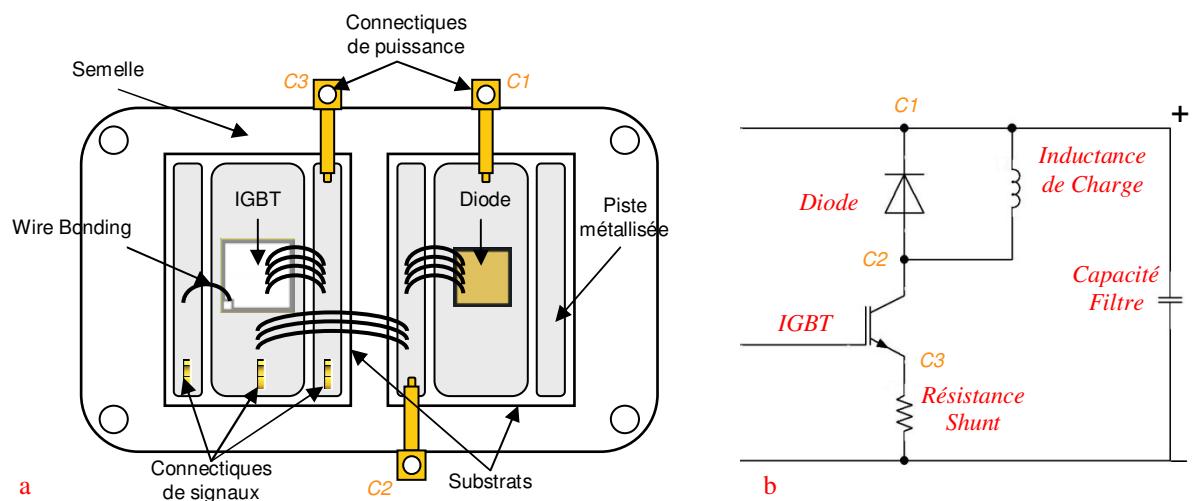


Figure 2.5: a) Schématisation du « layout » des VT en vue de dessus (configuration test IGBT) ; b) Circuit de test de l'IGBT – Cellule hacheur.

2.1.C.2 Circuit de test de la diode PiN

De même que pour les puces IGBT, une seconde configuration permet le test de la diode de puissance (*Cf. figure 2.6.b*). Pour ce faire, le circuit d'une cellule hacheur est réutilisé mais

cette fois-ci en inversant la position de l'IGBT avec celle de la diode. Le circuit de roue libre se retrouve alors entre l'émetteur de l'IGBT et la polarité négative du circuit.

Nous présentons ainsi sur la figure 2.6.a le schéma du « layout » interne correspondant au Véhicule de Test de la diode de puissance. Dans cette configuration, la disposition des substrats et des connectiques de puissance ne change pas par rapport au circuit de test défini pour le composant IGBT. Ainsi, la topologie globale du banc de test n'est en rien modifiée que ce soit pour la caractérisation des IGBT ou des diodes. Seule le Véhicule de Test est interchangé. Le principe du routage interne reste le même à la différence près de la position des puces (interverties), et d'une connectique de signal afin de pouvoir assurer la commande du composant IGBT. Le busbar reste connecté entre les connectiques C1 et C3 et l'inductance de charge est connectée entre C2 et C3.

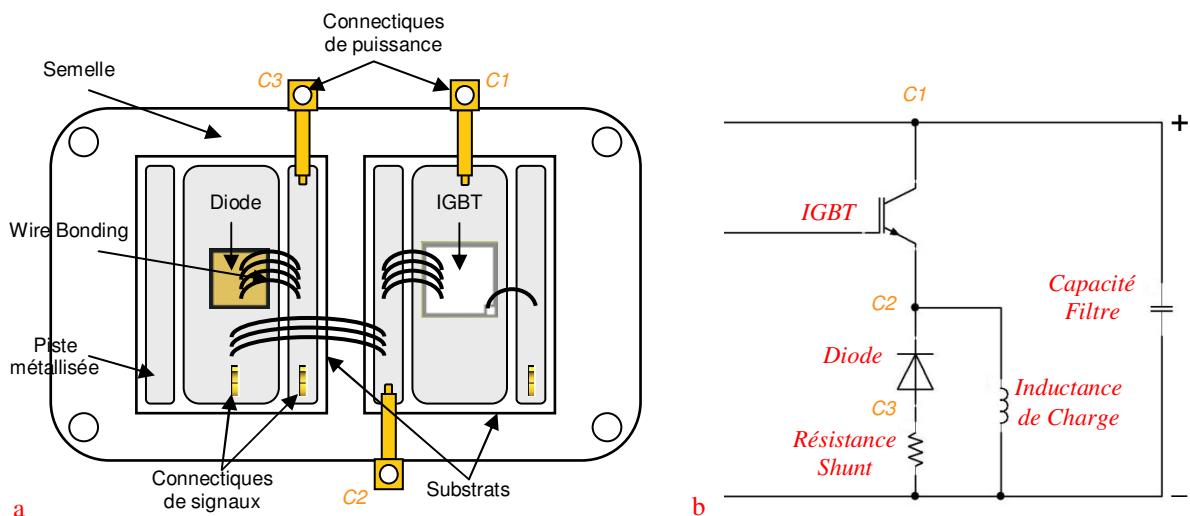


Figure 2.6 : a) Schématisation du « layout » des VT en vue de dessus (configuration test Diode) ; b) Circuit de test de la diode – Cellule hacheur.

2.2 Réalisation du banc de mesure électrique mono-coup

Pour la caractérisation électrique en commutation des composants de puissance, il existe au sein de la plateforme PRIMES un banc de test électrique mono-coup. Ce test consiste, par l'envoi d'une simple ou d'une double impulsion carrée sur les grilles de commande des IGBT, en la mesure des phases d'ouverture et de fermeture des composants. Il est également possible de se servir de cette même procédure afin de mesurer la phase de recouvrement des diodes de puissance.

Cependant, le banc mono-coup actuellement en place est plutôt adapté aux caractérisations de packs IGBT du commerce de forte puissance (3,3 kV et 6,5 kV typiquement) et destinés aux applications ferroviaires. Par conséquent, des adaptations électriques sont donc nécessaires afin de pouvoir caractériser correctement nos puces élémentaires à l'aide des Véhicules de Test définis précédemment. De plus, la caractérisation des composants en température nécessite une adaptation supplémentaire afin de pouvoir imposer une température constante et contrôlée aux Véhicules de Test.

Ce paragraphe présente alors la mise en place et l'adaptation du banc de caractérisation dynamique. La caractérisation statique des composants ne présentant aucune difficulté particulière car se servant d'un traceur de courbe de puissance (*Cf. § 2.3.A.1*). La nécessité d'utiliser des éléments passifs est introduite et le « design » du busbar est présenté. Le banc de test nécessite l'installation d'une commande appropriée des composants et la mise en place de la carte de commande (carte driver) est explicitée en détail. Enfin l'aspect température est primordial puisque la plateforme développée pour ce banc de test est utile aussi bien pour les caractérisations statiques que dynamiques. La conception des divers éléments principaux du dispositif mis en place est présentée en passant par la description du principe de thermalisation des Véhicules de Test, d'un échangeur thermique à air forcé, et d'un caisson d'isolation thermique. Enfin, la validation du « design » de la plateforme thermique est réalisée par simulation fluidique et la mise en place globale est présentée à la fin du paragraphe.

2.2.A Considérations électriques

Afin de caractériser en dynamique la puce IGBT, il est courant d'utiliser un bras d'onduleur complet (*Cf. figure 2.7.a*). Ainsi, comme le montre la figure, l'IGBT1 est le composant à tester tandis que l'IGBT2 reste bloqué. Cette topologie convient pour l'obtention des formes d'ondes des composants. Cependant, l'optique d'une modélisation des structures monolithiques par la suite nécessite l'utilisation d'une autre configuration. En effet, dans la topologie du bras d'onduleur complet, les éléments non « actifs », tels que l'IGBT2 et la diode 1, imposent par leur présence une impédance en parallèle vue par la diode 2 et de l'IGBT1. Ces éléments « parasites » ne permettent alors pas de modéliser le comportement « intrinsèque » de la structure monolithique seule. Par conséquent, afin de nous affranchir des possibles influences de composants en parallèle, la configuration d'une cellule hacheur série est utilisée dans le but de réaliser les tests en commutation (*Cf. figure 2.7.b*). Cette

configuration basique permet de reproduire les conditions de commutations rencontrées dans les diverses applications tout en économisant la présence de deux composants actifs par rapport à un bras complet. La conception et la réalisation de nos propres Véhicules de Test nous offrent une liberté de choix de topologie.

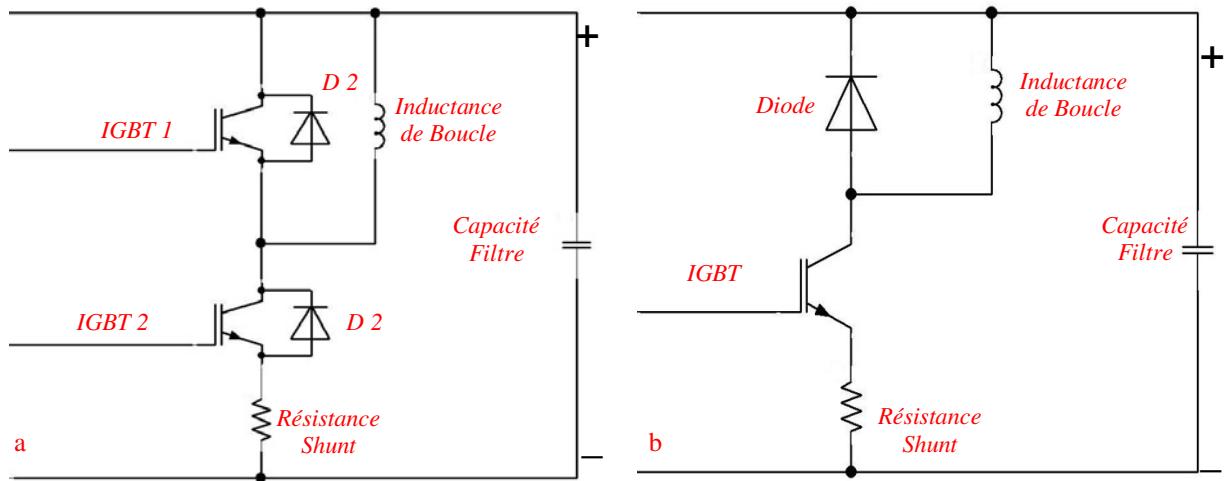


Figure 2.7: a) Bras d'onduleur complet ; b) Cellule hacheur.

2.2.A.1 Busbar et éléments passifs

Dans cette partie les éléments passifs des circuits de test sont présentés et énumérés, ne nécessitant pas d'explications particulières.

Pour la conception du busbar, il existe quelques règles simples [Gui06] à respecter. La distribution de la puissance électrique dans le circuit est assurée à l'aide du busbar. Cet élément consiste en la superposition de deux plans généralement en cuivre. Ceci crée ainsi deux conducteurs en champ proche qui réduit de façon significative la valeur de l'inductance parasite en comparaison à l'utilisation de câbles de puissance. La figure 2.8 montre l'assemblage des plaques de cuivre en parallèles avec une résistance shunt. Un isolant est inséré entre les éléments conducteurs pour la tenue diélectrique de l'ensemble.

Concernant la capacité filtre et l'inductance de charge du circuit de test (*Cf. figure 2.5.b et 2.6.b*), les éléments déjà présents au sein de la zone de tests sont réutilisés. Les valeurs des éléments disponibles sont les suivantes :

- pour la capacité filtre : 1,5 mF, 3 mF,
- et pour l'inductance de charge : 100 mH, 300 mH, 700 mH.

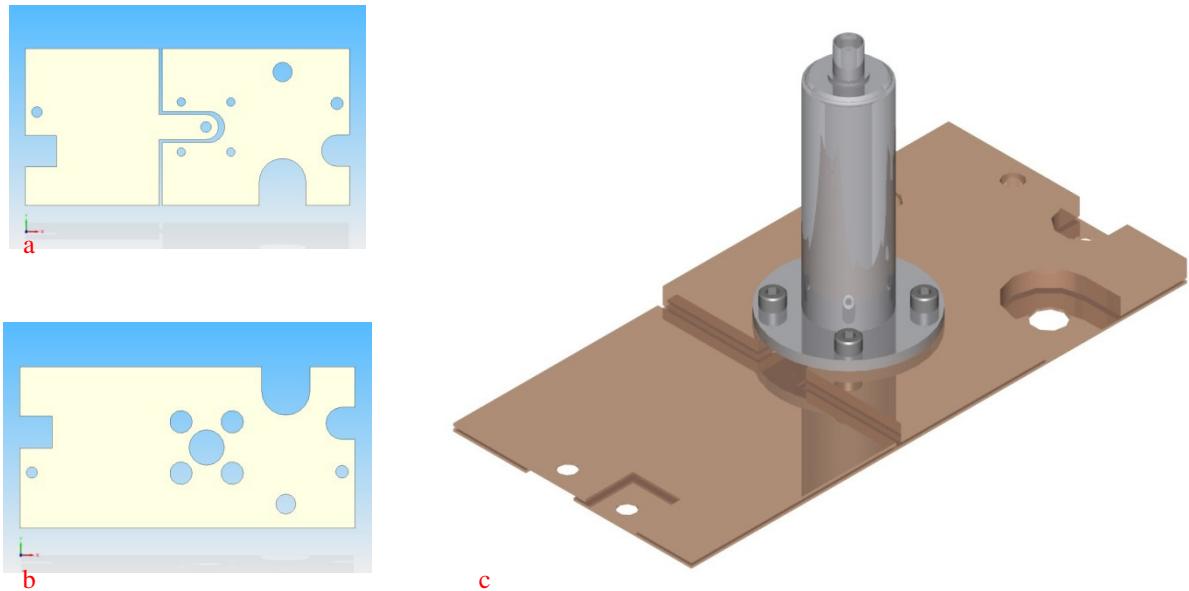


Figure 2.8 : C.A.O du Busbar : a) Conducteurs - ; b) Conducteur + ; c) Busbar avec shunt intégré (isolant non représenté).

2.2.A.2 Présentation de la carte driver Semikron SKHI22B

Afin de commander les IGBT durant la campagne de caractérisation, nous exploiterons un driver acheté dans le commerce. Il s'agit du modèle Semikron SKHI 22B qui est capable de piloter un bras complet d'onduleur. De ce fait, le circuit de commande principal est déjà réalisé et nous nous contenterons de le présenter dans ce paragraphe. Néanmoins une adaptation est nécessaire afin de pouvoir utiliser ce composant. Le schéma électrique du driver est représenté sur la figure 2.9.a.

Afin de configurer correctement le composant voici le câblage que nous avons réalisé :

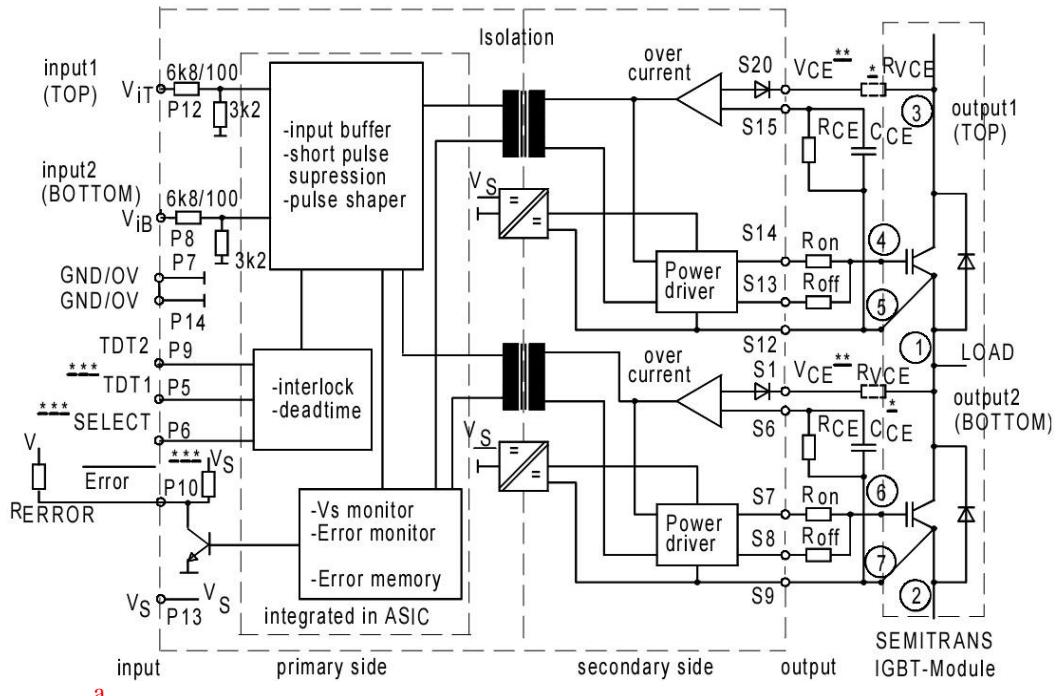
- **Pin 12** : est mise à la masse car elle correspond à la commande de l'IGBT du haut dans l'hypothèse de la commande d'un bras d'onduleur complet. Dans notre configuration d'une cellule simple hacheur série cette broche s'avère inutile.
- **Pin 8** : signal d'entrée du composant du bas.
- **Pin 7 et 14** : correspondent aux GND des signaux d'entrée.
- **Pin 9, 5, 6** : servent à configurer le temps d'enclenchement. Ce temps doit être supérieur au temps de turn-off de l'IGBT. Il est utilisé lors de l'utilisation du bras complet d'onduleur et cette fonction protection évite la commutation d'un IGBT lorsque l'autre composant est à l'état ON. Dans notre cas cette fonction ne sera pas utilisée et ces broches seront alors reliées aux GND du circuit.

- **Pin 10** : correspond à la sortie de détection ERREUR. Dans le cas de sous-voltage de la tension d'alimentation ou de court-circuit, un signal d'erreur est émis. La mémoire erreur bloque alors tout signal destiné aux commandes des IGBT. Une résistance extérieure est ajoutée sur cette broche afin de déterminer le niveau de détection dont la valeur est déterminée à partir d'une formule fournie par le constructeur. La résistance d'erreur est trouvée à $10\text{ k}\Omega$ pour une tension de +15V.
- **Pin 13** : correspond à la tension d'alimentation du circuit, elle est fixée à 15V.

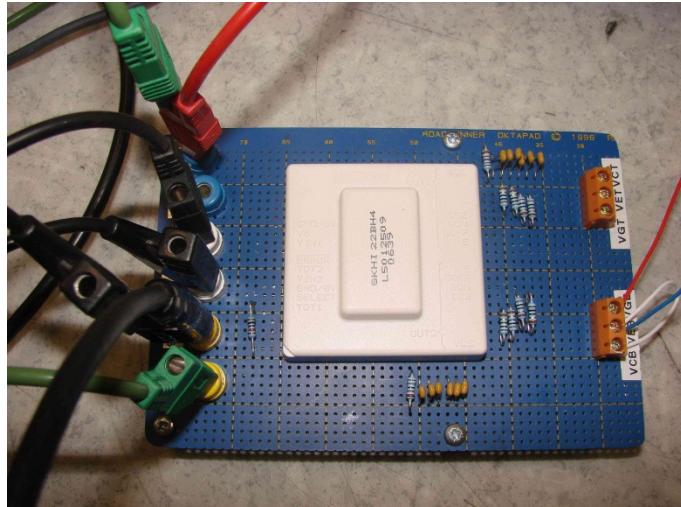
Concernant les broches secondaires, voici la configuration utilisée :

- **S20** : correspond au collecteur de l'IGBT du haut et est reliée à S12.
- **S12** : correspond à l'émetteur de l'IGBT du haut. Entre les broches S15 et S12 une cellule R_{ce}/C_{ce} est connectée. Celle-ci sert au contrôle du V_{CE} afin de limiter la valeur de la tension de déchet ainsi qu'à la détection de court-circuit. Le driver est configuré pour les commandes de composants 1200V (mais peut également être configuré pour la commande de composants 1700V). Pour faire on utilisera les valeurs de : $R_{ce} = 18\text{k}\Omega$; et $C_{ce} = 330\text{ pF}$.
- **S1 et S9** : les broches sont reliées entre elles.
- **S13 et S14** : ces broches sont non utilisées car nous n'utilisons pas un bras complet.
- **S6 et S9** : une cellule R_{ce}/C_{ce} est également présente. Les valeurs de ces composants sont identiques que précédemment.
- **S7 et S8** : correspondent aux broches de commande de grille de l'IGBT du bas. Des résistances de commutations sont alors rajoutées et ont pour valeur : $R_{g_{on,off}} = 5\Omega$.

La carte finale est représentée sur la figure 2.9.b.



a



b

Figure 2.9 : Carte driver : a) Schéma bloc électrique ; b) Photo de la carte réalisée.

2.2.B Conception de la Plateforme Thermique

Pour les caractérisations électriques en température, les composants actifs de puissance doivent être maintenus sous une température contrôlée et constante. Le phénomène d'auto-échauffement de la puce doit également être évité durant les phases de conduction ou de commutation en facilitant le chemin d'évacuation thermique et en minimisant la résistance thermique de l'empilage. En aéronautique, le cyclage en température des composants électroniques peut être extrêmement sévère avec des écarts importants entre température haute et température basse ($\Delta T > 100^{\circ}\text{C}$). Selon que ces derniers sont placés en environnement moteur (environnement le plus contraignant), en zone pressurisée ou non, le cyclage passif des composants électroniques s'avère souvent plus problématique que leur cyclage actif d'un point de vue fiabilité et durée de vie. Le point important est donc la température au sein de laquelle fonctionne le système électrique concerné.

Transposé dans notre cas d'étude, il est donc important de mettre au point un système pouvant imposer aux Véhicules de Test des températures ambiantes spécifiques et bien entendu correspondant aux applications aéronautiques. Dans le cadre de cette thèse la gamme de température concernée s'étend de -55°C à $+150^{\circ}\text{C}$. Cette plage de température est définie selon un cahier des charges lié au projet ModErNe et correspond à la plage de température de fonctionnement actif des dispositifs. Ce paragraphe présente donc le système mis en place et chargé de réguler et de contrôler la température environnante des Véhicules de Test.

Le système se compose de plusieurs éléments. Tout d'abord, la température voulue est fournie à l'aide d'un dispositif dédié aux mesures électriques en température sous cloche. Cet instrument (ThermoStream®) connu du monde industriel est un dispositif à air pulsé pouvant produire aussi bien une température haute positive (jusqu'à $+225^{\circ}\text{C}$) que basse négative (jusqu'à -80°C). Afin de pouvoir exploiter le flux d'air délivré, un dispositif comprenant un échangeur et un caisson d'isolation a été réalisé. « L'échangeur » d'air est chargé d'homogénéiser et d'appliquer le flux d'air sur les Véhicules de Test lors des caractérisations. Il correspond alors à un support spécifique sur lequel vient se fixer le VT complet. Un dernier aspect consiste au confinement thermique de l'ensemble « Véhicule Test – échangeur » afin de limiter les pertes thermiques. Ainsi les temps nécessaires à la mise en température des VT lors des phases de caractérisations peuvent être réduits. Un caisson d'isolation thermique destiné à cet effet est présenté. Enfin la validation de l'ensemble du système thermique est réalisée au moyen de simulations fluidique et thermique.

2.2.B.1 Design de l'échangeur d'air

- **Principe de l'échangeur d'air et du contrôle de la température**

Afin d'imposer une température aux Véhicules de Test fixés à l'échangeur, de l'air chaud ou froid est injecté à l'aide du ThermoStream®. Dans le but de limiter les pertes, il est préférable d'intégrer au maximum le circuit de l'air, de son point de départ (ThermoStream®) jusqu'au contact des Véhicules de Test. Le schéma de principe est illustré en figure 2.10. Les VT sont donc fixés sur le dispositif échangeur et maintenus mécaniquement par visserie. Le jet d'air est alors appliqué à la verticale en dessous de la semelle des Véhicules de Test. L'air en contact direct avec la face inférieure de la semelle s'homogénéise dans une cavité collectrice avant de s'évacuer par les côtés. Nous obtenons ainsi un système chauffant ou refroidissant par le dessous à air forcé.

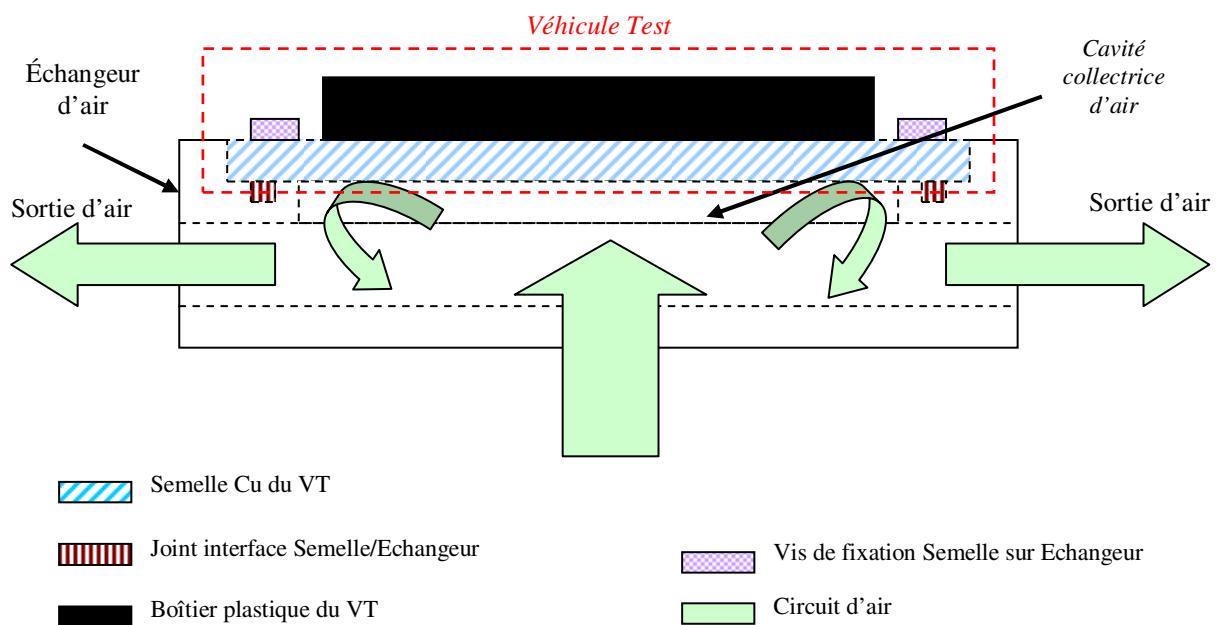


Figure 2.10: Schéma de principe : Vue en coupe de l'ensemble échangeur - VT.

Concernant le contrôle de la température appliquée, celui-ci est réalisé par un ensemble de trois thermocouples placés sur le Véhicule Test (*Cf. figure 2.11*). Ces derniers sont positionnés sur la surface supérieure de la semelle, noyés dans le gel silicone. Pour plus de précision sur les mesures de températures, ils sont de type T. Les thermocouples sont distribués sur la diagonale du Véhicule Test afin de vérifier à tout palier de température

l'uniformité de celle-ci sur la semelle et attestant ainsi que la température de la semelle est homogène. Enfin il est possible de préciser que les thermocouples placés aux extrémités donnent une lecture de la température via des multimètres, tandis que le thermocouple central permet l'auto-asservissement du ThermoStream®. Cela permet au dispositif de réguler le flux et d'atteindre la consigne de température appliquée en faisant varier le débit du flux ainsi que la température du flux.

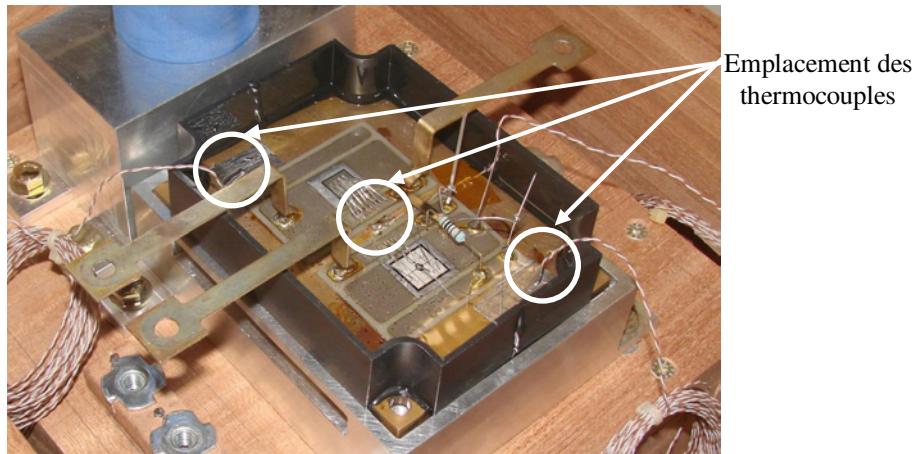


Figure 2.11 : Visualisation des thermocouples placés sur la diagonale des VT.

▪ *Conception de l'échangeur*

Afin de limiter les pertes, le circuit d'air doit être le plus intégré possible. Ce circuit est réalisé à l'aide de l'assemblage de trois éléments (*Cf. figure 2.12*). Un premier élément (P1) sert de liaison entre l'échangeur et le ThermoStream®. Une seconde pièce (P2) correspondant à la cavité collectrice principale de l'échangeur a pour rôle de collecter le flux d'air et de l'homogénéiser. Enfin, une troisième partie (P3), sur laquelle est fixé le Véhicule Test, a pour rôle de distribuer de façon la plus homogène possible le flux d'air et donc de façon la plus uniforme possible la température.

L'air pulsé arrive alors dans le collecteur (*Cf. figure 2.12.a*). Le flux s'harmonise et remonte ensuite vers le Véhicule Test à travers l'élément référencé P3. Celui-ci présente en son sein une cavité de taille bien inférieure à celle du collecteur. Elle est créée à l'aide d'un évidement et d'une grille de distribution intermédiaire (*Cf. figure 2.12.b*). Des sorties d'air sont prévues afin d'évacuer le flux par les côtés. Afin de lisser les trajectoires des flux et de les concentrer, les angles droits sont supprimés par réalisation de congés sur les bords inférieurs internes de la pièce P3. La photo de l'ensemble de l'échangeur est visible à la figure 2.12.b.

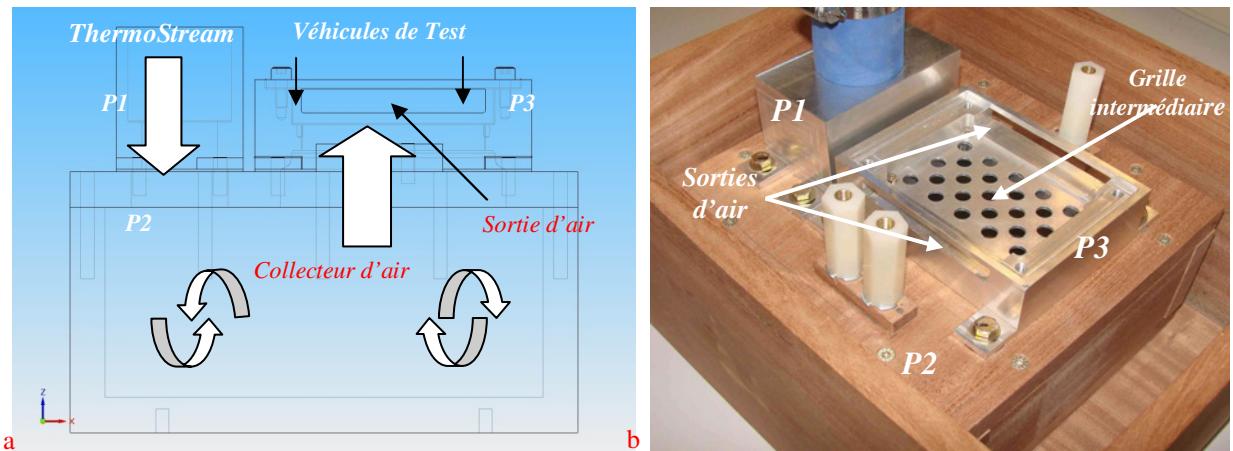


Figure 2.12 : Échangeur d'air : a) Vue filaire et en coupe des différents éléments ; b) Photo de l'ensemble des éléments.

2.2.B.2 Caisson d'isolation thermique de l'échangeur

Durant la phase de caractérisations, les Véhicules de Test doivent être placés dans un environnement thermiquement isolé. Pour cela, l'ensemble échangeur - VT est confiné dans un caisson d'isolation thermique (*Cf. figure 2.13.a*). Sur le schéma de principe, le flux d'air sortant de l'échangeur circule autour de l'ensemble afin de garder une température environnante égale à la température de test imposée. Le caisson d'isolation est pourvu d'une ouverture afin d'évacuer le flux d'air vers l'extérieur. « L'axe » des évidements de sortie d'air de l'échangeur et du caisson ont été pensés de façon à ce que la circulation d'air créée à l'intérieur de l'espace confiné permette un échange convectif pour que l'air environnant le DUT (Device Under Test) soit à température de consigne avant son évacuation (*Cf. figure 2.13.b*). Ceci est un point important qui impacte sur les temps de mise en température des VT durant les caractérisations électriques. Un couvercle judicieusement évidé vient compléter le caisson. Enfin et si nécessaire, un isolant thermique (par exemple de la laine de verre) peut être appliqué autour du caisson d'isolation et/ou dans les interstices dans le but d'améliorer davantage le pouvoir isolant du système.

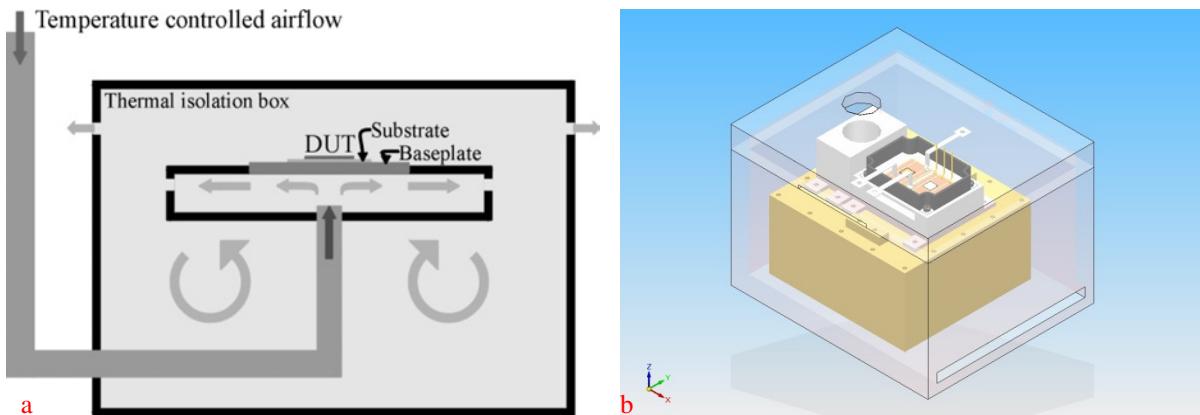


Figure 2.13 : a) Schéma de principe de l'isolation thermique ; b) C.A.O du caisson d'isolation thermique confinant l'ensemble échangeur-VT.

2.2.B.3 Validation de la géométrie de l'échangeur

La conception et la validation de l'ensemble du système, et plus particulièrement la circulation d'air, ont été réalisées à l'aide de simulations thermique et fluidique avec le logiciel Flotherm. Pour cela, la collaboration avec l'équipe thermique de la plateforme PRIMES a été nécessaire. Nous présenterons dans ce paragraphe les conclusions qui nous ont permis d'obtenir le design final qui est détaillé dans ce mémoire.

La figure 2.14 présente les résultats de simulations qui ont été faites pour un premier design auquel nous avons pensé. Ces résultats montrent le circuit d'air du système au sein de l'échangeur. Ce circuit est intégré au maximum dans une pièce monobloc dans l'optique d'une minimisation des pertes thermiques. La simulation de l'ensemble nous a permis de mettre en évidence la mauvaise répartition fluidique du flux d'air. À la vue des résultats il est aisément de conclure que le flux ne remonte pas de façon verticale vers la cavité collectrice et a tendance à se concentrer sur un côté préférentiel. Ceci est en partie dû aux angles droits de la géométrie interne du conduit ainsi qu'au chemin vertical trop court par lequel remonte le flux d'air. La répartition du flux est un point important dans la mise au point du design car elle impacte directement sur l'uniformité ou non de la répartition de la température sur les Véhicules de Test. Avec cette géométrie les simulations montrent que les flux à l'intérieur de l'échangeur sont trop importants. En effet, avec ce circuit d'air les flux peuvent atteindre des débits de l'ordre de 20m/s dans le conduit. Le problème d'une pressurisation trop importante peut aboutir à l'éjection de la tête du ThermoStream® de l'entrée de l'échangeur (élément référencé P1 sur la figure 2.12.a). Le ThermoStream® a la possibilité de pulser de l'air avec un débit allant de 2,4 l/s à 9 l/s. La simulation donnée par la figure 2.14 a été réalisée avec le débit minimum (2,4 l/s) comme débit d'entrée. La conclusion est que les flux d'air obtenus

sont trop importants. Encore une fois avec ce premier design, la géométrie du circuit d'air est remise en cause. Le diamètre trop petit et la cavité collectrice concentrent les flux d'air de façon trop importante.

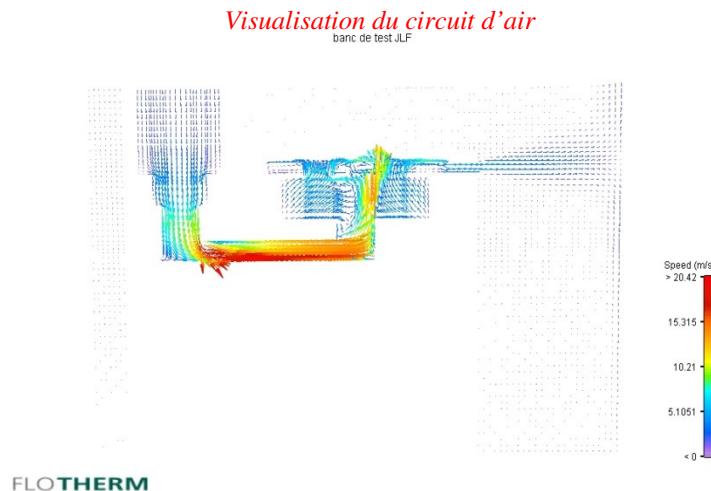


Figure 2.14 : Simulation fluidique du premier design : vue en coupe du flux d'air à l'intérieur de l'échangeur.

Les conclusions ainsi obtenues du premier design a permis une itération de ce dernier et de corriger les défauts. Les simulations du second design (*Cf. figure 2.15*) du système ont permis de valider une optimisation fluidique de la géométrie du circuit d'air. Dans le but de réduire l'importance du flux au sein de l'échangeur et de corriger son orientation, nous avons créé une cavité collectrice beaucoup plus volumineuse que celle d'origine. Les angles droits ont été supprimés et combinés à la nouvelle cavité de l'échangeur dotée d'une grille intermédiaire (*Cf. figure 2.12.b*), les trajectoires du flux ont été corrigées. La combinaison de ces optimisations aboutit à une répartition quasi-homogène du flux d'air et de la température sur la semelle du Véhicule de Test. En définitive nous obtenons l'architecture présentée aux § 2.2.B1 et 2.2.B2.

Dans ce système passif, le temps de mise en température des composants à un palier donné dépend de la constante de temps thermique de chaque élément de l'assemblage du Véhicule de Test. Néanmoins, il est possible de remarquer que la constante de temps la plus critique est celle du ThermoStream®. En effet, les constantes de temps des puces ainsi que des substrats utilisés sont négligeables devant celle de la semelle de cuivre. Hors, le ThermoStream® est auto-régulé par rapport à la lecture fournie par le thermocouple central brasé sur la face supérieure de la semelle (*Cf. figure 2.11*). Ainsi, le temps nécessaire à la stabilisation de la température fournie par le ThermoStream® est considéré comme la constante de temps la plus grande du système. Alors, lorsque toutes les valeurs de température

fournies par les thermocouples des Véhicules de Test sont égales, le système dans son ensemble est considéré comme étant thermalisé.

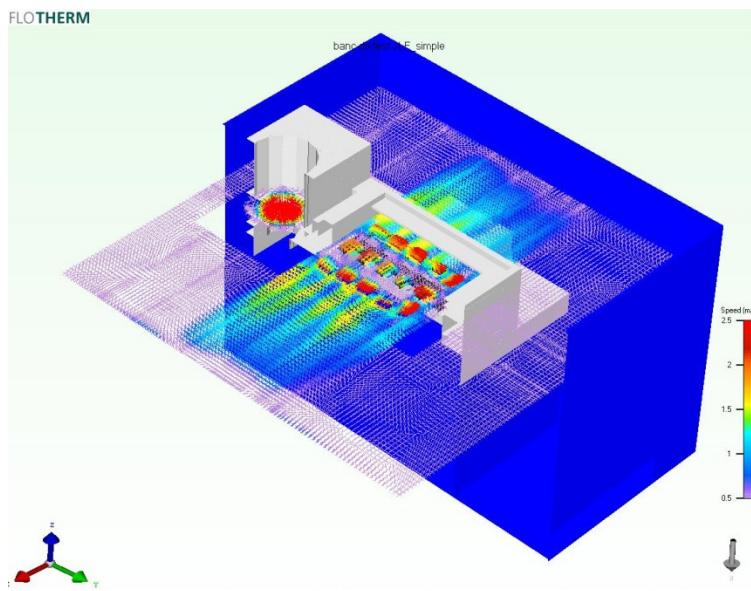


Figure 2.15 : Simulation fluidique du design définitif : vue de la répartition du flux au sein de l'échangeur.

Les résultats de simulation obtenus à l'aide de Flotherm sur une première conception ont permis de conclure sur un mauvais dimensionnement du système et de rectifier ces défauts. La version du design améliorée correspond alors à celui qui est présenté et utilisé dans ce document pour les caractérisations réalisées dans ce mémoire de thèse.

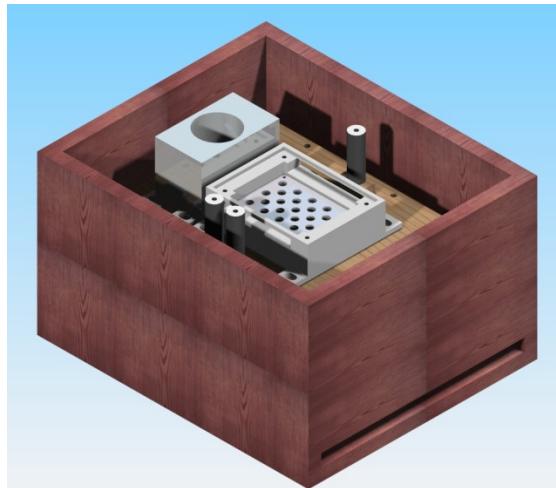
2.2.C Mise en place du banc de test

Une fois tous les éléments définis, il devient alors possible de mettre en place l'ensemble afin de préparer la plateforme pour les futurs tests. Les points importants à prendre en compte sont les fixations des connectiques de puissance des VT sur le busbar.

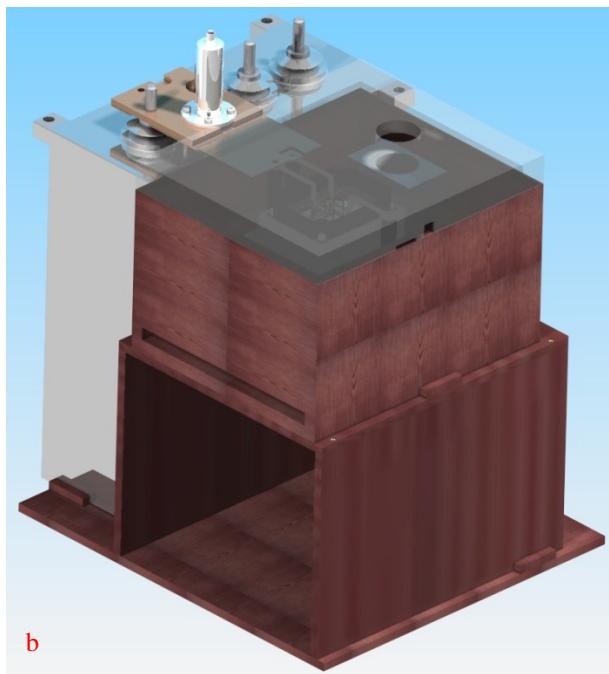
Les connectiques de puissance, comme nous l'avons décrit précédemment, sont brasées sur les pistes métallisées des substrats. D'un aspect pratique, elles ne sont donc pas robustes à des efforts mécaniques particulièrement sur les efforts en torsion autour de l'axe vertical des connectiques. En effet, dans ce cas précis, ce sont les brasures des connectiques qui supportent les efforts. L'idée est donc de reporter tous les efforts mécaniques sur un support encastré. Des entretoises sont donc utilisées afin d'absorber les efforts et de les reporter sur le socle de l'échangeur (*Cf. figure 2.16.a*). Deux contraintes sont imposées aux entretoises : elles doivent se comporter comme des isolants thermiques et électriques. Elles sont donc

constituées d'un corps isolant avec des parties métalliques à leurs extrémités afin de permettre les fixations. Un support en bois est assemblé afin d'assurer la mise en position de l'ensemble des différents éléments nécessaires au montage électrique (*Cf. figure 2.16.b*).

Concernant les limites d'utilisation ou de performance du banc de test, il n'y a aucune contrainte particulière considérant les gammes de tension et courant liées aux applications aéronautiques. Seul le design du busbar peut être limitant pour des tests sous haute tension liés à des applications ferroviaires. Ce banc de test étant également utilisé pour d'autres projets développés au sein de la plateforme PRIMES, une simple modification de l'isolant du busbar a permis d'atteindre une limite en tension de l'ordre de 4kV. D'un point de vue thermique, la limitation en température du banc de test est déterminée d'une part par les performances du ThermoStream® qui peut produire un flux d'air allant de -80°C à +225°C ; et d'autre part par le choix des matériaux des divers éléments qui composent le Véhicule de Test. Bien entendu, le pouvoir d'isolation de l'ensemble de la plateforme doit également être pris en compte. Dans notre cas précis, les principales limitations portent sur le matériau du boîtier plastique utilisé afin de contenir le gel silicone ainsi que sur le matériau du raccord utilisé entre l'embout du ThermoStream® et l'échangeur. Le boîtier en P.B.T (Polybutylène Terephthalate) tout comme le raccord présentent tous deux une température de fusion autour de 190°C. Cependant, une fois de plus, une modification relativement simple permettrait de repousser ces limites au-delà des 200°C. Pour des valeurs supérieures, il faudra alors considérer la limite en température de la brasure utilisée qui présente un point de fusion à 221°C.



a



b

Figure 2.16 : a) C.A.O de l'échangeur complet dans le caisson d'isolation thermique ; b) Vue d'ensemble du montage.

2.3 Caractérisations électriques

2.3.A Instrumentation et méthode de mesure

2.3.A.1 Conditions de test pour la mesure statique

Afin d'analyser le comportement des composants en régime de conduction normal, nous nous attachons dans cette partie à présenter les appareils de mesures ainsi que les protocoles utilisés dans le but de caractériser électriquement les composants. Nous allons nous intéresser à trois caractéristiques représentatives des principaux modes de fonctionnement statique auxquels seront soumis les composants durant leur cycle de vie hors régime extrême et destructif (régime de court-circuit ou déclenchement thyristor parasite).

- ***Plan de sortie I (V) et tenue en tension directe***

Le Véhicule de Test présenté précédemment est utilisé afin de caractériser nos composants. Pour ce faire nous allons nous servir d'un traceur de courbe de forte puissance TEKTRONIX 371A (*Cf. Figure 2.17.a*). Ce testeur de composant permet d'effectuer des caractérisations paramétriques statiques de divers composants. Le mode collecteur haute tension permet des tests en phase ouverte des composants jusqu'à 3000V. Le mode collecteur fort courant pulsé permet d'atteindre des valeurs de courant maximum supérieures à 400A pour les tests en conduction. Enfin, ce dispositif peut délivrer en sortie une puissance maximale de 3000W et son mode balayement permet de tracer automatiquement les courbes en appliquant au composant des impulsions de très faibles durées. Ainsi, cela évite tout échauffement excessif du composant lors des tests de puissance.

L'ensemble du dispositif de mesure en température est représenté sur la figure 2.17.b. Le Véhicule de Test est placé et confiné dans son enceinte thermique. Des câbles de puissance sont utilisés afin de véhiculer l'énergie électrique jusqu'aux composants ainsi que pour extraire les mesures. Le traceur est piloté à partir d'un logiciel spécifique développé avec Labview. La caractéristique I (V) est tracée pour plusieurs ordres de commande de grille : 11V, 13V, 15V, 17V, et pour plusieurs paliers de températures positives et négatives. Les conditions de mesures sont résumées dans le tableau 2.1.

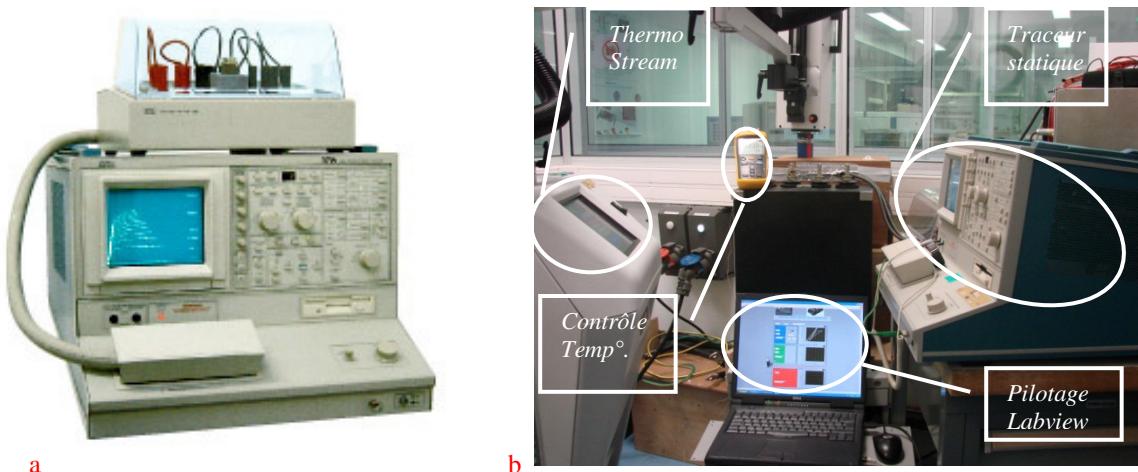


Figure 2.17 : a) Traceur statique ; b) Vue d'ensemble du banc de test pour la mesure statique.

Les schémas électriques relatifs aux mesures du plan de sortie et de la tenue en tension sont basiques. Concernant la caractéristique de sortie statique, une source de tension vient commander l'IGBT tandis qu'une seconde source polarise le composant entre collecteur et émetteur. Le même schéma est utilisé pour la mesure de la tenue en tension mais cette fois en court-circuitant grille et émetteur. La tension collecteur est alors augmentée graduellement jusqu'à apparition de la tension d'avalanche.

Température positive (°C)	27 ; 50 ; 75 ; 100 ; 125 ; 150 ; 175
Température négative (°C)	0 ; -15 ; -25 ; -35 ; -45 ; -55
Tension de commande Vge (V)	11 ; 13 ; 15 ; 17

Tableau 2.1: Conditions de tests en statique.

▪ **Conditions de test pour la mesure des courants de fuite**

La détermination précise des courants de fuites nécessite l'utilisation et la mise en place d'un autre dispositif de mesure. En effet, nous aurions pu utiliser le traceur statique afin d'évaluer les courants de fuites en même temps que la tension d'avalanche directe, mais le traceur ne dispose pas d'une précision suffisante pour la mesure de ces courants. Ainsi nous avons utilisé le montage suivant :

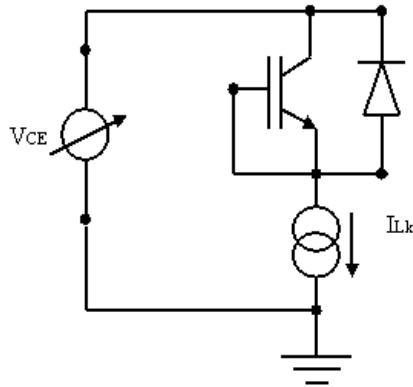


Figure 2.18 : Schéma électrique de mesure de courants de fuite.

La grille de l'IGBT est court-circuitée avec l'émetteur afin de bloquer le composant. Une alimentation haute tension pouvant délivrer jusqu'à 12,5kV est placée entre le collecteur et l'émetteur tandis qu'un ampèremètre de précision est placé en série sur l'émetteur de l'IGBT. On utilise pour cela un ampèremètre Keithley 6514 dont la précision en courant peut atteindre 1pA avec un bruit inférieur à 1fA. Un logiciel développé à l'aide de labview est utilisé afin de piloter le générateur et l'ampèremètre et la valeur du courant de fuite est limitée et de l'ordre de la dizaine de mA au maximum afin d'éviter tout risque de destruction du composant sous test. Ne pouvant contrôler le départ en avalanche des composants nous nous limitons également à des tests jusqu'à une tension de 1200V.

2.3.A.2 Conditions de test pour la mesure en dynamique

Une configuration cellule hacheur est utilisée afin de caractériser les composants de puissance lors des phases de commutation à l'ouverture et à la fermeture. Le banc mono-coup présenté jusqu'alors a été utilisé et il est présenté sur la figure 2.19. L'alimentation haute tension est un Technix série CCR 5kV utilisée pour les tests pour applications ferroviaires. Suivant le schéma électrique équivalent (*Cf. figure 2.7.b*) une capacité filtre est placée entre les polarités positive et négative dans le but de garder un niveau de tension constant et de limiter les chutes de tension lors des phases de commutations.

La haute tension est contrôlée en permanence à l'aide d'une sonde HT Fluke 80K-6 et d'un multimètre. Le courant de collecteur est mesuré à travers une résistance shunt coaxiale intégrée au busbar. Pour générer les signaux de commande, comme présenté au § 2.2.A.2, un composant Semikron SKHI 22B est utilisé ainsi qu'un générateur basse fréquence HP33120A. De même que pour la haute tension, la tension grille-émetteur et la tension collecteur-émetteur sont mesurées respectivement à l'aide de sondes différentielles

TEKTRONIX P5205 et TEKTRONIX P5210. Tous les signaux sont visualisés sur un oscilloscope de type TEKTRONIX TDS7054. Enfin, les ordres de commande et d'acquisition sont pilotés via un logiciel développé avec Labview.

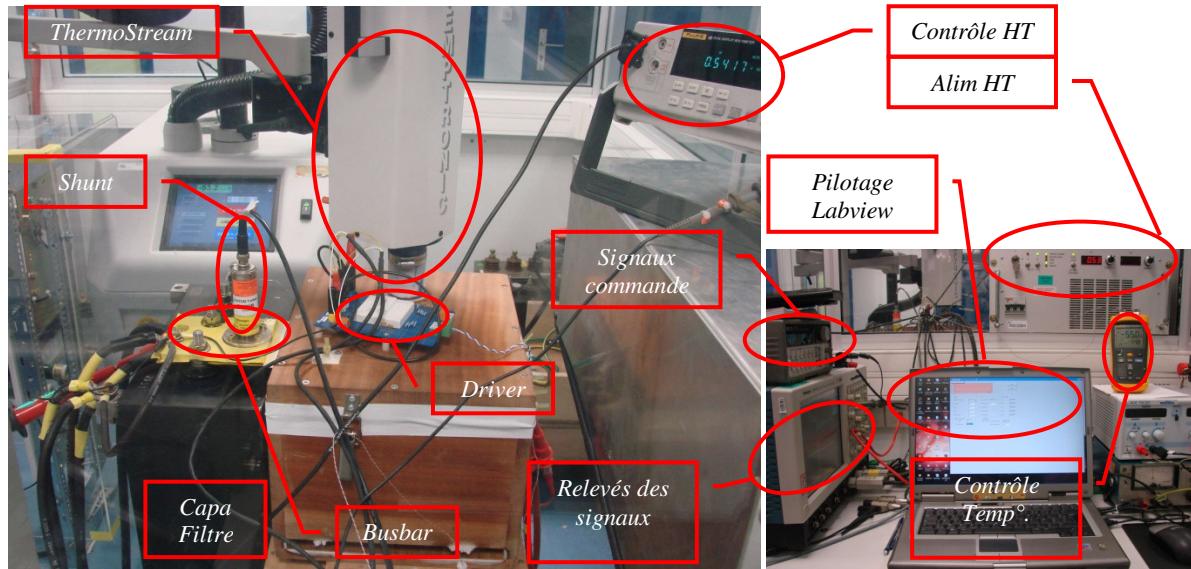


Figure 2.19 : Vue d'ensemble du banc de test pour la mesure dynamique.

Les phases d'ouverture et de fermeture des composants sont alors mesurées pour différents paliers de températures positives et négatives. Les valeurs des résistances de grille pour les commutations On et Off ont été prises égales et de valeurs quasi-équivalentes à celles figurant sur les datasheets des composants IGBT afin d'obtenir des résultats de même ordre de grandeur. Enfin, les composants sont commutés pour trois valeurs de courant et sous une tension de 540V correspondant aux applications aéronautiques. Les conditions de tests sont synthétisées dans le tableau 2.2 ci-dessous :

Température positive (°C)	27 ; 100 ; 125 ; 150 ; 175
Température négative (°C)	0 ; -25 ; -40 ; -55
Résistance de grille : on, off (Ω)	5
Inductance de charge (μH)	300
Capacité filtre (mF)	1,5
Tension bus (V)	540
Niveaux de courants commutés (A)	50 ; 100 ; 150

Tableau 2.2: Conditions de tests en dynamique.

2.4 Résultats expérimentaux et discussion

Il existe dans la littérature de nombreux travaux de caractérisations électriques qui explorent la possibilité d'augmenter la limite de température de jonction du composant au-delà des limites généralement indiquées par les fondeurs. Le but étant de pouvoir augmenter sans risques majeurs la puissance utile du système. La plupart des publications se focalisent, à l'aide de méthodes différentes, sur l'étude de l'élargissement de la queue de courant due à l'augmentation de la durée de vie des porteurs de charges avec la température. Ces études menées en fonction de la température suggèrent la possibilité d'opérer à température de jonction élevée sans pour autant induire une instabilité thermique, cela dépendant des conditions de commutation et de la technologie du composant étudié.

Sheng [She98], [She00] a ainsi recherché de façon expérimentale la limite de fonctionnement en température des structures IGBT planar type Punch-Through et No-Punch-Through en haute fréquence. Il a montré que le composant NPT demeure stable au-delà de sa limite de température de jonction (150°C) et présente une sensibilité moins importante aux variations de température que la structure PT. Ainsi, la température limite supérieure de fonctionnement pour la structure NPT IGBT est statuée à 230°C . En revanche, il a été observé une instabilité thermique pour la structure PT IGBT et cela pour des températures inférieures à 150°C lorsqu'il est soumis à de très hautes fréquences.

Des études visant à comparer expérimentalement les structures planar PT IGBT et NPT IGBT peuvent être trouvées dans [Cal94], [Azz98] et [Bus03] avec des conclusions équivalentes. Le courant de queue, résultant de la charge stockée, augmente de façon significative avec la température pour les structures types PT, et les pertes à l'ouverture du composant évoluent de façon non linéaire. Les structures NPT sont peu sensibles à l'augmentation de la température et restent stables thermiquement, leurs pertes à l'ouverture augmentant de façon linéaire. Concernant les pertes à la fermeture du composant, aucune différence fondamentale entre ces deux technologies de composant n'a été rapportée.

Plus récemment, la technologie à tranchée avec contrôle de la durée de vie a également été étudiée dans [Azz00] et [Azz01] à haute température et dans [Azz05] et [San04] à basse température. Les avantages que peuvent présenter les composants à tranchée en comparaison de ceux à technologies planar sont une plus grande densité de courant, une plus grande tenue au latch-up, une tension de déchet moins importante ainsi qu'un meilleur compromis chute de tension à l'état passant / pertes en commutation.

Nous caractérisons dans ce chapitre les composants IGBT et diode de puissance qui ont été sélectionnés au cours du premier chapitre. Nous rappelons que les composants IGBT concernés sont de deux types :

- un composant à technologie planar SPT+ 1200V/150A,
- un composant à technologie trench 3^e génération 1200V/150A.

Les diodes de puissance sont également de deux types et correspondent aux diodes associées généralement aux composants IGBT précédemment cités :

- une diode de type MPS 1200V/200A,
- une diode de type PiN 1200V/150A.

2.4.A *Caractérisations des composants IGBT*

2.4.A.1 Caractéristiques statiques des IGBT

▪ *Performance en conduction*

Nous avons mesuré les caractéristiques de sortie des composants IGBT et diode que nous avons sélectionnés au premier chapitre. Le composant Trench IGBT étudié présente un point de croisement sur sa caractéristique de sortie I (V) lorsque la température varie (*Cf. figure 2.20*). La courbe I (V) met alors en avant deux parties distinctes au comportement différent. Une caractéristique typique apparentée au comportement d'une diode PiN en dessous du point de croisement, et une seconde partie de la courbe s'apparentant au comportement d'un composant MOS.

Au dessus de ce point qui se situe à environ 40A (pour une tension grille de 15V) le composant présente un coefficient de température positif du V_{CEsat} . Dans la partie supérieure de la courbe l'augmentation de la température a pour conséquence l'augmentation de la résistance électrique. Ainsi pour une même tension V_{CE} le courant de collecteur diminue avec l'augmentation de la température. Ceci peut être expliqué par la prépondérance de la réduction de la mobilité des porteurs avec l'augmentation de la température [Let99], correspondant ainsi à un comportement simplement résistif.

Inversement, si le composant travaille en dessous du point de croisement, l'IGBT à tranchée présente un coefficient de température négatif du V_{CEsat} . Cela signifie que pour une même tension collecteur, le courant I_{CE} a tendance à augmenter avec la température. La réduction de la tension de saturation aux faibles niveaux de courants est due au fait que

l'injection à travers la jonction P-N devient prépondérante et plus favorable avec l'augmentation de la température [Bal96]. Ces conclusions deviennent essentielles lorsque l'on parallélise les composants. En effet, un coefficient de température négatif peut résulter en un emballement thermique du dispositif si la répartition des courants entre composants n'est pas rigoureusement égale. À contrario, un coefficient de température positif assure une distribution et un équilibrage des courants entre composants. Au final cela permet une mise en parallèle aisée de composants et mène à une stabilisation thermique de l'ensemble des dispositifs.

Le niveau de ce point de croisement est dépendant du niveau d'irradiation appliquée aux composants lors de leur réalisation technologique [Yun00]. Il est intéressant de noter que si le composant travaille à ce niveau de courant, la tension de déchet devient indépendante de la température. En conséquence, les pertes en conduction deviennent également quasi indépendante de la température. En contre partie, si l'utilisateur du système décide d'employer les composants à ce niveau de courant, il devra accepter d'utiliser des composants surdimensionnés, le point de croisement se situant généralement bien plus bas que le niveau de courant nominal.

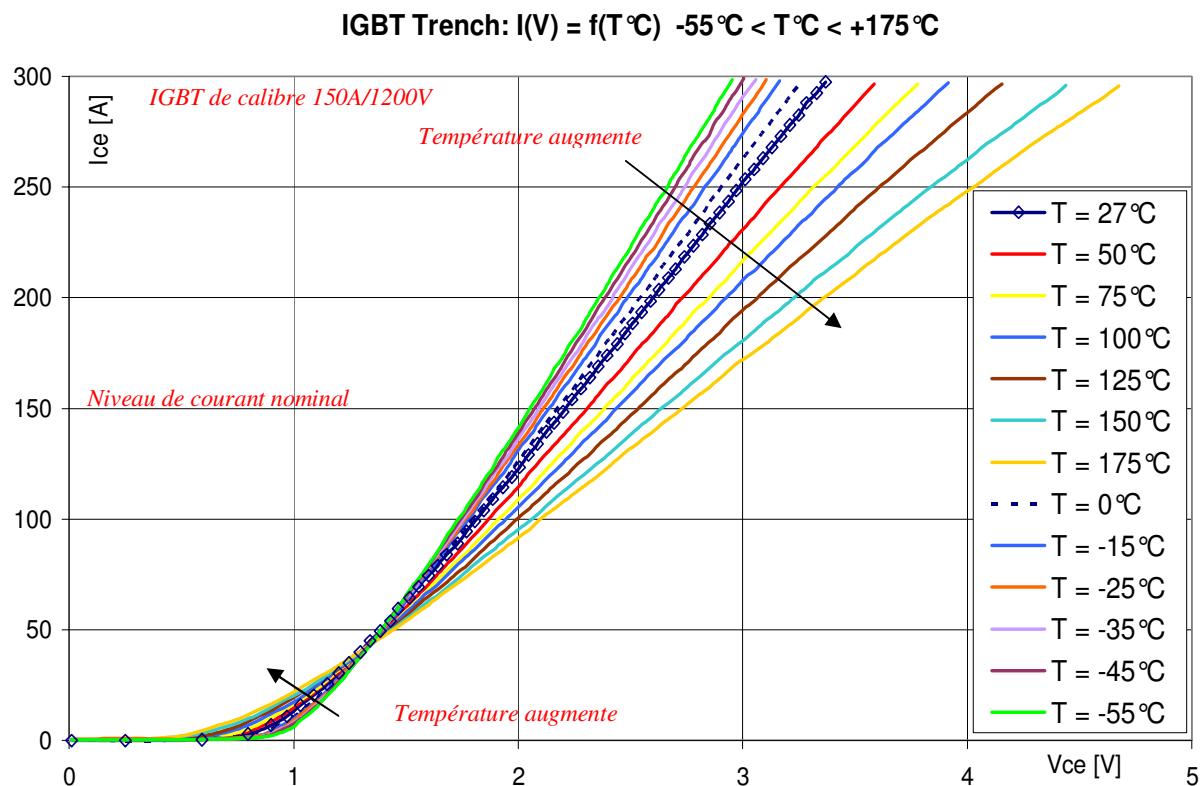


Figure 2.20: IGBT Trench : Courbe $I(V)=f(T°C)$ à $Vge = 15 V$.

Les mêmes constatations que pour le composant à tranchée peuvent être faites pour le composant IGBT planar SPT+ (*Cf. figure 2.21*). Le point de croisement se situe également aux environs de 40A.

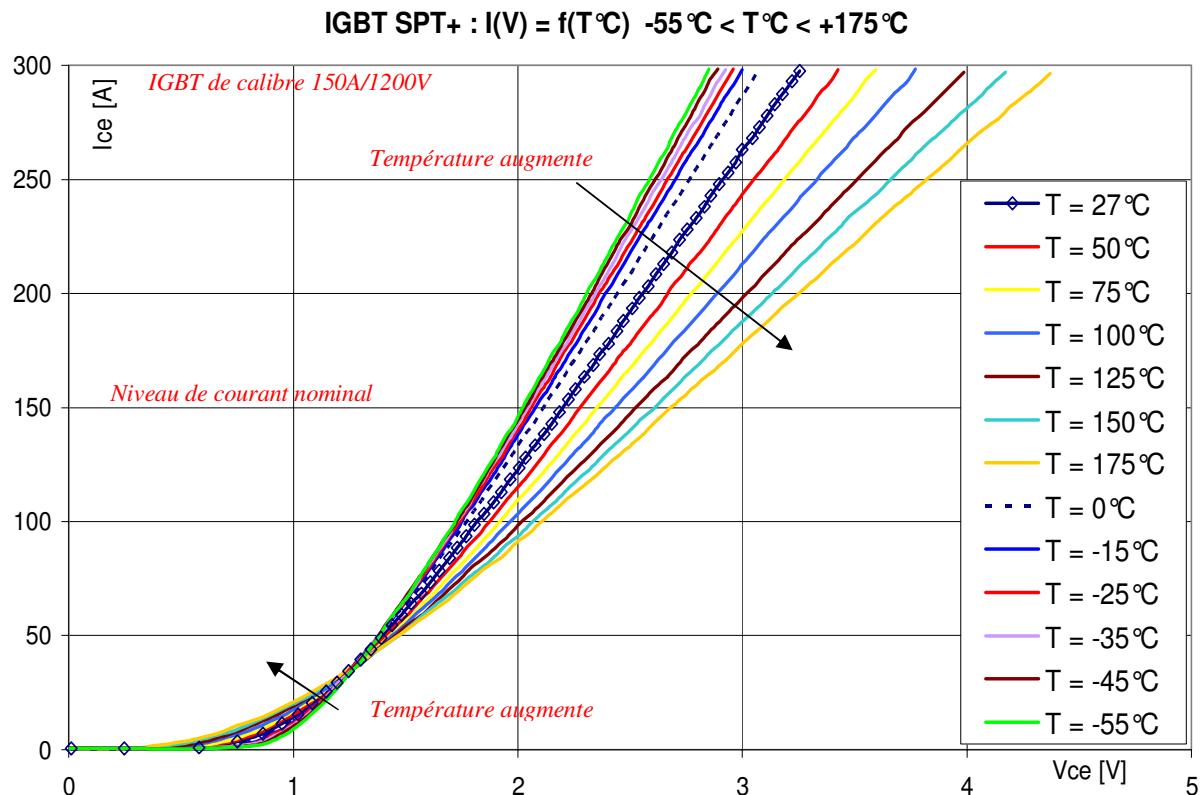


Figure 2.21: IGBT SPT+ : Courbe $I(V)=f(T^\circ\text{C})$ à $V_{ge} = 15 V$.

Finalement, les composants à tranchée et planar SPT+ se différencient peu sur la caractéristique statique. La figure 2.22 synthétise les valeurs de la tension de déchet en fonction de la température pour trois niveaux de courant donnés. Pour un niveau de courant de 50A l'écart entre les deux courbes n'est pas significatif avec un ΔV_{CEmax} de 20mV. De même, pour un courant donné de 100A, on obtient un écart maximum égal à 30mV et de 60mV pour un courant de 150A.

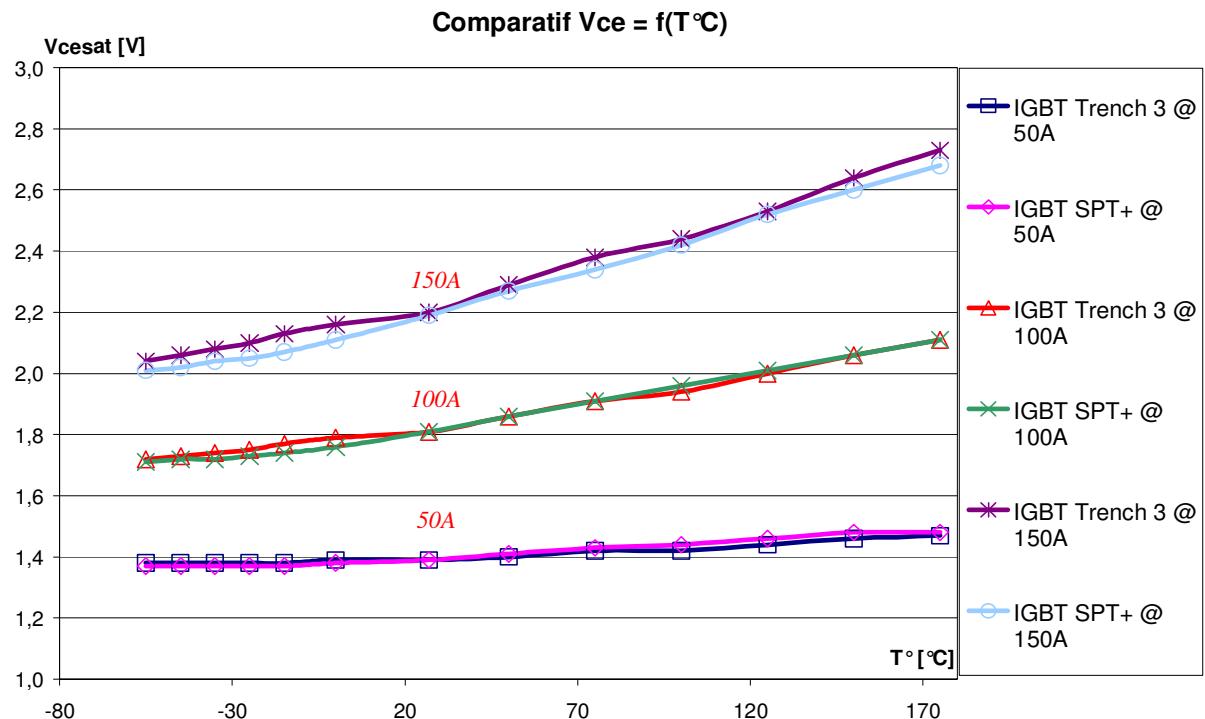


Figure 2.22: Comparatif du V_{CE} entre deux IGBT Trench et SPT+ à plusieurs températures et à 3 niveaux de courants (pour $V_{GE} = 15V$).

▪ **Tenue en tension et courant de fuites des IGBT**

Une caractéristique importante statique est la tenue en tension des composants. En effet il est essentiel de s'assurer dans un système que quelle que soit la température, les composants qui assurent la fonction d'interrupteur soient capables de tenir le calibre en tension pour lequel ils ont été conçus lors des phases de blocages.

La figure 2.23 montre l'évolution de la tension d'avalanche sur une plage de température allant de $-55^{\circ}C$ à $+175^{\circ}C$. Pour des raisons d'ordre de grandeurs du courant de fuite les courbes ont été tracées sur deux figures différentes pour plus de lisibilité. On peut alors observer sur les figures 2.23 (IGBT Trench) et 2.24 (IGBT SPT+) que la tenue en tension des composants augmente avec la température. Ce phénomène est lié à la réduction des coefficients d'ionisation avec la température qui augmente [Let00]. Ce coefficient représente pour chaque type de porteurs, de façon statistique, le nombre de collisions ionisantes pouvant aboutir à la génération de paires électron trou et donc de porteurs excédentaires.

Il faut noter qu'à température ambiante ($27^{\circ}C$), le composant trench présente une tenue en tension égale à 1420V, ce qui correspond à environ 18,3% de plus par rapport au calibre en tension annoncé. Considérant que le composant est de calibre 1200V, la valeur relevée semble dans le bon ordre de grandeur sachant que les fondeurs prévoient en général une marge

d'environ 20% par rapport au calibre annoncé. Le composant SPT+ semble moins robuste que le trench et part en avalanche aux environs de 1340V pour une même température, soit 11,6% de plus que son calibre en tension qui est de 1200V. À -55°C, les composants trench et SPT+ présentent des tenues en tension directes égales à respectivement 1330V et 1210V correspondant à 10,8% et 0,8% supérieur à leur calibre en tension. En haute température ces mêmes composants peuvent tenir jusqu'à 1530V pour le composant trench et 1510V pour le composant SPT+. Ces valeurs représentent alors une amélioration de la tenue en tension d'environ 27,5% et 25,8% pour respectivement le trench et le planar. Aux températures positives extrêmes (150°C et à 175°C) la différence de valeur est minime voir nulle. Globalement le composant trench à même calibre en tension (1200V) possède une meilleure stabilité et une tenue en tension supérieure que le composant SPT+ et cela sur toute la gamme de température étudiée.

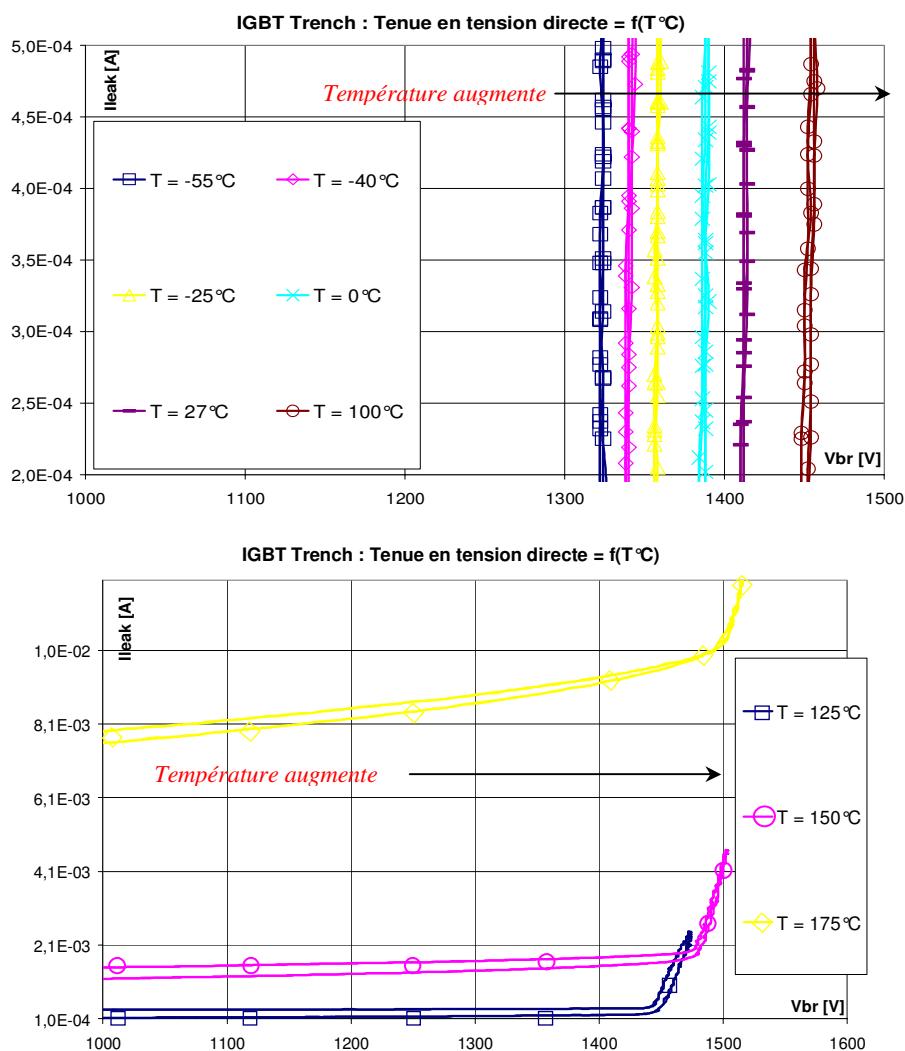


Figure 2.23 : Tenue en tension directe de l'IGBT Trench.

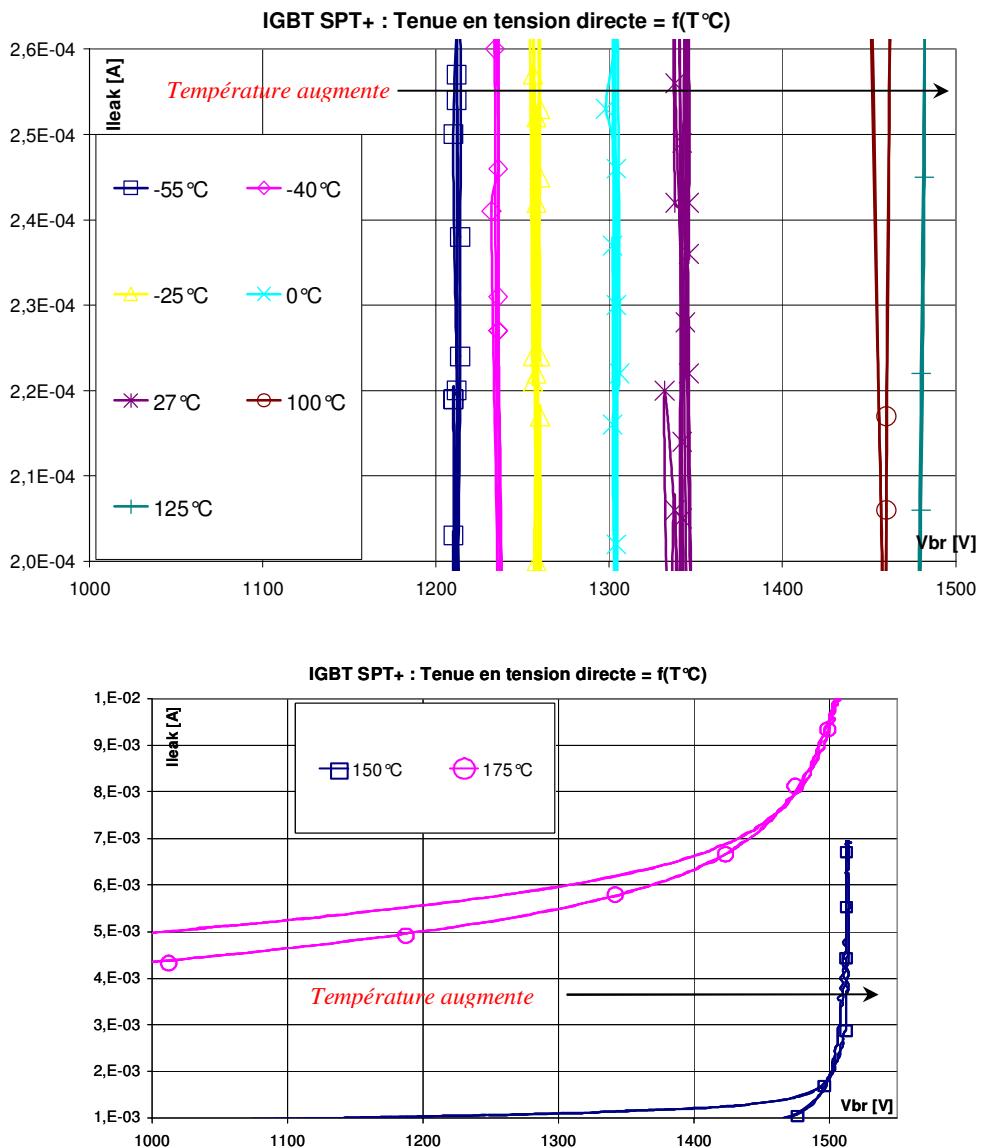


Figure 2.24 : Tenue en tension directe de l'IGBT SPT+.

Suite aux conclusions précédentes sur l'amélioration de la tenue en tension des IGBT avec la température, il est possible de penser que cette caractéristique peut être un avantage dans le cas de fonctionnement des systèmes sous hautes températures. Cependant, il ne faut surtout pas négliger le courant de fuite qui augmente de façon significative avec la température entraînant une augmentation des pertes au blocage.

Jusqu'à un certain niveau de tension supportée, la composante principale de ce courant est le courant inverse de génération thermique. Ce dernier est fortement dépendant de la température (à travers la variation des taux de génération de porteurs dans la zone de transition) et de la tension supportée en inverse (à travers l'étendue de la charge d'espace

dépeuplée) [Let99]. La valeur du courant de fuite combinée à la tension supportée peut conduire à un échauffement (à condition de refroidissement donnée) trop important des composants et donc aboutir à une instabilité thermique.

Sur les courbes 2.25 et 2.26 le courant peut varier de plusieurs ordres de grandeurs en fonction de la température. À 1200V l'IGBT Trench présente un courant de fuite allant de 6nA à 0,4 μ A lorsque l'on parcourt sa caractéristique de -55°C à +27°C. Le courant de fuite peut donc varier jusqu'à 66 fois sa valeur sur cette plage de température. Le composant SPT+ quant à lui voit son courant de fuite varier de 5,34nA à 1,52 μ A, soit environ 285 fois sa valeur, en considérant la même plage de température. Par conséquent, le composant à tranchée semble alors relativement moins sensible que le composant planar pour les températures allant de -55°C à +27°C. À partir de +100°C, la tendance s'inverse et le composant trench présente un courant de fuite supérieur à celui du composant planar. En effet, à 1200V l'IGBT Trench est parcouru par un courant pouvant varier d'environ 82 μ A à +100°C jusqu'à une valeur supérieure à 11mA pour une température de +175°C. Ce qui représente une augmentation de plus de 134 fois sa valeur sur un ΔT° de 75°C. La même analyse peut être faite pour le composant planar. Celui-ci voit son courant de fuite varier de environ 32 μ A à 6mA sur la plage de température allant de +100°C à +175°C soit une variation d'environ 187 fois la valeur de départ.

D'autre part, en considérant uniquement les températures négatives (de -55°C à 0°C) les courants générés par les composants varient peu (du nA à quelques dizaines de nA pour l'IGBT Trench et du nA à quelques centaines de nA pour l'IGBT SPT+). À contrario, les variations sont beaucoup plus grandes aux températures positives avec des courants pouvant atteindre trois ordres de grandeurs de différence. Le tableau 2.3 rappelle les différentes valeurs de courant de fuite des IGBT relevées à une tension de 1200V (sauf précision) en fonction de la température ainsi que les écarts entre composants à température donnée.

	T° [°C]	- 55	-40	-25	0	27	100	125	150	175
IGBT Trench	I _{leak} [A]	6,12	7	8,47	35,8	0,4	82,2	499	2,81	11
		nA	nA	nA	nA	μA	μA	μA	mA	mA
IGBT SPT+	I _{leak} [A]	5,34	19,6	61,3	358	1,52	32,6	118	0,74	5,72
		nA	nA	nA	nA	μA	μA	μA	mA	mA
Écart	ΔI _{leak} [%]	14,6	64,3	86,2	90	73,7	60,3	76,3	73,6	48

Tableau 2.3 : Synthèse des valeurs de courant de fuite des IGBT à 1200V en fonction de la température.

(N.B : Concernant le tableau 2.3, nous rappelons que pour la valeur de courant de fuite donnée pour le composant trench pour une température de 175°C, la mesure a été faite pour une tension de 762V. Cela est dû à la limitation en courant que nous avons imposée lors de la caractérisation électrique statique (Cf. § 2.3.A.1)).

Au final, la détermination de la tenue en tension d'un composant passe par la prise en compte à la fois du courant de génération thermique et du courant d'avalanche électronique. Ce dernier résultant d'un champ électrique intense au sein de la zone de transition et donc corrélé à la tension supportée entre terminaux par le composant.

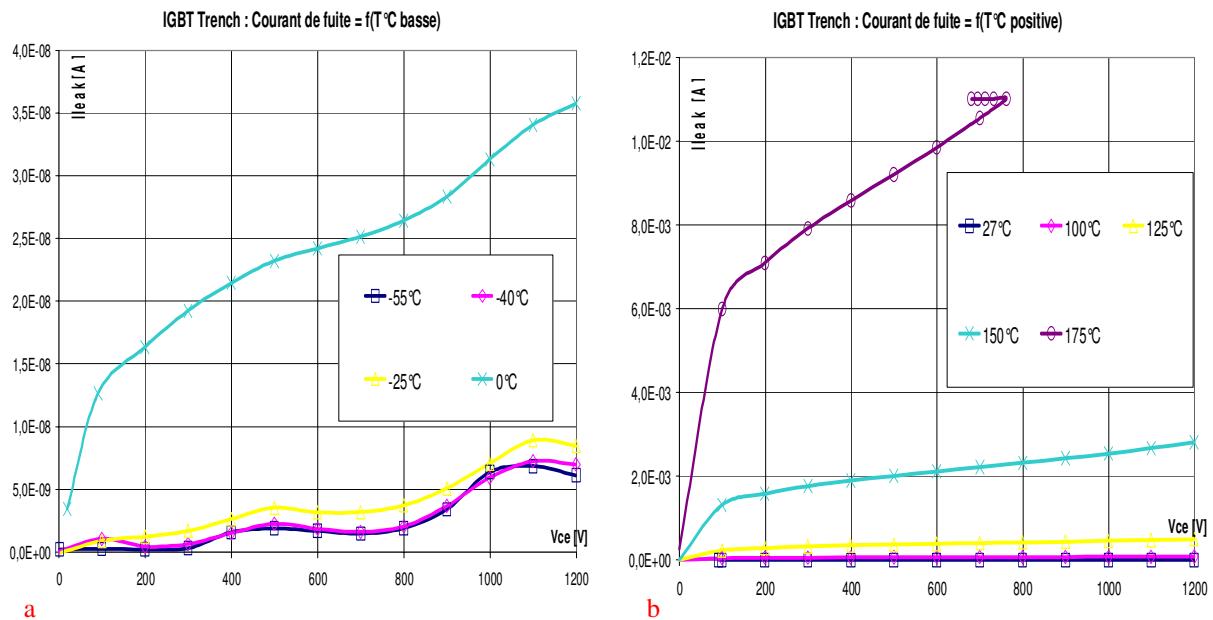


Figure 2.25 : Courant de fuite de l'IGBT Trench : a) avec T°C négatif ; b) avec T°C positif.

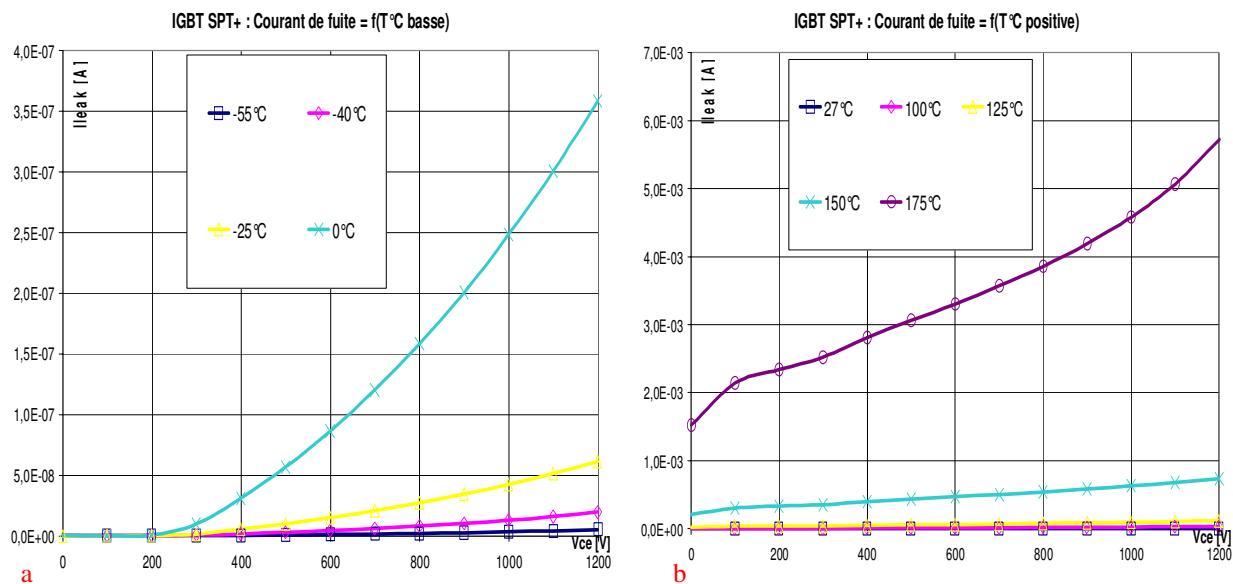


Figure 2.26 : Courant de fuite de l'IGBT SPT+ : a) avec $T^{\circ}\text{C}$ négatif ; b) avec $T^{\circ}\text{C}$ positif.

■ Synthèse du comportement statique des IGBT

En régime de conduction, le composant à tranchée présente une tension de saturation supérieure à celle de l'IGBT SPT+ sur toute la gamme des températures négatives et cela à tous les niveaux de courants testés (50A, 100A, et 150A). Bien que la différence ne soit pas importante l'écart constaté varie de 0,5% à presque 3% en parcourant les températures de -55°C à $+27^{\circ}\text{C}$. Malgré tout, la tendance s'inverse ensuite pour les niveaux de courants de 50A et 100A aux températures hautes positives (Cf. figure 2.22). En effet, le composant trench dissipe moins d'énergie que le composant SPT+ et cela sur quasiment toute la gamme de température haute. En revanche pour un niveau de courant de 150A, le constat précédent n'est plus vrai et le composant planar SPT+ se montre à nouveau plus performant que le trench.

Concernant les tenues en tension des composants IGBT, nous avons vu que l'augmentation de la température était relativement bénéfique avec une augmentation de la tension blocable. En effet, la tenue en tension du composant trench peut augmenter d'environ 15% (de 1330V à 1530V) lorsque la plage entière de température (de -55°C à $+175^{\circ}\text{C}$) est considérée. De même le composant planar SPT+ voit sa tenue en tension augmenter avec la température. Nous obtenons alors un gain de 24,8% (de 1210V à 1510V) de la tenue en tension en parcourant la même gamme de température.

En corrélation avec la tenue en tension, il est nécessaire de considérer les courants de fuite générés. Ainsi, nous avons vu que ces courants étaient très sensibles à l'augmentation de la température. En considérant uniquement les températures négatives, les courants de fuite

restent de l'ordre du nA bien que l'augmentation est en réalité relativement élevée. Pour l'IGBT trench le courant de fuite peut être multiplié par 6 lorsque la température augmente de -55°C à 0°C quand la valeur du courant généré par l'IGBT SPT+ peut se retrouver multipliée par 67. Aux températures positives, ces courants augmentent de façon considérable et de plusieurs ordres de grandeurs passant de quelques μ A à quelques mA.

2.4.A.2 Caractéristiques dynamiques des IGBT

▪ ***Caractéristiques à l'ouverture des IGBT***

Dans un premier temps nous nous intéresserons à la phase d'ouverture du composant autrement dit à son comportement au turn-off. La figure 2.27 montre l'évolution du courant de collecteur de l'IGBT Trench pour un courant commuté de 150A et pour diverses températures. Le paramètre le plus important à prendre en compte ici est la phase de traînage du composant qui est due au courant de queue qui impacte directement sur les pertes en commutation. Durant la phase d'ouverture, l'IGBT doit évacuer toutes les charges stockées avant de retrouver son pouvoir bloquant. Par conséquent la durée de vie des porteurs de charges devient un paramètre essentiel. Celui-ci dépend des différents mécanismes de génération/recombinaison, des niveaux d'injection ainsi que des niveaux des centres recombinants implantés. La durée de vie des porteurs minoritaires est une grandeur très sensible à la variation de la température [Bal85]. La courbe montre alors que le courant de queue augmente considérablement à mesure que la température augmente. Cependant, aux basses températures la durée de vie n'est pas aussi affectée que pour les hautes températures. Les mêmes constatations peuvent être faites pour l'ouverture de l'IGBT SPT+.

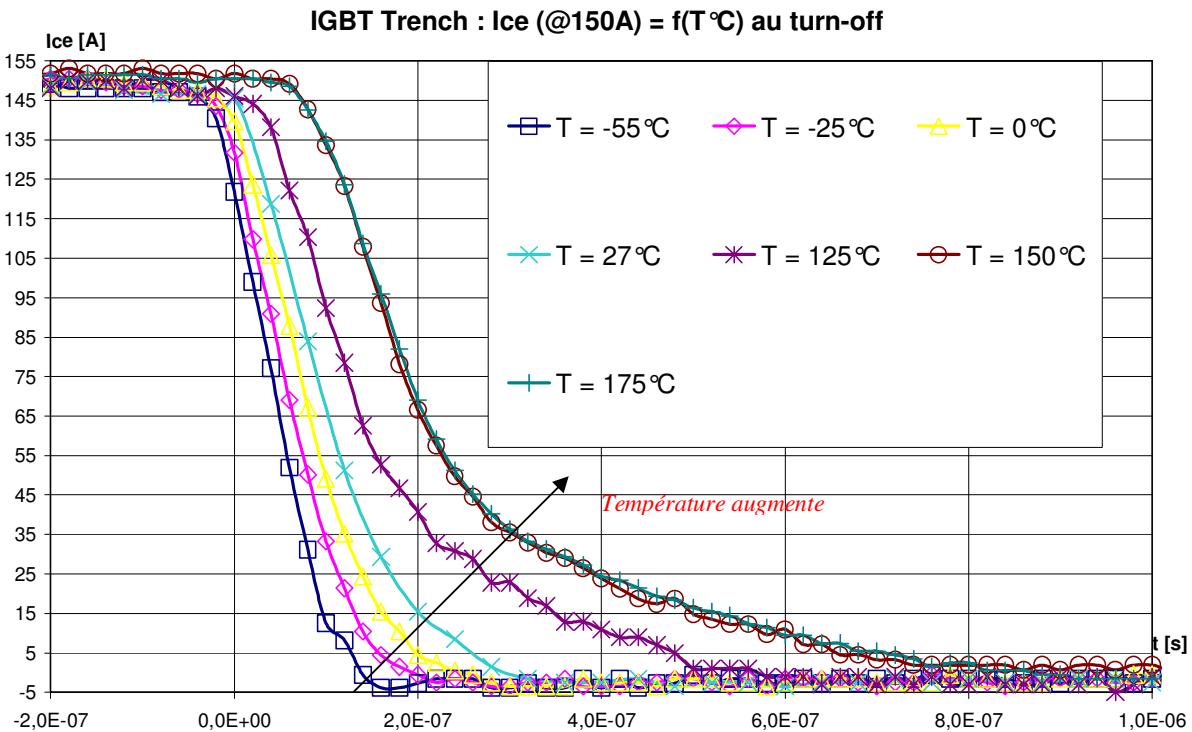


Figure 2.27 : Courant I_{CE} de l'IGBT Trench à l'ouverture (@ $I_{CE}=150A$; $V_{CE} = 540V$).

La figure 2.28 montre les temps de descente des courants de collecteur au turn-off des composants en fonction de la température. Les graphes obtenus confortent les précédentes remarques. On peut observer que les temps de descente varient peu aux basses températures et sont compris entre 104ns et 124ns pour l'IGBT SPT+, correspondant à une augmentation d'environ 19%, et entre 111ns et 159ns pour l'IGBT Trench, soit un écart de 43%. Aux températures positives, les temps de descente (t_f) de chaque composant peuvent doubler voir tripler allant de +27°C à +175°C pour atteindre les valeurs maximales de 354ns pour le SPT+ et environ 449ns pour le Trench. Ce temps correspond donc au temps que met le composant avant de pouvoir à nouveau bloquer la tension. Il peut par conséquent se présenter comme une limite d'utilisation en fréquence lors de la conception de systèmes. Il faudra alors prendre en compte que les temps « d'extinction » du courant qui peuvent, sur toute la gamme de température, tripler voir quadrupler.

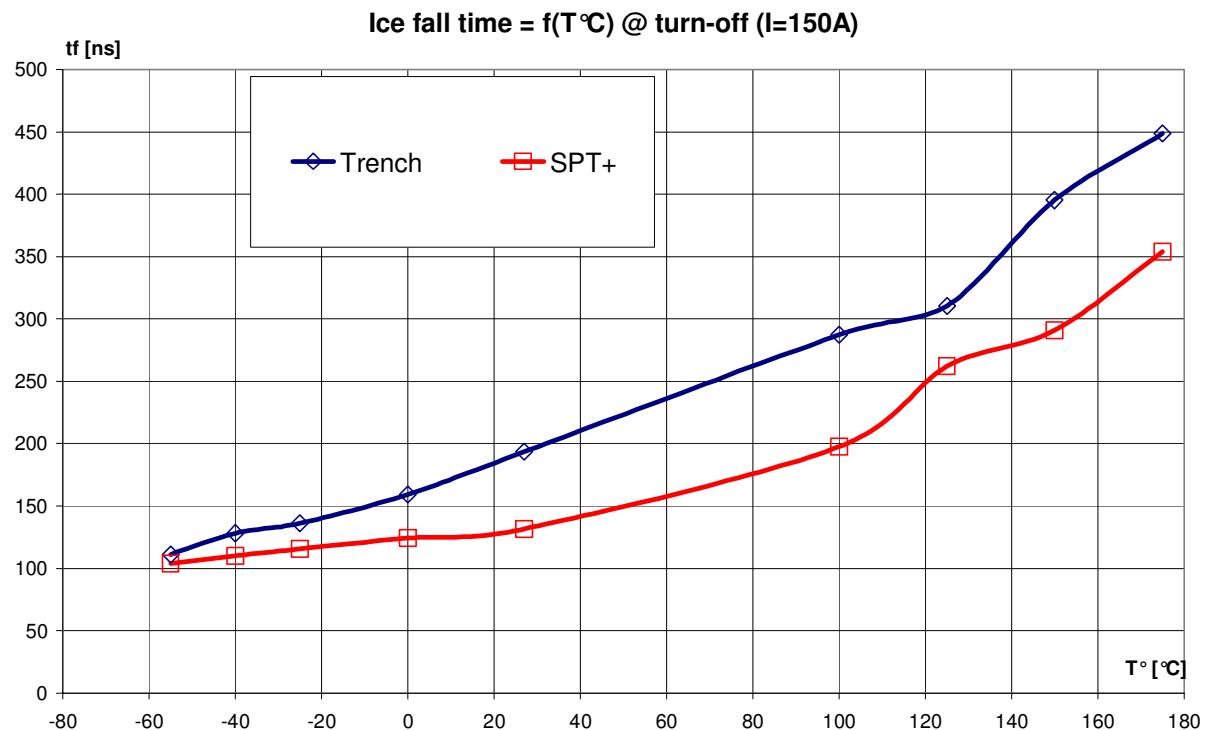


Figure 2.28 : Comparaison des I_{CE} $tf = f(T^{\circ}C)$ des IGBT Trench et SPT+ à l'ouverture (@ $I_{CE}=150A$; $V_{CE} = 540V$).

Un autre paramètre important au turn-off est la surtension que l'on peut retrouver sur le collecteur du composant. La décroissance avec la température de l'amplitude de l'overshoot ainsi que la diminution de la pente dV/dt est mise en avant (Cf. figure 2.29).

Ce phénomène est à relier avec la quantité LdI/dt impliquant l'inductance de maille du circuit. La surtension décroît à mesure que la température augmente, due à l'augmentation de la durée de vie des porteurs. L'IGBT Trench présente alors une surtension de 58,2% atteignant environ 309V à $-55^{\circ}C$, et 36,5% correspondant à 194V à $+175^{\circ}C$. De la même manière le composant SPT+ présente une surtension pouvant atteindre 69,9% et égale à environ 368V à $-55^{\circ}C$ et 46,35% correspondant à 244,3V à $+175^{\circ}C$.

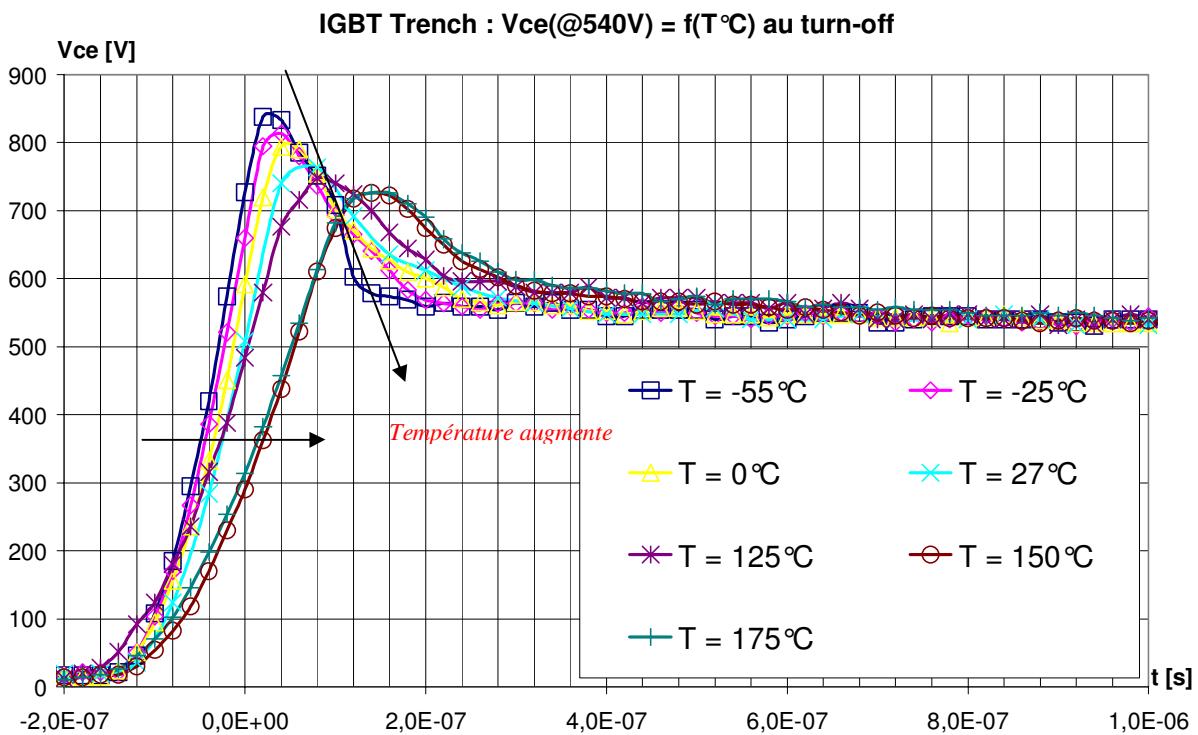


Figure 2.29 : Tension V_{CE} de l'IGBT Trench à l'ouverture (@ $I_{CE}=150A$; $V_{CE} = 540V$).

La figure 2.30 présente ensuite les temps de montée concernant la tension V_{CE} des composants à tranchée et SPT+ ainsi que l'évolution de leurs surtensions en fonction de la température.

Tout comme pour le temps de descente du courant « t_f » calculé précédemment (Cf. figure 2.28), le composant Trench possède un temps de montée « t_r » de la tension plus élevé que pour le composant SPT+ (Cf. figure 2.30.a). Cette constatation reste logique puisque l'établissement de la tension aux bornes du composant est tributaire de l'évacuation du courant. Le temps de montée du V_{CE} de l'IGBT Trench est en moyenne supérieur de 16ns à celui du composant SPT+. L'écart est plus réduit (environ 14ns) aux basses températures qu'aux hautes températures (environ 22ns). La figure 2.30.b montre alors les évolutions des surtensions pour les deux composants. En moyenne le composant SPT+ a environ 12,5% de surtension de plus que le composant Trench. De manière générale, plus dV/dt et dI/dt sont de valeurs importantes et plus la surtension est élevée. Cette information devient importante pour la conception au niveau du système lorsqu'il s'agit de se prémunir des défaillances par EMI (Electro-Magnetic Interference) en haute fréquence notamment ou encore lorsqu'il s'agit de définir les limites de la RBSOA (Reverse Bias Safe Operating Area) des composants.

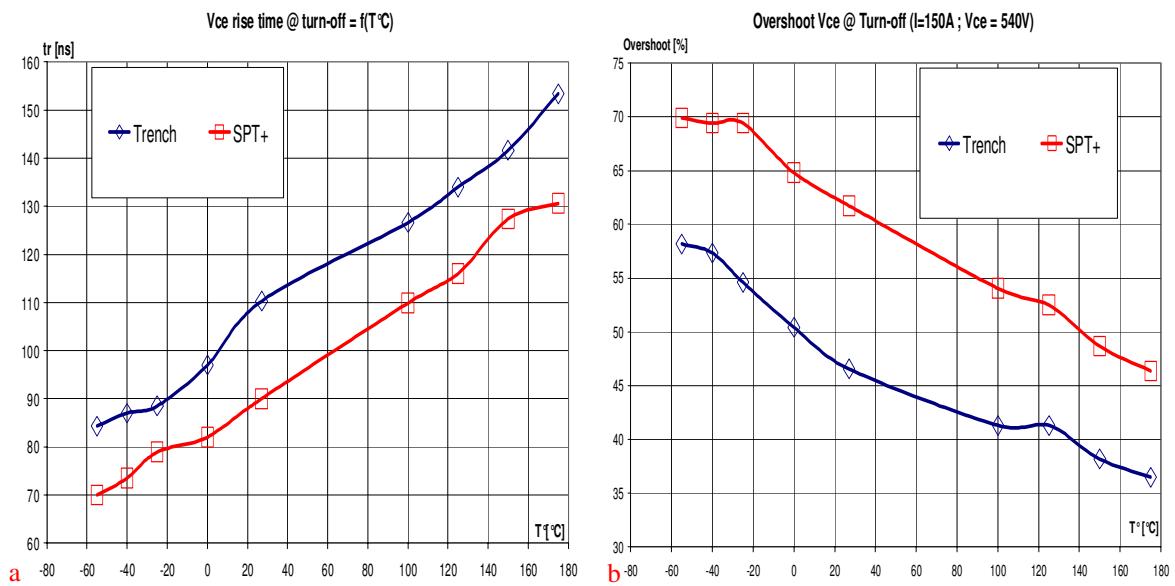


Figure 2.30 : Phase d'ouverture (@ $I_{CE}=150A$; $V_{CE} = 540V$) : a) Comparaison des V_{CE} t_r ; b) Comparaison des surtensions.

■ Caractéristiques à la fermeture des IGBT

La phase de fermeture des composants doit également être étudiée. La caractéristique importante au turn-on est le surcourant que l'on retrouve sur le collecteur de l'IGBT. À la mise en conduction du composant, le courant de collecteur est en effet de loin supérieur au courant I_{ON} dû au courant de recouvrement de la diode de roue libre. Lors des phases de commutation le composant supporte donc à la fois un fort courant et une tension élevée sur une durée plus ou moins longue.

La figure 2.31 montre l'évolution du surcourant de l'IGBT SPT+ en fonction de la température. Ce dépassement augmente à mesure que la température augmente. La valeur maximale que peut atteindre le courant collecteur est non négligeable puisqu'il peut être supérieur au double du $I_{NOMINAL}$ à +175°C. En effet, pour un courant $I_{NOMINAL}$ de 150A sur charge inductive, en allant de -55°C à +175°C le surcourant est compris entre environ 274A et 357A. Ce qui représente une augmentation comprise entre 82,6% et 138%. La même tendance d'évolution du surcourant se retrouve pour l'IGBT Trench. Celui-ci présente toutefois des valeurs moins élevées. Parcourant la gamme de température d'un extrême à l'autre les valeurs relevées sont comprises entre 230A et 309A correspondant respectivement à un dépassement de 53,3% et 106%.

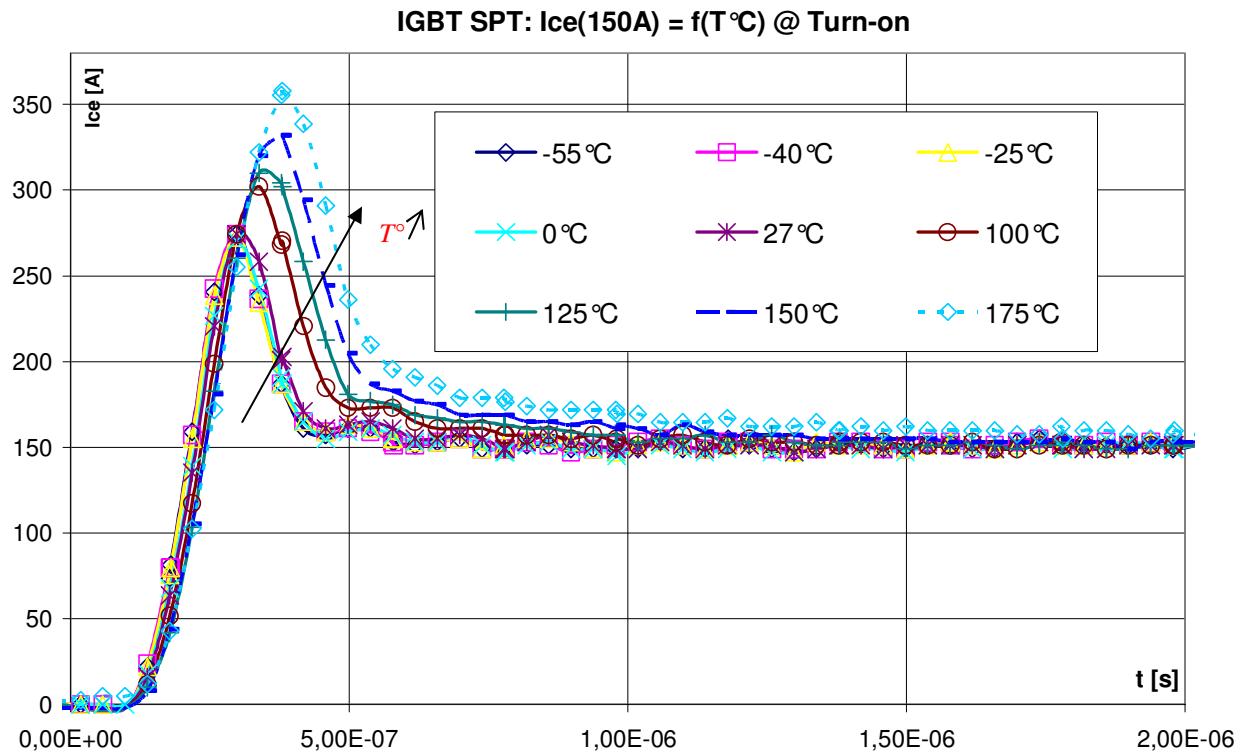


Figure 2.31 : Courant I_{CE} de l'IGBT SPT+ à la fermeture (@ $I_{CE}=150A$; $V_{CE} = 540V$).

La figure 2.32 présente un comparatif entre les deux composants IGBT des temps de montée du courant ainsi que les dépassemens de courant. Le temps de montée du courant varie très peu avec la température. Comparé au temps de descente du courant lors du turn-off (Cf. figure 2.28) parcourant la plage de température d'un extrême à l'autre, nous avons vu que le t_f pouvait croître d'environ 303,14% quand le t_r du courant n'augmente que d'environ 20,7%. Dans la phase de fermeture du composant, l'établissement du courant met principalement à contribution la partie MOS de l'IGBT. Ce courant d'électrons est alors moins affecté par la température et ne « souffre » pas des mécanismes de recombinaisons associés au turn-off et à la partie bipolaire du composant. Les courbes des t_r du courant des IGBT (Cf. figure 2.32.a) montrent que de manière générale le composant trench est plus lent que le composant planar. Cependant, la différence est minime puisque les temps de montée t_r restent compris dans un écart d'environ 16ns. En corrélation avec ce constat, la figure 2.32.b montre que le SPT+ doit pouvoir supporter beaucoup plus de courant que le composant trench. En effet, on peut dénoter trois plages de température. De -55°C à l'ambiante, l'écart est conséquent puisque le SPT+ peut présenter un overshoot de 79% comparé au 50% du Trench. L'écart se réduit ensuite à mesure que la température augmente. De +27°C à +125°C l'écart reste à peu près constant et oscille de 13% à 14%. À partir de +125°C et jusqu'à

+175°C, le composant trench se démarque et montre un surcourant inférieur avec un écart pouvant aller jusqu'à 33%. Enfin il est notable que la variation de l'overshoot en courant du trench est plus ou moins linéaire sur toute la gamme de température alors que le composant SPT+ possède un surcourant relativement constant aux températures basses et qui s'accentue fortement à partir de +125°C.

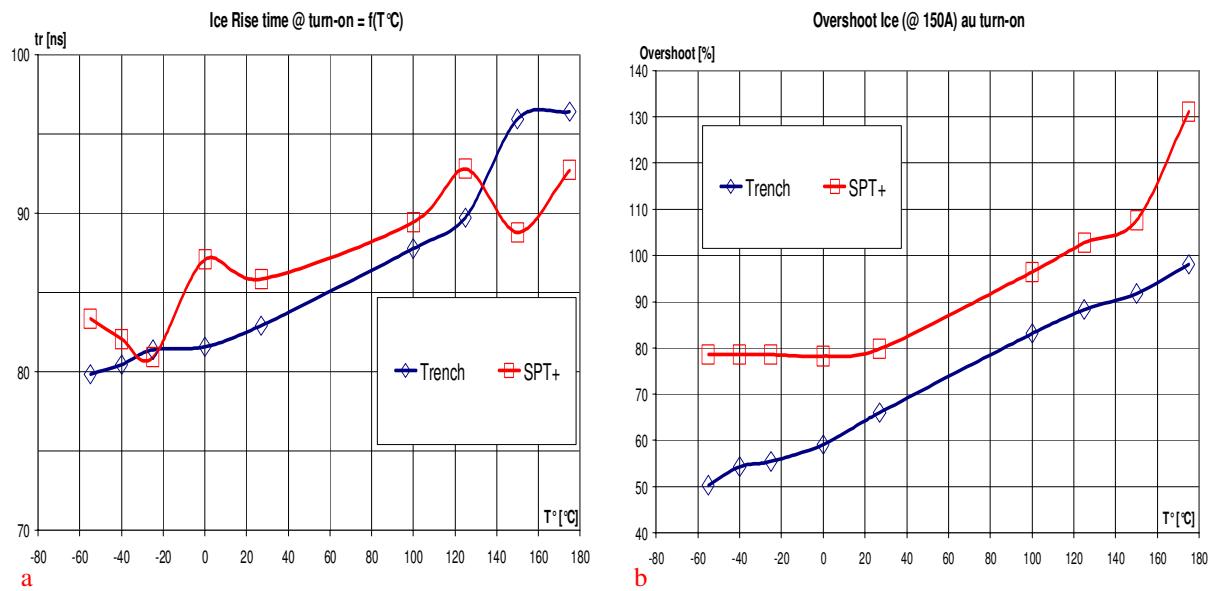


Figure 2.32 : Phase de fermeture (@ $I_{CE}=150A$; $V_{CE} = 540V$) : a) Comparaison des I_{CE} t_r ; b) Comparaison des surcourants.

Globalement les différentes données fournies dans les deux paragraphes précédents deviennent essentielles pour le design et l'optimisation de driver et/ou des snubbers pour les commutations douces et dures ou encore l'optimisation des performances des systèmes à toutes les conditions de fonctionnement.

▪ Énergies de commutation des IGBT

Les caractérisations dynamiques sur charges inductives pures ont permis de mettre en avant les différentes évolutions des courants (phase de trainage au turn-off), des surtensions (au turn-off), des surcourants (au turn-on). Afin de synthétiser nous avons calculé et comparé les différentes énergies de commutation. Les données dans la suite du paragraphe concernent le point de fonctionnement suivant : ($I=150A$; $V_{CE} = 540V$). En comparant les énergies au turn-off, il est possible d'observer que le trench dissipe environ 28,5% de plus que le SPT+ aux basses températures. En effet, les valeurs de $E_{off,Trench}=12,3mJ$ et $E_{off,SPT+}=9,6mJ$ (Cf. figure 2.33) appuient ce constat. Lorsque l'on considère la haute température l'écart entre les

deux composants restent sensiblement le même et est de l'ordre de 28%, le SPT+ restant meilleur que le trench. À +175°C les valeurs de $E_{off,Trench}=26,5\text{mJ}$ et $E_{off,SPT+}=20,7\text{mJ}$ sont obtenues. La même analyse peut être faite pour les pertes à la mise On du composant. La tendance précédente s'inverse et l'IGBT trench se montre bien plus performant au turn-on que son homologue planar. En effet, sur toute la gamme de température testée, allant de -55°C à +175°C, le SPT+ montre qu'il dissipe environ 65% à 76% plus d'énergie « On » que le trench avec des valeurs de : $E_{on,Trench}=2,6\text{mJ}$ et $E_{on,SPT+}=4,3\text{mJ}$ à -55°C, et $E_{on,Trench}=7,8\text{mJ}$ et $E_{on,SPT+}=13,7\text{mJ}$ à +175°C.

Finalement, les gains obtenus au turn-on sont en relatif bien plus important qu'au turn-off. De manière générale, les courbes des énergies On et Off montrent qu'à partir de 100°C, les pentes augmentent de façon significatives et peuvent devenir relativement non linéaires (particulièrement le cas du Eon de l'IGBT SPT+).

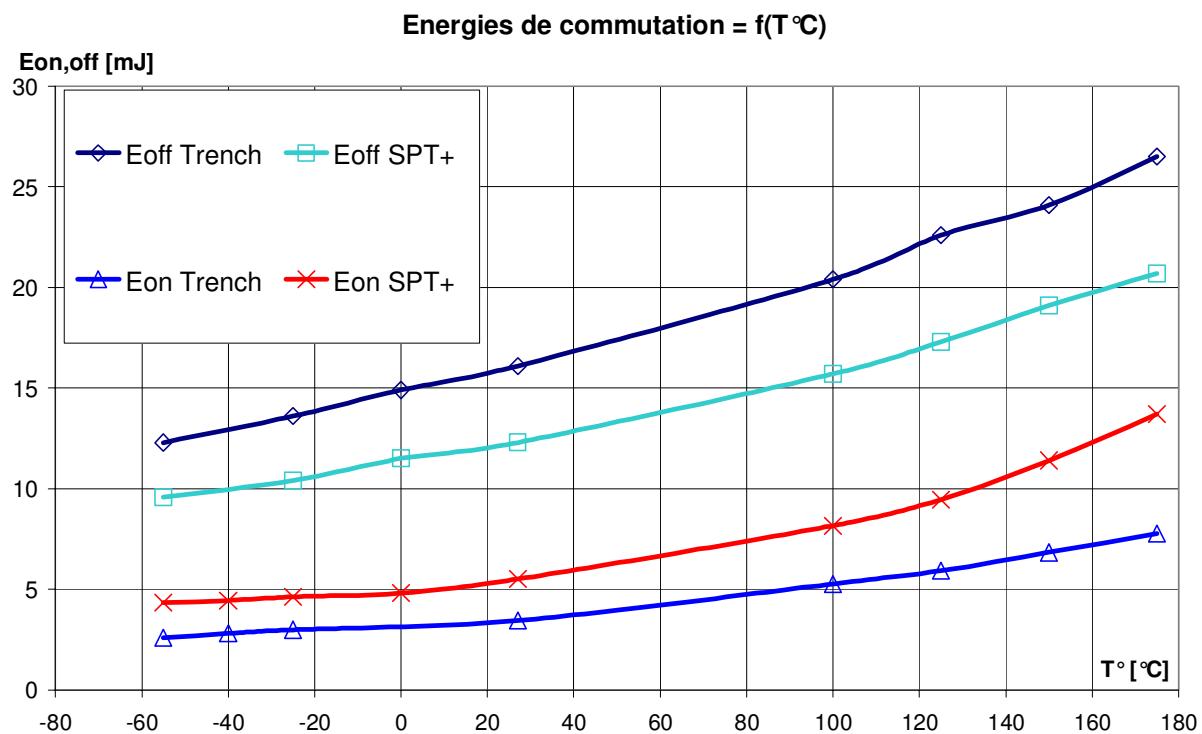


Figure 2.33 : Energies de commutations On, Off des IGBT (@ $I_{CE}=150A$; $V_{CE} = 540V$).

2.4.B Caractérisations des diodes de puissance

2.4.B.1 Caractéristiques statiques des diodes

▪ *Performance en conduction*

De même que pour le composant IGBT nous avons mesuré les chutes de tension à l'état passant des diodes qui leur sont associées. Pour des raisons de disponibilité des composants, les diodes testées ne sont pas de même calibre en courant mais reste cependant proche ; à savoir une diode PiN de calibre 150A et une diode MPS (Merged PiN/Schottky) de calibre 200A. Les caractéristiques statiques de ces composants en fonction de températures positives se trouvent sur les figures 2.34 et 2.35. Pour les diodes de puissance, il existe aussi un point de croisement en fonction de la température. À faibles niveaux de courants la composante prédominante de la chute de tension directe est la tension de jonction. Les variations de la concentration intrinsèque et de l'unité thermodynamique avec la température imposent un coefficient de température négatif [Let01]. À contrario, aux forts niveaux de courants, la chute de tension ohmique devient prédominante ce qui impose au composant un coefficient de température positif, dû à la variation des mobilités de porteurs ou des constantes de diffusion avec la température.

La diode PiN possède un point se situant aux environs de 190A. Quant à la diode MPS, le point d'intersection se situe autour des 215A. Comme expliqué précédemment pour le composant IGBT le niveau de ce point peut être modifié. La durée de vie des porteurs peut en effet moduler, en fonction de la température, les tendances des comportements précédemment décrits. Dans certains cas, la durée de vie des porteurs peut doubler (à niveau d'injection donné et concentration de centres recombinants fixe) pour une augmentation conséquente (constatation possible pour un écart d'une centaine de degrés) de la température. Ce processus permet ainsi la compensation de la réduction de la mobilité et peut ainsi repousser le point de croisement à des niveaux de courants plus élevés.

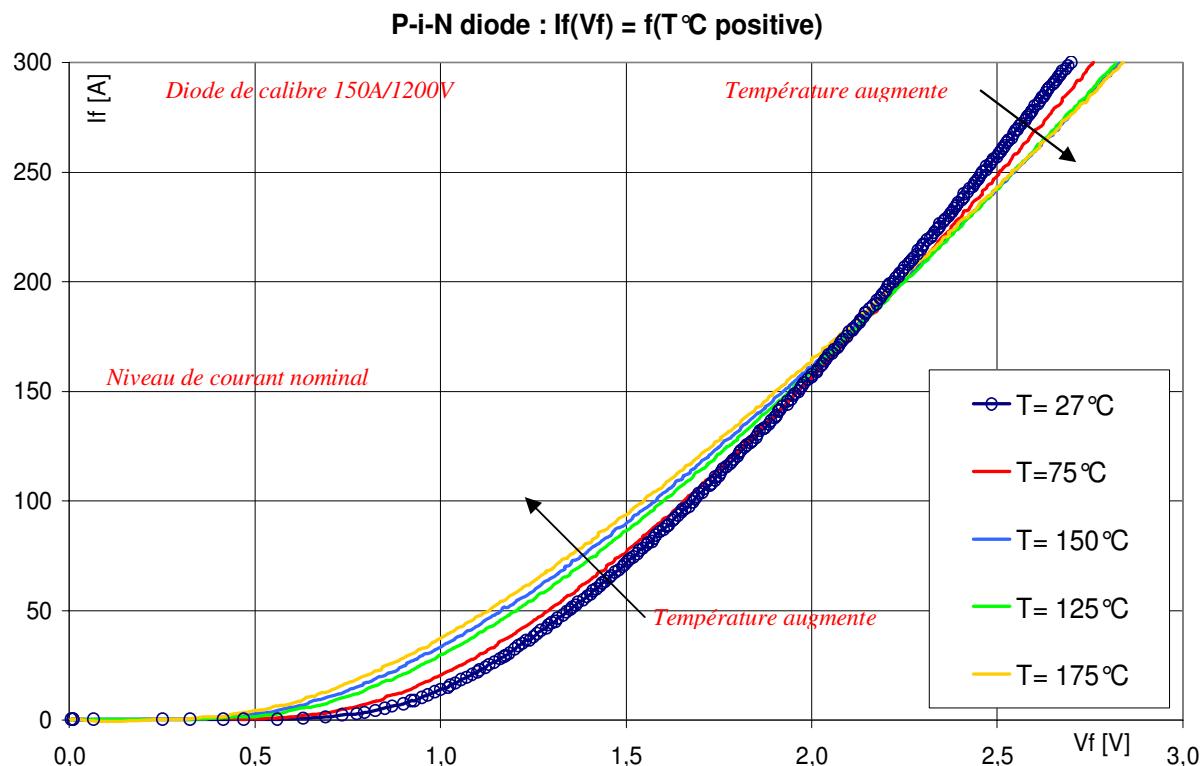


Figure 2.34 : Caractéristiques Statiques directes $I_f(V_f) = f(T^\circ\text{C positive})$: Diode PiN.

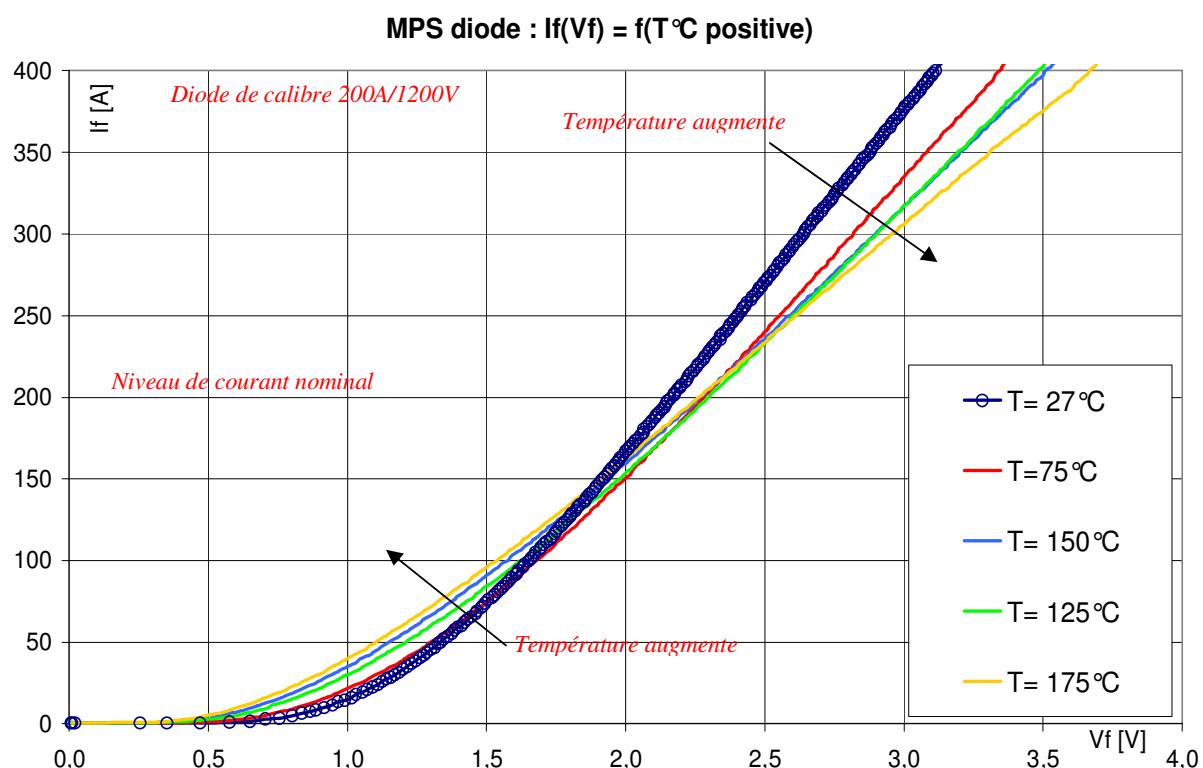


Figure 2.35 : Caractéristiques Statiques directes $I_f(V_f) = f(T^\circ\text{C positive})$: Diode MPS.

Les figures 2.36 et 2.37 montrent l'évolution du courant en fonction de la tension pour les deux types de diodes et pour des températures négatives. Le point de croisement est toujours présent mais n'est plus situé au même niveau de courant que pour les températures positives. Cela contraste avec le comportement des IGBT, lesquels présentaient une zone de croisement bien défini sur toute la gamme de température étudiée. Dans le cas des températures basses, la diode PiN présente un coefficient négatif jusqu'à un niveau de courant environ égal à 50A. La diode MPS quant à elle présente un point de croisement encore plus bas et situé aux alentours de 23A. Enfin on peut remarquer que la diode MPS présente aux basses températures une sensibilité supérieure à la diode PiN avec une plus grande dispersion sur les valeurs de la tension de déchet à mesure que le niveau de courant augmente.

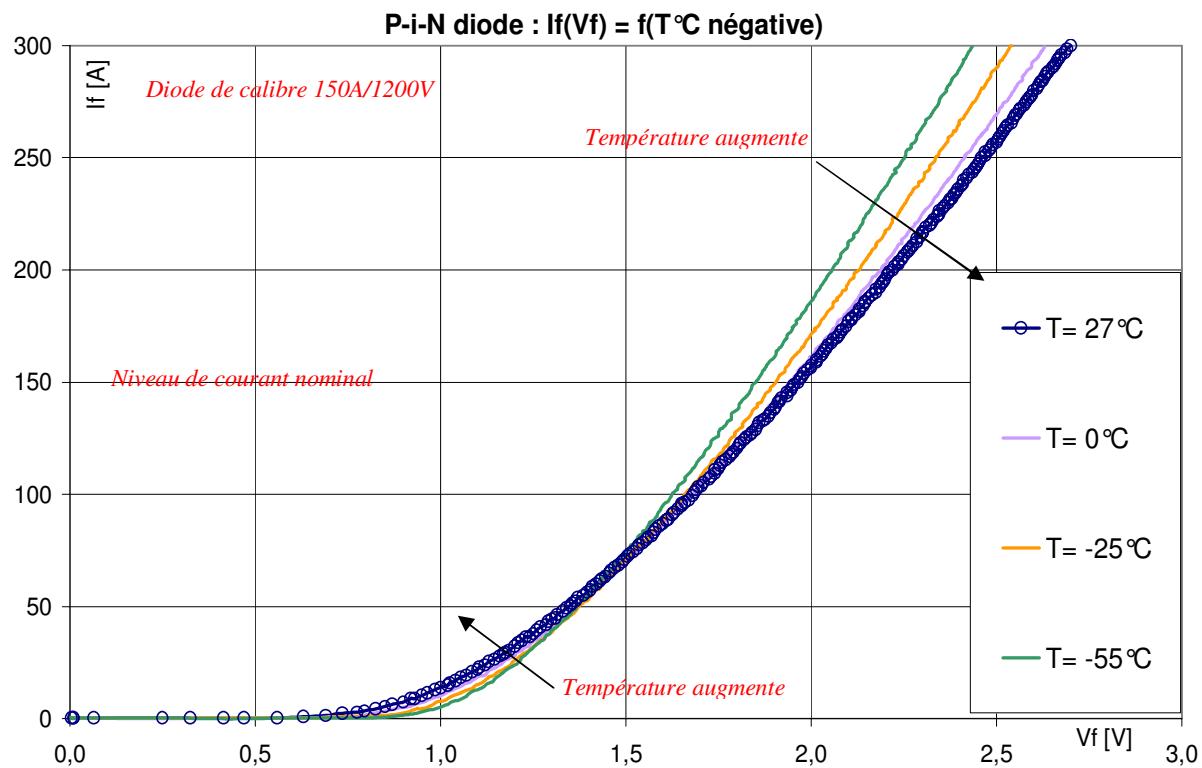


Figure 2.36 : Caractéristiques Statiques directes $If(V_f) = f(T \text{ } ^\circ\text{C négative})$: Diode PiN.

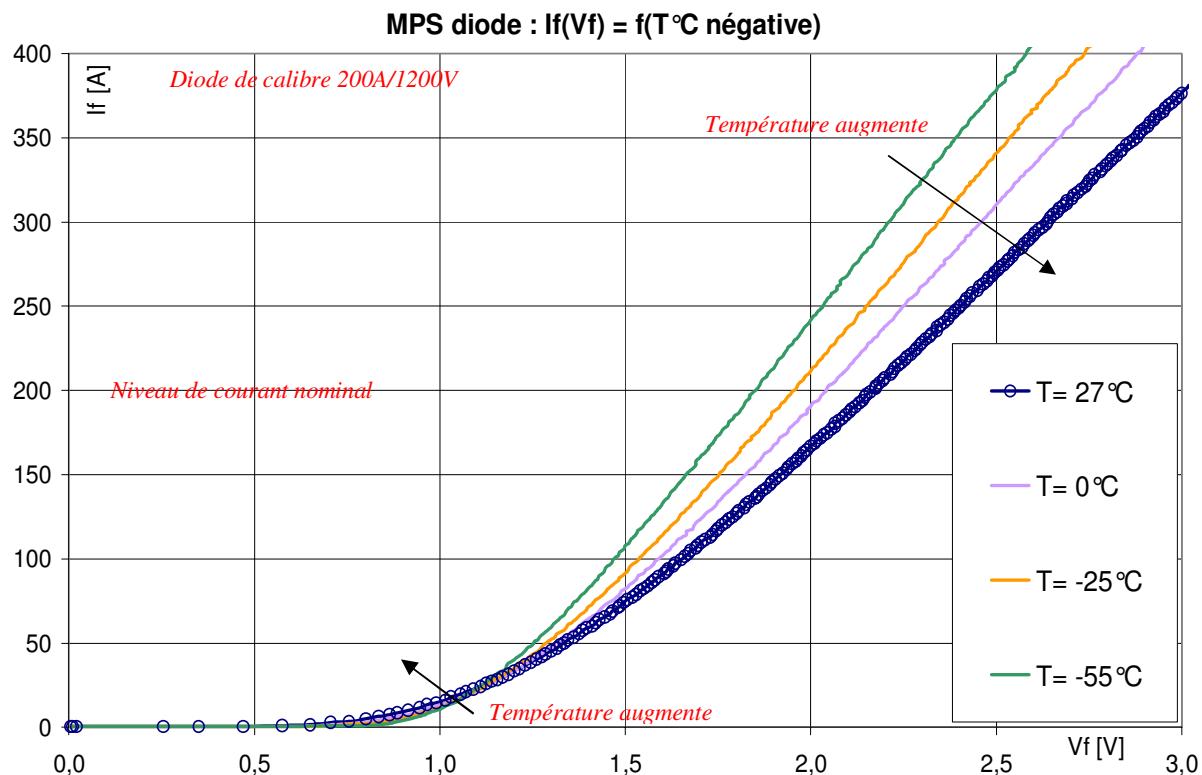


Figure 2.37 : Caractéristiques Statiques directes $If(Vf) = f(T^\circ\text{C négative})$: Diode MPS.

De même que pour les composants IGBT nous avons dressé un graphe comparant les tensions de déchet des deux diodes sur la figure 2.38. Contrairement aux IGBT les diodes montrent de plus grandes disparités dans leurs caractéristiques statiques en fonction de la température. Il est possible de remarquer que sur une certaine plage de température allant d'une vingtaine de degrés jusqu'à environ 130°C les deux diodes sont relativement égales en terme de performances statiques. Cependant vers les températures extrêmes positives et négatives, elles présentent des différences significatives. Cette tendance est accentuée d'autant plus que le niveau de courant augmente.

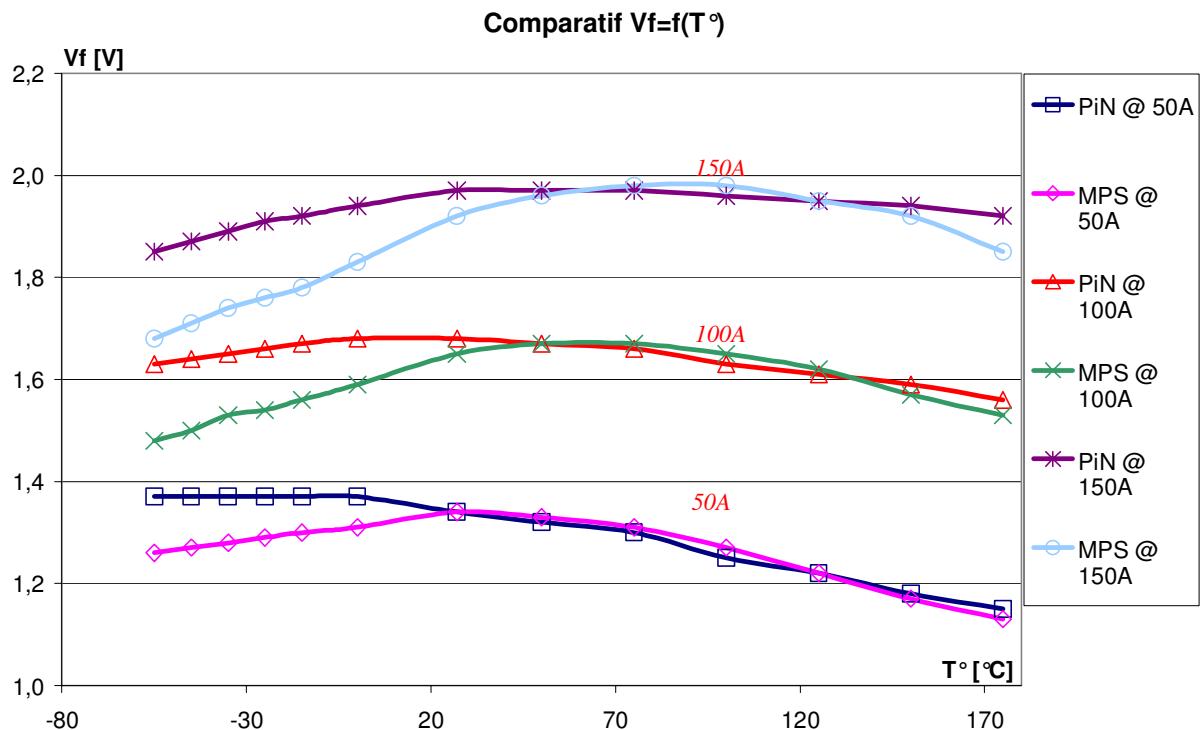


Figure 2.38 : Comparatif du V_f entre deux diodes PiN et MPS à plusieurs températures et à 3 niveaux de courants.

■ **Tenue en tension inverse des diodes**

Une comparaison peut également être faite entre les différents types de diodes (*Cf. figure 2.39*). De manière générale, la diode PiN étudiée présente une meilleure capacité à tenir la tension que la diode MPS. À +27°C, la PiN part en avalanche à partir de 1400V, soit 16,6% de plus que le calibre en tension nominal. La diode MPS n'est en revanche plus fonctionnelle à partir de 1290V, correspondant à seulement 7,5% de gain par rapport à son calibre nominal. Parcourant toute la gamme de température en allant des très basses températures aux très hautes températures, les diodes présentent des valeurs de tenues de 1310V (= 9,2% de gain) à 1520V (= 26,6% de gain) pour la PiN et de 1160V (= 3,3% de perte) à 1330V (= 10,8% de gain) pour la MPS. Soit une augmentation globale de la tenue en tension avec la température de 16% pour la diode PiN et de 14,6% pour la diode MPS. (*Il est à noter que la figure 2.39.b ne montre pas les tenues en tension de la MPS pour les températures supérieures à 100°C et cela pour plusieurs raisons. D'une part les courants de fuite relevés aux températures > 100°C étaient de valeurs trop grandes (jusqu'à 10 fois supérieures à celles de la courbe 2.39.b) et n'ont pas été représentées. D'autre part, le traceur statique n'a pu faire de relevé correct de la tension de claquage, et cela même en atteignant sa limite de puissance délivrée).*

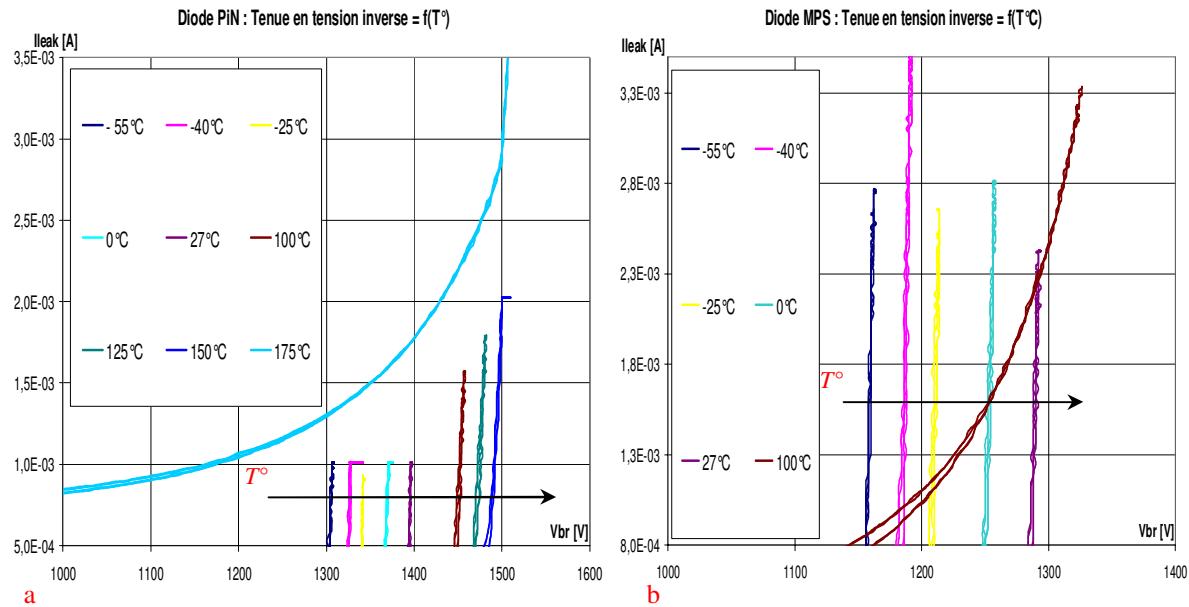


Figure 2.39 : Tenue en tension inverse : a) Diode PiN ; b) Diode MPS.

■ Synthèse du comportement statique des diodes

Pour le régime de conduction statique, l'étude en température des diodes permet de démarquer certaines tendances. Sur une plage en température allant de +27°C à +130°C la diode PiN étudiée se montre plus performante que la diode MPS également testée. Bien qu'il soit possible de différencier les performances des deux composants, les gains ne sont pas significatifs et restent inférieurs à 10% dans tous les cas. À -55°C, pour des niveaux de courants étudiés de 50A, 100A et 150A, les gains sont de 9% au maximum. Pour la température extrême haute (+175°C), les gains constatés aux mêmes niveaux de courants sont inférieurs à 4%.

Les tenues en tension inverse des diodes ont également été caractérisées. Avec la température nous avons pu constater que la tenue en tension des composants s'améliorait, avec des gains supérieurs aux températures positives qu'aux températures négatives. Ainsi, la diode PiN s'est montrée meilleure que son homologue à technologie MPS. Comparé au calibre en tension nominal (1200V) des composants, la diode PiN a montré une augmentation maximale de sa tenue en tension de 27% alors que la diode MPS présentait une valeur maximale de 11%. Et de manière globale, sur toute la gamme de température considérée, les diodes testées ont montré des gains de leur tenue en tension de l'ordre de 15% à 16%.

2.4.B.2 Caractéristiques dynamiques des diodes

▪ **Courant de recouvrement des diodes**

Une limitation importante à l'utilisation des diodes bipolaires de puissance en haute fréquence réside dans la phase de recouvrement inverse. Intrinsèque au comportement du composant bipolaire de puissance, la diode PiN, tout comme l'IGBT, voit sa base large remplie de porteurs à l'état passant. Aussi lors de l'ouverture du composant, il doit évacuer les charges accumulées et ainsi 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 la tension V_{ak} 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 commutations. De plus, il peut provoquer d'importants stress au composant, imposant dans sa dernière phase à la fois un fort courant et une forte tension, impactant ainsi sur sa fiabilité. La forme d'onde du courant de recouvrement inverse de la diode PiN peut être observée sur la figure 2.40.

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. À partir de ce point le courant change de signe et de sens et continue de décroître jusqu'à une valeur maximale appelée I_{rrmax} : 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.

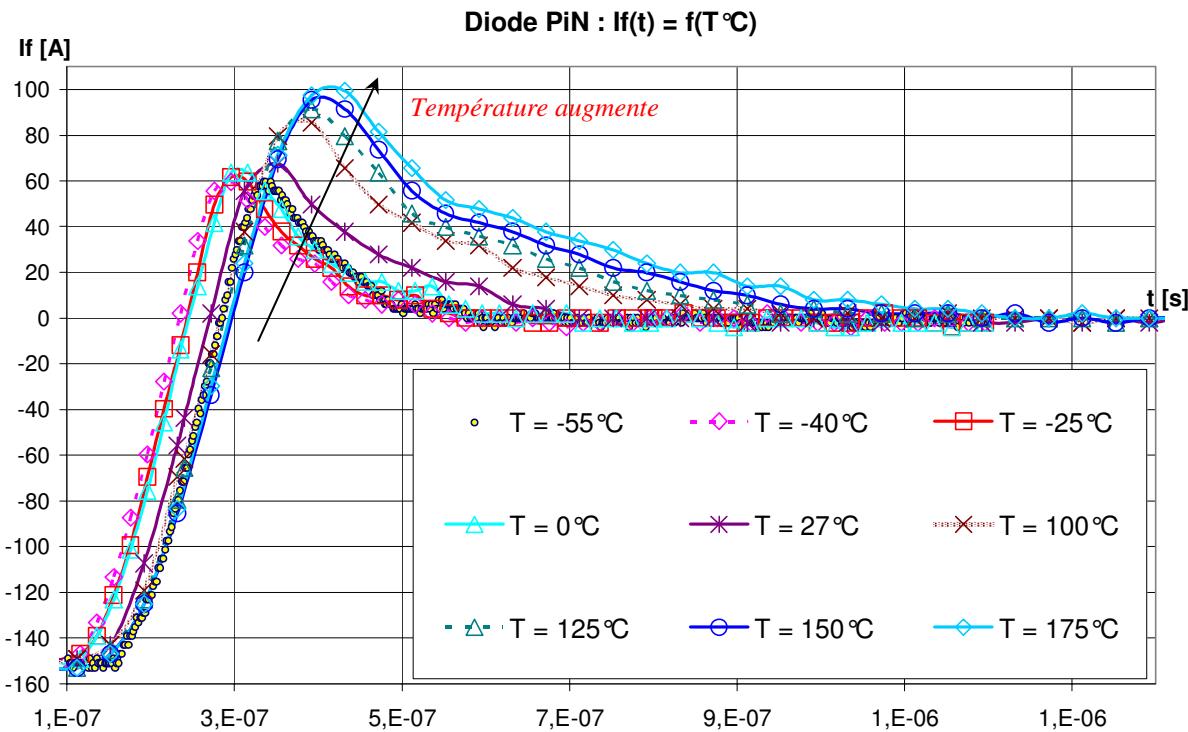


Figure 2.40 : Courant de recouvrement inverse de la diode PiN (@ $I_{CE}=150\text{A}$; $V_{CE} = 540\text{V}$).

Le temps total que met le composant à retrouver son pouvoir bloquant est appelé temps de recouvrement inverse « t_{rr} ». Ce temps correspond au passage par 0 du courant décroissant et le retour au zéro de courant de la phase de queue. On peut alors observer sur la figure 2.41.a que les temps de recouvrement de la diode MPS sont supérieurs en tout point à ceux de la diode PiN et peuvent à certaines températures présenter un écart significatif. En parcourant la plage en température, il s'avère que le plus petit écart obtenu se situe à $+27^\circ\text{C}$ où la MPS a un t_{rr} supérieur de 12,6% à celui de la PiN et égale à 536ns. Cet écart atteint sa valeur maximale pour les températures extrêmes (-55°C et $+175^\circ\text{C}$) et se situent aux alentours de 57,5%. Les t_{rr} sont alors compris pour la MPS entre $492\text{ns} < t_{rrMPS} < 1460\text{ns}$ et pour la PiN : $312\text{ns} < t_{rrPiN} < 928\text{ns}$. Cette différence dans les phases de traînage peut être expliquée par la répartition non similaire des porteurs probablement due aux structures non similaires des diodes. Cela résulte quoi qu'il en soit pour la MPS en une charge supérieure stockée dans la région de drift qu'il faut évacuer lors de la polarisation inverse du composant. Ce qui explique que les temps de recouvrement de celle-ci soient supérieurs. D'un autre côté la MPS a montré qu'elle dissipait plus de courant que la PiN (à même point de fonctionnement) avec des valeurs de I_{rrmax} supérieurs en moyenne de 28% (Cf. figure 2.41.b). Les valeurs crêtes des courants de recouvrement obtenues varient entre $61,6\text{A} < I_{rrPiN} < 103,33\text{A}$ pour la diode PiN tandis qu'on

a $77,5A < I_{rrMPS} < 135,1A$ pour la diode MPS. Comme pour les temps de recouvrement le plus petit écart est obtenu pour $+27^{\circ}\text{C}$ quand la différence devient maximale pour les températures extrêmes basse et haute.

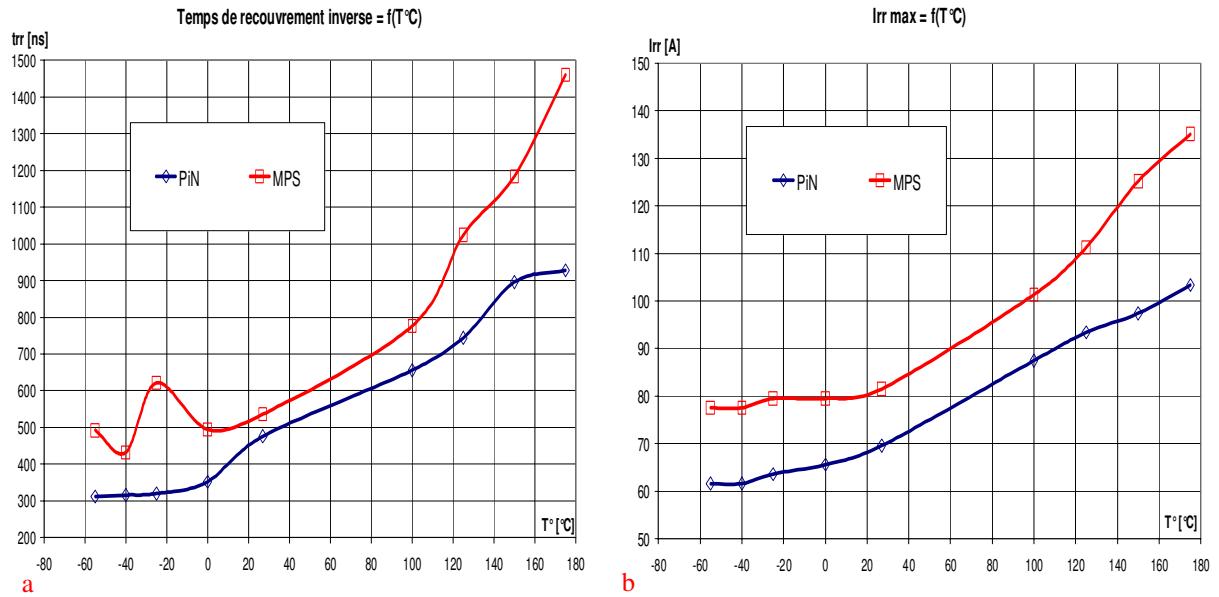


Figure 2.41 : Recouvrement inverse (@ $I_{CE}=150A$; $V_{CE} = 540V$) : a) Comparaison des I_{ak} t_{rr} ; b) Comparaison des $I_{rr\max}$.

▪ Energies de recouvrement des diodes

Concernant les énergies de recouvrement « E_{rec} » liées aux comportements des diodes de roue libre, les courbes (*Cf. figure 2.42*) montrent une quasi-linéarité en descendant de la température ambiante vers -55°C , et cela pour les deux composants. Cette tendance n'est plus la même lorsque des températures plus hautes positives sont considérées. Une légère augmentation de la pente de $+27^{\circ}\text{C}$ jusqu'à $+100^{\circ}\text{C}$ est alors observable. Et comme pour les IGBT, passer les $+100^{\circ}\text{C}$, implique une forte augmentation des pentes et donc des valeurs de E_{rec} . En comparant les performances des deux diodes, le constat est que la MPS induit plus de perte que la PiN, concernant ce point de fonctionnement ($If=150A$; $Vf=540V$). Parcourant l'échelle des températures de -55°C à $+27^{\circ}\text{C}$, la MPS présente une énergie de commutation supérieure à celle de la PiN d'environ 104% à 30%. Cette dernière valeur est à peu près maintenue constante jusqu'à $+100^{\circ}\text{C}$. Au-delà de ce point, l'écart augmente de façon significative et atteint les 56,4% de pertes supplémentaires à $+175^{\circ}\text{C}$. Les valeurs des énergies sont comprises alors entre : $E_{rec,PiN(-55^{\circ}\text{C})}=2,14\text{mJ}$ et $E_{rec,PiN(+175^{\circ}\text{C})}=11,7\text{mJ}$ pour la diode PiN ; tandis qu'on obtient : $E_{rec,MPS(-55^{\circ}\text{C})}=4,37\text{mJ}$ et $E_{rec,MPS(+175^{\circ}\text{C})}=18,3\text{mJ}$ pour la diode MPS.

Finalement les caractérisations dynamiques ont montré que les énergies de recouvrement peuvent varier de 3 à 4 fois de leurs grandeurs lorsque la gamme de température complète ($-55^{\circ}\text{C} < T^{\circ} < +175^{\circ}\text{C}$) est parcourue.

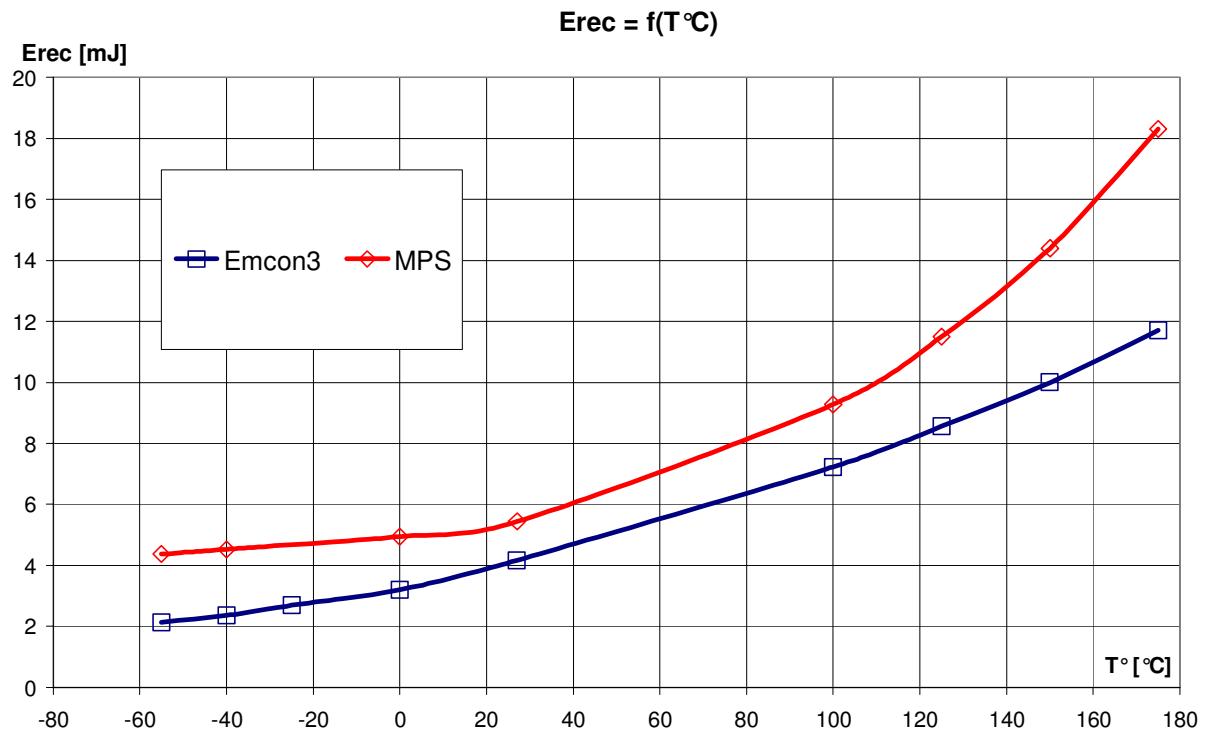


Figure 2.42 : Energies de recouvrement des diodes (@ $I_{CE}=150\text{A}$; $V_{CE} = 540\text{V}$).

2.4.C Synthèse des mesures statiques et dynamiques

Afin de synthétiser les caractérisations électriques statiques et dynamiques effectuées dans ce chapitre, et dans le but de reboucler avec les calculs préliminaires de pertes réalisés dans le premier chapitre, nous avons dressé le graphe de la figure 2.43. Ce dernier reprend les calculs de puissance dissipée (Cf. Équ. 1-1, 1-2, 1-4, 1-5) avec cette fois-ci les relevés issus de nos caractérisations. La contribution de chaque composant est mise en évidence pour les trois fréquences étudiées (15kHz , 20kHz , 30kHz). La figure conclut sur le meilleur bilan global d'une association IGBT trench-diode PiN, qui relativement induit moins de pertes. De manière plus fine, le gain est obtenu grâce à la performance de la diode associée, les pertes en conduction des différents composants étant quasiment égales.

Cependant, les tests réalisés ont été effectués avec un composant trench standard et non optimisé pour la commutation et donc pour les applications de puissance « hautes fréquences ». Il est alors tout à fait envisageable qu'avec un composant trench dit « fast », il

soit possible d'obtenir de bien meilleures performances en commutation sachant que les caractéristiques statiques ne varient pratiquement pas. Au final, le gain obtenu par la paire IGBT trench-diode PiN en serait accentué.

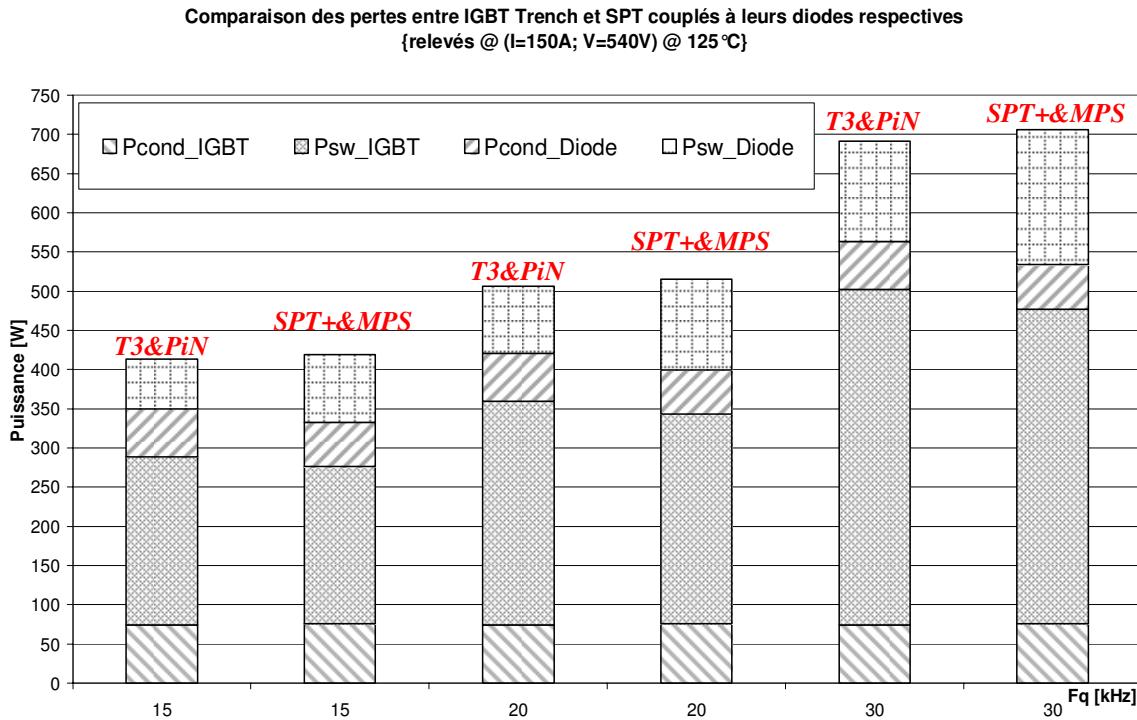


Figure 2.43 : Comparaison de pertes entre les associations Trench-PiN et SPT+-MPS suivant le cahier des charges ModErNe.

2.5 Conclusion

Nous avons vu dans le chapitre 1 que les composants semi-conducteurs actifs peuvent être intégrés au sein de systèmes de puissance sévèrement contraints thermiquement. Il devient alors essentiel de caractériser ces composants afin d'extraire et d'analyser leurs comportements lorsque soumis à des conditions extrêmes.

Le chapitre 2 de ce mémoire est donc une étape logique et indispensable qui présente la conception d'un banc de test électrique en température. Afin de pouvoir caractériser les semi-conducteurs de puissance, des Véhicules de Test ont été défini et réalisé autour de la puce nue. Le design de ces prototypes tests suit une configuration de cellule hacheur série. Deux configurations de tests sont mis en place : la première dans le but de tester le composant IGBT, et une seconde pour la caractérisation de la diode. Pour les tests en température, la conception d'un système d'isolation et d'échange thermique a été nécessaire. Ce système

utilise un instrument thermique à air forcé pouvant imposer une consigne en température par flux d'air. Des simulations thermiques et fluidiques ont donc été réalisées afin de valider le design de l'échangeur, et d'optimiser le coefficient d'échange convectif du système global. L'objectif étant de réduire au maximum les temps de réponses thermiques lors des tests électriques.

La campagne de caractérisation a été réalisée pour les composants sélectionnés au cours du premier chapitre. Les composants ont été étudiés de façon statique en extrayant leurs comportements en température concernant leurs :

- Caractéristiques de sortie statique I_{CE} (V_{CE}),
- Tenue en tension V_{br} ,
- Courants de fuites I_{leak} .

Le banc de caractérisation statique a été réalisé à l'aide d'un traceur statique de puissance. De même, les composants ont été testés en dynamique. Dans une configuration de cellule hacheur série sur charge inductive pure, les dispositifs réalisés ont été soumis au test du mono-coup. Nous avons ainsi entièrement caractérisés les phases d'ouverture et de fermeture des IGBT ainsi que les phases de recouvrement des diodes associées.

Les résultats ont montré que d'un point de vue statique les composants (que ce soit les IGBT ou les diodes) se différenciaient peu. Selon la plage de température considérée, un composant prenant le pas sur l'autre et inversement. Mais cela toujours dans un écart relatif inférieur à 10%. Les performances en commutation des composants sont plus disparates. De façon synthétique, en se focalisant sur les énergies de commutation, les composants IGBT trench et SPT+ présentent chacun leurs avantages sur les phases de turn-on et de turn-off. En effet, le trench dissipe plus d'énergie que le SPT+ lors de l'ouverture du composant et cela sur toute la gamme de température étudiée. En moyenne, l'IGBT trench va dissiper environ 28% d'énergie en plus que le composant SPT+. À contrario, lors de la mise en conduction du composant IGBT (turn-on), le trench se montre plus performant que le planar. Bien que les gains sont moindres en termes de valeurs comparés au turn-off, le SPT+ présente une énergie de dissipation supérieure à celle du trench d'environ 40%. Cela en partie due à l'énergie de recouvrement élevée de sa diode associée. Comme vu dans les résultats, la diode MPS dans les conditions de tests établies, peut présenter jusqu'au double d'énergie de recouvrement dans les basses températures et dans le meilleur des cas, 30% de plus que la diode PiN.

2.6 Références bibliographiques

- Azz00 S.Azzopardi, A. Kawamura, H.Iwamoto, “*Characterization of 1200V Trench IGBT Using Local Lifetime Control for Clamped Inductive Load under Extensive Measurements without Freewheeling Diode Reverse Recovery Influence*”, Power Electronics Congress, VII IEEE International Volume Issue, pages 249-256, 2000.
- Azz01 S. Azzopardi, A. Kawamura, H. Iwamoto, “*Soft-Switching Turn-off Characterization at High Temperature of 1200V Trench IGBT Using Local Lifetime Control*”, Proceedings of 2001 International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, pages. 319-322, Osaka, 2001.
- Azz05 S. Azzopardi, A. Benmansour, M. Ishiko, E. Woigard, “*Assessment of the Trench IGBT reliability: low temperature experimental characterization*”, Microelectronics Reliability, no. 45, 1700-1705, 2005.
- Azz98 S. Azzopardi, C. Jamet, J.-M. Vinassa, C. Zardini, “*Switching Performances Comparison of 1200V Punch-Through and Non Punch-Through IGBTs under Hard-Switching at High Temperature*”, Conf. Rec. of IEEE-PESC, pp. 1201-1207, Juin 1998.
- Bal85 B.J. Baliga, “*Temperature Behavior Of Insulated Gate Transistor Characteristics*”, Solid-State Electronics, vol. 28, no.3, pp. 289-297, 1985.
- Bal96 B.J. Baliga, “*Power Semiconductors Devices*”, North Carolina State University, PWS Publishing Company, 1996.
- Bus03 G. Busatto, C. Abbate, B. Cascone, R. Manzo, L. Fratelli, G. Giannini, F. Iannuzzo, F. Velardi, “*Characterisation of high-voltage IGBT modules at high temperature and high currents*”, PESD, vol. 2, page(s):1391 - 1396, 17-20 Novembre 2003.
- Cal94 F. Calmon, S. Lefebvre, J.P. Chante, D. Ligot, B. Reymond, “*Thermal behaviour of pt and npt IGBT*”, Power Electronics and Variable-Speed Drives, Conference Publication no. 399, 26 - 28 octobre 1994.
- Gui06 J.M. Guichon et al, “*Busbar Design: How to Spare Nanohenries?*”, 41st IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2006 IEEE, vol. 4, pp. 1865-1869, Octobre 2006.
- Let00 P. Leturcq, « *Tenue en tension des semi-conducteurs de puissance* », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3104, 2000.

- Let01 P. Leturcq, « *Composants semi-conducteurs de puissance bipolaires. Partie 1* », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3106, 2001.
- Let99 P. Leturcq, « *Physique des semi-conducteurs de puissance* », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3102, 1999.
- San04 E. Santi et al, “*Temperature Effects on Trench-Gate Punch-Through IGBTs*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no.2, pp. 472-482, March-April 2004.
- She00 K. Sheng, S.J. Finney, B.W. Williams, “*Thermal Stability of IGBT High-Frequency Operation*”, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 47, no. 1, Février 2000.
- She98 K. Sheng, B.W. Williams, S.J. Finney, “*Maximum operating junction temperature of PT and NPT IGBTs*”, Electronics Letters, Vol. 34 no. 23., pages 2276-2277, 12 novembre 1998.
- Yun00 C. Yun, S. Kim, Y. Kwon, T. Kim, “*High Performance 1200V PT IGBT with Improved Short-Circuit Immunity*”, Fairchild Semiconductor, Application Note 9007, 2000.

Chapitre 3

**Contribution à la
modélisation à constantes
distribuées des diodes PiN et
IGBT pour la simulation
circuit en électronique de
puissance.**

3 La modélisation analytique physique des composants de puissance et application à la simulation circuit

De nos jours, au sein de tout projet de conception, la modélisation et l'analyse numérique des systèmes, quels qu'ils soient, sont devenues des étapes indispensables. Le développement technologique, compte tenu de la sophistication des machines et des outils mis en œuvre, est très coûteux. C'est la raison pour laquelle les pratiques de conception se sont orientées vers une approche « descendante (TOP-DOWN) » où l'on commence par spécifier le produit, avant de le définir par la modélisation (prototypage virtuel). À la recherche de systèmes toujours plus performants, fiables et intégrés, la simulation permet la prédition du comportement de dispositifs soumis aux contraintes auxquelles ils sont destinés. L'objectif étant la réduction d'erreurs et de coût jusqu'à la réalisation du produit final.

Appliqués aux systèmes de l'électronique de puissance, la modélisation électrique nécessite l'analyse fine des comportements de semi-conducteurs. En effet, la prise en compte des comportements non idéaux des composants, ainsi que des interactions fines entre composants et éléments de circuits environnants est essentielle. Pour cela, il existe différents types de modèles de composants avec différents niveaux de finesse et compromis temps de calcul/précision des résultats.

Ce dernier chapitre débute par une partie introductory qui traite des différentes approches de modélisations appliquées à la simulation électrique. La méthode de modélisation présentée en annexe A est appliquée aux composants sélectionnés à l'issue du chapitre 1. Une extraction de paramètres technologiques de ces composants est nécessaire et est détaillée dans la suite du manuscrit. Une première confrontation entre des simulations électriques des modèles réalisés et des résultats de constructeur permet de mettre en évidence un phénomène physique. Ce phénomène améliorant le comportement électrique statique des composants est appelé IE effect et fait l'objet d'un paragraphe entier détaillant son principe de fonctionnement ainsi que les moyens technologiques mis en œuvre dans le but de le rendre actif. Les modèles à constantes distribuées développés par le passé sont alors améliorés afin de tenir compte de l'IE effect. Enfin, dans le but de comparer les résultats de caractérisations électriques obtenus dans le chapitre 2 sur les composants sélectionnés pour le projet, une modélisation électromagnétique des Véhicules de Test est réalisée. Cette dernière modélisation est couplée aux modèles électriques afin de prendre en compte l'influence du design des Véhicules de Test (pistes, ...) sur les résultats électriques des composants diodes et IGBT.

3.1 Les différents types de modèles de composants appliqués à la modélisation électrique

Pour la simulation de systèmes électroniques de puissance, plusieurs solutions existent en matière de modèles de composants semi-conducteurs. Comme évoqué précédemment, il n'est plus possible de considérer un composant comme un interrupteur parfait, passant d'un état de conduction à un état bloqué en fonctionnement tout ou rien. La complexité grandissante des structures hybrides ou monolithiques couplées à l'augmentation des fréquences de découpage des différentes applications obligent désormais la prise en compte et l'analyse des mécanismes de commutation intrinsèques des semi-conducteurs.

En électronique de puissance, la principale difficulté réside en l'étude des phénomènes de transports de charges dans les semi-conducteurs de type bipolaire. Cela s'avère particulièrement vrai lors des phases de commutations où le comportement du composant est régit par la dynamique des charges. Ceci est alors un point crucial dans l'analyse du fonctionnement du composant et du système. Une équation spécifique rend compte de cette dynamique au sein des composants et est appelée Équation de Diffusion Ambipolaire (EDA) (*Cf. Équation A-5 Annexe A*).

Le type et la précision du modèle vont alors dépendre de la résolution complète ou partielle de cette équation. Elle est relativement simple dans le régime statique mais extrêmement complexe dans le domaine dynamique. Mais nous reviendrons sur ce point ultérieurement.

De nombreux travaux ont été menés aboutissant à des modèles exploitant des solutions analytiques [Dar95], avec un domaine de validité restreint ou avec des solutions algorithmiques [Goe92] qui restent lourdes pour la simulation circuit. Il est possible de recenser également les méthodes passant par l'approximation de la concentration de porteurs [Xu88] ou par des simplifications mathématiques de l'équation de diffusion [Hef88]. [Gil95] est un autre exemple utilisant une résolution de l'équation de diffusion au moyen d'une approche électrique sans hypothèses particulières sur les conditions aux limites. Généralement, chaque logiciel de simulation propose des modèles de composants déjà implémentés et selon le cas plus ou moins précis. Ce paragraphe n'a pas pour but de présenter de manière exhaustive toutes les différentes approches de modélisation dédiées à la simulation électrique. Cependant, nous présenterons les principes des approches les plus répandus dans le

monde de la simulation circuit. Globalement nous pouvons classifier les modèles en trois catégories principales même si la dernière approche n'est pas réellement adaptée à la simulation circuit puisqu'il est difficile de dépasser une dizaine de composants :

- les modèles dits comportementaux,
- les modèles dits physiques,
- et les modèles à résolutions numériques : éléments finis ou différences finies.

3.1.A Les modèles comportementaux

Le principe du modèle comportemental considère le composant comme une boîte noire [Bes89], [Bor00]. Un jeu de paramètres ajustables relie les entrées du système considéré avec les sorties de ce dernier. Ces paramètres sont en général des grandeurs électriques qui agissent sur le fonctionnement du système sans tenir compte des phénomènes et mécanismes physiques des composants. Afin d'obtenir ces données, il est nécessaire de procéder à une extraction des paramètres à partir des données expérimentales des composants. Les caractéristiques des composants sont alors discrétisés et reconstituées par morceaux à l'aide de fonctions mathématiques simples (droites, paraboles, ...). Des fonctions de transferts sont alors définies dans le but d'assurer la continuité et la convergence entre les différentes équations implémentées. Le modèle de composant ainsi constitué représente alors une image du fonctionnement du composant pour certaines conditions. Ce type de modèle possède alors un domaine de validité très restreint mais présentera des temps très courts de simulation pour une bonne précision.

Ces modèles seront alors essentiellement adaptés à la validation rapide d'une fonction électrique.

3.1.B Les modèles physiques

Les modèles de composants de type physique trouvent leur intérêt en la prise en compte des aspects distribués des charges existant au sein des composants de puissance. La prise en compte des mécanismes physiques internes est une problématique complexe qui nécessite des approximations raisonnées et justifiables. La construction de ce type de modèle donne alors pour résultat un modèle paramétré et définit par un certain nombre de données sur lequel l'utilisateur pourra agir. Ces données ne sont plus dans ce cas des paramètres de type

électrique mais de type technologique : dopage des diffusions, surface des jonctions, dimensions des différentes couches, durée de vie...

Malgré tout, parmi les modèles physiques il est possible d'établir une distinction entre les modèles dits à constantes localisées (ou quasi-statique) et les modèles distribués.

- ***Les modèles à constantes localisées (ou quasi-statique)***

Les modèles à constantes localisées sont des modèles physiques qui contournent la difficulté de la résolution de l'équation de diffusion ambipolaire (*Cf. Équation A-5 Annexe A*). L'approximation des constantes localisées permet en effet de ramener (lorsque la durée de vie ou le temps de transit des porteurs dans la région considérée est faible devant les autres constantes de temps intervenant au sein du composant) les équations aux dérivées partielles des transports de charges à de simples équations différentielles. Cela signifie que la variable d'état principale devient alors la valeur de la charge stockée Q_s (*Cf. Équation 3-1*). Par cette méthode la variable d'espace x est supprimée. Il n'est alors pas possible de déterminer la répartition des porteurs de charges au sein des différentes régions du semi-conducteur, comme par exemple la base large et peu dopée des composants de puissance, siège de la majorité des phénomènes dynamiques. Ces modèles ne donnent alors qu'une vision localisée des phénomènes de transports.

$$J_{tot} = \frac{Q_s}{\tau} + \frac{\partial Q_s}{\partial t} \quad \text{Équation 3-1}$$

Où Q_s est la charge stockée dans la région considérée et J_{tot} le courant total considéré.

Cette relation différentielle du premier ordre est également connue sous le nom d'équation à contrôle de charge et est à la base de tous les modèles dits « compacts » de composants issus de la microélectronique (dont notamment les modèles SPICE). Si ce type de modèle s'applique parfaitement aux composants du traitement du signal (où la considération de jonction « courte » est courante), ce constat n'est plus rigoureusement vrai quand il est appliqué aux composants de puissance. Considérant la profondeur de la base des composants bipolaires de puissance, celle-ci est en général de plusieurs ordres de grandeurs supérieurs à celle des composants microélectronique du signal. Le temps de transit étant dans tous les cas (à faible niveau et/ou à fort niveau d'injection) proportionnels à l'épaisseur de la région considérée, les modèles à constantes localisées se retrouvent dans la plupart des cas hors de leur domaine de validité. De plus, dans les applications de l'électronique de puissance, le phénomène de commutation des composants est justement limité par les temps de transit des

porteurs et les aspects distribués des transports de charges. La volonté de précision du modèle physique considéré doit impérativement amener à la prise en compte de ces phénomènes.

Malgré tout, certains modèles compacts de composants sont usuellement utilisés pour la simulation circuit en électronique de puissance. Ces modèles bénéficient de considérations supplémentaires afin de « combler leurs lacunes » de précision dans le domaine dynamique. Ainsi la littérature présente des modèles compacts qui associent des représentations de circuits équivalents aux composants modélisés ou qui prennent en compte des approximations supplémentaires [Hef94], [Koe67], [Kul85], [Lia90], [Mor94], [Xu90]. D'autres modèles compacts incorporent une discrétisation de la base large des composants de puissance [Lau91], [Stro97], [Wid87] en de multiples zones. La répartition des porteurs dans ces zones est modélisée à l'aide de fonctions trigonométriques ou considérée de la forme triangulaire ou trapézoïdale. Enfin il est possible de citer un des modèles compact les plus connues et considéré comme un modèle référant concernant l'IGBT : le modèle appelé couramment « type Hefner » [Hef95].

Bien que tous les modèles à contrôle de charge évoqués dans ce paragraphe aient trouvés leurs places dans la simulation circuit puissance, avec pour certains des résultats concluant, il reste difficile pour ce type de modélisation d'établir des simulations prédictives. Ceci nous amène à présenter l'autre classification des modèles physiques : les modèles distribués.

▪ *Les modèles distribués*

Les modèles distribués sont des modèles physiques analytiques qui, par le biais d'approximations justifiées et adéquates, tentent d'approcher au maximum l'efficacité d'une simulation numérique tout en restant dans le cadre de la simulation circuit. Cela signifie que ce type de modèle est soumis à un compromis non évident de précision et de rapidité de simulation afin de rester compatible avec la simulation système. L'avantage d'un tel modèle est alors son domaine de validité étendu qui va permettre des analyses prédictives du comportement des composants HT modélisés.

Parmi les modèles distribués, la littérature recense plusieurs travaux dont [Goe94]. Cependant dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement à [Let95], [Let96] qui propose une méthode de résolution de l'équation de diffusion ambipolaire par le biais de technique mathématique et d'analogie électrique. Cette méthode est applicable à tous composants de puissance et repose sur une résolution par transformée de Fourier de l'EDA. Ce mémoire s'appuyant sur ce type de modèle, l'analogie et la description fine du modèle sont présentées plus en détail en annexe A.

- ***Les modèles numériques à éléments finis ou différences finies***

Ces modèles nécessitent une description extrêmement fine en deux ou trois dimensions [Sil] des structures semi-conductrices. Ils proposent une résolution numérique des équations des mécanismes des transports de charges et en cela implique une lourdeur de simulation en termes de mise en œuvre et de temps de calcul. Il ne s'agit donc pas de modèle paramétré, c'est-à-dire qu'il n'est pas défini par des données mesurables ou issues de caractéristiques de fonctionnement des composants.

Le modèle numérique est alors généralement adapté à l'analyse fine de phénomènes internes au cristal et donne une vision locale de ce qui se passe dans la ou les régions considérées [ISE]. Le lecteur comprend alors qu'un tel modèle ne permet pas par sa complexité d'effectuer des simulations de type circuit au-delà de 10 composants. Le modèle numérique sert avant tout à la compréhension de nouveaux phénomènes physiques complexes et à la conception des nouveaux dispositifs.

3.2 Application à la modélisation de diodes PiN et MPS ainsi qu'aux composants IGBT planar SPT+ et à tranchée

Outre la phase d'implémentation des équations théoriques liées à la modélisation des différentes régions semi-conductrices, il est nécessaire de mettre en œuvre certaines étapes afin de pouvoir appliquer notre méthode sur des cas d'études concrets. Nous faisons bien entendu référence à la modélisation des composants de puissance sélectionnés pour le projet ModErNe et caractérisés dans le chapitre 2 de ce mémoire.

Comme expliqué dans le §3.1.B de ce chapitre, les modèles analytiques physiques jusqu'alors présentés nécessitent d'être alimentés par des paramètres technologiques et non électriques. Une étape importante est donc l'étape d'extraction des paramètres afin de constituer une base de données comprenant les caractéristiques géométriques et technologiques des composants que l'on souhaite modéliser. L'étape suivante est l'implémentation des données structurelles du composant à travers les équations de ses résistances, ou capacités ou encore de facteur de pente.

Dans un premier temps, nous allons présenter la modélisation utilisée jusqu'à présent pour les caissons P des IGBT planar et trench.

3.2.A Modélisation des caissons P dans les composants planar et à tranchée

Nous renvoyons le lecteur à l'annexe A pour comprendre comment sont modélisées les différentes régions et phénomènes physiques qui interviennent dans un composant de puissance de type bipolaire. Ce paragraphe porte donc sur la modélisation des caissons P⁺ des IGBT à l'aide de résistances et de capacités.

Le modèle IGBT à tranchée repose sur le modèle d'IGBT de type planar [Ber98], [Bon03]. La différence tient surtout sur la prise en compte de la région MOS qui est une structure à grille verticale. Le calcul des résistances et des capacités correspondantes à la région est donc modifié. La figure 3.1 montre les résistances prises en compte dans le cas d'une structure planar et d'une structure à grille verticale. Les résistances du caisson P dans le cas d'un composant planar sont détaillées et explicitées en annexe A au § A.1.b.v. Dans le cas de la structure à tranchée, les résistances ne sont pas latérales mais se retrouvent tout simplement verticales. La résistance R_{lat} reste liée à la jonction J₃ et reste déterminante quand à la mise en conduction ou non du transistor parasite. Cette fois-ci la résistance considérée est de valeur plus faible que dans le cas d'un IGBT planar et correspond simplement au barreau de silicium adjacent à la jonction J₃. La résistance R_{caisson} du caisson P est également simple et grandement dépendante du dopage du caisson. La comparaison de la figure 3.1 parle d'elle-même pour la répartition des résistances. De même pour le calcul des capacités (*Cf. Annexe A §A.1.b.v* pour l'explication des différentes capacités), la figure 3.2 montre la comparaison des capacités considérées dans les cas d'IGBT trench et planar.

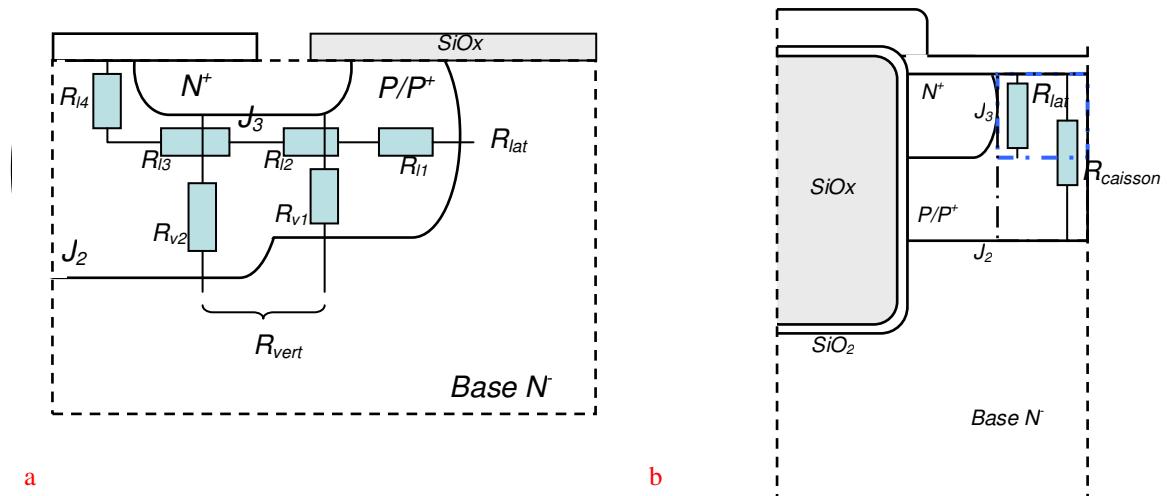


Figure 3.1 : Représentation des résistances du caisson P/P⁺ :a) Pour un IGBT planar ; b) Pour un IGBT trench.

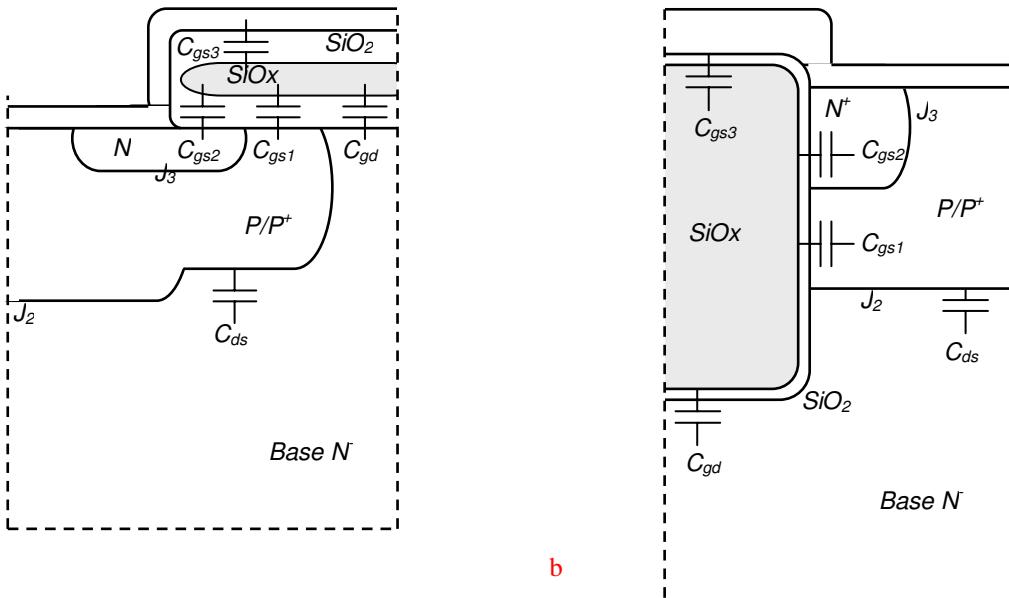


Figure 3.2 : Représentation des capacités MOS :a) Pour un IGBT planar ; b) Pour un IGBT trench.

3.2.B Extraction de paramètres

Dans la suite du paragraphe, les données extraites par ingénierie inverse nous ont été fournies par le CNM de Barcelone.

3.2.B.1 Les diodes de puissance

Un travail d’ingénierie inverse a été réalisé sur les diodes de puissance. Nous présentons dans la figure 3.3 les diodes de puissance dont nous disposons et qui sont associées aux IGBT présentés précédemment. Elles sont de type PiN (associée à l’IGBT trench) et de type MPS (associée à l’IGBT planar).

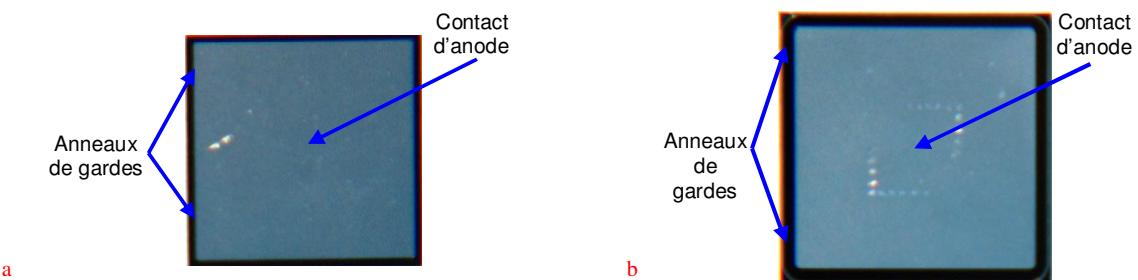


Figure 3.3 : Vue de dessus des diodes analysées : a) Type PiN ; b) Type MPS.

Les surfaces des différents composants permettent également de déterminer les densités de courant pour chaque type de puce. Bien que dans le cas des diodes, les calibres en courant sont différents (150A pour la diode PiN et 200A pour la diode MPS), il est possible de faire une comparaison. Les densités en courant calculées sont ainsi les suivantes : 185,2A/cm² et 142,2A/cm² respectivement pour la diode PiN et la diode MPS. Les diodes de puissance ne présentent pas de topologie cellulaire et ne nécessitent pas par conséquent une modélisation particulière des cellules. Par ingénierie inverse nous obtenons les données structurelles et technologiques suivantes :

Données géométriques	<u>Diode PiN</u>	<u>Diode MPS</u>
Épaisseur de la couche d'épitaxie	--	190µm
Profondeur de la base	120µm	340µm
Profondeur de la couche tampon	7µm	5µm
Profondeur de la zone P	6/8µm	24µm
Profondeur de la zone N ⁺	4µm	3µm

Données technologiques	<u>Diode PiN</u>	<u>Diode MPS</u>
Type de la couche épitaxiée	--	N
Type de substrat	N	N
Dopage de la couche épitaxiée [cm ⁻³]	--	5 10 ¹³
Dopage du substrat [cm ⁻³]	5. 10 ¹³	4. 10 ¹⁷

Comme pour les composants IGBT, il existe des paramètres de « fit » car l'ingénierie inverse ne permet pas révéler les dopages de toutes les zones diffusées. Dans le cas des diodes PiN ces paramètres correspondent aux dopages des émetteurs N⁺ et P⁺.

3.2.B.2 Les transistors IGBT planar et à tranchée

Le travail d'ingénierie inverse a également été effectué sur les deux IGBT planar SPT+ et à tranchée sélectionnés au chapitre premier et a révélé la topologie cellulaire des composants ainsi que les dimensions et dopages des différentes zones diffusées.

La figure 3.4 montre des photographies de dessus les puces utilisées pour notre analyse. Pour un calibre en courant identique le composant trench présente une surface active inférieure à celle du planar. Les densités de courant calculées sont déduites des dimensions

des puces et l'IGBT trench présente une densité en courant d'environ $96\text{A}/\text{cm}^2$ tandis que pour l'IGBT planar la densité de courant est d'environ $83\text{A}/\text{cm}^2$. Ceci confirme alors une densité de courant supérieure pour les composants à grille verticale.

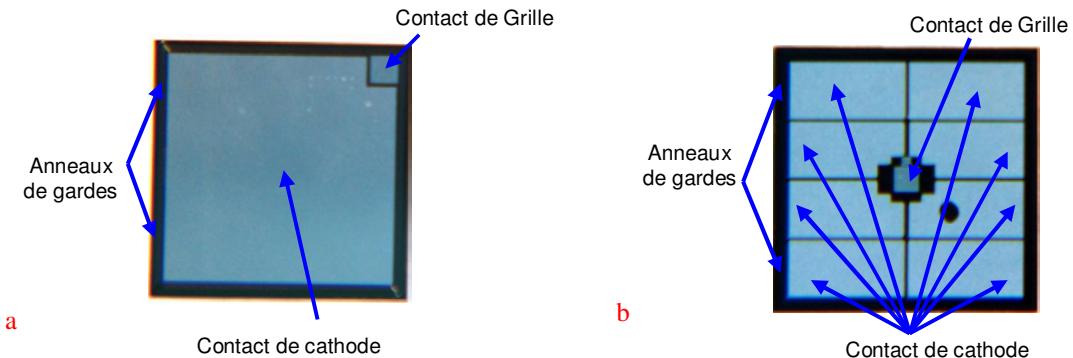


Figure 3.4 : Vue de dessus des composants analysés :a) IGBT planar ; b) IGBT trench.

La révélation montre une topologie carrée centrée alignée pour le composant trench et une configuration en losange pour le composant SPT+ (*Cf. figure 3.5*). Ceci est à prendre en compte lors de la modélisation de la cellule et du calcul de la largeur développée du canal de l'IGBT.



Figure 3.5 : Topologie cellulaire des composants étudiés :a) Configuration en losange (SPT+) ; b) Carrée centrée alignée (Trench).

L'ingénierie inverse permet également de révéler les différentes zones diffusées ainsi que les dimensions des différentes zones nécessaires à la modélisation des composants (*Cf. figure 3.6*). De cette analyse il est alors possible d'obtenir les valeurs des paramètres géométriques et technologiques nécessaires à la construction des modèles. Pour les composants IGBT étudiés nous obtenons :

Données géométriques	<u>IGBT trench</u>	<u>IGBT planar SPT+</u>
Épaisseur de l'oxyde mince	0,15µm	0,15µm
Épaisseur de l'oxyde épais	0,9µm	0,7µm
Longueur du canal	3,8µm	3µm
Profondeur de la base	140µm	130µm
Profondeur de la couche tampon	7µm	5µm
Profondeur du caisson P	4µm	3µm
Profondeur d'émetteur N	0,25µm	0,5µm
Profondeur d'émetteur P	0,8µm	0,7µm
Profondeur de la tranchée	6µm	--
Longueur de la tranchée	1,7µm	--
Longueur de la cathode	1,5µm	3µm
Longueur d'anode	11,5µm	16µm
Largeur d'anode	11,5µm	14µm

Données technologiques	<u>IGBT trench</u>	<u>IGBT planar SPT+</u>
Type de substrat	N	N
Dopage du substrat [cm ⁻³]	2. 10 ¹³	2.5 10 ¹³
Dopage de la couche tampon [cm ⁻³]	1. 10 ¹⁵	8. 10 ¹⁴
Dopage de l'émetteur P ⁺ [cm ⁻³]	2. 10 ¹⁶	1. 10 ¹⁴

La détermination des dopages des différentes régions telle que l'anode en face arrière, la couche tampon ou encore la base large du composant est réalisée par la technique de spreading résistance. Malgré cela, les dopages des régions diffusées à la cathode restent indéterminés. En effet, ces zones de diffusion sont de dimensions si réduites qu'il est difficile d'évaluer la résistance par simple mesure sous pointe. Ainsi ces paramètres inconnus vont servir à ajuster le modèle et sont appelés paramètres de « fit » et correspondent aux :

- dopage du caisson diffusé P,
- dopage de l'émetteur N,
- et la durée de vie des porteurs.

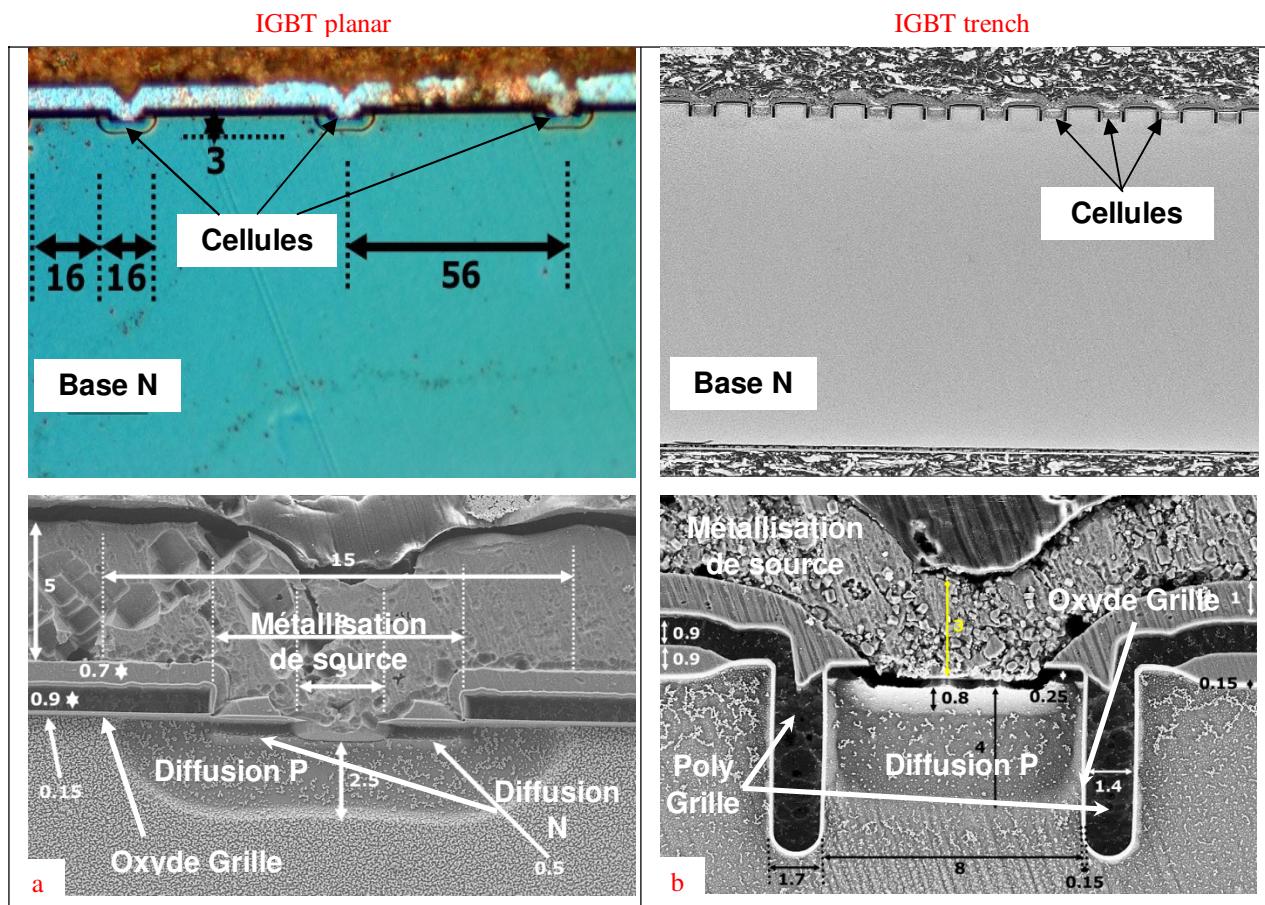


Figure 3.6 : Vue en coupe des cellules des composants :a) planar – colonne de gauche ; b) trench – colonne de droite.

3.3 Confrontations des premiers résultats électriques statiques simulés aux résultats constructeurs

La méthode de modélisation présentée dans ce mémoire a donc auparavant déjà été utilisée afin de modéliser des composants IGBT de type planar. En 1998 dans [Ber98], la modélisation d'un module de puissance du commerce 1000V/50A d'IGBT de type planar démontre la pertinence de la méthode et aboutie à de bons résultats en terme de précision de modélisation. De même, en 2003, [Bon03] modélise des IGBT planar NPT 1200V/50A ainsi que des IGBT planar PT de calibres 600V/70A et 600V/27A. Enfin plus récemment, dans [DeM07] un module du commerce est modélisé constitué de composant à tranchée de calibre 600V/75A. Dans tous les cas, les modèles jusqu'alors créés ont tous montré une bonne concordance entre les résultats de simulation et les données constructeurs ou données expérimentales. Cependant, les composants modélisés dans ces travaux correspondaient à des composants de génération ancienne. Dans notre cas nous nous attachons à modéliser des

composants de dernière génération pour le type planar et d'avant dernière génération s'agissant du trench. Nous verrons alors qu'il existe des difficultés significatives pour modéliser plusieurs améliorations technologiques, optimisant ainsi leurs performances électriques. De plus seule la diode PiN sera modélisée, ne disposant pas de base de modèle pour la diode MPS.

La base des modèles a donc été alimentée par les données issues de l'ingénierie inverse (*Cf. §3.2.B*) afin d'adapter les modèles à nos structures réelles. Nous allons dans ce paragraphe montrer les résultats obtenus à partir de ces modèles et les comparer aux données constructeurs. Cela constitue une première mise au point avant de confronter la simulation aux résultats expérimentaux. En effet, nous verrons ultérieurement que pour pouvoir faire une comparaison simulation/expérience, il sera nécessaire d'avoir recours à une modélisation du design du Véhicule de Test complet comme évoqué au §2.1. Ces modèles R, L, C équivalents seront ainsi utilisés dans le schéma électrique final de simulation présenté au §3.6.

Avant d'envisager des simulations dans le domaine dynamique, il convient de s'assurer de la pertinence des modèles dans le domaine statique. C'est l'objet de ce paragraphe.

3.3.A La diode de puissance PiN

Le modèle de diode PiN développé par le passé et implémenté sous le logiciel SABER va être utilisé pour simuler notre diode sélectionnée au chapitre premier. Les données issues de l'ingénierie inverse (*Cf. § 3.2.B.1*) ont servi à alimenter le modèle. L'ajustement des caractéristiques est réalisé grâce à un jeu de paramètres dits de « fit » et nous les avons fixés de la manière suivante :

- dopage de l'émetteur N⁺ : $2 \cdot 10^{14}$ [cm⁻³],
- dopage de l'émetteur P⁺ : $2,1 \cdot 10^{16}$ [cm⁻³],
- durée de vie τ des porteurs dans la base large : 2μs.

Pour la simulation en température du composant, le coefficient de dépendance de la durée de vie en température *ctTau* est fixé à 2,5. Cette valeur correspond à la valeur typique pour une diode à contrôle de la durée de vie dopée à l'or ou au platine [Ber98]. De plus, un coefficient comportemental *Cl* couplé au précédent a été ajouté et fixé à 8 afin de pouvoir modifier la sensibilité de τ avec la température. Les simulations des caractéristiques statiques de sortie If(Vf) pour les températures de 25°C et 125°C sont données sur la figure 3.7. Le modèle de diode PiN a montré un excellent comportement. Quelle que soit la température considérée et quel que soit le niveau de courant, l'écart entre le tracé simulé et les données datasheet est

inférieur à : < 5%. En effet, les différences les plus grandes sont relevées à ($If=30\text{ A}$; $\Delta=2,7\%$) pour la courbe à 25°C et ($If=90\text{ A}$; $\Delta=3\%$) pour la courbe à 125°C .

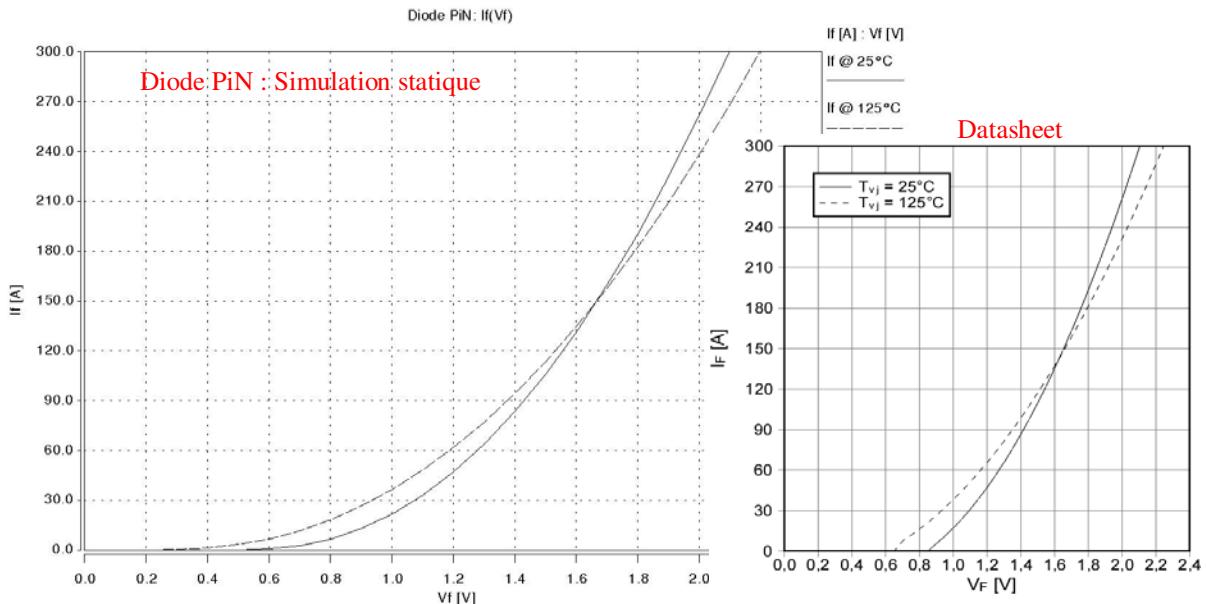


Figure 3.7 : Diode PiN : Comparaison préliminaire simulation/ datasheet du $If(V_f)$ @ [$T = 25^\circ\text{C}$ et 125°C].

3.3.B Les composants IGBT

3.3.B.1 L'IGBT planar SPT+

Les modèles de composants IGBT ayant été déjà éprouvés sur des modèles de composants planar NPT et/ou PT, il n'existe que très peu de modifications à appliquer à la base du modèle existant [Bon03]. Il suffit d'implémenter les données technologiques et géométriques utilisés par le modèle et obtenues par l'ingénierie inverse.

Cependant, le modèle avec les données issues de l'ingénierie inverse a posé des problèmes importants de convergence et n'a donc pu être simulé. Malgré tout, par une modification du dopage de l'émetteur en face arrière, le modèle a pu donné un résultat préliminaire (*Cf. figure 3.8*). Pour cela, nous avons amélioré l'injection en face arrière du composant par l'augmentation du dopage de l'émetteur P en changeant la valeur d'origine de $[N_{\text{ÉmetteurP+}}=1.10^{14}]$ à $[N_{\text{ÉmetteurP+}}=1.10^{18}]$. En effet, la valeur de 1.10^{14} trouvée par l'ingénierie inverse peut être mise en doute puisque la valeur est faible par rapport à ce que l'on peut trouver dans la littérature.

La figure 3.8 montre alors la comparaison entre les résultats simulés du modèle ainsi obtenus et la courbe statique du composant fournie par le constructeur. La comparaison est faite sur la caractéristique statique de sortie I (V) du composant pour une tension grille $V_{ge}=15V$ et une température de $25^{\circ}C$. L'analyse de cette comparaison montre clairement que le modèle n'est pas suffisamment précis. En effet, quelque soit la valeur de la tension de saturation le modèle n'atteint pas la valeur du courant nominal de 150A pour une chute de tension de 1,9V donnés par la datasheet. En comparaison, la simulation présente pour la même chute de tension, un courant d'une valeur d'environ 15A.

Cet écart très significatif sur les modèles qui avaient été déjà éprouvés par le passé nous amène à penser que des améliorations technologiques ont été apportées au composant IGBT. L'état de l'art réalisé au §1.2.B.3 montre les avancées technologiques qui ont pu être utilisées pour cet IGBT. Nous verrons alors dans un paragraphe ultérieur les modifications que nous avons apporté au modèle afin de réduire les écarts existants entre la simulation et le composant réel.

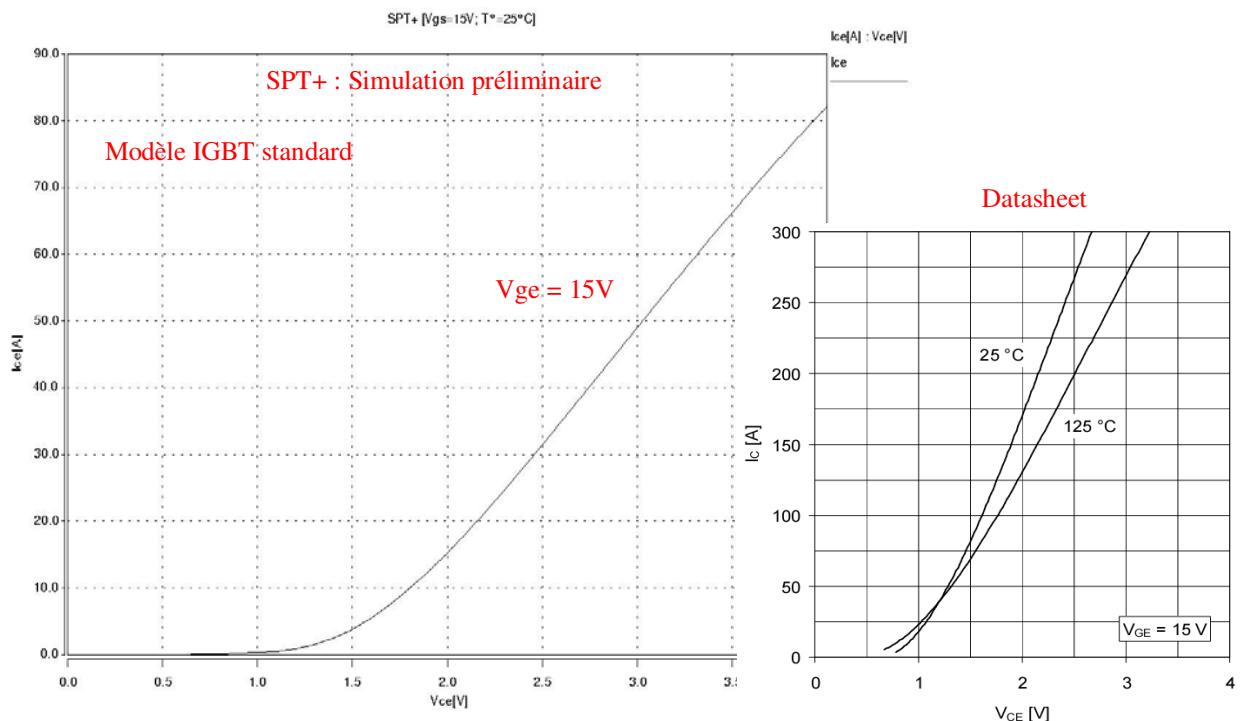


Figure 3.8 : IGBT SPT+ : Comparaison simulation/ datasheet du $Ice(V_{ce})$ @ $[V_{ge}=15V ; T=25^{\circ}C]$. La courbe simulée est obtenue pour un dopage d'émetteurs 1.10^{18} .

3.3.B.2 L'IGBT trench

La base du modèle IGBT planar a été modifiée dans le but de tenir compte de la structure verticale de la grille dans le cas de l'IGBT trench (*Cf.* § 3.2.A). Les relations analytiques permettant de calculer la valeur des résistances et des capacités MOS en fonction des paramètres de la géométrie de la cathode du caisson P ont été implémentés dans le modèle (*Cf.* Annexe A § 1.1.b.v). Ce modèle est alimenté par les données issues de l'ingénierie inverse.

Avec les paramètres fournis au §3.2.B.2 le modèle a convergé et contrairement au cas du planar SPT+, les caractéristiques statiques ont pu être obtenues. Cependant, le modèle a montré là encore qu'il n'est pas performant puisqu'il donne, pour un $V_{ge}=15V$, un courant maximum de 6A.

Tout comme pour le composant planar SPT+, nous avons donc dans un premier temps modifié le dopage de l'émetteur d'anode de $[N_{\text{ÉmetteurP+}}=2.10^{16}]$ à $[N_{\text{ÉmetteurP+}}=1.10^{18}]$. La figure 3.9 montre la comparaison de la caractéristique statique de sortie $I(V)$ pour une tension de grille $V_{ge}=15V$ et une température de 25°C avec cette nouvelle condition de dopage de l'émetteur P⁺. La courbe simulée montre que le modèle n'atteint jamais la valeur du courant nominal de 150A. L'augmentation du dopage de l'anode P⁺ permet d'augmenter le courant mais pas de manière suffisante.

Pour un composant à tranchée, l'explication de cette différence réside peut être dans l'influence de la structure de grille qui n'est pas suffisamment prise en compte dans le modèle standard développé par le passé [DeM07]. En effet, avec une configuration particulière de la grille verticale, il est possible d'obtenir au sein du composant une amélioration du profil des porteurs du côté de la cathode qui conduit à une réduction significative de la résistivité de la base large du composant. Ce phénomène est appelé IE (Injection Enhanced) effect et est utilisé au sein de composant dénommé IEGT (Injection Enhanced Gate bipolar Transistor) présenté au § 1.2.B.3. Les simulations en 2D réalisées dans [DeM07] montrent clairement l'influence de la géométrie de la grille sur l'apparition de l'IE effect et en particulier les composants dont la principale contribution à la chute de tension globale dépend de la base large et peu dopée des structures. Autrement dit, l'IE effect doit être pris en compte pour les composants à tranchée ayant une base large profonde correspondant à des composants dont la tenue en tension est égale ou supérieure à 1000V, ce qui est notre cas. Les paragraphes

suivants vont donc présenter le principe de l'IE effect et les modifications apportées aux modèles dans le but de le prendre en compte.

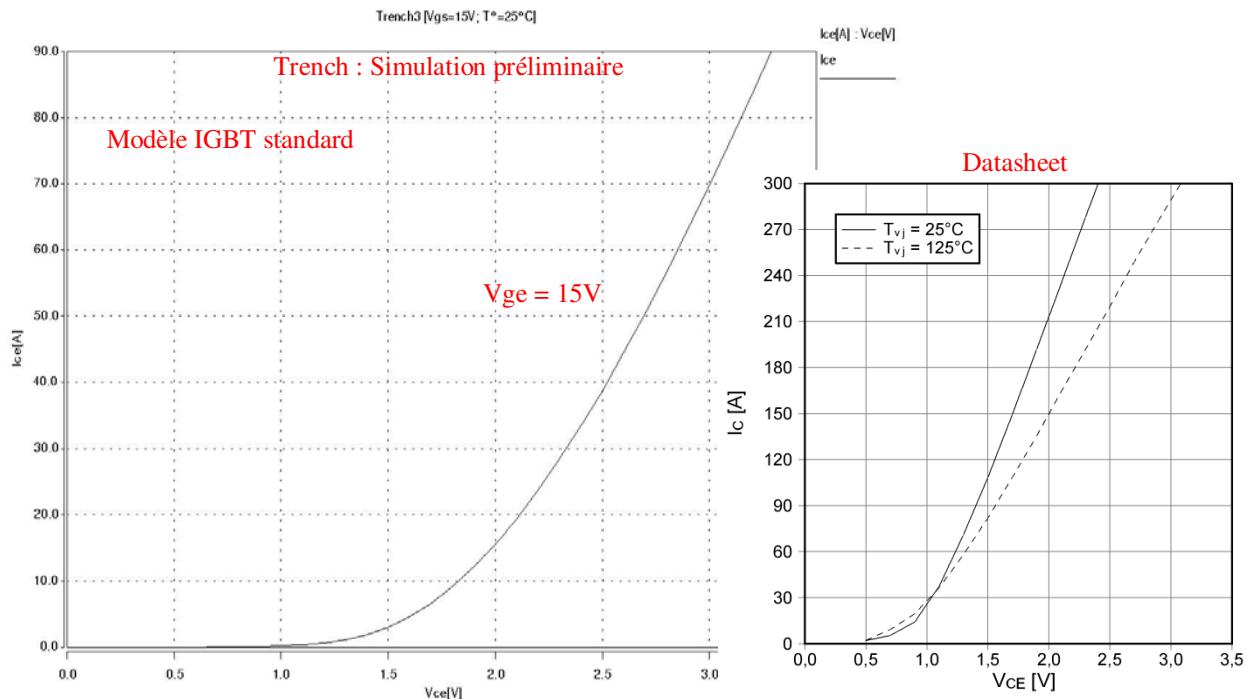


Figure 3.9 : IGBT Trench3 : Comparaison simulation/ datasheet du $I_{CE}(V_{CE})$ @ [$V_{GS}=15V$; $T^{\circ}=25^{\circ}C$].

3.4 L’Injection Enhanced (ou PiN) Effect dans les composants IGBT moyenne et haute tension

3.4.A Réduction de la résistivité de la région de base

Dans les composants IGBT de moyenne et/ou de forte puissance, la chute de tension à l’état passant est principalement liée à la chute de tension provoquée par la base large et faiblement dopée du dispositif. La forte épaisseur de la base, nécessaire à la tenue en tension, induit inévitablement une forte résistance à l’état passant bien supérieure à celle présentée par le canal.

Nous avons vu au chapitre 1 que le composant IGBT avait su relayer le composant MOS avec succès pour des applications moyenne puissance et moyenne fréquence. Ceci n’a été rendu possible que grâce à la modulation de la conductivité de la base large du composant qui résulte de l’injection de deux types de porteurs. Comparé à un composant MOS, cette modulation a permis, pour un courant donné et une épaisseur de base donnée, de réduire de façon significative la résistance apparente du dispositif. Il est alors établi que la résistivité de cette base est intimement liée, toujours pour une épaisseur donnée, à la densité de porteurs présents dans la base.

À l’état passant, la répartition des porteurs au sein d’un IGBT est non linéaire. L’injection des porteurs affecte différemment les zones de la région de base et l’allure de la répartition montre un net déséquilibre entre la région de cathode (collecteur) d’une part (jonction J₁) et la région de caisson P (jonction J₂) d’autre part (*Cf. figure 3.10*). Lorsque le composant IGBT conduit, la jonction émettrice J₁ se trouve sous polarisation directe tandis que la jonction J₂ est polarisée en inverse. Cette jonction supporte alors la tension directe et la zone de charge d’espace se développe à partir de J₂ dans la région de base N⁺. La concentration en porteurs minoritaires au voisinage de cette région est négligeable. Dans un IGBT conventionnel la concentration de porteurs de la jonction J₁ vers J₂ décroît pour atteindre une valeur nulle. La modulation de conductivité de la base est donc absente au voisinage de la région de cathode du composant et la répartition des porteurs est semblable à celle d’un transistor bipolaire PNP en fonctionnement de quasi-saturation.

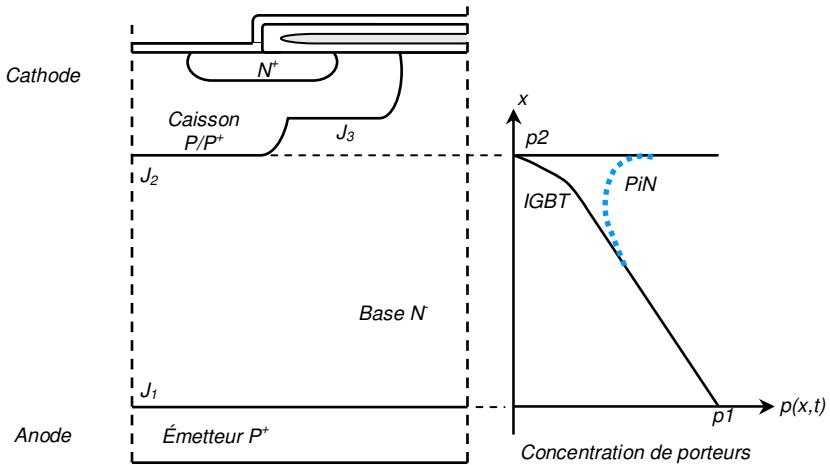


Figure 3.10 : Profil de porteurs au sein d'un IGBT conventionnel à l'état passant.

L'enjeu de la réduction de la chute de tension à l'état passant réside alors en la modification du profil de porteurs au niveau de la cathode du composant et aboutissant ainsi à une modulation plus accrue de la résistivité de la région de base. Le but recherché est donc de se rapprocher de la répartition des porteurs obtenue dans le cas d'une diode PiN (profil en pointillé sur la figure 3.10) qui bénéficie d'une double injection. L'accumulation de porteurs supplémentaires à la cathode peut se faire par une couche d'accumulation d'électrons et/ou par un apport de porteurs minoritaires. Cette possibilité d'augmenter la concentration des porteurs du côté de la cathode a pu être effective, dans un premier temps, grâce à certaines structures d'IGBT à tranchées.

La modulation effective de la conductivité de la base au niveau de la région de cathode par l'augmentation de la concentration de porteurs est appelée IE (Injection Enhanced) effect ou PiN effect selon les différents auteurs. En conséquence, les composants IGBT à tranchées optimisés en ce sens sont parfois renommés IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor). Plus récemment, cette technique de l'augmentation des porteurs au niveau de la région de cathode a pu être appliquée aux IGBT planar. Les paragraphes suivants expliquent le principe de l'IE effect dans les IGBT planar et trench.

3.4.B Méthodes et techniques employées pour la réalisation de l'IE effect

Dans la littérature, l'étude de cette amélioration particulière a fait l'objet de travaux menés majoritairement sur des composants hautes tensions (4,5kV) depuis une dizaine d'années maintenant. L'analyse et la compréhension du phénomène de l'IE effect se faisant à l'aide de

simulations [2D] numériques avec des logiciels à éléments finis. Dans la suite du texte nous appellerons IGBT « conventionnel » les IGBT planar et trench non optimisés pour assurer l’IE effect.

Afin de parvenir à réaliser l’IE effect, plusieurs méthodes ont été explorées. L’une d’elle consiste en la non mise en contact avec l’émetteur (la cathode ou source) de certaines cellules au sein des IGBT trench [Tak98] (*Cf. figure 3.11*). En fonctionnement normal, au sein d’un IGBT conventionnel, il ne peut y avoir d’accumulation de trous du côté de la cathode dans la région N⁻ car les caissons P ne représentent pas de barrière pour ces porteurs minoritaires. Ils peuvent alors transiter à travers ces caissons pour atteindre le contact d’émetteur. En ne contactant pas certains caissons P avec la métallisation d’émetteur, une barrière pour les porteurs minoritaires est artificiellement créée et par conséquent une accumulation de trous au niveau des cellules non connectées. [Ogu00] et [Ino02] usent de la même technique dans le but de produire une amélioration d’injection dans les composants IEGT. Il existe alors un ratio entre le nombre de cellules contactées et le nombre total de cellule. Au final dans les travaux précédemment cités, il a été montré par simulation numérique que la chute de tension totale du composant diminuait de manière inattendue à mesure que le nombre de cellule contactée diminuait.

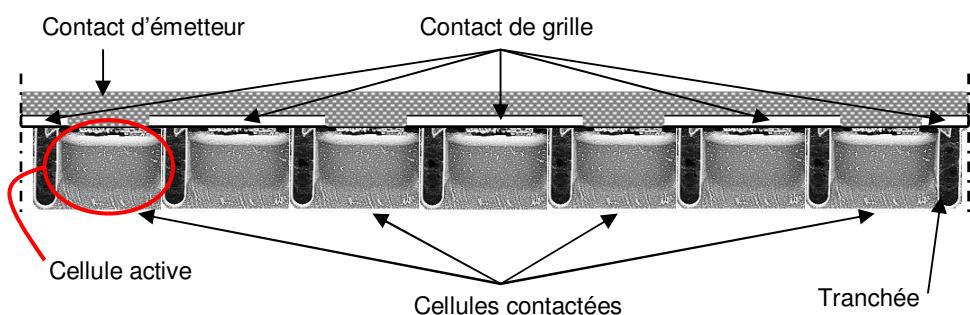


Figure 3.11 : Vue en coupe : exemple de cellules trench contactées 1 fois sur 2 dans un IEGT.

Nous avons vu une première méthode qui permet de réaliser l’IE effect. Cependant dans le cas où toutes les cellules d’un composant IGBT sont contactées il est également possible d’obtenir une amélioration d’injection du côté de la cathode [Kit93], [Kit95]. Dans un composant à tranchée, en mode de conduction normal les porteurs minoritaires qui proviennent de la base large et qui migrent vers la cathode doivent passer par une région délimitée par les tranchées souvent profondes (*Cf. figure 3.12*). Cette région peut prendre

selon les différents auteurs diverses appellations mais nous la nommerons dans ce mémoire la région mesa (*encadré en pointillé sur la figure 3.12*). Les trous au sein de cette région ne peuvent se déplacer que par mécanismes de diffusion et ce flux de porteurs minoritaires peut alors être restreint par la configuration géométrique de cette région [Kon99]. Par opposition, le flux de porteurs majoritaires (flux d' e^-) ne subit aucune restriction car celui-ci circule principalement à travers le canal d'inversion MOS et la couche d'accumulation formée le long de la tranchée profonde [Kit97]. Cette couche d'accumulation joue alors un grand rôle dans l'établissement de l'IE effect. Ce dernier est alors rendu effectif voir amplifié selon le cas pour un certain facteur de forme de la grille en tranchée. Ce facteur de forme peut se définir par la combinaison de trois paramètres géométriques qui sont (*Cf. figure 3.12*):

- la distance intra-cellule ou la longueur du caisson P (S),
- la profondeur de la tranchée en regard de la base large (T),
- et la longueur d'anode (W).

[Kit98] définit des critères de design pour l'IEGT en portant son raisonnement sur les rapports d'injection et donc d'efficacité d'injection. Le courant de trous est donc restreint par un facteur de forme dépendant de la géométrie à la fois de la tranchée et de la cellule. Le courant total circulant au sein du composant est défini comme la somme des courants d'électrons et de trous. Ainsi pour un courant total donné, la réduction du courant de trous signifie l'augmentation du courant de porteurs opposés. Le critère de design de l'IEGT est donc le suivant : définir un facteur de forme de sorte que la jonction entre la région mésa et la base large se rapproche le plus possible d'une jonction injectante d'émetteur N⁺. Si le facteur de forme (côté cathode du composant) est défini tel que l'efficacité d'injection d'électrons est proche de l'unité, alors l'IE effect est réalisé.

Nous avons vu jusqu'à présent que l'IE effect était identifié dans les composants à tranchée. Mais [Omu97] montre dans ses travaux que l'IE effect peut également exister dans une moindre mesure au sein de composants IGBT planar en optimisant cette fois ci les distances intercellulaires. Plus la distance entre caisson P est grande et plus la réduction de la chute de tension est grande.

Il est important de noter que l'IE effect est un mécanisme qui améliore grandement et principalement les caractéristiques des composants à l'état passant. Lors de la phase de turn-off, le comportement dynamique du composant ne subit quasiment aucune dégradation ou

tout du moins des variations non significatives ([DeM07] et [Udr97a]). En effet, à la phase d'ouverture du composant, une fois que le canal MOS est supprimé (par annulation de la tension de grille), la couche d'accumulation disparaît et l'injection d'électrons cesse instantanément. En conséquence de quoi la concentration de porteurs au niveau de la cathode chute de manière abrupte et la répartition des porteurs au sein du composant correspond à celle d'un transistor PNP. Le processus d'évacuation des charges se déroule alors classiquement. Cela signifie qu'un composant IEGT bénéficie d'un compromis chute de tension à l'état passant/ pertes en commutation bien meilleur qu'un composant IGBT. Enfin, [Tak98] montre que si l'IE effect est utilisé pour un composant trench, le compromis est rendu plus effectif que pour un composant planar du fait de la plus grande densité de courants au sein d'un composant à tranchée. La densité de courant supérieure compensant ainsi une possible réduction des pertes off par réduction d'injection de l'émetteur P⁺.

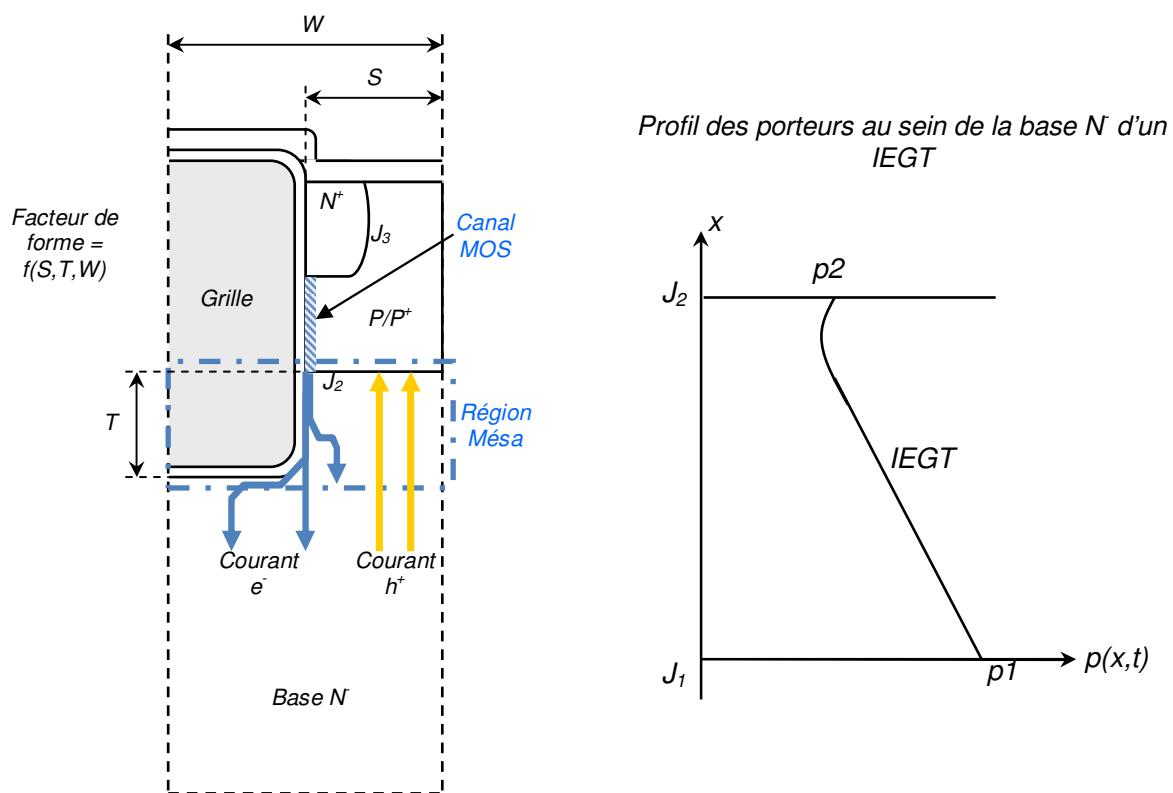


Figure 3.12 : Concept du facteur de forme côté cathode dans un IEGT à tranchée et le profil de trous correspondant.

3.4.C Prise en compte de l'IE effect dans les modèles de la littérature

Il existe très peu de modèle analytique malgré l'étude du phénomène dans de nombreux travaux, les analyses effectuées se reposant sur des simulations numériques 2D à éléments finis. Il est tout de même possible de recenser quelques travaux relatant des modèles analytiques de l'IE effect.

Pour l'étude de critère de design pour un IEGT, [Kit98] a réalisé un modèle analytique 1D afin d'évaluer de manière quantitative la valeur de la chute de tension à l'état passant. L'hypothèse forte de ce modèle porte sur le courant de trous se déplaçant uniquement par mécanisme de diffusion. Ce flux de porteurs minoritaires est alors limité par un facteur de restriction appelé R_{hd} et fonction des paramètres géométriques de la cellule (*Cf. figure 3.12*). L'écriture des courants et des efficacités d'injection à la cathode s'écrit alors de la manière suivante :

$$J_h = 2kT\mu_h S \left(\frac{n_k}{T} \right) \quad \text{Équation 3-2}$$

$$J_e = J - J_h \quad \text{Équation 3-3}$$

$$\Gamma_{e,k} = 1 - 2kT\mu_h \left(\frac{n_k}{JR_{hd}} \right) \quad \text{Équation 3-4}$$

$$\text{et } R_{hd} = \frac{TW}{S} \quad \text{Équation 3-5}$$

avec J_h , J_e et J respectivement les densités de courant de trous, d'électrons, et de courant total ; n_k représente la concentration de porteurs côté cathode.

Un rapport d'injection est également défini à l'anode et la chute de tension totale (V_F) est calculée classiquement en sommant la chute de tension dans le canal (V_{CH}), la chute de tension dans la base (V_{n-base}) et la tension de jonction de l'émetteur P (V_j) :

$$\Gamma_{h,a} = 1 - \left(\frac{\alpha_a n_a^2}{J} \right) \quad \text{Équation 3-6}$$

$$V_F = V_{CH} + V_{n-base} + V_j \quad \text{Équation 3-7}$$

avec n_a la concentration de porteurs côté anode et α_a un coefficient non précisé.

La zone mésa agit alors comme un émetteur N⁺ virtuel si le facteur de restriction est choisi de manière adéquate. L'efficacité d'injection des électrons dans un IEGT est alors bien supérieure à celui d'un IGBT conventionnel. Ce modèle analytique a le mérite de prendre en compte la configuration géométrique de la grille en tranchée afin d'améliorer l'injection de porteurs au niveau de la cathode du composant. Cependant, il reste beaucoup trop simple et incomplet pour un modèle de composant destiné à la simulation circuit. De plus, ce modèle ne tient compte que de l'aspect statique.

D'autres travaux existant dans la littérature aboutissent sur des modèles plus complets. Ces travaux mettent l'accent sur le fait que l'IE effect relève d'effets bidimensionnels. À partir de simulation numérique en 2D, ([\[Udr97a\]](#) et [\[Udr97b\]](#)) et [\[Igi04\]](#) convergent vers une solution de modélisation qui associe deux régions clairement identifiées au sein de la base large et peu dopée du composant (*Cf. figure 3.13*). [\[Udr97a\]](#) explique alors qu'à l'état passant la répartition des porteurs au sein d'un IGBT à tranchée résulte de la combinaison des profils obtenus à partir d'un transistor PNP et d'une diode PiN. Durant la phase de conduction, le courant de trous se compose de deux flux : un premier flux qui se déplace directement vers le contact de cathode à travers la zone de charge d'espace et le caisson P ; un second flux qui se déplace de manière latérale sous la couche d'accumulation. L'effet bidimensionnel est alors mis en évidence. Une fraction de trous diffuse dans la couche d'accumulation de type n+ et se recombine dans cette région (correspondant à la terminaison de la région PiN). Une autre fraction du courant de minoritaire va se recombiner dans la base au voisinage de la couche d'accumulation et enfin une dernière fraction se déplace latéralement sous la grille en tranchée pour atteindre le caisson P. L'auteur arrive à la conclusion qu'une partie du courant de trous (au voisinage de la tranchée) est convertie en courant d'électrons, augmentant ainsi l'injection d'électrons dans la base depuis la jonction virtuelle formée par la couche d'accumulation et la base large : c'est l'IE effect. La modélisation est donc réalisée par la prise en compte de deux effets :

- un effet parallèle : qui se réfère à l'action de deux composants en parallèle. Le poids de chaque région est déterminé par un facteur de forme,
- un effet couplé : qui prend en compte la dépendance de la répartition des porteurs dans la région de diode au gain statique du transistor PNP.

Toutefois le modèle analytique proposé par [Udr97a] ne prend pas en compte les effets bidimensionnels du courant de minoritaire notamment le flux de courant latéral sous la tranchée.

Reposant sur les mêmes principes de base (partage des courants entre deux régions) (*Cf. figure 3.13*) [Igi04] propose lui un modèle 2D compact afin de prendre en compte l'IE effect. Le modèle associe alors deux régions distinctes résolues simultanément pour des conditions aux limites différentes. Le couplage des deux régions se fait alors par le respect de la continuité des courants au sein du composant.

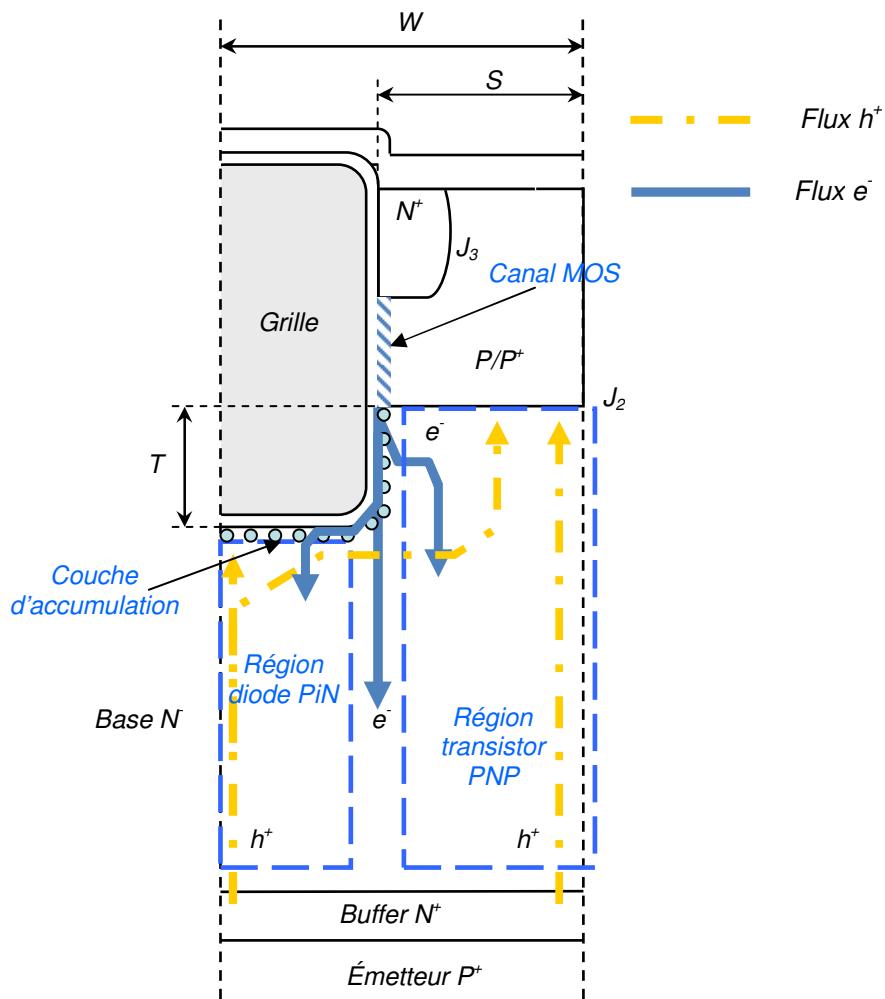


Figure 3.13 : Effet bidimensionnel : Flux d'e- et de h+ dans un IEGT à tranchée.

3.5 Adaptation du modèle d'IGBT à constantes distribuées pour la prise en compte de l'IE effect

Dans la continuité des modèles analytiques physiques que nous avons présenté en annexe A et au § 3.3, la suite logique est la prise en compte du phénomène d'IE effect au sein de nos modèles de composants trench. Toutefois la modélisation d'un tel phénomène (effet bidimensionnel, influence de la tension de grille, influence de la géométrie de la région mésa, prise en compte de la température) au moyen des équations de la physique du semi-conducteur demande un travail conséquent en termes d'analyse et de temps. Il est bon de rappeler que l'objectif de cette thèse n'est pas de modéliser physiquement l'IE effect.

Comme l'étude de tout nouveau phénomène physique complexe dans les semi-conducteurs, il est nécessaire de mener des simulations [2D] approfondies à l'aide de logiciel à éléments finis. Ce travail de recherche n'a pu être développé au cours de cette thèse, la modélisation physique de l'IE effect pouvant à lui seul représenter un sujet à part entière. Il faut noter que des études [2D] ont été réalisées dans les précédents travaux de [DeM07].

Malgré tout nous avons apporté des modifications à nos modèles afin de tenir compte de la chute significative de la résistivité de base dans les IEGT moyenne et/ou haute tension qui est la conséquence de l'IE effect. L'approche utilisée est semi-comportementale. Ce paragraphe présente alors les trois modèles qui ont aboutis à des résultats plus ou moins concluants.

Le premier modèle modélise l'IE effect à l'aide d'un émetteur virtuel N⁺, le second et le troisième à l'aide de la mise en parallèle d'une région PiN et d'une région PNP. Il faut noter que le premier modèle n'a pas fonctionné mais nous le présentons puisqu'il permet de montrer notre démarche de modélisation. La distinction entre le second et le troisième modèle porte sur la séparation effective ou non des régions de base et le respect de la continuité des courants au sein de cette même région.

3.5.A Modélisation de l'IE effect à partir d'un émetteur virtuel N⁺

Cette approche a été la première envisagée puisque nous avons vu dans l'explication du phénomène que l'IE effet pouvait se synthétiser par une région mésa se comportant comme un émetteur de type N⁺. Un raisonnement trop simpliste conduirait à implémenter en série un émetteur N⁺ entre le caisson P du composant et la base large N⁻. Cependant cette solution ne peut être viable car les mécanismes de tenue en tension du composant sous polarisation

directe (extension de la zone de charge d'espace, concentration de porteurs nulle à la limite de la ZCE en J_2) ne peuvent plus être maintenus en raison de cette mise en série.

L'idée est alors de mettre en parallèle un modèle d'émetteur et un modèle de zone de charge d'espace à la jonction J_2 (*Cf. figure 3.14*). Ce modèle d'émetteur (*encadré en pointillé sur la figure 3.14*) est alors représenté par les composantes de courants des deux types de porteurs (e^-) et (h^+) qui viennent s'ajouter aux courants principaux de la base large (In_{ZCE} , Ip_{ZCE} , et $Idis_{ZCE}$). Selon les différents modèles de régions présentés en annexe A, il est alors possible d'écrire :

$$\begin{cases} In_2 = In_{ZCE} + Idis_{ZCE} + In_{m\acute{e}sa} \\ Ip_2 = Ip_{ZCE} + Ip_{m\acute{e}sa} \end{cases} \quad \text{Équation 3-8}$$

$$\begin{cases} Inc = In_{ZCE} - (I_{mos} + I_{chx} + I_{mul}) + In_{m\acute{e}sa} = In_{j3} + In_{m\acute{e}sa} \\ Ipc = Ip_{ZCE} + Idis_{ZCE} + Ip_{m\acute{e}sa} = Ip_{j3} + Ip_{m\acute{e}sa} \end{cases} \quad \text{Équation 3-9}$$

$$Ipc = Ip_{j3} + Ip_{m\acute{e}sa} = qS_{N+}h_{N+}(n_{j3}^2 - ni^2) + qS_{m\acute{e}sa}h_{m\acute{e}sa}(n_{jm\acute{e}sa}^2 - ni^2) \quad \text{Équation 3-10}$$

Les courants de minoritaires des émetteurs N^+ et N^+ virtuel (Ip_{j3} et $Ip_{m\acute{e}sa}$) sont calculés selon le formalisme du paramètre h (*Cf. Annexe A § A.1.b.iii*) et les concentrations de porteurs sont obtenues à la jonction réelle J_3 et à la jonction virtuelle $J_{m\acute{e}sa}$. Pour cette dernière étant inconnue, la concentration $n_{jm\acute{e}sa}$ peut être un paramètre d'entrée. Le courant I_{mos} représente le courant de canal MOS, le courant I_{chx} correspond à un courant dépendant de la dynamique de charge et de décharge des capacités MOS et le courant I_{mul} modélise le courant d'avalanche.

Malgré la cohérence apparente de l'écriture des courants côté cathode ce modèle n'a pas convergé. Nous pensons que l'erreur peut provenir du non respect de la continuité des courants totale :

$$J_{tot} = Jn_1 + Jp_1 = Jn_2 + Jp_2 \quad \text{Équation 3-11}$$

En effet, le respect de cette dernière relation signifie qu'un apport de courants supplémentaires au niveau de la cathode implique également une augmentation des courants d'anode. Hors, l'IE effect ne consiste en aucun cas en une amélioration d'injection de l'anode. Ne donnant aucune satisfaction notable cette voie d'exploration a été abandonnée.

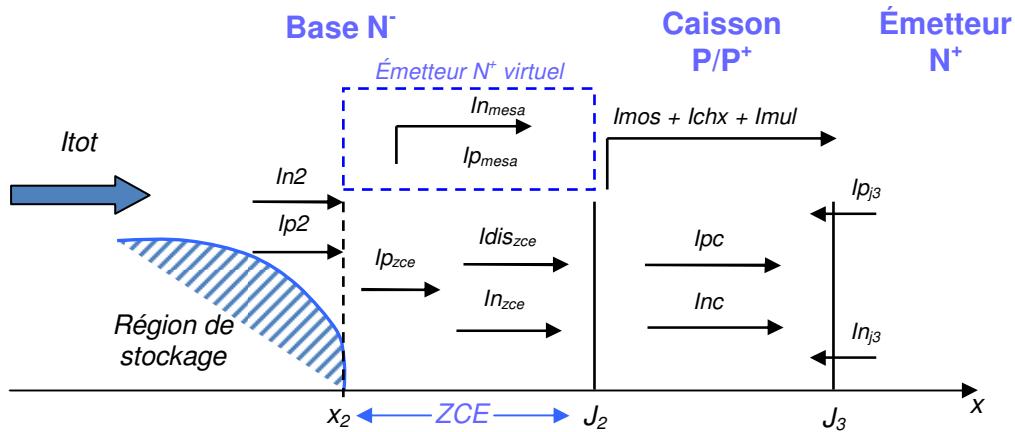


Figure 3.14 : Représentation schématique des différents courants et régions au niveau de la cathode du composant IGBT.

3.5.B Modélisation analytique de la région N⁻ à l'aide de deux régions PiN et PNP

3.5.B.1 Présentation du modèle

En régime de conduction normal, il est possible de distinguer au sein de la base d'un IEGT deux régions fonctionnant en parallèle. La première peut s'apparenter à la base d'une diode PiN (double injection de porteurs) et la seconde à la base d'un transistor PNP. Cette approche a été décrite plus haut et elle correspond aux travaux de [Udr97a] et [Igi04]. Nous allons utiliser cette approche pour modéliser l'IE effect.

La figure 3.15 représente le couplage des deux régions PiN et PNP avec les différents courants qui transitent. Seule la région de base (stockage des porteurs) est alors modifiée et les modèles des autres régions semi-conductrices restent inchangés. Les courants provenant de l'émetteur P⁺ et entrant dans la région de base (I_{n1} , I_{p1}) et ainsi que ceux sortant de cette dernière (I_{n2} , I_{p2}) sont distribués entre la diode PiN et le transistor PNP (Cf. figure 3.15).

Un modèle de ligne RC (Cf. Annexe A § A.1.b.i) est affecté à chacune des régions et permet de calculer la répartition des porteurs en fonction des conditions aux limites. Le calcul des résistances de chacune des régions est donc effectué simultanément. Les conditions aux limites sont imposées par les couples de courants entrants dans chaque région, à savoir (I_{n1di} , I_{p1di}) et (I_{n1t} , I_{p1t}). Ces courants sont déterminés en fonction des courants I_{n1} et I_{p1} et en fonction du rapport des surfaces de chaque région par rapport à la section totale de la cellule (S_{di}/S et S_t/S). La résistance équivalente de la base de l'IEGT résulte ensuite de la mise en parallèle des résistances de chacune des régions et est utilisée pour le calcul de la chute de

tension du composant. La répartition des courants entre régions respecte bien évidemment la continuité des courants (*Cf. Équation 3-11*).

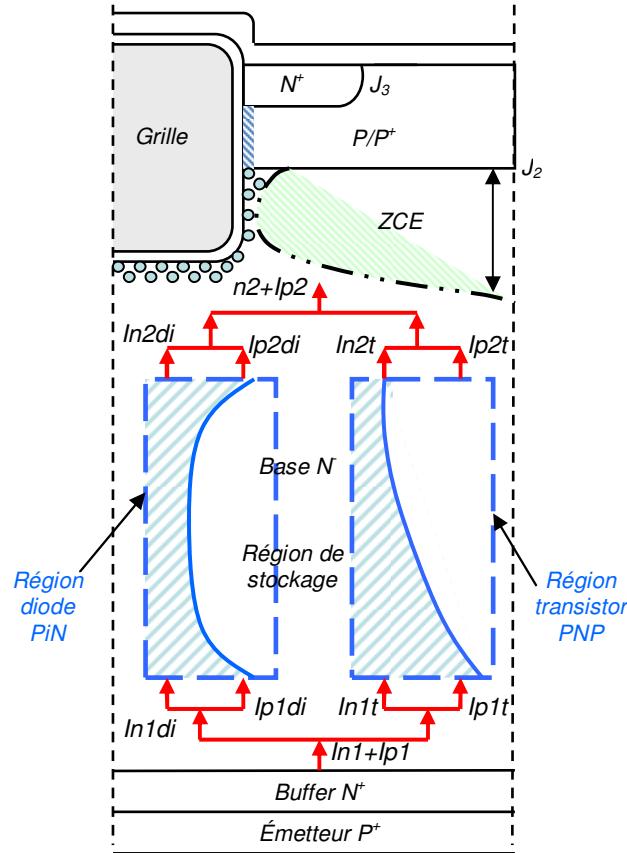


Figure 3.15 : Représentation du couplage de deux régions PiN et PNP pour le modèle de la base d'un IEGT.

- Plus précisément, les courants injectés In_1 et Ip_1 du côté anode du composant dépendent de l'efficacité d'injection de l'émetteur P⁺ au travers de la couche tampon N⁺ (*Cf. Annexe A § A.1.b.iv*). Par conséquent, le gain du collecteur du transistor PNP et l'efficacité d'injection de l'anode de la diode implémentée en dépendent également. On peut alors écrire :

$$\begin{cases} In_1 = I_{\min EP+} + I_{dis1} + \frac{Qstock_{bl}}{\tau_{bl}} \\ Ip_1 = Itot - In_1 \end{cases} \quad \text{Équation 3-12}$$

$$\begin{cases} In_1t = S_t * In_1 \\ Ip_1t = S_t * Ip_1 \end{cases} \quad \text{Équation 3-13}$$

$$\begin{cases} In_{1di} = S_{di} * In_1 \\ Ip_{1di} = S_{di} * Ip_1 \end{cases} \quad \text{Équation 3-14}$$

Les courants In_{It} et Ip_{It} correspondant aux courants entrant dans la région de transistor et les courants In_{Idi} et Ip_{Idi} correspondant aux courants entrant dans la région de diode. De même S_t représente la surface de la région transistor et S_{di} la surface de la région de diode.

- Côté cathode du composant, la répartition des courants pour la région de transistor se fait de manière identique avec les rapports de surface. Pour la région de diode, nous avons tenté de prendre en compte les courants de minoritaires (Ip_{2di}) pouvant transiter dans cette région. [Igi04] dans ses travaux néglige le courant de trous devant le courant d'électrons, mais nous avons vu précédemment qu'un courant de minoritaire existe bien dans la région de diode. Nous avons alors approximé ce courant par le calcul du courant de recombinaison utilisé pour un émetteur N⁺ par le biais du formalisme de paramètre h. L'émetteur N de la région de diode est alors assimilé à la région mésa. Nous obtenons ainsi :

$$\begin{cases} In_2 = I_{mos} + I_{chx} + In_{CP} + I_{mul} + Idis_{ltcp} \\ Ip_2 = Itot - In_2 \end{cases} \quad \text{Équation 3-15}$$

$$\begin{cases} In_{2t} = S_t * In_2 \\ Ip_{2t} = S_t * Ip_2 \end{cases} \quad \text{Équation 3-16}$$

$$\begin{cases} In_{2di} = S_{di} * In_2 \\ Ip_{2di} = qS_{di}hn_{di}(p_2^2 - ni^2) \end{cases} \quad \text{Équation 3-17}$$

$$\text{avec } hn_{di} = \frac{Dp_{mesa}}{T.n_{mesa}} \quad \text{Équation 3-18}$$

Dp_{mesa} représente alors le coefficient de diffusion des porteurs minoritaires dans la région mésa, n_{mesa} la concentration de la région mésa, et T la profondeur de la tranchée équivalente à la profondeur de la région mésa. La concentration n_{mesa} étant inconnue, celle-ci peut servir de paramètre d'ajustement.

- Les relations des courants ainsi définies pour chacune des régions permet le calcul de la résistance de base. Les expressions générales qui suivent sont les mêmes que ce soit pour les calculs de la région de diode ou de transistor. Les différents termes seront donc indicés t (transistor) ou di (diode) selon la région considérée. Par le modèle de ligne RC nous obtenons alors d'après les relations en annexe A 1-24 et 1-25 :

$$Ipair_{t,di} = \frac{Ip_{1t,di} - Ip_{2t,di}}{qS_{t,di}} \quad \text{Équation 3-19}$$

$$Impair_{t,di} = \frac{1}{(D_n + D_p)S_{t,di}} [D_n (Ip_{1t,di} + Ip_{2t,di}) - D_p (In_{1t,di} + In_{2t,di})] \quad \text{Équation 3-20}$$

D_n et D_p représentant respectivement les coefficients de diffusion des électrons et des trous dans la base.

À partir des expressions précédentes il devient possible d'exprimer la charge stockée dans les bases de chacune des régions :

$$\begin{cases} Qstock_t = \frac{C_{0t}V_{0t}}{q} \\ pbase_t = \frac{Qstock_t}{ws_t} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} Qstock_{di} = \frac{C_{0di}V_{0di}}{q} \\ pbase_{di} = \frac{Qstock_{di}}{ws_{di}} \end{cases} \quad \text{Équation 3-21}$$

$pbase_t$ et $pbase_{di}$ représentant alors la concentration de porteurs dans la base du transistor et de la diode respectivement et ws_t et ws_{di} la profondeur de la région de stockage au sein de chacune des régions.

La résistance de base de chacune des régions a pour expression :

$$Rbase_{t,di} = ws_{t,di} \cdot \left(\frac{1}{qS_{t,di} [\mu_n N_D + pbase_{t,di} (\mu_n + \mu_p)]} \right) \quad \text{Équation 3-22}$$

$$\text{et la résistance équivalente est alors égale à : } Rbase_{IEGT} = \frac{Rbase_t \cdot Rbase_{di}}{Rbase_t + Rbase_{di}} \quad \text{Équation 3-23}$$

- Enfin pour un modèle d'IEGT à tranchée nous avons inclus un facteur de restriction sur le courant de trous Ip_2 dans le but de tenir compte de la géométrie de cette tranchée. L'hypothèse de travail est alors que la densité de courant de trous dans la base du composant est la même que celle circulant dans la région mésa (*Cf. figure 3.12*) :

$$J_h base = J_h mesa \cdot \frac{S}{W} \quad \text{Équation 3-24}$$

et le formalisme du paramètre h permet d'écrire :

$$J_h base = q(pn - ni^2) \left[\frac{D_{mesa}}{N_{mesa}} \cdot \frac{ni^2|_{mesa}}{ni^2|_{base}} \cdot \frac{1}{L_{Dmesa} \cdot \tanh\left(\frac{T}{L_{Dmesa}}\right)} \right] \cdot \frac{S}{W} \quad \text{Équation 3-25}$$

D_{mesa} étant le coefficient de diffusion des trous dans la région mésa, N_{mesa} sa concentration, et L_{Dmesa} la longueur de diffusion des trous dans la région mésa.

Finalement, après développement de l'équation et considérant que la région mésa est partie intégrante de la base :

$$J_h \text{base} = q(pn - ni^2) \frac{D_p}{N_D} \cdot \frac{S}{TW} \quad \text{Équation 3-26}$$

Ainsi nous avons considéré le facteur de forme (S/TW) comme facteur de restriction des porteurs minoritaires issus de la base.

3.5.B.2 Résultats de simulation obtenus

Les résultats présentés sur la figure 3.16.a montre une amélioration significative par rapport aux modèles standards présentés dans le § 3.3.B.2 puisque pour un $V_{gs}=15V$ et une température de $25^\circ C$ nous obtenons une caractéristique identique. Pour une chute de tension de $1,7V$ nous avons bien un courant de $150A$.

Par contre nous avons constatés des problèmes de convergence pour plusieurs températures de jonction simulées qui montrent qu'il y a un travail à mener sur les différents paramètres thermosensibles du modèle. En réalité il faudrait pouvoir affecter à chaque région des paramètres indépendants permettant de rendre compte de l'éventuelle différence de température qui existe entre chaque région. De plus, la mise en parallèle de deux réelles régions de base au sein desquelles l'on fait varier en température les mobilités, les coefficients de diffusion et de recombinaisons, les concentrations intrinsèques, les largeurs de bande interdite, ..., impose peut être des opérations trop lourdes au simulateur.

Ensuite, la caractéristique de sortie pour plusieurs valeurs de tension de grille V_{gs} (*Cf. figure 3.16.b*) montre que même à $V_{gs}=9V$, le composant présente une densité de courant trop importante ($I_{ce}=290A @ V_{ce}=3.5V$). Ceci peut alors provenir du fait que malgré un facteur de forme rajouté, celui-ci ne tient pas compte de l'intensité de la tension de grille. Hors cette tension de grille est influente sur la couche accumulée le long de la tranchée.

Enfin une comparaison entre les courants I_{n2} et I_{p2} issus de la base de l'IEGT montre que le courant I_{p2} est supérieur à I_{n2} (*Cf. figure 3.16.c*). Cela met alors en évidence un dysfonctionnement puisque le courant de trous se retrouve supérieur au courant d'électrons.

Autant de raisons qui nous ont poussé à l'élaboration d'une version nouvelle du modèle et qui est présenté dans la suite. En effet les améliorations que nous aurions apportées pour faire fonctionner ce modèle nous auraient éloignées de notre objectif principal qui est une simulation de type circuit. Nous sommes à la recherche d'un modèle physique simple et qui

permet la convergence exacte de circuit de l'électronique de puissance et qui puisse être utilisé par les hommes de l'état de l'art aisément.

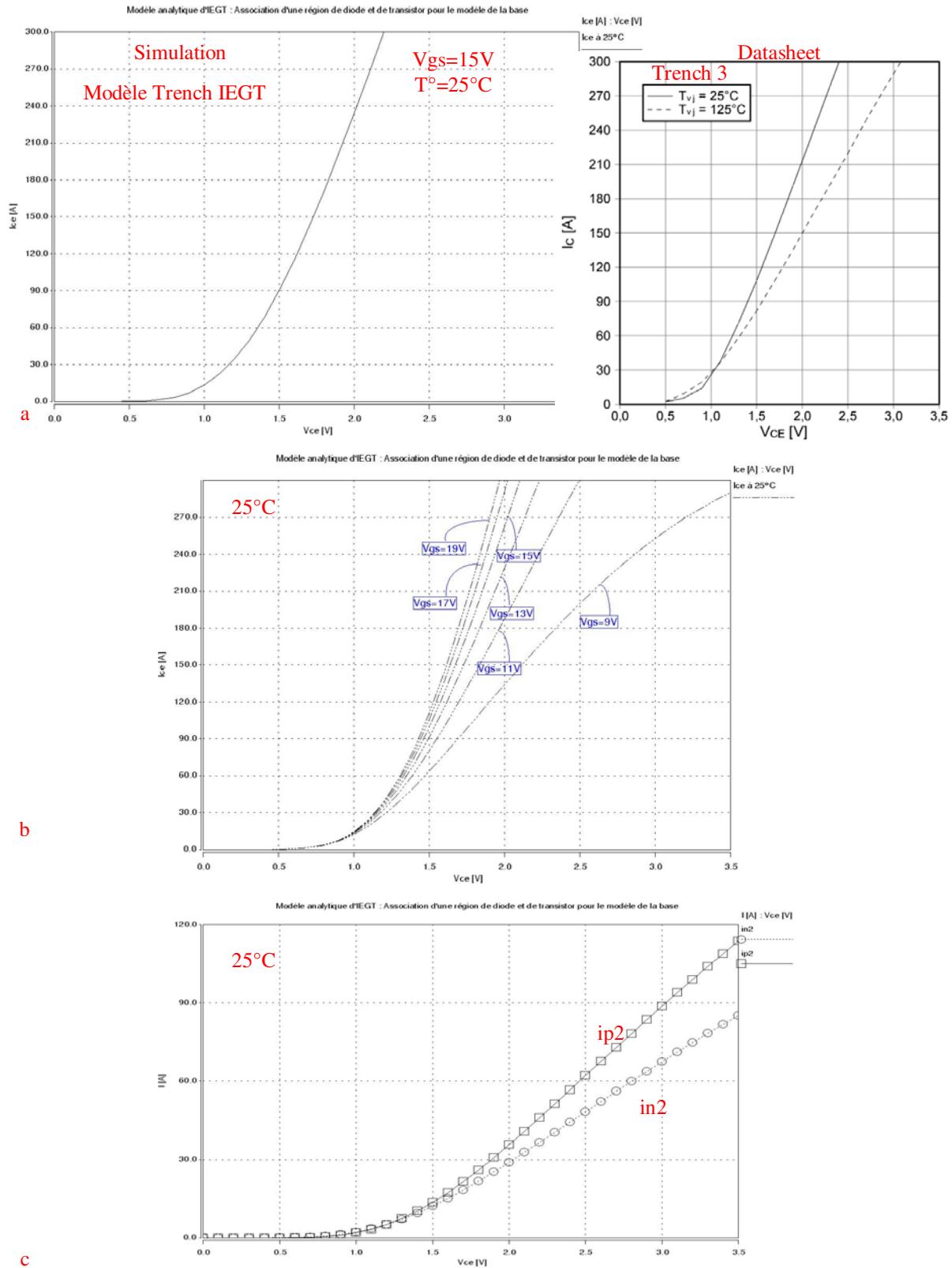


Figure 3.16 : Simulation du modèle analytique à deux régions : a) Courbe $I_{ce}(V_{ce})$ à 25°C ;b) Courbe $I(V) = f(V_{gs})$ à 25°C ;c) Comparaison entre les courants I_{n2} et I_{p2} .

3.5.C Approche semi-comportementale : mise en parallèle d'une région de stockage virtuelle sur le modèle d'IGBT

La modélisation précédente ne s'étant pas conclue sur de bons résultats de simulation nous avons développé une nouvelle approche. Le modèle originel de l'IGBT est conservé, ce qui signifie que les courants entrant et sortant de la base de l'IGBT sont les courants In_2 et Ip_2 . À cela est ajoutée en parallèle une région de stockage virtuelle dont la résistance apparente sera mathématiquement rajoutée en parallèle à la résistance de base de l'IGBT standard (*Cf. figure 3.17*). Cette manière de procéder permettra donc de diminuer la chute de l'état passant de l'IGBT tout en gardant le niveau de courant transitant.

Les courants entrants ($In1_{di}$, $Ip1_{di}$) et sortants ($In2_{di}$, $Ip2_{di}$) de cette région de stockage sont donc totalement fictifs et permettent d'obtenir un profil de porteurs de type diode PiN. Ces courants sont fixés proportionnellement aux courants transitant dans la zone de stockage de l'IGBT selon le rapport des surfaces (S_{di}/S). Il faut noter que la résistance de cette région de stockage est calculée selon un modèle de ligne RC indépendant. Le lien mathématique des deux régions est réalisé par la mise en parallèle des résistances de base ainsi calculées et est du même type que l'équation 3-23.

D'autre part, nous avons vu que pour le modèle analytique présenté précédemment, un facteur de restriction avait été appliqué sur les porteurs minoritaires de la région de base du composant. Cet ajout du facteur de forme a induit un comportement dysfonctionnel puisqu'il a résulté en un courant de trous supérieur au courant d'électrons. Dans ce modèle, nous avons décidé de considérer la problématique d'un point de vue opposé. En effet, une restriction des trous est équivalente à une amélioration d'injection des électrons. Un facteur de forme empirique est alors implémenté au niveau du courant de MOS et prend en compte la géométrie de la grille (*Cf. figure 3.13*). Celui-ci s'exprime de la façon suivante :

$$I_{mos} = (1 + F_{mos}) \cdot I_{ch} \text{ avec } I_{ch} \text{ le courant de canal MOS (*Cf. Annexe A équation A-44*) et :}$$

$$F_{mos} = \frac{T + (W - S)}{W} \quad \text{Équation 3-27}$$

avec T : la profondeur de la tranchée en regard de la base large,
 W : la longueur d'anode,
 S : la distance intra-cellule ou la longueur du caisson P.

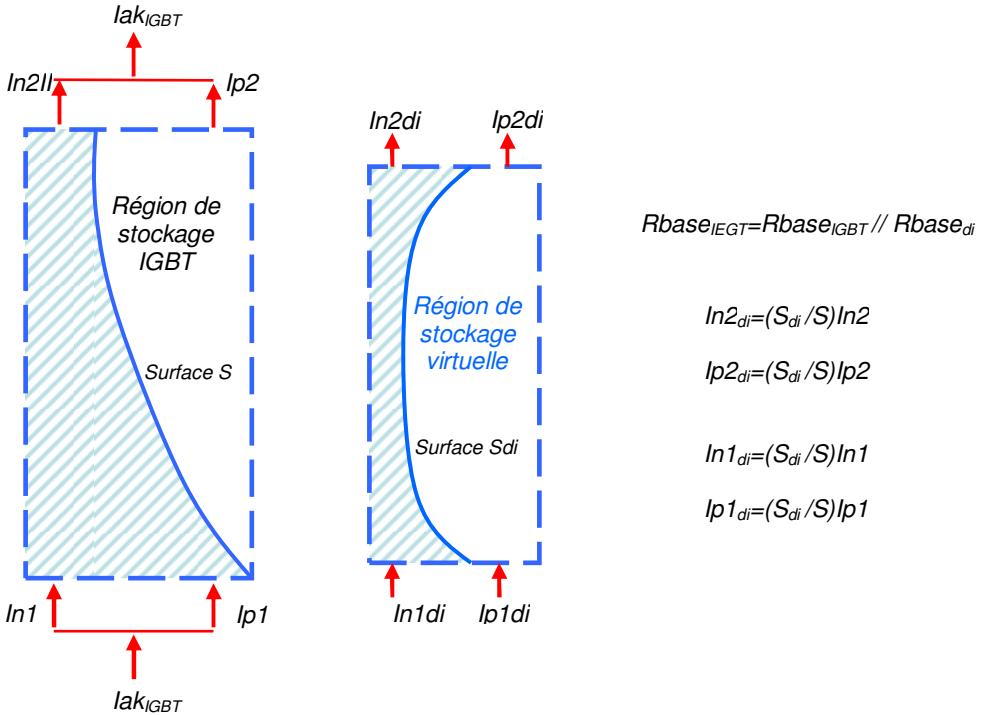


Figure 3.17 : Approche semi-comportementale : schéma de principe de l'association de la région de stockage de l'IGBT et d'une région de stockage virtuelle.

En résumé, ce modèle semi-comportemental n'intègre pas réellement de seconde région en son sein puisque les courants de la base de l'IGBT ne sont pas partagés. Le rajout d'une région de diode et de ses courants provient d'un raisonnement comportemental et a pour vocation première la réduction de la résistance de base du composant IEGT et donc de sa chute de tension à l'état passant. De plus des coefficients comportementaux (*Cf. Annexe A.2*) et le facteur F_{mos} de MOS d'amélioration d'injection d'électrons ont été implémentés. Ce dernier ayant au moins le mérite de prendre en compte la structure géométrique de la grille en tranchée.

3.5.C.1 Vérification de la convergence du modèle

S'appuyant sur certains paramètres internes au composant il est possible de vérifier d'une part le bon comportement de la modulation de conductivité (*Cf. figure 3.18*). Seul une modélisation à constantes distribuées à l'aide de ligne RC permet d'obtenir un comportement exact de la modulation de la résistivité de la base des composants. La figure 3.18 montre la valeur de la résistance de base de notre IEGT trench ($R_{base_{eq}}$) en fonction de la tension V_{ce} . Sur cette figure il est possible de voir que la résistance équivalente de base de l'IEGT est bien

plus faible que la résistance Rbase de l'IGBT. Maintenant que nous avons vérifié le bon fonctionnement de notre principe nous pouvons passer à la simulation électrique statique.

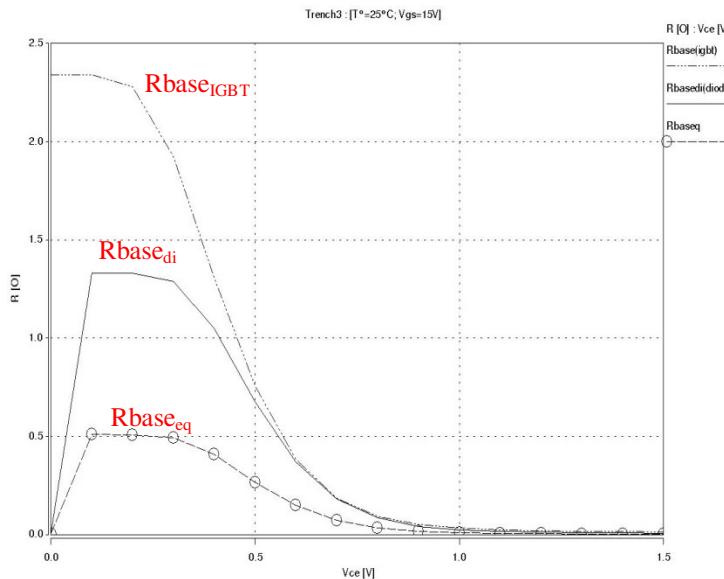


Figure 3.18 : IEGT Trench : Valeurs des résistances dans le modèle en fonction de la tension V_{ce} .

3.5.D Résultats de simulation statique

Les résultats de simulations électriques en statique obtenus pour différentes températures ont été comparés aux résultats fournis par la datasheet constructeur.

3.5.D.1 Caractéristique statique de sortie

La caractéristique statique de sortie I_{ce} (V_{ce}) a donné entière satisfaction puisque la courbe obtenue par simulation (pour $V_{gs}=15\text{V}$) s'ajuste quasi parfaitement sur les données datasheets (*Cf. figure 3.19*). La caractéristique a été simulée pour les températures de 25°C et de 125°C . Pour $V_{gs}=15\text{V}$, nous avons comparé les courbes pour 7 valeurs de courants entre la courbe simulée et la courbe datasheet et nous avons calculé les écarts :

$V_{gs}=15\text{V}$,	I_{ce} [A]	30	60	90	120	210	240	300
Écart	$T=25^\circ\text{C}$	4,7%	4%	3,2%	1,3%	0,5%	1,4%	5,4%
	$T=125^\circ\text{C}$	10%	5,3%	9,3%	4,5%	8,1%	4,9%	6,1%

Tableau 3.1 : Écart constaté entre la courbe $I(V)$ simulée et la datasheet ($T=25^\circ\text{C}, 125^\circ\text{C}$) pour plusieurs niveaux de courants (@ $V_{gs}=15\text{V}$).

Que ce soit pour une température de 25°C ou de 125°C, l'écart entre la courbe simulée et la courbe datasheet reste inférieur à 10% quel que soit le niveau de courant considéré jusqu'à 300A. Pour la caractéristique à 25°C, le plus gros écart calculé se situe à $I_{ce}=300A$ et est égal à 5,4%, tandis que pour une température de 125°C la plus grande différence est trouvée à $I_{ce}=30A$ et est égale à 10%.

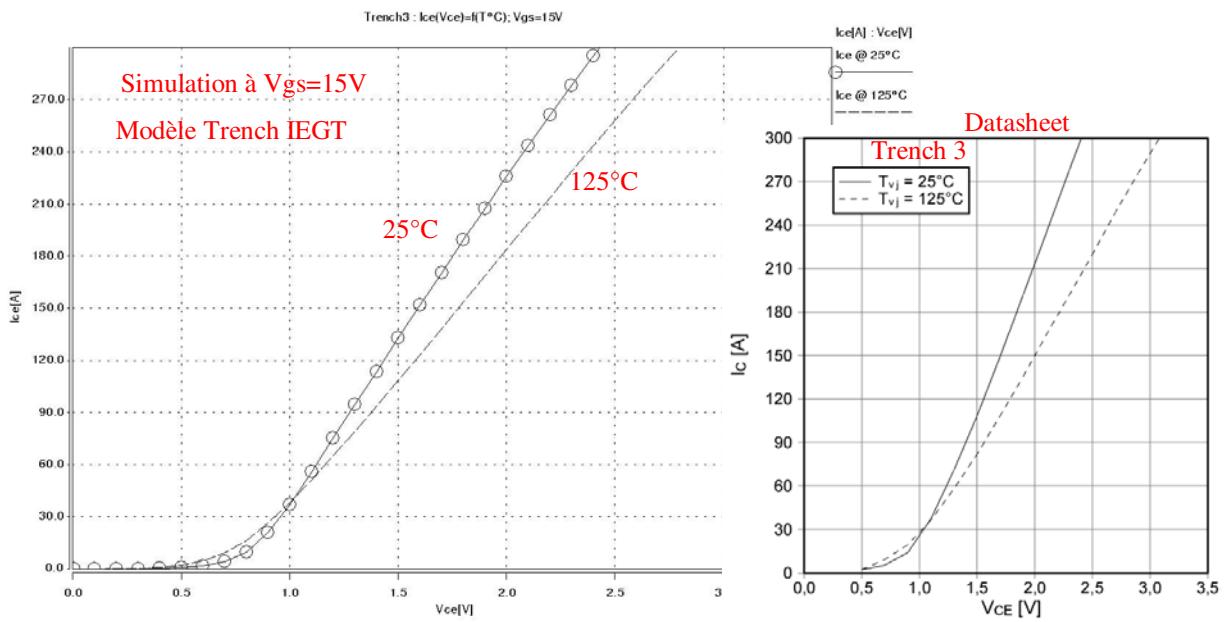


Figure 3.19 : Trench : Comparaison simulation / Datasheet $I_{ce}(V_{ce})$ à 25 °C et 125 °C pour $V_{gs}=15V$.

- La caractéristique de sortie statique en fonction de la tension de grille a également été simulée (*Cf. figure 3.20*). La datasheet fournissant cette caractéristique à une température de 125°C, nous avons simulé le composant à cette même température et nous avons, comme dans le cas précédent, calculé les écarts avec la simulation à chaque tension de grille. Les résultats sont regroupés dans le tableau 3.2 suivant :

$T = 125^\circ C$	I_{ce} [A]	30	60	90	120	150	210	270	300
Écart	$V_{gs}=9V$	9%	8,1%	11,9%	21%	-	-	-	-
	$V_{gs}=11V$	10%	-	6,8%	-	5,9%	8,3%	27,6%	-
	$V_{gs}=13V$	4,7%	-	5,5%	-	6,9%	5,6%	-	3,5%
	$V_{gs}=17V$	2%	-	5,8%	-	4,5%	4,4%	-	3,8%
	$V_{gs}=19V$	2%	-	4,8%	-	3,8%	4,1%	-	4,6%

Tableau 3.2 : Écart constaté entre la courbe $I_{ce}(V_{ce})$ simulée et la datasheet ($T = 125^\circ C$) pour plusieurs niveaux de courants et de tension de grille.

Les valeurs pour $V_{gs}=15V$ ne figurent pas dans le tableau 3.2 car ils ont déjà été présentés au tableau 3.1. De manière générale, le modèle est convaincant et s'avère relativement précis pour des tensions de grille égale ou supérieure à 13V. En effet, au-delà de cette valeur de tension de commande, le composant présente un écart inférieur à 10% quel que soit le niveau de courant considéré. À $V_{gs}=9V$ et 11V les écarts peuvent devenir importants avec respectivement des valeurs de 21% et de 28%. De plus, à $V_{gs}=9V$, le composant présente une densité de courant beaucoup trop importante et le courant simulé atteint une valeur d'environ 232A à $V_{ce}=5V$ soit 78% de courant de plus que la valeur de datasheet.

Ce modèle de composant n'est alors valable qu'à partir d'une tension de commande de 13V. Cette limitation était attendue puisque la région de grille est modélisé de manière comportementale à l'aide du facteur de forme qui empêche une validité quelles que soient les conditions de fonctionnement.

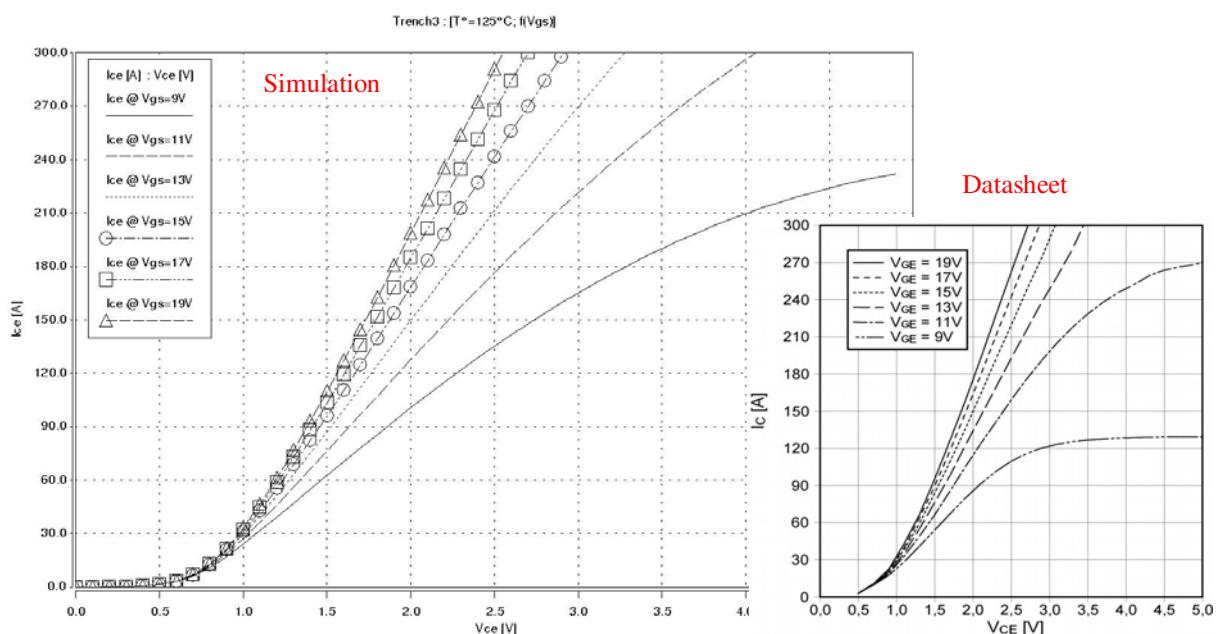


Figure 3.20 : Trench : Comparaison simulation / Datasheet $I_{ce}(V_{ce})$ à 125 °C pour plusieurs valeurs de V_{gs} .

3.5.D.2 Influence de la géométrie de la tranchée sur les résultats statiques

Nous avons simulé le composant pour des variations de la géométrie de la tranchée via les paramètres de longueur d'anode (W), de distance intra-cellule (S) et de profondeur de tranchée (T) (Cf. figure 3.12). Cependant, un travail plus complet mené par des simulations

numériques en 2D aurait permis une comparaison des caractéristiques électriques avec nos résultats de simulation de modèle type circuit. Aujourd’hui, nous ne pouvons donc valider les résultats qui suivent. Néanmoins notre volonté est de montrer que le modèle à tranchée est capable de prendre en compte des géométries différentes de la structure de grille et que celle-ci influe sur le comportement statique électrique du composant.

Les valeurs par défauts des paramètres géométriques sont données pour :

- $W=11,5\mu m$,
- $S=4\mu m$,
- $T=2\mu m$.

Les simulations effectuées dans la suite ont été réalisées pour un paramètre variant, les autres étant fixes et égaux à leurs valeurs d’origines.

▪ ***Variation de la longueur d’anode : W***

La figure 3.21.a montre que pour un courant donné, l’augmentation de la longueur d’anode W entraîne une augmentation de la chute de tension à l’état passant du composant simulé. [Kit98] explique dans ses travaux qu’une augmentation de W privilégie la surface présentée par la région de diode (*Cf. figure 3.13*) et donc la résistance de cette dernière sur la résistance de la région de transistor. La résistance apparente de la région de diode étant plus faible que celle du transistor, la chute de tension à l’état passant s’en retrouve diminuée. Nous obtenons donc avec notre modèle un résultat opposé. Nous avons alors vérifié le sens de variation de la chute de tension de la région de stockage en fonction de W . La figure 3.21.b illustre donc cette variation. L’analyse de cette figure rejoint bien le résultat de [Kit98] puisque l’augmentation de W entraîne la réduction de la tension.

Le comportement du modèle montré à la figure 3.21.a peut alors être expliquée comme suit. La géométrie des cellules élémentaires étant de forme carré, la surface de la cellule correspond alors au carré de W . Pour une surface totale donnée de puce, le nombre de cellule mise en parallèle diminue ainsi que la densité de courant transitant dans le composant. La réduction du nombre de cellule (c'est-à-dire l'augmentation de W) donne alors un V_{ON} plus important.

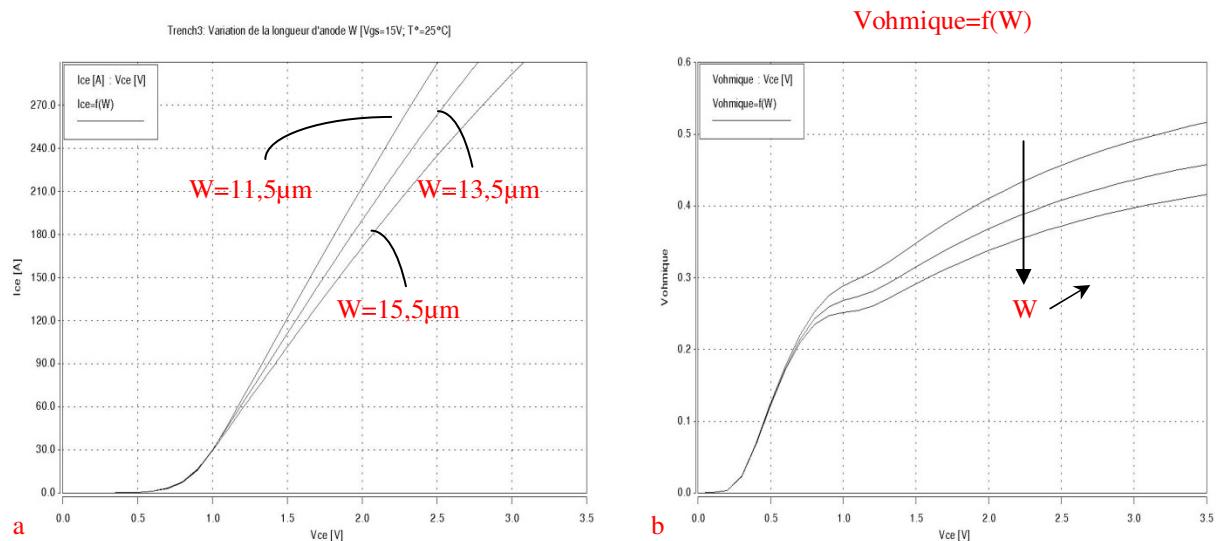


Figure 3.21 : Variation de W (S et T constants) : a) $I_{ce}(V_{ce})$; b) $V_{ohmique}$.

▪ **Variation de la longueur de la cellule : S**

La courbe de la figure 3.22 montre que pour un courant donné l'augmentation de S entraîne une diminution de la chute de tension à l'état passant. Ce comportement est en contradiction avec le résultat de [DeM07] qui a montré que l'IE effect se renforçait avec la réduction de la longueur S .

Comment alors expliquer de nouveau cette contradiction ? Le courant d'électrons I_{mos} est fonction à la fois du facteur de forme F_{mos} (Cf. Équation 3.27) et du facteur de pente K_p (Cf. Annexe A Équation 1-45). En augmentant la distance S , nous devons a priori pouvoir réduire la valeur de F_{mos} et donc du courant I_{mos} . Ce qui tendrait vers un comportement que nous recherchons. Cependant, il faut également considérer le facteur de pente K_p qui est obtenu, entre autre, à partir de la longueur développée de canal MOS. Or dans une configuration de cellule carrée centrée alignée, cette dernière est fonction de la distance S .

Par conséquent, une augmentation de S induit une augmentation du facteur de pente qui prend le dessus sur la réduction du facteur de forme (Cf. figure 3.23). Ainsi malgré la prise en compte de la longueur S dans le facteur de forme, cet effet est annulé par le facteur de pente et le courant MOS augmente de façon significative.

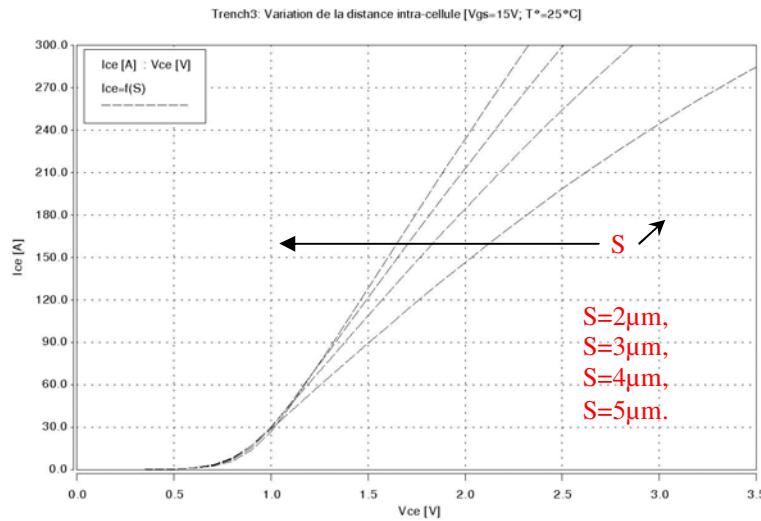


Figure 3.22 : Variation de S (T et W constants) : $I_{ce}(V_{ce})$.

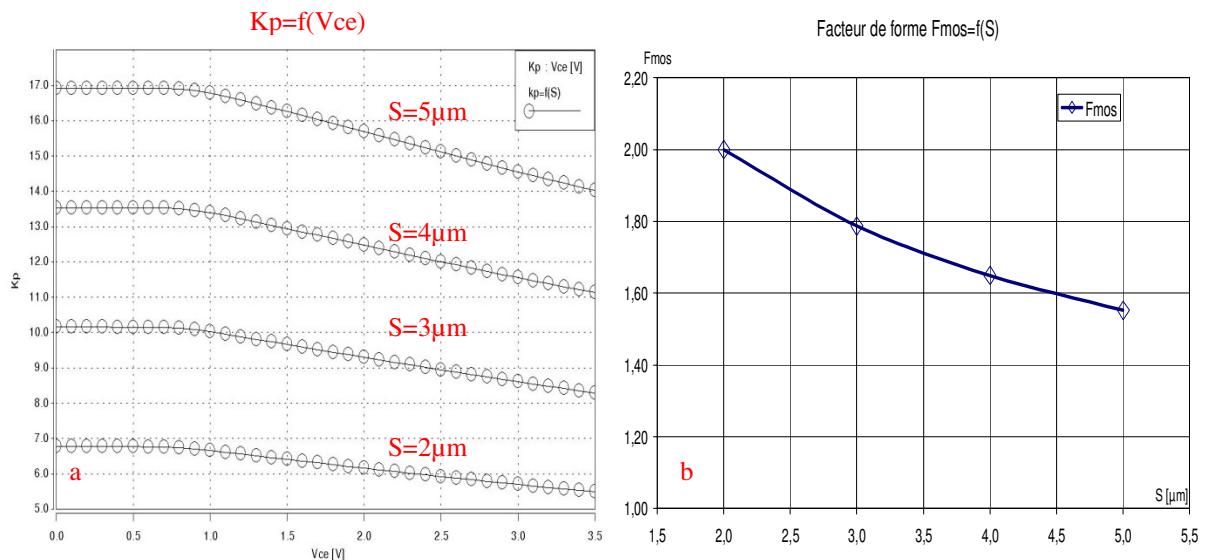


Figure 3.23 : Variation de S (T et W constants) : a) $K_p(S)$; b) $F_{mos}(S)$.

■ Variation de la profondeur de la tranchée : T

Le dernier paramètre à tester concerne la variation de la profondeur de la tranchée. Le tracé du courant de collecteur en fonction de la tension de saturation pour plusieurs valeurs de T montre que la densité de courant augmente avec la profondeur de la grille (Cf. figure 3.24). Ce résultat est confirmé par nos simulations 2D (non représentés) qui démontrent une augmentation de la densité de porteurs dans la base, aussi bien d'électrons que de trous. Ce résultat converge également vers ceux de [DeM07] et [Kit98] obtenus par simulations 2D numériques.

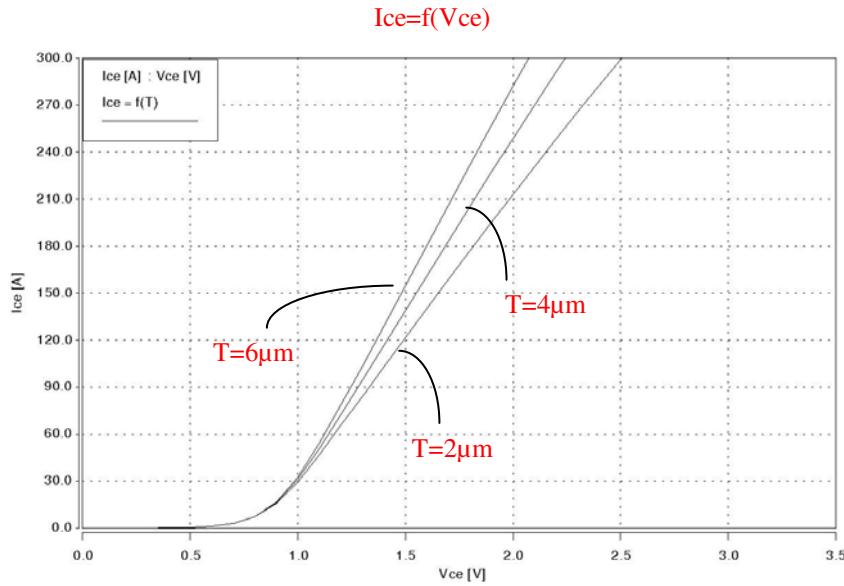


Figure 3.24 : Variation de T (S et W constants) : $Ice(Vce)$.

3.5.D.3 Synthèse des résultats de simulation : modèle Trench

De manière générale, la structure de grille en tranchée renforce l'IE effect lorsque celle-ci crée un confinement pour les porteurs au niveau de la cathode. [Kit98] et [Dem07], couplés à nos simulations numériques convergent vers le fait que la concentration de porteurs dans la base large augmente avec la profondeur de tranchée, et/ou la réduction de la distance intra-cellule. La tension anode-cathode du composant diminue avec l'augmentation de la longueur d'anode. De plus, nous nous accordons avec [Udr97a] en montrant que plus le facteur de forme est élevé plus la densité de courant est élevée.

Malgré tout notre modèle a montré des limites concernant l'impact de la structure de grille sur la caractéristique statique. En effet, si la prise en compte de la profondeur de tranchée a montré un bon comportement du modèle, cela n'a pas été le cas pour les paramètres S et W .

Tout d'abord, l'augmentation de la longueur d'anode considérée (W) a convergé vers les résultats numériques de [Kit98] en montrant que la tension ohmique diminuait. Cependant, ceci s'est accompagné de la réduction de la densité de courant sur la caractéristique statique $Ice(Vce)$, résultat qui va à l'encontre du constat précédent. Le point mis en avant ici a été la réduction du nombre de cellules parallélisées considérés qui prenait le pas sur la réduction de la chute de tension dans la base du composant.

Ensuite la prise en compte de la distance intra-cellule (S) a été testée. L'augmentation de S a entraîné comme prévu la réduction du facteur de forme et donc une diminution théorique de la densité de courant (réduction de l'IE effect). Cependant, encore une fois la caractéristique

statique de sortie du composant a montré un comportement contraire. Ici nous avons conclu sur la prédominance de l'augmentation du facteur de pente K_p sur la réduction du facteur de forme F_{mos} , entraînant une réduction du V_{ON} avec S croissant pour un courant donné.

En revanche, la variation du paramètre T a été concluante. L'augmentation de T a en effet abouti sur l'augmentation de la densité de courant (renforcement de l'IE effect).

En conclusion, ce modèle d'IEGT à tranchée a montré des résultats de simulation intéressants. La caractéristique de sortie statique simulée à 25°C et à 125°C a donné une entière satisfaction. En effet, simulée pour une tension de grille de 15V, le modèle a présenté un écart inférieur à 10% avec la datasheet et cela pour les deux températures considérées. Cependant, la variation de la tension de grille montre quelques lacunes. Le modèle a montré que pour des tensions de commande inférieure ou égale à 11V, le courant collecteur simulé était incorrecte puisque présentant des écarts supérieurs à 20% avec le tracé datasheet.

D'autre part, le modèle comporte un facteur de forme qui est capable de prendre en compte la géométrie d'une grille en tranchée. Les diverses simulations ont montrées que la configuration de la grille avait une influence sur les performances du composant. Malgré tout, l'implémentation de ce facteur a montré des limites. Dans les cas où S et/ou W varient, nous pensons que les problèmes détectés trouvent leurs origines dans la construction du modèle lui-même. Pour cause, S est un paramètre de dimension utilisé pour définir la largeur développée de canal MOS et W un paramètre utilisé dans le calcul de la surface de la cellule élémentaire. Ce dernier impactant alors sur la densité de cellules au sein du composant. Il faudrait alors soit redéfinir le facteur de forme, soit redéfinir la prise en compte des dimensions des cellules au sein du composant.

Néanmoins, à la vue des bonnes performances du modèle présenté dans ce chapitre, celui-ci sera utilisé pour les simulations finales du § 3.7. Nous concluons alors sur un modèle d'IGBT à tranchée analytique capable de prendre en compte l'IE effect.

3.5.E Résultats de simulation : composant SPT+ planar par l'approche semi-comportementale

Pour la modélisation du composant SPT+ planar, nous avons appliqué la même approche comportementale utilisée pour le composant trench. La modélisation du composant planar originel est couplée à une région de diode. Les courants circulant au sein de la diode sont fictifs et calculés à partir des courants de l'IGBT via un rapport de surface. La résistance de la

région de diode est utilisée pour le calcul de la résistance équivalente du nouveau modèle de composant IEGT planar.

3.5.E.1 Caractéristique statique de sortie et de transfert

La figure 3.25 montre la caractéristique $Ice(Vce)$ simulée à 25°C. Le modèle simulé n'a pas donné satisfaction car il a montré des problèmes de convergence quand la température variait. L'analyse de la caractéristique statique de sortie montre que la courbe simulée à 25°C et pour un $Vgs=15V$ est en accord avec le tracé de la datasheet. En effet, l'écart entre les deux courbes est inférieur à 10% pour un niveau de courant jusqu'à 275A. La simulation présentant un écart d'environ 16% avec la datasheet pour $Ice=300A$. De manière générale, plus le courant croît et plus l'écart augmente. Au niveau du courant nominal du composant ($Ice=150A$) l'écart calculé est d'environ 1%.

Enfin nous avons simulé la caractéristique $Ice(Vge)$ pour un $Vce=20V$ (*Cf. figure 3.26*). Contrairement à la caractéristique statique de sortie, la réponse du modèle à une variation de la tension de grille est inexacte. En effet, le modèle présente des écarts importants avec le tracé de la datasheet. Pour une tension de grille de 9V, le courant calculé par le modèle est 2,3 fois supérieur à la valeur fournie par le constructeur. De plus, de $Vgs=10V$ à $Vgs=12V$, l'écart entre les deux courbes va de 15,2% à 31,2%. Ce modèle ne peut donc pas être validé.

La modélisation analytique d'un composant, même de type planar, et comportant des améliorations technologiques conséquentes nécessite un travail d'analyse beaucoup plus poussé. L'optimisation des injections d'anode par améliorations portées sur les couches buffer [Rah05] couplée à l'amélioration d'injection du composant côté cathode par ajout de couche N^+ supplémentaire [Rah06] sont autant de points qui ne sont aujourd'hui pas modélisés.

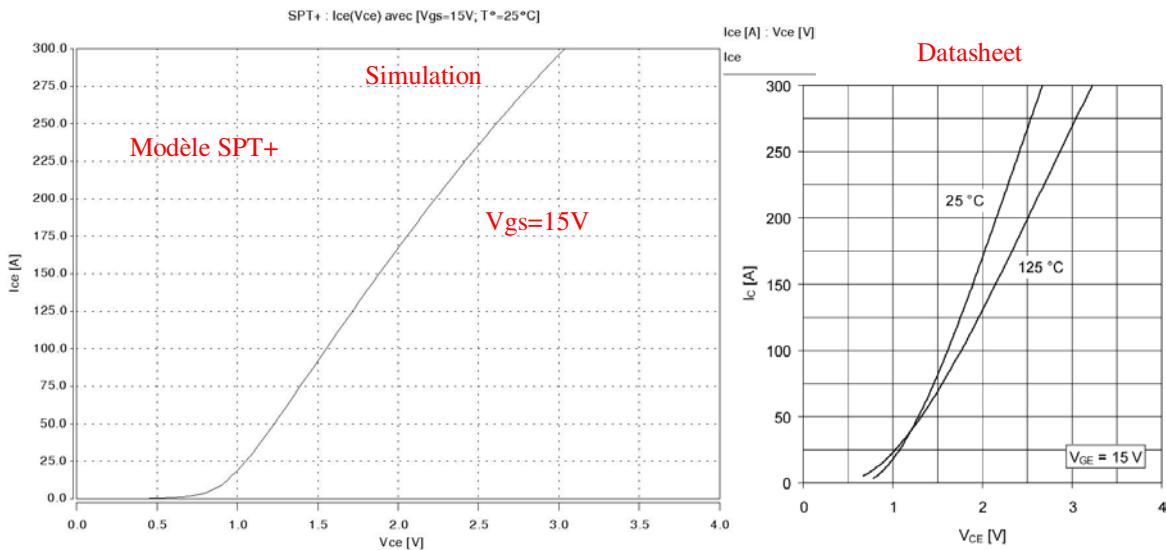


Figure 3.25 : SPT+ : Comparaison simulation / Datasheet $I_{CE}(V_{CE})$ à $25^\circ C$ pour $V_{GS}=15V$.

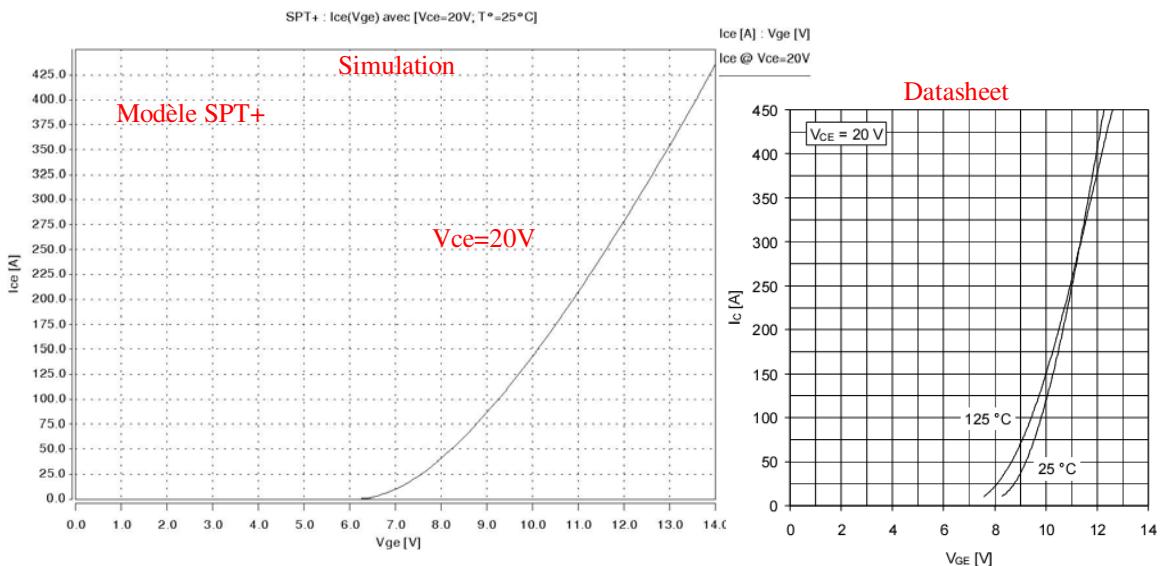


Figure 3.26 : SPT+ : Comparaison simulation / Datasheet $I_{CE}(V_{GE})$ à $25^\circ C$ pour $V_{CE}=20V$.

3.6 Prise en compte du design du Véhicule de Test sur la caractéristique électrique : Modélisation électromagnétique

Nous nous sommes attachés jusqu'à maintenant à la modélisation de la structure monolithique avec des résultats relativement satisfaisant pour le composant IGBT à tranchée et au contraire mitigés voir incorrectes pour l'IGBT planar de dernière génération. Comme évoqué au chapitre 2, nous allons dans ce dernier paragraphe modéliser le circuit environnant la puce. Cela dans le but de pouvoir d'une part confronter les simulations avec l'expérimentation réalisée au chapitre 2 (*Cf. § 2.4*) et d'autre part dissocier le comportement

intrinsèque du composant monolithique de l'influence du design du Véhicule de Test. Pour ce faire, il existe de nombreuses méthodes de modélisation électromagnétique [Arc08]. Deux principales méthodes sont à notre disposition. Il s'agit de la méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) et de la méthode à éléments finis.

3.6.A Méthodes de modélisation électromagnétique PEEC et à éléments finis

Nous allons présenter dans cette partie les principales différences entre les deux méthodes, ceci ne constituant en aucun cas une description exhaustive de ces dernières.

- ***La méthode PEEC***

La méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) est une méthode qui consiste à associer à chaque portion d'une géométrie un modèle d'impédance partielle [Rue72]. Le maillage relatif à cette méthode est principalement de type rectiligne et est affiné sur les bords des conducteurs dans le but de modéliser les effets de peau. Le point intéressant avec cette méthode est la précision de calcul des inductances et des résistances équivalentes pour des géométries complexes. Le principal inconvénient réside alors dans la non prise en compte des effets capacitifs entre conducteurs et des champs rayonnés autour des géométries. Cependant, certains travaux tendent à palier ce point et montrent la prise en compte des capacités dans les circuits équivalents [Ant07].

- ***La méthode à éléments finis (FEM)***

La méthode à éléments finis (FEM) est largement répandue pour la modélisation dans de nombreux domaines de la physique. Elle est notamment couramment utilisée dans la résolution d'équations aux dérivées partielles. La FEM est alors particulièrement intéressante pour des géométries complexes intégrant par exemple plusieurs matériaux aux propriétés différentes. Suivant une géométrie en 2 ou 3 dimensions, le maillage est généralement de type triangle ou tétraèdre. De cette façon, le modèle dans son ensemble intègre les caractéristiques et propriétés physiques de chaque élément constituant le système modélisé. Ceci constitue alors le principal atout de la méthode. Chaque élément discrétisé par le maillage possède ses propres conditions aux limites et caractéristiques indépendantes des autres éléments de la géométrie. La méthode à éléments finis trouve ses limites dans le maillage et donc la

modélisation de structure dotée de grandes ouvertures. Ce dernier point est néanmoins atténué par l'efficacité de méthode telle que celle du maillage adaptatif [Ple03].

3.6.B Modèles équivalents compact

Nous avons décidé pour la modélisation électromagnétique de nous appuyer sur les moyens développés au sein de la plateforme PRIMES. À partir de simulation à éléments finis, nos Véhicules de Test ont été importés sous le logiciel de simulation Maxwell afin de visualiser les densités de courants. Dans un second temps, le logiciel Q3D a été mis à contribution dans le but de fournir les modèles équivalents électromagnétiques comportementaux basés sur des schémas de lignes et colonnes R, L, C [Bat09]. Ces derniers rendent alors compte à la fois des couplages capacitifs et inductifs (diaphonie) afin de tenir compte respectivement des interactions électriques et magnétiques entre conducteurs. Ce travail de modélisation a été effectué en collaboration avec l'ingénieur électromagnétisme de la plateforme PRIMES.

3.6.B.1 Simulation électromagnétique des Véhicules Tests

Les Véhicules Tests ont été modélisés pour chacune des configurations suivantes :

- composant IGBT passant (*Cf. figure 3.27.a*),
- composant diode passant (*Cf. figure 3.27.b*).

La figure 3.27 permet de visualiser les densités de courants à travers les différentes pistes du Véhicule de Test. La modélisation a été faite pour un vecteur courant d'entrée de 100A. Les points marqués dessinés sur les figures indiquent les points d'attaches des files de bonding. Dans les deux configurations, le composant actif conduisant (IGBT cas de figure 3.27.a, et diode cas de figure 3.27.b) est considéré comme un conducteur parfait tandis que le second composant actif est considéré comme un isolant.

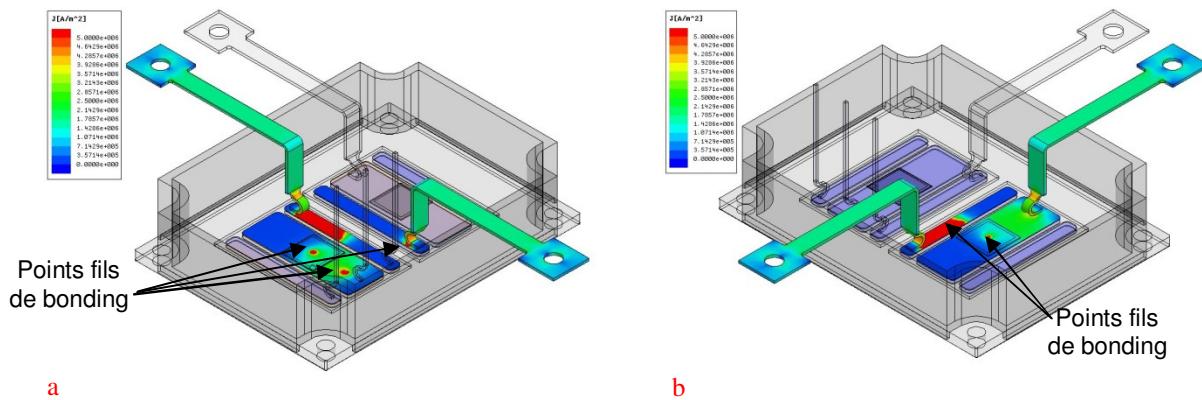


Figure 3.27 : Modélisation électromagnétique des VT sous Maxwell : a) IGBT passant ; b) Diode passante.

Le modèle équivalent électromagnétique de l'ensemble est représenté en figure 3.28. Le schéma ainsi illustré est à rapprocher du schéma électrique (*Cf. figure 2.5*) de la cellule hacheur série utilisé pour la caractérisation de nos composants. Il est également possible de faire le rapprochement entre le schéma de la figure 3.28 et le design du Véhicule Test de la figure 3.27. À l'aide du logiciel Q3D nous avons extrait les valeurs des différentes matrices R, L, C et ces valeurs sont répertoriées sur la figure 3.28. Les valeurs des différentes mutuelles sont également prises en compte. Cependant, le modèle équivalent étant complexe, nous avons décidé de considérer uniquement les valeurs les plus importantes.

Valeurs des R, L, C :

R1=0,84 mΩ
L1=36,2 nH
C1=6,8 pF

R2=1,12 mΩ
L2=28,4 nH
C2=6,8 pF

R3=1,77 mΩ
L3=39,9 nH

R4=2,35 mΩ
L4=23,4 nH

R5=0,42 mΩ
L5=20,5 nH

R6=0,14 mΩ
L6=27,7 nH
C6=4,5 pF

R7=1,08 mΩ
L7=24,4 nH
C7=0,15 pF

Mutuelles inductances:
(Coefficients de couplage)
k57=0,26
k25=0,26
k26=0,26

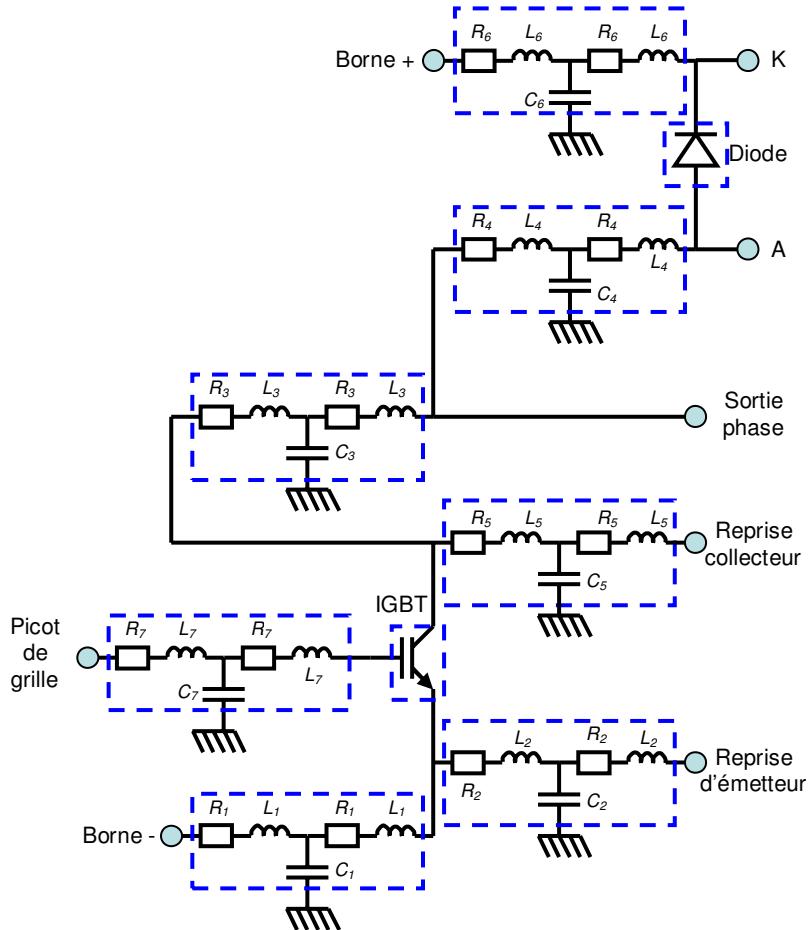


Figure 3.28 : Modèle électromagnétique compact du Véhicule de Test.

3.6.B.2 Simulation électromagnétique du busbar

De même que précédemment, le busbar dessiné et présenté au § 2.2..A.1 a été modélisé sous Maxwell (*Cf. figure 3.29*). Le vecteur d'entrée appliqué est le même que précédemment à savoir un courant de 100A. Le point d'entrée est le point correspondant à la borne + de la capacité filtre et le point de sortie est considéré au niveau de la connectique vers les Véhicules Tests. Pour plus de clarté et une vue d'ensemble il est possible de rapprocher les figure 3.31 et 2.8. La liaison entre le busbar et la résistance shunt est considérée parfaite. Au final, la répartition des courants est illustrée sur la figure 3.29.

Le modèle équivalent électromagnétique a également été réalisé à l'aide du logiciel Q3D (*Cf. figure 3.30*). Dans le cas de la modélisation d'un busbar il est important de prendre en compte les effets de mutuelles inductances car celles-ci permettent de réduire l'inductance globale de maille. Les valeurs de la matrice R, L, C sont données sur la figure 3.30 et les valeurs de mutuelles sont les suivantes :

- capacités mutuelles : C₁₂=78 pF ; C₂₃=83 pF ; C₃₁=2,9 pF,

- inductances mutuelles (coefficients de couplage) : $k_{12}=0,737$; $k_{23}=0,661$; $k_{31}=0,306$.

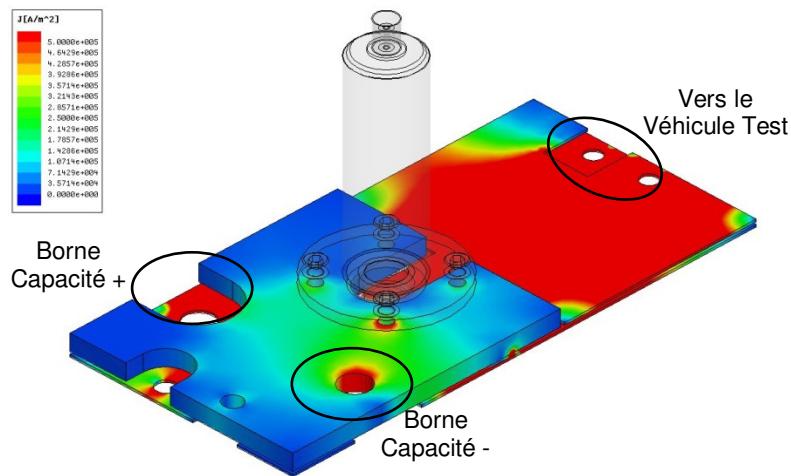


Figure 3.29 : Modélisation électromagnétique du busbar sous Maxwell.

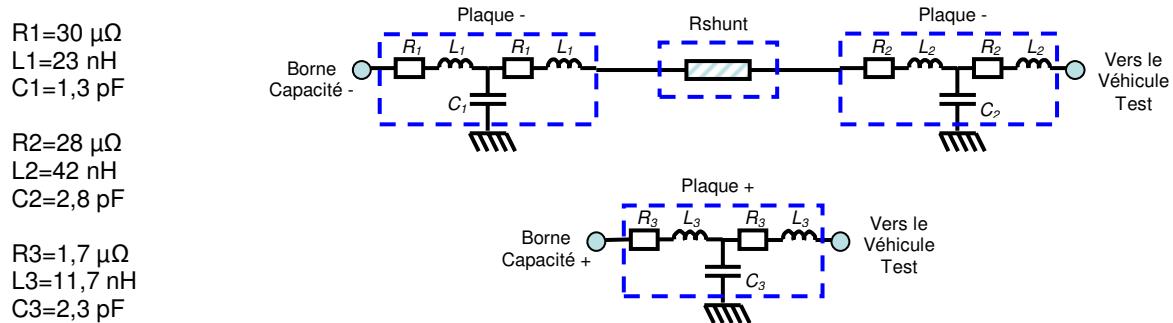


Figure 3.30 : Modèle électromagnétique compact du busbar.

3.7 Résultats de simulation des Véhicules Tests complets et comparaison avec les résultats expérimentaux

Nous possédons désormais des modèles de structure monolithique (*Cf. § 3.5.D et 3.5.E*) et des modèles équivalents électromagnétiques du design entourant la puce. Dans la suite des travaux, les simulations impliquant les modèles d'IGBT planar SPT+ et diode MPS n'ont pas été réalisées. Et pour cause, d'une part nous avons vu que le modèle d'IGBT SPT+ n'était pas suffisamment précis pour être validé et d'autre part nous n'avons pas de modèle de diode MPS. Seuls donc ont été simulés les circuits intégrants les IGBT à tranchée et les diodes PiN.

3.7.A Simulation du Véhicule Test : diode PiN

3.7.A.1 Simulation de la caractéristique statique de l'ensemble VT+PiN

La configuration de circuit utilisé pour la diode PiN correspond au schéma de la figure 3.28 entre la borne + et la sortie phase. Les simulations pour les températures négatives n'ont pas convergées et seules sont présentées les simulations en températures positives. Nous n'avons aucune explication à ce jour à donner sur la non convergence des simulations pour les températures négatives.

Les résultats simulés et expérimentaux statiques sont donnés dans la figure 3.31. Si les caractéristiques à 27°C et 125°C présentent respectivement moins de 5% et 10% d'écart entre la simulation et la mesure ce n'est pas le cas pour les autres courbes en température. En effet, les caractéristiques simulées à 150°C et 175°C montrent des écarts pouvant atteindre 22,7% (Courbe à 175°C pour If=200A). De manière générale, plus la température est grande et plus le niveau de courant considéré est élevé, plus l'écart entre simulation et caractérisation sera grand. Au paragraphe 3.3.A nous avions vu que l'ajustement du modèle de diode nécessitait de modifier sa dépendance en température. Il semble que couplé aux modèles de résistances des pistes, le problème de la dépendance en température est accentué. Cela est clairement visible sur la courbe simulée donnée sur la figure 3.31.a où le point d'intersection des courbes se trouve entre 25A et 75A à comparer à la valeur de 170A pour les courbes expérimentales. Malgré tout, le comportement global du modèle reste cohérent.

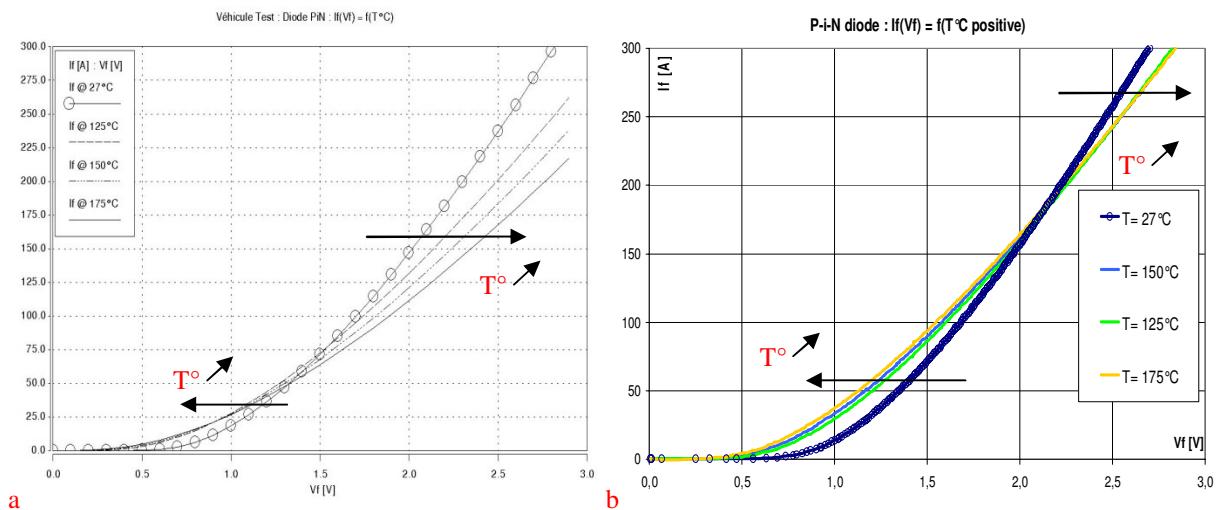


Figure 3.31 : Comparaison VT+Diode PiN : $If(Vf)=f(T^\circ C)$: a) Simulation ; b) Caractérisation.

3.7.A.2 Simulation dynamique de l'ensemble VT+PiN

La simulation dynamique de la diode de roue libre se résume principalement à la variation de son courant de recouvrement lors de sa phase de blocage. Les formes d'ondes du courant inverse de recouvrement peuvent être observées sur la figure 3.32. Le courant inverse maximum de recouvrement est de -43A pour une température de 175°C alors qu'il dépasse une centaine d'ampères expérimentalement.

Cet écart s'explique par la différence des vitesses de variation du courant (di/dt) entre les résultats simulés et les résultats expérimentaux. Les paramètres qui jouent sur la vitesse de décroissance du courant sont : d'une part, la vitesse de la mise en conduction de l'IGBT à travers la résistance de commutation, et d'autre part, par la valeur de l'inductance de maille totale que voit la diode. Nous savons théoriquement que dans un circuit du type hacheur série, l'influence de la commutation de l'IGBT est plus importante que la valeur de l'inductance de maille sur le di/dt de la diode. Nous pouvons donc raisonnablement penser que le modèle de l'IGBT est plus lent que le composant réel. Ceci sera confirmé dans le paragraphe portant sur l'analyse de l'IGBT.

D'autre part la figure 3.32.a montre que la phase de queue de courant simulée est plus longue que celle obtenue expérimentalement. Les durées de recouvrement inverse obtenues par simulation sont de 4 à 5 fois supérieurs à celles mesurées et atteignent une valeur de 5 μ s (à 175°C pour un $I_{rr_{max}}=-43A$). Cet écart est lié à une incertitude sur la valeur de la durée de vie dans la région de base des porteurs. Par contre, l'influence de la température sur la queue de courant est bien prise en compte puisque la durée de la queue de courant augmente en raison de l'augmentation de la durée de vie des porteurs avec la température.

(NB : La figure 3.32.b du courant de recouvrement inverse mesuré est à rapprocher de la courbe simulée dans la figure 3.32.a en inversant l'axe des ordonnées).

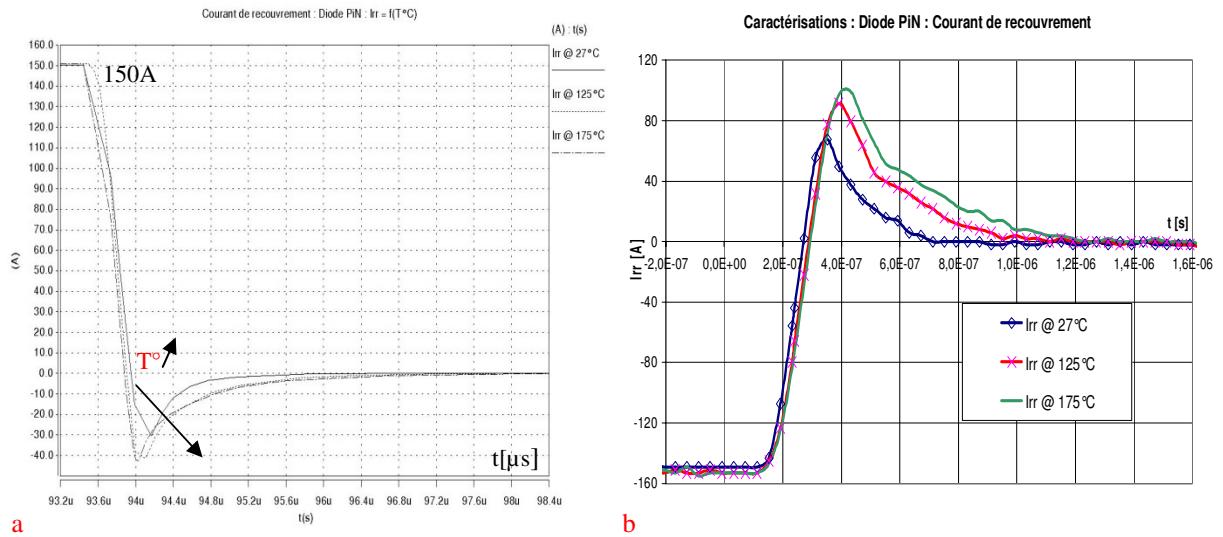


Figure 3.32 : Courant de recouvrement I_{rr} de (la diode PiN+VT) @ 27 °C ; 125 °C ; 175 °C : a) Simulation ; b) Mesures.

3.7.B Simulations du Véhicule Test : IGBT

3.7.B.1 Simulation de la caractéristique statique de l'ensemble VT+IGBT

La simulation de la caractéristique statique de sortie de l'IGBT trench a été effectuée en intégrant dans le circuit électrique le modèle électromagnétique du Véhicule Test (*Cf. figure 3.28*). Pour la simulation statique de l'IGBT la partie de roue libre de la diode n'est pas nécessaire. Le modèle d'IGBT utilisé est celui présenté au § 3.5.D. Celui-ci est alimenté des données de l'ingénierie inverse (*Cf. § 3.2.B.2*) et ajusté par les paramètres nécessaires à la prise en compte de l'IE effect (*Cf. § 3.5.C*). La caractérisation électrique statique réalisée au chapitre 2 (*Cf. § 2.4.A.1*) étant fonction de la température il est possible pour la simulation statique de prendre également en compte la variation des résistances des pistes avec la température. Pour ce faire nous avons considéré la variation linéaire de la conductivité d'un cuivre industriel pur avec la température selon [CIC92]. Les effets de dilatation ont été négligés lors des simulations électromagnétiques. Il est ainsi possible d'obtenir le tableau de valeurs des résistances de la figure 3.28 en fonction de la température :

T° [°C]	25	27	75	100	125	150	175	200
R1 [mΩ]	0,84	0,84	0,94	0,99	1,05	1,1	1,15	1,2
R2 [mΩ]	1,12	1,13	1,26	1,33	1,39	1,46	1,53	1,6
R3 [mΩ]	1,77	1,78	1,99	2,1	2,22	2,33	2,44	2,55
R4 [mΩ]	2,35	2,36	2,65	2,8	2,95	3,1	3,25	3,4
R5 [mΩ]	0,42	0,42	0,47	0,49	0,52	0,54	0,57	0,6
R6 [mΩ]	0,14	0,14	0,16	0,17	0,18	0,19	0,2	0,21
R7 [mΩ]	1,08	1,09	1,21	1,28	1,35	1,42	1,48	1,55

Tableau 3.3 : Variation des résistances de pistes du Véhicule Test avec la température.

La simulation de la caractéristique statique pour une tension de grille $V_{GS}=15V$ et pour les températures positives allant de $27^{\circ}C$ à $175^{\circ}C$ est représentée sur la figure 3.34. Les températures basses et négatives (de $0^{\circ}C$ à $-55^{\circ}C$) n'ont pas données de résultats satisfaisants et ont menées à des problèmes de convergence. Cela peut être dû aux modèles de température liés aux paramètres thermosensibles (mobilités μ , durée de vie, concentration intrinsèque ni, largeur de bande interdite, etc...). Sur la gamme des températures positives, les simulations montrent une très bonne concordance avec les caractérisations expérimentales. En effet de $+27^{\circ}C$ à $+175^{\circ}C$ les courbes simulées et mesurées présentent des écarts inférieurs à 10% sur quasiment tous les niveaux de courants. Le seul niveau de courant montrant un écart supérieur de 12% correspond à $I_{CE}=25A$ et à $27^{\circ}C$. En observant les tracés simulés, on remarque que le point sécant des caractéristiques se trouve aux environs de $25A$ lorsque les mesures du chapitre 2 montrent que ce point est en réalité aux alentours des $40A$. Cela peut expliquer que l'écart maximum est retrouvé au faible niveau de courant. Pour tous les autres points de fonctionnement l'écart reste inférieur à 10% et dans deux tiers des cas considérés inférieur à 5%.

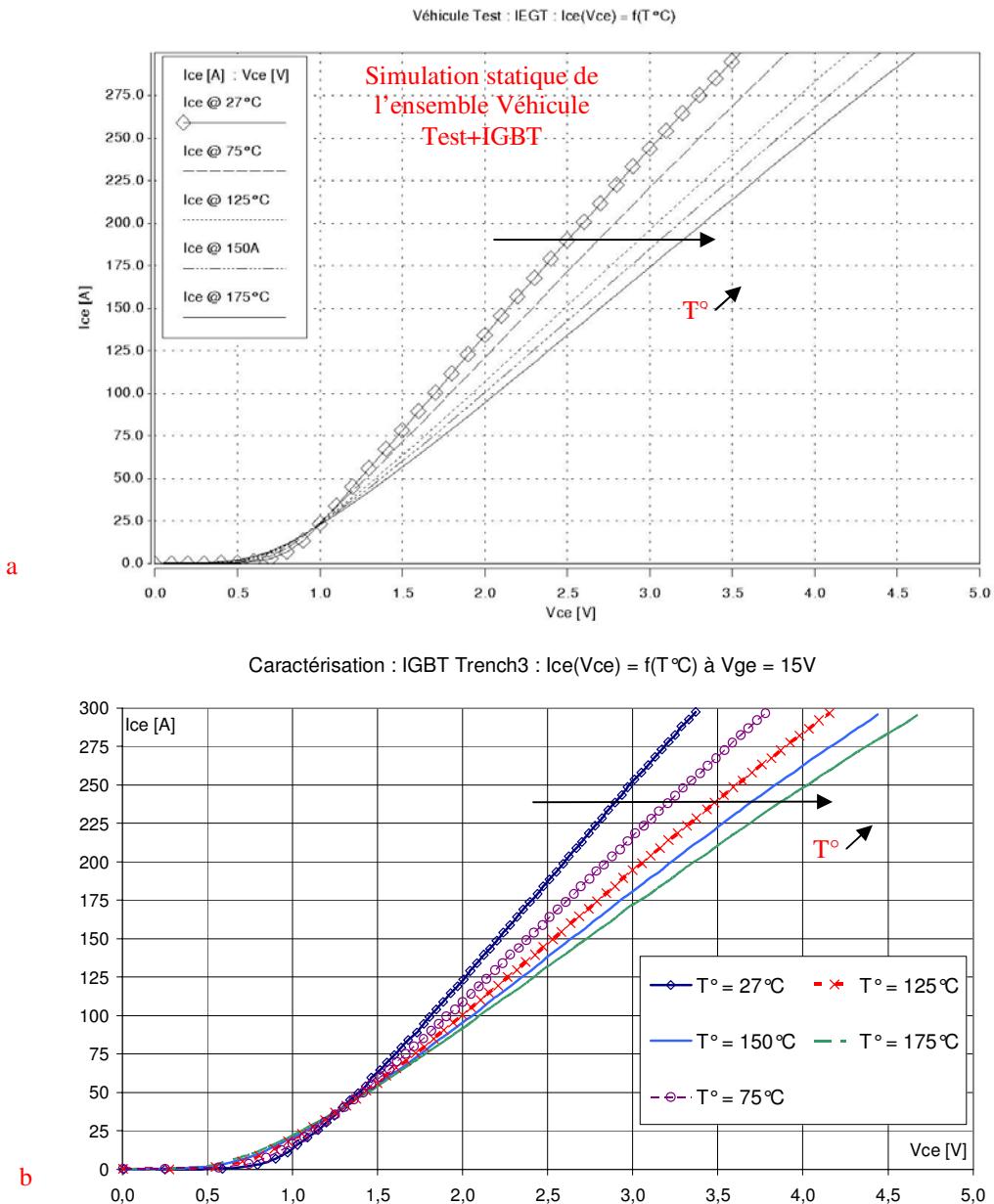


Figure 3.33 : Comparaison (IGBT Trench+VT) : $I_{ce}(V_{ce})=f(T^\circ C)$ @ $V_{ge}=15V$: a) Simulation ; b) Caractérisation.

3.7.B.2 Simulation des commutations de l'ensemble VT+IGBT

Le circuit complet de la figure 3.28 est repris pour la simulation en commutation de l'IGBT en ajoutant cette fois-ci le modèle équivalent du busbar (Cf. figure 3.30) afin de reconstituer le circuit électrique d'une cellule hacheur série (Cf. figure 2.7.b). De même que pour les simulations statiques, les simulations en commutation pour des températures négatives n'ont pas abouties de manière satisfaisante. Nous ne présenterons alors que les résultats pour des températures positives.

Hormis les modèles de structures monolithiques (IGBT et diode PiN) et les modèles électromagnétiques (VT et Busbar), le circuit comporte deux éléments passifs qui sont l'inductance de charge et la capacité filtre (*Cf. figure 2.7.b*). Ces derniers ont été intégrés à la simulation avec des valeurs identiques utilisées pour les caractérisations du chapitre 2 afin de reproduire les conditions de mesures réelles (*Cf. tableau 2.2*). Les ordres de commande sur la grille de l'IGBT sont bien entendu identiques à celles utilisées lors des caractérisations expérimentales.

Néanmoins, il faut noter que les simulations dynamiques réalisées avec les valeurs initiales des éléments R, L, C du Véhicule de Test (*Cf. figure 3.28 et 3.30*) n'ont pas données les formes d'ondes en tension et en courant attendues (non représentées). Ces valeurs trop élevées ont été ajustées de manière à obtenir un comportement électrique classique d'un test mono-coup représenté sur la figure 3.35. Nous pensons que ce « fit » sur les valeurs de ces éléments est la conséquence d'une mauvaise modélisation des files de bonding effectuée sous le logiciel Maxwell 3D.

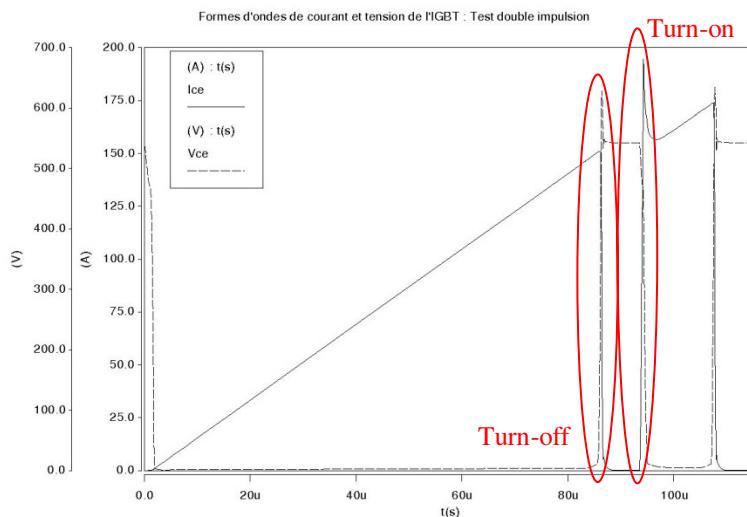


Figure 3.34 : Forme d'ondes générées simulées de (l'IGBT+VT) en commutation.

Maintenant que le comportement global mono-coup est satisfaisant, nous allons étudier plus en détail les phases de turn-off et de turn-on de l'IGBT.

- *Analyse au turn-off du VT associé à l'IGBT*

Les phases d'ouverture simulées et expérimentales pour des températures de 27°C, 125°C et 175°C sont données dans la figure 3.36. Quelle que soit la température, il existe un bon accord des formes d'ondes entre les résultats simulés et expérimentaux.

Néanmoins, la comparaison des énergies dissipées montre des écarts significatifs qui sont du même ordre de grandeur que ceux présents dans la thèse [DeM07]. La figure 3.37 montre cette comparaison sur les énergies pour la gamme de température considérée. Les écarts énergétiques augmentent légèrement avec la température. Ainsi nous passons d'un écart d'environ 20% pour une température de 27°C à un écart d'environ 25% pour une température de 175°C.

D'un point de vue purement scientifique nous aurions aimé tomber sur des écarts inférieurs à 10%. Cependant au regard même de la nature des composants, de l'environnement de ces derniers et des niveaux de puissance commutés, l'acquisition des résultats expérimentaux en fonction de la température est soumise malgré tout à une incertitude de mesure non négligeable. D'autre part, les modèles des semi-conducteurs et des Véhicules de Test possèdent aussi leurs propres variabilités. Il n'en reste pas moins vrai que les résultats obtenus en simulation permettent d'envisager des études de conception de circuit de puissance puisque, malgré cet écart énergétique, le comportement global est respecté et cela malgré le nombre important de paramètres. Des études paramétriques permettant des analyses qualitatives seront donc possibles.

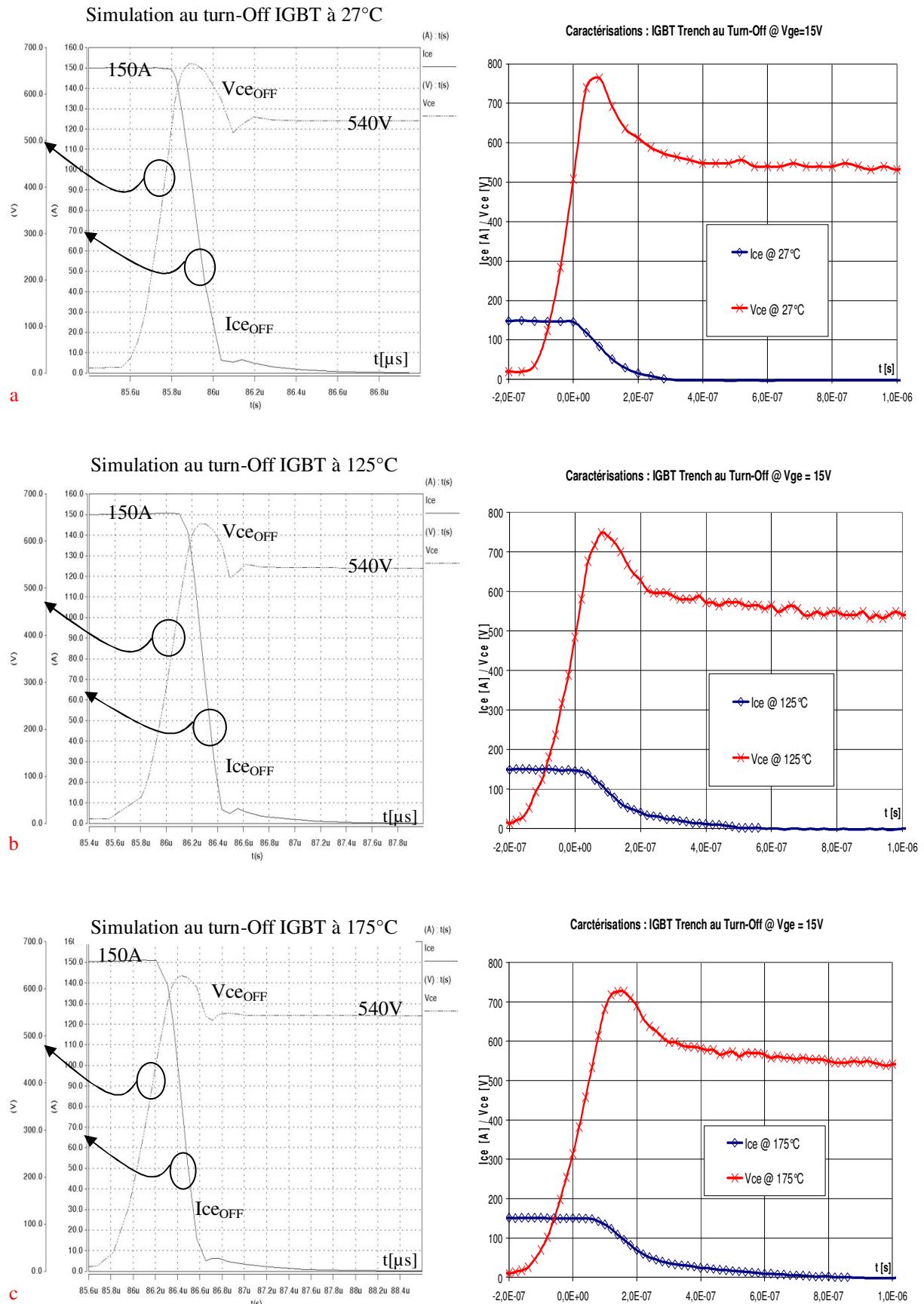


Figure 3.35 : Comparaison (Ice, Vce) Simulation/ Mesures au Turn-Off de (l'IGBT+VT) @ Vgs=15V : a) 27 °C ; b) 125 °C ; c) 175 °C.

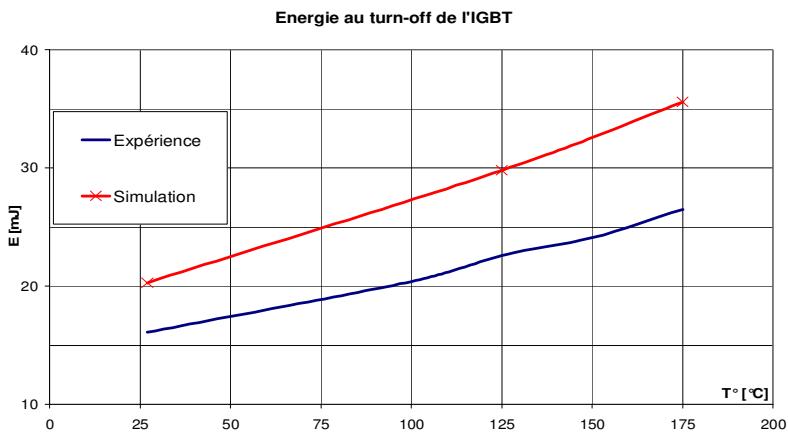


Figure 3.36 : Comparaison de l'énergie au turn-off de (l'IGBT+VT) : Expérience/ Simulation

■ Analyse au turn-on du VT associé à l'IGBT

La mise à l'état On est principalement soumise à la contrainte du blocage de la diode PiN positionnée en hacheur série (*Cf. figure 2.7.b*). Celle-ci est donc intimement liée au courant inverse de diode. Mais le turn-on est également dépendant des éventuelles perturbations sur la grille de commande et tout comme pour la phase de turn-off le comportement des structures monolithiques à la fermeture est influencé par l'impact du circuit les environnant. Les formes d'ondes de courant en température peuvent être observées sur la figure 3.38 et montrent que le surcourant à la mise On du composant est bien présent. Cependant, les surcourants sont de valeurs bien inférieures à celles mesurées. Cette quantité de courant est étroitement liée au courant de recouvrement de la diode que nous avons abordé au paragraphe 3.7.A.2. De plus, il est possible de remarquer que les temps de montée des courants aux diverses températures sont de l'ordre de 3 fois les temps de montée mesurés. Le di/dt des courbes simulées est alors très faible comparativement parlant. Ce temps de montée est lié bien entendu à la décharge de la diode PiN, au di/dt mais également de la commande de grille. Si celle-ci est perturbée, le courant de l'IGBT sera immanquablement influencé. Nous pensons alors que le temps de montée important du courant est dû à la commande perturbée (*Cf. figure 3.39*) qui pour atteindre les 15V met environ $1,67\mu s$ lorsque la tension de grille mesurée met 400ns. L'erreur pourrait alors venir des valeurs des inductances et résistances parasites.

Les conclusions que nous pouvons apporter sur le turn-on rejoignent donc celles que nous avons données pour la phase de turn-off.

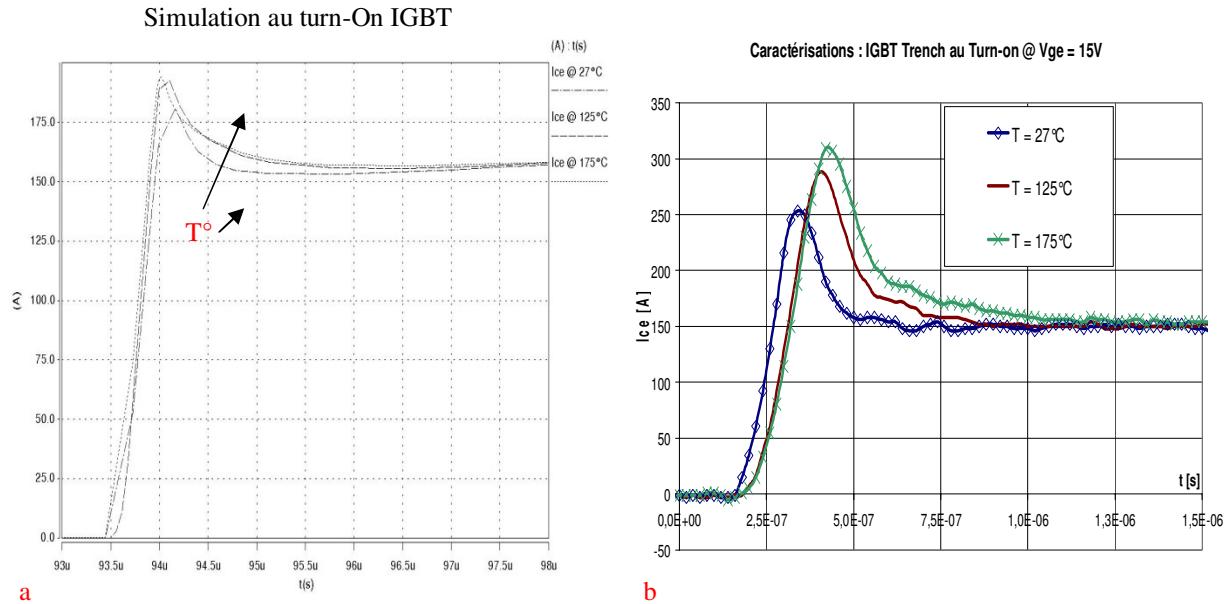


Figure 3.37 : Ice au Turn-On de (l'IGBT+VT) @ ($T=27^\circ\text{C}$, 125°C , 175°C ; $V_{ge}=15\text{V}$) : a) Simulation ; b) Mesures.

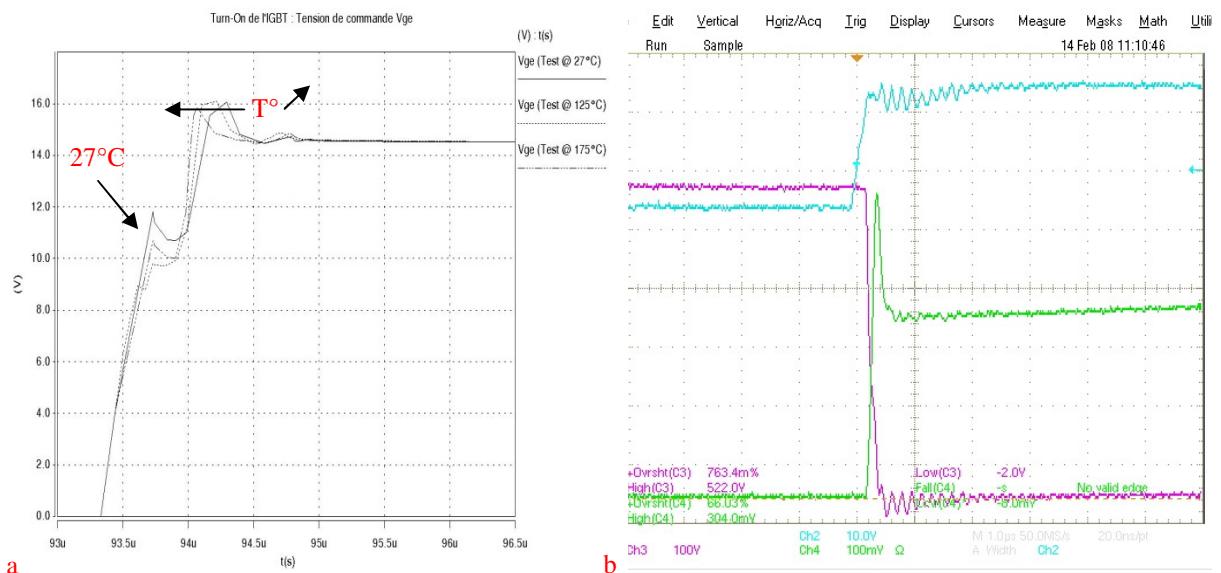


Figure 3.38 : Visualisation des tensions de grille à la mise On de (l'IGBT+VT) @ ($V_{ge}=15\text{V}$) : a) Simulations ; b) Mesure pour le test à 27°C .

3.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation des composants semi-conducteurs de puissance IGBT et diode PiN et à l'utilisation de ces modèles pour la simulation circuit. L'exemple d'application choisi a été le cas des Véhicules Tests utilisés au chapitre 2 afin de pouvoir effectuer une comparaison aussi réaliste que possible entre simulation et expérimentation.

Les modèles de type physique utilisés dans ces travaux de thèse a nécessité l'extraction, par ingénierie inverse, des paramètres technologiques et géométriques des composants sélectionnés au chapitre 1 et caractérisés au chapitre 2.

Les premières confrontations simulations statiques - données constructeur ont montré des écarts significatifs dûs probablement à des améliorations technologiques que les modèles déjà éprouvés par le passé n'intègrent pas. Une des conséquences de ces améliorations peut être l'établissement, au sein du composant, d'un phénomène physique appelé IE effect. Ce phénomène IE effect, en améliorant l'injection des porteurs au niveau de la cathode des composants de puissance, permet en régime statique une réduction drastique des tensions de saturation pour un courant donné. Au sein d'un IGBT trench, cet effet est réalisé par divers moyens dont les principaux sont le non-contact de certaines cellules et le design via un facteur de forme appliqué à la grille en tranchée. Pour un composant IGBT planar de dernière génération, l'ajout de couches diffusées à la cathode aide également à produire l'IE effect. Les composants IGBT réalisant cet effet prennent l'appellation d'IEGT.

La prise en compte de ce phénomène dans les modèles de la littérature ne sont pas nombreux et sont dans la plupart des cas des modèles bidimensionnels numériques et plus rarement analytiques. Néanmoins certains travaux de modélisation analytique ont attiré notre attention et nous nous en sommes inspirés afin d'apporter des modifications à nos modèles standards. La modélisation d'une région de stockage virtuelle et couplée à la région de base du modèle standard de l'IGBT a permis, en régime statique, de réduire de manière conséquente la résistance apparente du composant.

Tout d'abord la diode PiN a été modélisée et a montré de bonnes performances statiques pour les températures de 25°C et de 125°C. Ce modèle de diode a tout de même nécessité l'ajout d'un coefficient de variation de la sensibilité de la durée de vie en fonction de la température, et cela afin de pouvoir correspondre avec les courbes de la datasheet.

Ensuite, les résultats de simulations statiques du modèle d'IEGT trench ont donné de très bons résultats puisque la caractéristique de sortie I(V) a montré un écart de moins de 5% d'erreur avec les données constructeurs à 25°C et à 125°C. De plus, le modèle à tranchée intègre un facteur de forme qui tient compte de la configuration géométrique de la grille. Les divers tests (variation des paramètres géométriques S, T, W) du facteur de forme ont montré que si les performances du composant étaient effectivement influencées par la géométrie considérée il y avait encore des points à travailler concernant la variation de la distance intra-cellule (S) et de la longueur d'anode (W).

Un modèle de composant planar SPT+ a également été réalisé basé sur les mêmes principes de modélisation que l’IEGT trench. Cependant, le modèle d’IGBT SPT+ n’a pas été aussi performant que le modèle à tranchée. Le facteur de forme n’existant pas dans les composants planar (ou du moins d’une influence moindre), ces derniers intègrent des couches diffusées supplémentaires autour des caissons P.

Une fois les modèles de puce semi-conductrice établis nous avons modélisé le design du Véhicule de Test. Cela permet d’une part de montrer l’impact du design sur les structures monolithiques et d’autre part de pouvoir faire des comparaisons réalistes entre la simulation et l’expérimentation obtenu au chapitre 2. Des modèles équivalents R, L, C des VT et du busbar ont été extraits via le logiciel Q3D. Les différents modèles électromagnétiques et de puces semi-conductrices ont ensuite été combinés dans le but de réaliser des simulations dynamiques.

Les diverses simulations électriques dynamiques en température ont montré que les courants de queue, les surtensions, et les phases de recouvrement étaient bien pris en compte par les modèles de puce. Cependant, les comparaisons entre simulation et résultats expérimentaux ont données des écarts significatifs. D’un point de vue purement scientifique, nous aurions souhaité que ces écarts soient inférieurs à 10%. Malgré tout, les modèles des semi-conducteurs et de VT, chacun avec leurs propres variabilités et incertitudes, ont montré qu’ils permettaient d’envisager des études de conception de circuit de puissance puisque le comportement global électrique était respecté en dépit du nombre conséquent de paramètres.

3.9 Références bibliographiques

- Ant07 G. Antonini, “*PEEC Capacitance Extraction of 3D Interconnects*”, Science Measurement & Technology Journal, vol. 1, issue 4, pp. 201, 2007.
- Arc08 B. Archambeault, “*Introduction to the limitations of modeling simulation techniques*”, Workshop on IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium, 2008.
- Bat09 E. Batista, « *Nouvelles structures électroniques pour le transport électrique : Impact des nouvelles contraintes d'intégration sur les interférences électromagnétiques et moyens de prévision de la Compatibilité Électromagnétique* », Thèse de doctorat de l’Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2009.
- Ber98 M.O. Berraies, « *Modèles de composants semiconducteurs pour la simulation des circuits en électronique de puissance* », Thèse de doctorat de l’Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 1998.
- Bes89 K. Besbes, « *Contribution à la modélisation comportementale des composants de puissance en commutation* », Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, pp. 135, France, 1989.
- Bon03 G. Bonnet, « *Approche distribuée des structures de type bipolaire adaptée à la conception des systèmes de l’électronique de puissance* », Thèse de doctorat de l’Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2003.
- Bor00 T. Bordignon, « *Modélisation comportementale adaptée à la conception de fonctions de puissance monolithique* », Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, N° 00590, Décembre 2000.
- CIC92 Centre d’Information du Cuivre, « *Les propriétés du cuivre et de ses alliages* », Variances Conseil, édition 1992.
- Dar95 R. Darling, “*A Full Dynamic Model for pn-Junction Diode Switching Transients*”, IEEE Trans. Electron. Devices, vol. 42, 1995, pp.969-976.
- DeM07 R. De Maglie, « *Modélisation de différentes technologies de transistors bipolaires à grille isolée pour la simulation d’applications en électronique de puissance* », Thèse de doctorat de l’Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2007.
- Gil95 P. Gillet, M. Kallala, J-L. Massol and Ph. Leturcq, “*Analog Solution of the Ambipolar Diffusion Equation*”, C.R Acad. Sc. Paris, t.321, Serie II-b, pp. 53-59, 1995.
- Goe92 H. Goebel, K. Hoffman, “*Full Dynamic Power Diode Model Including Temperature Behavior for use in Circuit Simulator*”, ISPD&Ics Proc., 1992, pp.130-135.

- Goe94 H. Goebel, “*A unified method for modelling semiconductor power devices*”, IEEE Transactions On Power Electronics, vol.9, n°5, pp. 497-505, 1994.
- Hef88 A.R. Hefner and D.L. Blackburn, “*An analytical Model for the Steady-State and Transient Characteristics of the Power Insulated-Gate bipolar Transistor*”, Solid State Electronics, vol. 31, 1988, pp. 1513-1532.
- Hef94 A.R. Hefner Jr., D.M. Diebolt, “*An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber Circuit Simulator*”, IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 9, N°5, pp. 459, September 1994.
- Hef95 A.R. Hefner Jr., “*Modeling buffer layer IGBT's for circuit simulation*”, IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 10, n°2, pp. 111-123, 1995.
- Igi04 P.M. Igic, M.S. Towers, P.A. Mawby, “*A 2D physically based compact model for advance power bipolar devices*”, Microelectronics Journal, no. 7, vol.35, pp. 591-594, 2004.
- Ino02 T. Inoue, H. Ninomiya, K. Sugiyama, “*New Collector Design Concept for 4.5kV Injection Enhanced Gate Transistor (IEGT)*”, IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD, pp. 49-52, 2002.
- ISE Integrated Systems Engineering AG (ISE), “*Modeling of Semiconductor Technology, Devices and Systems*”, Zurich, Suisse, Release 7.0.
- Kit93 M. Kitagawa, I. Omura, S. Hasegawa, T. Inoue, A. Nagakawa, “*A 4500V injection enhanced insulated gate bipolar transistor (iegt) operating in a mode similar to a thyristor*”, International Electron Devcies Meeting, 1993.
- Kit95 M. Kitagawa, A. Nagakawa, K. Matsushita, S. Hasegawa, T. Inoue, A. Yahata, H. Takenaka, “*4500V IEGTs having switching characteristics superior to GTO*”, IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, pp. 190-195, 1995.
- Kit97 M. Kitagawa, S. Hasegawa, T. Inoue, A. Yahata, H. Ohashi, “*4.5kV Injection Enhanced Gate Transistor: Experimental Verification of the Electrical Characteristics*”, Japanese Journal of Applied Physics, vol.36, pp. 3433-3437, 1997.
- Kit98 M. Kitagawa, A. Nakagawa, I. Omura, H. Ohashi, “*Design Criterion and Operation Mechanism for 4.5kV Injection Enhanced Gate Transistor*”, Japanese Journal of Applied Physics, no. 8, vol.37, pp. 4294-4300, 1998.
- Koe67 D. Koehler, “*The charge-control concept in the form of equivalent circuits, representing a link between the classic large signal diode and transistor models*”, The Bell System technical journal, vol. 46, pp. 523-576, 1967.
- Kon99 H. Kon, M. Kitagawa, “*The 4500V Trench Gate IEGT with Current Sense*

- Function*", Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol.2, pp. 676-681, 1999.
- Kul85 G.M. Kull and al., "A unified circuit model for bipolar transistor including quasi saturation effects", IEEE Transactions On Electron Devices, vol. 32, n°6, pp. 1103-1113, June 1985.
- Lau91 P.O. Lauritzen, C.L. Ma, "A simple diode model with reverse recovery", IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 6, n°2, 1991.
- Let95 P. Leturcq, M.O. Berraies, J-L. Debrie, P. Gillet, M. Kallala, J-L. Massol, "Bipolar semiconductor device models for Computer Aided Design in Power Electronics", European Conference on Power Electronics, vol. 1, pp. 267-275, 1995.
- Let96 P. Leturcq, M.O. Berraies, J-L. Massol, "Implementation and validation of a new diode model for circuit simulation", Power Electronics Specialist Conference, vol.1, pp. 35-43, 1996.
- Lia90 Y. Liang, V.J. Gosbell, "Diode forward and reverse recovery model for power electronic SPICE simulations", IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 5, n°3, pp. 346-356, July 1990.
- Mor94 H. Morel, S.H. Gamal, J.P. Chante, "State variable modelling of the power PiN diode using an explicit approximation of semiconductor device equations: a novel approach", IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 9, N°1, pp. 112-120, January 1994.
- Ogu00 T. Ogura, H. Matsuda, S. Iesaka, H. Ohashi, "IEGT: A new generation high power MOS gated transistor", Proceedings of International Power Electronics Conference, Tokyo, 2000.
- Omura97 I. Omura, T. Ogura, K. Sugiyama, H. Ohashi, "Carrier injection enhancement effect of high voltage mos devices – devices physics and design concept - ", IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD, pp. 217-220, 1997.
- Ple03 T. Plewa, T. Linde, G. Weirs, "Adaptive Mesh Refinement – Theory and Applications", Proceedings of the Chicago Workshop on Adaptive Mesh Refinement Methods, 2003.
- Rah05 M. Rahimo, A. Kopta, S. Eicher, "Next Generation Planar IGBTs with SPT+ Technology", Power Electronics Europe Magazine, Issue 6, pp. 1-6, 2005.
- Rah06 M. Rahimo, A. Kopta, S. Linder, "Novel Enhanced-Planar IGBT Technology Rated up to 6.5kV for Lower Losses and Higher SOA Capability", IEEE International Symposium on Power Semi-Conductor Devices and IC's, ISPSD, pp. 1-4, 2006.

- Rah06a M. Rahimo, “Recent Progress and Future Trends in Power Semiconductor Devices”, ABB Switzerland Ltd, Semiconductors, 2006.
- Rue72 A.E. Ruehli, “Inductance calculations in a complex Integrated Circuit environment”, IBM Journal of Research & Development, vol. 16, n°5, pp. 470, 1972.
- Sil Silvaco International, “ATLAS User’s Manual”, Device Simulation Software, Santa Clara, USA, Release 5.2.
- Stro97 G.M. Strollo, “A new SPICE model of power PiN diode based on asymptotic waveform evaluation”, IEEE Transactions On Power Electronics, vol.12, N°1, pp. 12-20, January 1997.
- Tak98 T. Takeda, M. Kuwahara, S. Kamata, T. Tsunoda, K. Imamura, S. Nakao, “1200V Trench Gate NPT-IGBT (IEGT) with Excellent Low On-State Voltage”, IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD, pp. 75-79, Kyoto, 1998.
- Udr97a F. Udrea, G.A.J. Amaralunga, “An on-state analytical model for the trench insulated gate bipolar transistor (TIGBT)”, Solid-State Electronics, no. 8, vol.41, pp. 1111-1118, 1997.
- Udr97b F. Udrea, G. Amaralunga, “The Trench Insulated Gate Bipolar Transistor – a high power switching device”, Microelectronics Journal, no. 1, vol.28, pp. 1-12, 1997.
- Wid87 R.J. Widlar, “Turn-off in high voltage n-p-n switches”, IEEE Transactions On Electronic Devices, vol. 34, N°9, pp. 2013-2022, 1987.
- Xu88 C.H. Xu and D. Schröder, “Modeling and Simulation of Power Mosfets and Power Diodes”, IEEE PESC Rec., pp. 76-83, 1988.
- Xu90 C.H. Xu, “Modeling and simulation of power electronics using SABER”, First European meeting of saber user’s group, Newbury, England, September 26-27, 1990.

Conclusion Générale et Perspectives

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ces travaux de thèse ont été réalisés dans le cadre d'un projet national « ModErNe » développé autour de la thématique de l'avion plus électrique entre plusieurs partenaires avioniques. Les objectifs principaux de ces travaux ont été tout d'abord de sélectionner des composants IGBT et diode en technologie silicium adaptés aux applications aéronautiques visées. Dans un second temps, les travaux ont eu pour but l'étude et l'analyse par la caractérisation du comportement des composants choisis, et cela sous températures positive et négative extrêmes définies par le cahier des charges du projet ModErNe. Enfin, le dernier thème visé concernait la modélisation analytique physique des composants de puissance IGBT et diode PiN. L'objectif étant de fournir des modèles 1D électriques thermosensibles de nature distribuée précis et complets destinés à la simulation de circuits. Ces modèles devaient être développés exclusivement pour le logiciel de simulation SABER.

La première étude s'est faite autour de la sélection des composants semi-conducteurs. Les différentes comparaisons des caractéristiques électriques statiques et dynamiques issues des données des constructeurs ont conclu que les composants IGBT à tranchées étaient les dispositifs les plus prometteurs. Malgré tout, les figures de mérites établies ont également montré qu'il ne fallait pas mettre à l'écart les dernières générations de composants planar. Des calculs préliminaires du premier ordre ont ensuite permis d'affiner la sélection par une comparaison entre les différents dispositifs considérés. Finalement nous avons abouti à la sélection de deux types de structures avec leurs calibres en courant et en tension les plus adaptés :

- SPT⁺,
- Trench3 fast.

Pour les calibres suivants :

- 1200V ; 15A et 25A pour le module de faible puissance,
- 1200V ; 100A et 150A pour les modules de moyenne et forte puissance.

L'étude du comportement des composants ainsi sélectionnés s'est faite par des caractérisations électriques en température. Pour les performances statiques, les résultats ont montrés que les composants (que ce soit les IGBT ou les diodes) se différenciaient peu. Selon la plage de température considérée, un composant se montrant meilleur que l'autre et inversement. Cependant, l'écart relatif constaté était dans tous les cas inférieur à 10%. À

contraire, les performances en dynamique ont montré de plus grands écarts entre les composants. À l'ouverture, le composant IGBT trench a présenté en moyenne 28% de pertes supplémentaires que l'IGBT planar. À la fermeture, ce dernier a montré une dissipation de la puissance supérieure de 40% à celle de l'IGBT trench. En ce qui concerne les diodes de puissance, les énergies recouvrées ont montré que celles de la diode de type MPS présentaient des valeurs supérieures d'au moins 30% à celles de la diode PiN et ce quelle que soit la température considérée, et pouvant même atteindre le double à certains points de mesure.

Les composants sélectionnés et caractérisés précédemment ont ensuite fait l'objet d'une modélisation analytique à constantes distribuées. Les modèles de composants déjà existant ont subi des modifications importantes afin de prendre en compte les dernières améliorations technologiques, et plus particulièrement le phénomène appelé l'Injection Enhanced effect. La validation des modèles a été réalisée en deux étapes.

Tout d'abord, une confrontation des résultats électriques statiques simulés avec ceux fournis par les constructeurs. Le modèle du composant IGBT trench a montré un très bon comportement statique puisque sur les caractéristiques de sortie nous avons obtenu moins de 5% d'erreurs à 25°C et 125°C. De plus, le modèle d'IGBT à tranchée intègre un facteur de forme qui influe sur son comportement statique en fonction de la configuration de la grille. Même si la prise en compte de la géométrie de la grille n'est pas totalement efficiente, celle-ci a montré des signes encourageants. En revanche, le modèle de l'IGBT planar n'a pas donné de résultats aussi satisfaisants. Les écarts constatés entre le modèle simulé et les données figurant sur la datasheet se sont révélés supérieurs à 10%, pouvant même être supérieurs à 30% selon la tension de grille appliquée. Les modifications implémentées ne suffisant pas pour la prise en compte de la présence de couches diffusées supplémentaires couplées à une optimisation de la couche tampon du composant réel.

Dans un second temps, une comparaison réaliste de simulation électrique en température avec l'expérimentation a nécessité la modélisation électromagnétique de l'ensemble Véhicule de Test (VT) et busbar. Associée avec les modèles de composants semi-conducteurs, les comparaisons des simulations dynamiques avec les caractérisations effectuées au chapitre 2 ont montré de bonnes approximations. Cependant, les différentes analyses des résultats simulés ont montré que des travaux supplémentaires devaient être considérés afin d'améliorer la précision ainsi que le domaine de validité des modèles (VT+composants semi-conducteurs).

Au final, dans le cadre du projet ModErNe, la synthèse des différentes études présentées dans le chapitre 1, dont les travaux présentés dans ce mémoire, a abouti à la conception et à la réalisation de modules prototypes de puissance (*Cf. figure C39*). Ces modules sont aujourd’hui électriquement fonctionnels et seront évalués en termes de cyclage actif sous environnement thermique, humide, pressurisé et testés en environnement chimique agressif lié aux applications aéronautiques.

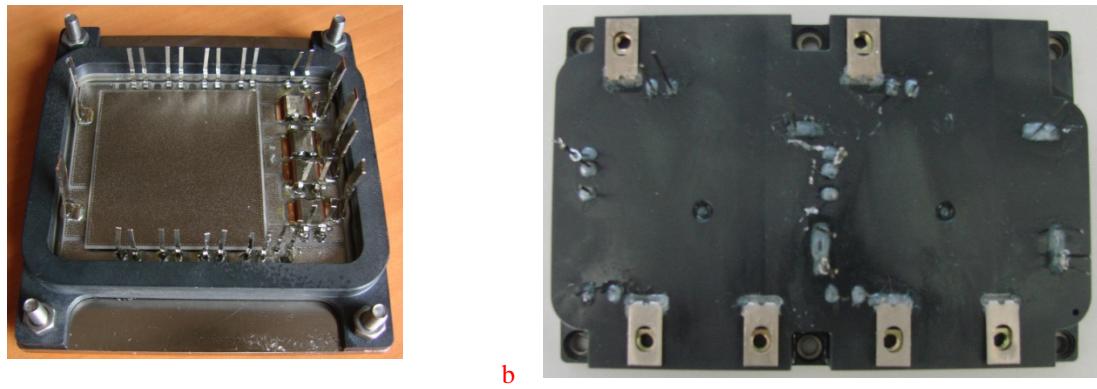


Figure C39 : Exemple de modules prototypes de puissance : a) 2kW ; b) 20kW.

PERSPECTIVES

Les travaux menés jusqu'à maintenant étaient focalisés autour de composants de puissance en technologie tout silicium (Si). Mais avec l'avènement des matériaux à grand gap il devient nécessaire voir avantageux de considérer les nouvelles technologies pour la conception des futurs convertisseurs de puissance. Ainsi pour les applications de l'électronique de puissance, des composants semi-conducteurs sont développés à partir des matériaux GaN (Nitrate de Gallium), SiC (Carbure de Silicium) ou encore diamant. Ce dernier étant à l'heure actuelle encore sujet à recherche en laboratoire, de nombreux verrous technologiques restant à résoudre. Le diamant présente donc une solution potentielle pour les années à venir (10 à 15 ans). De manière plus immédiate, des composants de puissance en GaN ou en SiC sont depuis peu accessibles. Bien que les propriétés intrinsèques (largeur de bande interdite, champ électrique critique, vitesse de saturation des porteurs, ...) de ces deux matériaux soient proches, le SiC semble aujourd'hui obtenir les faveurs de nombreux acteurs majeurs dans le monde de la puissance. Cela en grande partie due à la conductivité thermique élevée du matériau SiC qui égale environ trois fois celle du GaN ou du silicium (Si).

L'utilisation de composants semi-conducteurs grand gap présente ainsi de nombreux avantages. Une température de jonction plus élevé (jusqu'à 250°C en fonctionnement normal pour le SiC) que pour le Si couplé à une dissipation plus efficace de la chaleur autorisent à repenser les systèmes de refroidissement actuels ou à optimiser les puissances dissipées pour un même refroidisseur. Certains composants SiC étant même moins sensibles à l'augmentation de la température que les composants Si. Un champ électrique critique beaucoup plus élevé que dans le Si permet de réduire d'un ordre 10 l'épaisseur de la région de base des composants de puissance. La conséquence directe est une réduction de la résistance apparente ainsi qu'une réduction potentielle des porteurs stockés et donc des pertes en commutation. La tenue en tension drastiquement plus élevée des matériaux à grand gap a également permis aux composants unipolaires (JFET, MOSFET, diode Schottky) de venir à nouveau concurrencer efficacement les composants bipolaires dans les gammes de tension allant de 600V à 3,3 kV. Fait non négligeable, lorsqu'il est admis que les composants unipolaires ne sont pas sujets aux phénomènes de traînage ou de recouvrement. Bien entendu il existe encore des difficultés liées à la technologie ou à l'utilisation de tels composants. Nous pensons notamment à la présence dans les wafers SiC de défauts telles que les micropipes ou les dislocations générant un faible rendement de fabrication et/ou une limitation des performances électriques des composants. D'autre part, la mise en application

de composants SiC JFET « normally-on » demande entre autre une nouvelle architecture des systèmes de commande, aujourd’hui plutôt optimisés pour des composants Si à fermeture commandée.

Le développement de composants semi-conducteurs de puissance à base de matériaux à grand gap laisse présager de grandes perspectives pour la conception et l’intégration futures de convertisseurs. Pour peu que certains verrous soient levés, l’intégration de ces nouvelles technologies ouvre de nouveaux champs d’études : le « packaging » (problème de la température de jonction beaucoup plus élevée, de tenue diélectrique), les émissions EMI (avec des fronts de courants et tension beaucoup plus élevés), le « design » faible inductance du module de puissance, et l’optimisation des systèmes de refroidissement...

Concernant la modélisation, nous avons vu qu’il existe encore des difficultés à prendre en compte certains phénomènes physiques. Aujourd’hui il n’est pas recensé à notre connaissance de modèles analytiques physiques 1D simulant avec précision l’IE effect. Le modèle qui a été présenté dans ce mémoire nécessite des travaux supplémentaires afin d’être plus compétitif dans la simulation circuit. L’influence de la structure de grille en tranchée est aujourd’hui liée aux paramètres définissant les dimensions de la cellule active. Nous pensons qu’elle doit en être décorrélée. De plus, une modification du facteur de forme doit être réalisée afin de prendre en compte la variation de la tension de grille appliquée au composant qui influe sur l’IE effect. Enfin, les avancées technologiques de certains composants Si nécessiteraient l’ajout de nouveaux modèles de couche tampon ou de durée de vie localisée dans le but de simuler efficacement les phases de recombinaison à l’ouverture.

S’il est visible que la modélisation électrique des composants IGBT en Silicium doit encore progresser, la modélisation thermique ne doit pas être négligée. Aujourd’hui ce modèle est thermosensible mais à plus long terme, nous devons parvenir à l’implémentation d’un modèle thermique fiable et robuste, peu « lourd » à la simulation afin de calculer en temps réel le phénomène d’auto-échauffement. L’aspect thermique couplé à l’aspect électrique de manière optimisée est ce que les concepteurs de systèmes souhaitent de tout temps.

D’autres points pourraient être abordés, comme la portabilité des modèles d’une plateforme à une autre. Mais nous terminerons sur la perspective du travail colossal de modélisation que nous procureront les nouveaux composants à matériaux à grand gap évoqués plus haut. Les nouvelles technologies de composants et la modélisation avancée doivent évoluer de paires dans une optique toujours plus présente de prototypage virtuel.

ANNEXE A

**Principe et construction des
modèles analytiques
physiques pour les
composants de puissance**

Le domaine de la simulation circuit introduit le difficile compromis entre le niveau de précision de la simulation et le temps de simulation relatif à la complexité du modèle. Deux notions contradictoires qui font comprendre au lecteur que pour tout objectif recherché (validation de fonction électrique, analyse d'un phénomène ou d'un fonctionnement particulier, ...) il existe un type de modèle adapté. Malgré tout, le concepteur système a en son fort intérieur le souhait de pouvoir disposer d'un modèle alliant la précision d'un modèle numérique à des temps simulés de modèles comportementaux.

C'est ainsi qu'est née l'approche de modélisation présentée dans ce chapitre. Par le biais d'approximations convenablement choisies et justifiables il est possible de préserver l'essentiel des mécanismes de transport de charges au sein d'un composant de puissance. L'idée est alors d'approcher la précision d'un modèle numérique tout en s'affranchissant des lourdeurs de calcul. La vue d'une approche système est ainsi conservée afin de servir aux mieux les intérêts des concepteurs circuits.

Cette méthodologie existe depuis plus d'une dizaine d'années maintenant et a été élaboré par P. Leturcq dans les années 90 [Let92]. Depuis, ces travaux ont donné naissance à de nombreuses publications et plus récemment à des thèses [Ber98], [Bon04], [DeM07] menées sur la modélisation de composant de puissance.

Nous allons présenter dans cette partie le principe de construction des modèles distribués analytiques jusqu'alors développés par le laboratoire, et détailler la mise en œuvre de ces modèles. Le lecteur aguerri à cette méthode pourra alors passer, s'il le souhaite, au paragraphe relatant de l'application d'une telle méthode sur les composants sélectionnés au chapitre premier. Mais nous tenions à rappeler l'essentiel de la modélisation pour le lecteur néophyte parcourant ces pages.

A. Principes fondamentaux de la méthode de modélisation

A.1 *Approche régionale et inventaire des différentes régions*

L'approche régionale consiste à décomposer une structure semi-conductrice quelle qu'elle soit en plusieurs régions distinguables (*Cf. figure A.1*). Cette méthodologie existe depuis un certain nombre d'années maintenant grâce aux travaux de personnalités tels que Shockley, Ebers et Moll, Spenke, Il est également possible de citer [Ben67] qui démontre l'applicabilité d'une telle vision. La régionalisation partitionne ainsi la structure par partie

délimitée par des frontières abruptes. Il est alors possible d'établir au sein de chaque partie des approximations sur les équations fondamentales des transports de charges. Ces régions sont définies selon deux critères principaux :

- Les régions qui sont électriquement différenciables,
 - Les régions qui sont physiquement différenciables.

Les régions électriquement différenciables sont des régions définies sur des critères d'ordres électriques. Par conséquent, les régions notables sont alors les régions quasi-neutres, en haute ou faible injection, les régions de charge d'espace, dépeuplées de porteurs, inversées ou accumulées, et ainsi de suite. Toutes ces régions peuvent coexister au sein d'un même cristal lorsque le composant est en fonctionnement et les frontières de ces régions peuvent alors être mouvantes.

Les régions physiquement différenciables correspondent en réalité aux jonctions métallurgiques de la structure considérée. Autrement dit, elles sont apparentées aux différentes zones du semi-conducteur. Il est alors possible d'y distinguer les régions d'émetteurs fortement dopés, les bases larges, les couches tampon, la grille de MOS, les bases étroites, Les frontières correspondantes à ce type de région sont alors fixes.

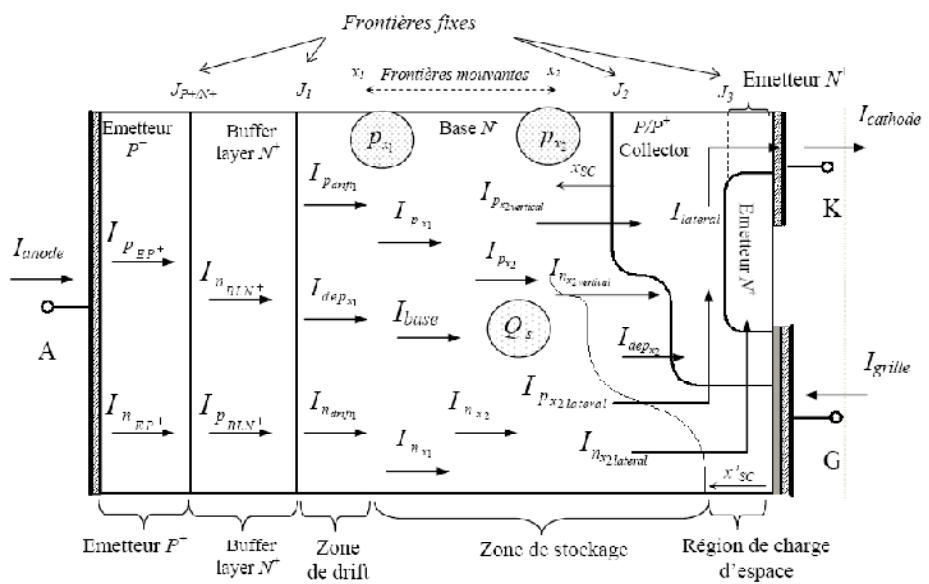


Figure A.1 : Représentation d'un IGBT planar PT avec ses différentes régions et courants associés.

La méthodologie présentée permet alors de constituer des composants de puissance par association de plusieurs régions semi-conductrices. Cette approche de conception particulière suit certaines hypothèses et règles d'assemblage. En effet, le passage d'une région à l'autre

assume le fait que les transitions sont de nature abrupte. Hypothèse qui peut être contestable dans le domaine de la microélectronique classique mais qui n'a que peu d'influence appliquée aux composants de puissance. Cela est dû bien entendu aux épaisseurs de couches mises en jeu au sein de tels composants. Enfin, deux autres règles essentielles d'assemblage concernent les relations définies aux frontières. Les équations de la physique doivent ainsi respecter la continuité des courants ainsi que celle des concentrations de porteurs aux limites des régions considérées. Nous verrons plus en détails dans une partie ultérieure comment appliquer ces règles de continuité.

A.1.a Le principe d'unidimensionnalité

L'hypothèse d'unidimensionnalité est discutée et démontrée applicable aux composants de puissance dans [Ber98]. Néanmoins dans un souci de cohérence, nous pouvons en rappeler l'essentiel dans ce paragraphe.

Ce principe est utilisé en réalité dans de nombreux cas de modélisation de composants semi-conducteurs et s'avère être fortement simplificateur. Cependant, il permet de traiter des phénomènes physiques complexes sans passer systématiquement par des résolutions numériques exactes et lourdes de mise en œuvre. Pour être parfaitement exacte, l'hypothèse d'unidimensionnalité ne peut être appliquée qu'à des structures possédant des jonctions planes et se faisant face. Le cas de la structure simple d'une diode de puissance est un très bon exemple. En effet, les jonctions émettrices ou collectrices de part et d'autre de la base large sont planes et parallèles l'une par rapport à l'autre. La faible épaisseur de la base (devant les dimensions latérales du composant) couplée aux caractéristiques citées précédemment permettent de limiter les effets de bord et de considérer l'unidimensionnalité des lignes de courants au sein de la structure. Cela est moins exact pour les autres cas de dispositifs de puissance. Néanmoins, dans une approche régionale, il est possible de ramener le problème d'unidimensionnalité à l'unique base large des composants. En effet, les autres régions peuvent bénéficier d'une considération localisée des phénomènes et par conséquent être modélisées par une approche compacte. Le paramètre de dimension d'espace est donc éliminé des équations. Les aspects distribués peuvent alors être uniquement considérés pour les bases larges des composants de puissance. Malgré tout, même au sein de ces régions de stockage, il est possible de justifier la notion d'unidimensionnalité. Les simulations bi-dimensionnelles montrent [Nap93], [Pal85] en effet que dans les régions de stockage de différentes structures bipolaires, pour peu qu'une au moins des jonctions, injectante ou collectrice, soit plane, les

lignes de courants s'avèrent être quasi-parallèles et normales au plan de la jonction. Et cela quelle que soit la géométrie de la structure et le régime de fonctionnement du dispositif. Des effets bi-dimensionnels existent bien aux voisinages des caissons diffusés mais restent localisés aux alentours de ces régions.

Au final, les distorsions des lignes de courants ne se manifestent que dans une portion négligeable de la profondeur totale de la zone considérée. De manière générale, plus la région de stockage sera profonde, plus l'hypothèse d'unidimensionnalité des courants sera vérifiée.

A.1.b Modélisation des différentes régions semi-conductrices

A.1.b.i La zone de stockage des porteurs

- **Équation de diffusion ambipolaire**

Au sein des composants de puissance de type bipolaire la zone de stockage correspond à la région communément appelée base. Comme précisé précédemment, cette zone est le théâtre de tous les phénomènes à l'origine du comportement du composant.

L'hypothèse de travail est que la région de stockage est quasi-neutre et sous forte injection. Ainsi il est inutile de distinguer les porteurs en excès. Les concentrations de trous p et d'électrons n sont alors quasiment égales : $p \approx n$. Dans ces conditions il est possible d'écrire les équations de transports de charges comme suit :

$$J_p = qD_p \left(\frac{p}{U_T} E - \frac{\partial p}{\partial x} \right) \quad \text{Équation A-1}$$

$$J_n = qD_n \left(\frac{n}{U_T} E + \frac{\partial n}{\partial x} \right) \quad \text{Équation A-2}$$

où D_n et D_p représentent les constantes de diffusion, q est la charge élémentaire, et U_T correspond à l'unité thermodynamique $\frac{kT}{q}$.

À partir des équations des densités de courant et après élimination du champ électrique, celles-ci se réduisent à :

$$\frac{J_n}{D_n} - \frac{J_p}{D_p} = 2q \left(\frac{\partial p}{\partial x} \right) \quad \text{Équation A-3}$$

D'autre part les équations de continuité s'appliquant aux concentrations de trous et d'électrons avec une même valeur de la durée de vie τ (les recombinaisons s'effectuant par paires) peuvent s'écrire :

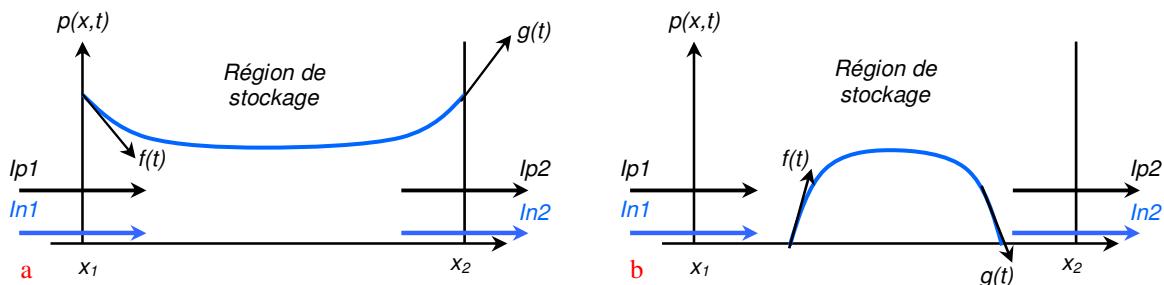
$$\begin{cases} \frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p}{\tau} - \frac{1}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} \\ \frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n}{\tau} + \frac{1}{q} \frac{\partial J_n}{\partial x} \end{cases} \quad \text{Équation A-4}$$

En faisant l'hypothèse de forte injection avec $p \approx n$, et en combinant les équations A-5 et A-6, il est possible d'obtenir l'Équation de Diffusion Ambipolaire décrivant la dynamique des charges au sein de la région de stockage :

$$D \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{p}{\tau} + \frac{\partial p}{\partial t} \quad \text{Équation A-5}$$

avec D la constante de diffusion ambipolaire : $D = \frac{2D_n D_p}{D_n + D_p}$.

Par ailleurs, les conditions aux limites peuvent porter, selon les cas, sur les concentrations mêmes de porteurs aux frontières x_1 et x_2 (*Cf. figure A.2*) de la zone de stockage, ou plus souvent sur les gradients de concentration.



D'après l'équation A-3 on obtient :

$$\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{1}{2q} \left(\frac{J_n}{D_n} - \frac{J_p}{D_p} \right) \quad \text{Équation A-6}$$

et les conditions aux frontières s'écriront :

$$\left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x=x_1} = f(t) \quad \text{et} \quad \left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x=x_2} = g(t) \quad \text{Équation A-7}$$

avec, en admettant l'uniformité de la distribution des densités de courant dans le plan des jonctions :

$$f(t) = \frac{1}{2qS} \left(\frac{I_{n1}}{D_n} - \frac{I_{p1}}{D_p} \right) \quad \text{Équation A-8}$$

$$g(t) = \frac{1}{2qS} \left(\frac{I_{n2}}{D_n} - \frac{I_{p2}}{D_p} \right) \quad \text{Équation A-9}$$

où (I_{n1}, I_{n2}) et (I_{p1}, I_{p2}) sont respectivement les courants d'électrons et de trous aux frontières x_1 et x_2 . S est la surface ou la section utile du dispositif.

Dans le régime saturé, la région de base est noyée de porteurs et les frontières x_1 et x_2 sont fixes. Cependant à l'apparition du régime dit désaturé, ces frontières deviennent mobiles et laissent apparaître des zones de charge d'espace dans lesquelles les concentrations en porteurs sont, au regard du fort champ électrique qui y règne, négligeables. On obtient donc :

$$p(x_1, t) \approx 0 \quad \text{et/ou} \quad p(x_2, t) \approx 0 \quad \text{Équation A-10}$$

Dans le cas des frontières fixes, en tenant compte du fait que τ et D sont des constantes, on peut s'apercevoir que l'EDA est linéaire. Cependant lors du régime de désaturation, les frontières deviennent mobiles et la résolution analytique de l'EDA n'est plus possible. Il est cependant possible de trouver une alternative à la solution de résolution numérique [Gil95]. Par transformation discrète en cosinus de la répartition des porteurs, l'EDA se ramène à un système discret et infini d'équations différentielles du premier ordre. Traduit sous forme de ligne RC, cette méthode permet alors une résolution analogique.

▪ Transformation et résolution de l'Équation de Diffusion Ambipolaire

La répartition $p(x, t)$ des porteurs peut être représentée, au moyen d'un développement en série de Fourier en cosinus, par l'expression suivante :

$$p(x, t) = v_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} v_k(t) \cos \left[\frac{k\pi(x - x_1)}{x_2 - x_1} \right] \quad \text{Équation A-11}$$

où les coefficients v_k sont définis par :

$$v_0(t) = \frac{1}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} p(x, t) dx \quad \text{Équation A-12}$$

et

$$v_k(t) = \frac{2}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} p(x, t) \cdot \cos \left[\frac{k\pi(x - x_1)}{x_2 - x_1} \right] dx \quad \text{Équation A-13}$$

En multipliant chacun des membres de l'équation A-6 par $\cos\left(n\pi \frac{(x - x_1)}{x_2 - x_1}\right)$, n étant un entier, et par intégration sur le domaine (x_1, x_2) , il apparaît que les coefficients v_k représentent les solutions d'un ensemble infini d'équations différentielles du premier ordre : pour $k=0$,

$$(x_2 - x_1) \cdot \left(\frac{dv_0(t)}{dt} + \frac{v_0(t)}{\tau} \right) = D[g(t) - f(t)] - I_0(t) \quad \text{Équation A-14}$$

$$\text{avec } I_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n \left(\frac{dx_1}{dt} - (-1)^n \frac{dx_2}{dt} \right) = v_0 \frac{d(x_2 - x_1)}{dt} \quad \text{Équation A-15}$$

et pour $k \neq 0$,

$$\frac{(x_2 - x_1)}{2} \cdot \left(\frac{dv_k(t)}{dt} + v_k(t) \left[\frac{1}{\tau} + \frac{D \cdot k^2 \cdot \pi^2}{(x_2 - x_1)^2} \right] \right) = D[(-1)^k \cdot g(t) - f(t)] - I_k(t) \quad \text{Équation A-16}$$

$$\text{avec } I_k(t) = \frac{v_k(t)}{4} \frac{d(x_1 - x_2)}{dt} + \sum_{n=1, n \neq k}^{\infty} \frac{n^2 v_n}{n^2 - k^2} \left(\frac{dx_1}{dt} - (-1)^{k+n} \frac{dx_2}{dt} \right) \quad \text{Équation A-17}$$

Il est à noter que d'après les équations précédentes, les termes $I_0(t)$ et $I_k(t)$ traduisent les déplacements des frontières x_1 et x_2 de la zone de stockage. Dans le cas où ces frontières sont fixes, les termes $I_0(t)$ et $I_k(t)$ sont nuls.

■ ***Représentation analogique de la résolution de l'EDA par lignes RC***

Par une analogie avec les circuits électriques, l'équation A-17 peut être représentée par le circuit donné en figure A.3. V_k représente la tension établie aux bornes d'une cellule RC parallèle, pontée par une source de courant $I_k(t)$ et soumise à un courant d'excitation $I_e(t)$.

Les valeurs des différents éléments de la cellule sont données pour :

$$\begin{aligned} \text{la cellule d'ordre } k=0 : & \quad \left\{ \begin{array}{l} C_0 = x_2 - x_1 \\ R_0 = \frac{\tau}{x_2 - x_1} \end{array} \right. \\ & \quad \text{Équation A-18} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{une cellule d'ordre } k : & \quad \left\{ \begin{array}{l} C_k = \frac{x_2 - x_1}{2} \\ R_k = \frac{2}{x_2 - x_1} \left(\frac{1}{\frac{1}{\tau} + \frac{k^2 \pi^2 D}{(x_2 - x_1)^2}} \right) \end{array} \right. \\ & \quad \text{Équation A-19} \end{aligned}$$

Les sources de courant $I_k(t)$ sont définies par les expressions A-16 et A-18. Le courant d'excitation des cellules est alors donné par :

$$I_e(t) = D[(-1)^k g(t) - f(t)] \quad \text{Équation A-20}$$

$$\text{soit pour les rangs } k \text{ pairs : } I_{ep}(t) = D[g(t) - f(t)] \quad \text{Équation A-21}$$

$$\text{et pour les rangs } k \text{ impairs : } I_{ei}(t) = -D[g(t) + f(t)] \quad \text{Équation A-22}$$

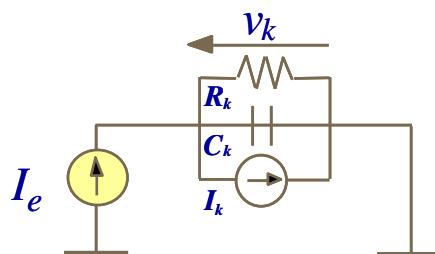


Figure A.3 : Représentation d'une cellule élémentaire de rang k .

Il est possible de fournir des expressions plus explicites des courants d'excitation en fonction des équations A-9 et A-10. En tenant compte de la continuité des courants de porteurs dans la région de stockage ($In1 + Ip1 = In2 + Ip2$) les expressions résultantes sont les suivantes :

$$\text{Pour les rangs } k \text{ pairs :} \quad I_{ep}(t) = \frac{I_{p1} - I_{p2}}{qS} \quad \text{Équation A-23}$$

$$\text{Pour les rangs } k \text{ impairs :} \quad I_{ei}(t) = \frac{D}{2qS} \left(\frac{I_{n1} + I_{n2}}{D_n} - \frac{I_{p1} + I_{p2}}{D_p} \right) \quad \text{Équation A-24}$$

Par conséquent, les équations A-23 et A-24 montrent qu'il est possible de regrouper les cellules paires d'une part et impaires d'autre part afin d'obtenir une représentation sous forme de deux lignes RC (*Cf. figure A.4*) excitées par les courants I_{ep} et I_{ei} .

Les tensions v_0, \dots, v_k aux bornes de chacune des cellules permettent de décrire, à travers la représentation de Fourier (*Cf. Équation A-12*) de la répartition instantanée des porteurs, de rendre compte de la dynamique distribuée des charges dans la région de base. Il est à noter que pour le régime de fonctionnement dit saturé, les frontières x_1 et x_2 correspondent aux limites physiques de la base. Par conséquent, les sources de courant qui pontent chacune des cellules se retrouvent être de valeurs nulles (*Cf. Équation A-16 et A-18 avec $dx_{1,2}/dt = 0$*). Dans ce cas de figure, chaque cellule est alors réduite à la mise en parallèle d'une résistance et d'une capacité de valeurs fixes.

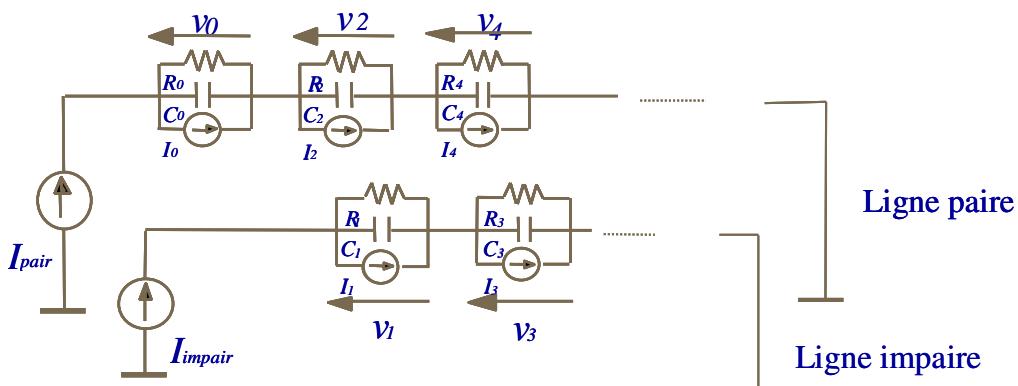


Figure A.4 : Représentation de la dynamique des charges par lignes RC et sources de courants contrôlées.

▪ ***Limitations du nombre de cellules par rajout de résistances additionnelles***

L’implantation d’un tel modèle ne peut se faire si le nombre de cellules dans les lignes n’est pas limité. Cette troncature impacte sur le compromis éternel du temps de calcul et de la précision de la représentation. Une résistance additionnelle est ajoutée en série avec chacune des lignes et est destinée à réduire l’erreur de troncature sur les répartitions $p(x, t)$ calculées. La résistance additionnelle correspond à la valeur cumulée de toutes les résistances des cellules supprimées. L’ajout de ces résistances permet ainsi d’obtenir la solution statique exacte et une meilleure précision de calcul pour les régimes variables. Les résistances s’expriment comme suit :

$$R_{add-paire} = \frac{1}{2q} \sqrt{\frac{\tau}{D}} \cdot \frac{1 + ch\left(\frac{x_2 - x_1}{\sqrt{D\tau}}\right)}{sh\left(\frac{x_2 - x_1}{\sqrt{D\tau}}\right)} - \sum_{k=0}^{n_{max}} R_k \quad \text{Équation A-25}$$

$$R_{add-impaire} = \frac{1}{2q} \sqrt{\frac{\tau}{D}} \cdot \frac{ch\left(\frac{x_2 - x_1}{\sqrt{D\tau}}\right) - 1}{sh\left(\frac{x_2 - x_1}{\sqrt{D\tau}}\right)} - \sum_{k=1}^{n_{max}} R_k \quad \text{Équation A-26}$$

▪ ***Calcul des concentrations de porteurs en x_1 et x_2***

La connaissance des tensions de cellules $v_k(t)$ successives permet de reconstituer l’évolution temporelle des concentrations $p_1(t)$ et $p_2(t)$ aux frontières x_1 et x_2 de la région de stockage. L’équation A-12 appliquée aux abscisses concernées résulte en :

$$p_1(t) = v_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} v_k(t) \quad \text{Équation A-27}$$

et,

$$p_2(t) = v_0(t) + \sum_{k=2}^{\infty} v_k(t) - \sum_{k=1}^{\infty} v_k(t) \quad \text{Équation A-28}$$

Cette représentation analogique permet d'avoir accès directement aux concentrations de porteurs aux frontières mais également à la charge stockée et cela à chaque instant grâce à l'expression suivante :

$$Q_s = q \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx \quad \text{Équation A-29}$$

■ *Le déplacement des frontières*

Pendant les régimes transitoires, l'annulation de p_1 et de p_2 permet de repérer les instants de désaturation des jonctions. Les frontières deviennent alors mobiles et laissent place à une ou deux zones de charge d'espace limitrophes à la zone de stockage. Les déplacements des frontières peuvent être déterminés par la nécessité de maintenir des concentrations faiblement positives ou nulles. Cela quelles que soient les conditions aux limites sur $f(t)$ et $g(t)$.

L'asservissement des concentrations $p_{1,2}$ est réalisé par des circuits électriques (*Cf. figure A.5*). Lorsque la base est saturée en porteurs les concentrations sont strictement positives (*Cf. figure A.6 profil A*). Les diodes D_x sont passantes vis-à-vis des sources de courant contrôlées Kp_1 et Kp_2 . Les tensions à leurs bornes, qui sont les images des abscisses x_1 et $W-x_2$, sont considérées nulles. Et les frontières calculées x_1 et x_2 de la zone de stockage correspondent avec celles des jonctions métallurgiques J_1 et J_2 .

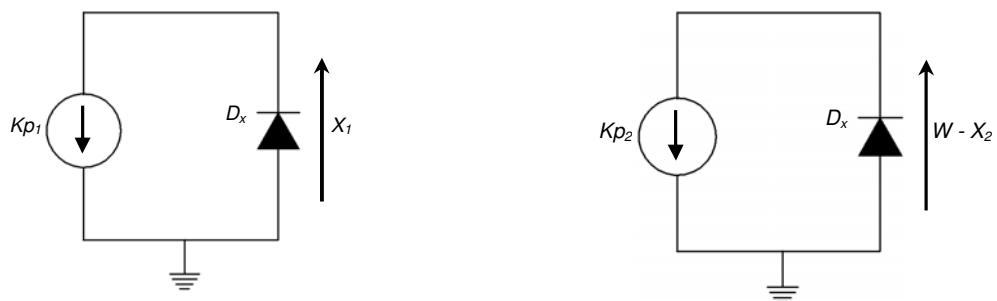


Figure A.5 : Asservissement de p_1 et p_2 .

Dans le cas de la désaturation d'une ou des deux jonctions (*Cf. figure A.6 profil B ou C*), les concentrations tendent à devenir négatives et les diodes des circuits de la figure A.5 se bloquent. Les tensions aux bornes des circuits, qui augmentent, rendent compte de l'évolution des zones de désertions x_1 et $W-x_2$. Les concentrations p_1 et p_2 aux frontières sont alors maintenues proches de zéro.

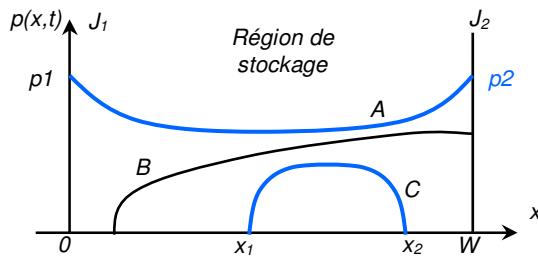


Figure A.6 : Évolution des frontières de la zone de stockage lors du régime transitoire.

A.1.b.ii Les zones de charges d'espace

Lors du régime de commutation des composants, la base large peut comporter en son sein, en plus de la région de stockage, des régions où les concentrations de porteurs sont beaucoup plus faibles que dans la zone de stockage. Ces zones peuvent être qualifiées de dépeuplées ou de drift en référence à la densité nette de charge qui peut être respectivement par défaut ou en excès de porteurs. Ces zones de charge d'espace sont adjacentes à la région de stockage et les porteurs qui y sont présents se déplacent essentiellement par effet de conduction.

Prenons l'exemple d'une base de type N (*Cf. figure A.7*), en négligeant la densité de charge des porteurs en transit, il est possible de définir une zone de charge d'espace dépeuplée du côté de l'émetteur P⁺, et une zone de conduction électronique du côté de l'émetteur N⁺.

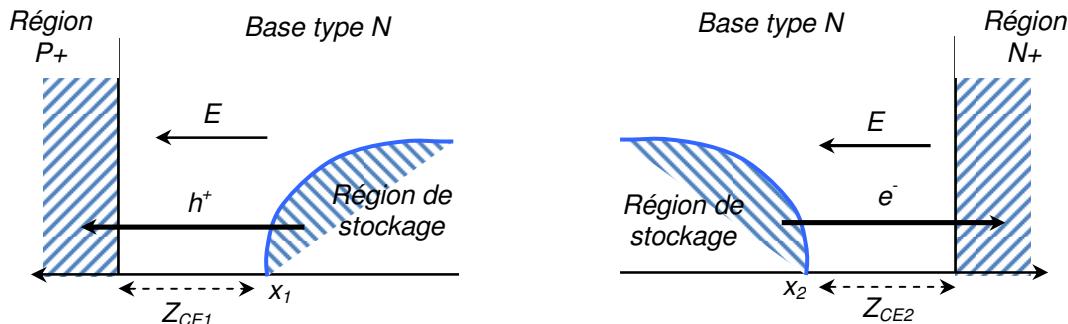


Figure A.7 : Zones de charge d'espace de part et d'autre de la région de stockage.

La zone de charge d'espace dépeuplée peut alors être modélisée au moyen de l'équation de Poisson unidimensionnelle définissant le champ électrique :

$$\frac{\partial E(x)}{\partial x} = \frac{\rho(x)}{\epsilon} \quad \text{Équation A-30}$$

avec ϵ la permittivité du silicium, ρ la densité de charge.

Aux faibles niveaux de courant passant, la charge ρ peut se réduire à la simple charge des atomes dopants $q.N$ qui y sont présents. L'équation A-31 devient dans ce cas :

$$\frac{\partial E(x)}{\partial x} = \frac{q}{\varepsilon} N \quad \text{Équation A-31}$$

Pour les cas pratiques des jonctions fortement dissymétriques, l'extension de la zone de charge d'espace est négligée du côté de la région la plus dopée. L'intégration de l'équation du champ électrique est calculée sur l'étendue x_I avec $N=N_D$ ou $W-x_2$ et $N=-N_A$ selon le cas avec pour condition aux limites un champ électrique négligeable à la limite de la zone de stockage.

Pour la région de drift, la modélisation s'effectue simplement à partir des équations de conduction des transports de charges :

$$E = \frac{J_n}{q\mu_n n} \quad \text{Équation A-32}$$

avec $n \sim N_D$.

Pour les cas de fort niveau de courant, la charge des porteurs en transit dans la zone de charge, précédemment négligée, peut ne plus l'être. La considération de cette charge intervient lorsque le champ électrique devient intense et supérieur à 20kV/cm. Dans ce cas, les porteurs se déplacent à leur vitesse limite qui est de l'ordre de 10^7 cm/s dans la majorité des cas usuels d'application, cette approximation de vitesse limite se trouve justifiée dans les zones dépeuplées dès lors que l'extension de la charge d'espace rend significative la contribution de la chute de tension globale entre contacts terminaux. La charge considérée dans l'équation A-32 s'écrit alors pour une base de type N :

$$\rho \approx q \left(N_D + \frac{|J_p|}{qv_{pl}} \right) \quad \text{Équation A-33}$$

avec v_{pl} vitesse limite des trous.

De même, pour les zones de drift, la charge d'espace des porteurs en transit est prise en compte lorsque la densité de courant dépasse ou égale une valeur de courant critique définie par (pour une base de type N) :

$$|J_{crit}| \approx qN_D v_{nl} \quad \text{Équation A-34}$$

avec v_{nl} vitesse limite des électrons.

Ainsi la densité de charge peut s'écrire, toujours pour une base N :

$$\rho \approx q \left(N_D - \frac{|J_n|}{qv_{nl}} \right) \quad \text{Équation A-35}$$

Enfin, à partir des expressions des densités de charges, il est possible par dérivation par rapport au temps du champ électrique maximum d'obtenir le courant de déplacement traversant les zones de charge d'espace :

$$I_{dep} = \varepsilon S \frac{\partial E_{max}}{\partial t} = -S \frac{d}{dt} \int_0^x \rho(x) dx \quad \text{Équation A-36}$$

ou selon le cas :

$$I_{dep} = \varepsilon S \frac{\partial E_{max}}{\partial t} = S \frac{d}{dt} \int_{x_1}^W \rho(x) dx \quad \text{Équation A-37}$$

Nous avons uniquement traité le cas d'une base N dans ce chapitre, mais toutes les équations concernant l'écriture du champ électrique ainsi que des densités de charges sont applicables au cas d'une base de type P. Les équations concernées sont simplement duales à celles de la base N.

A.1.b.iii Les émetteurs

De manière générale, les émetteurs remplissent un rôle d'injection de porteurs d'une région vers une autre. Ces émetteurs sont assignés à des jonctions passantes pour les porteurs majoritaires et bloquantes pour les porteurs minoritaires. En réalité, ce comportement n'est pas rigoureusement vrai dans les cas réels et il existe toujours une composante minoritaire qui traverse la jonction. Ce courant de porteur minoritaire est alors à l'origine de la limitation d'efficacité d'injection des émetteurs. Bien que ce phénomène soit pénalisant si l'on considère le rôle des émetteurs, dans certains cas, la limitation d'injection est recherchée. En effet, cette dernière offre une technique supplémentaire à la conception des composants lorsqu'il s'agit de contrôler l'injection des porteurs, alternative aux techniques de contrôle de durée de vie de ces mêmes porteurs.

Un formalisme pratique a été mis en place afin de rendre compte du comportement des émetteurs réels. Il s'agit du formalisme du paramètre h , dans lequel, la région émettrice toute entière est considérée comme une surface recombinante. Le paramètre h permet de quantifier

le courant de minoritaire traversant la jonction entre deux régions semi-conductrices (Cf. figure A.8). Ce dernier peut alors s'écrire en fonction de h de la façon suivante :

$$J_{\min} = qh[(pn)_j - n_i^2] \quad \text{Équation A-38}$$

J_{\min} désigne alors la densité de courant de porteurs minoritaires d'émetteur, $(pn)_j$ correspond au produit des concentrations de porteurs à la jonction émettrice, n_i^2 désigne la valeur d'équilibre du produit pn .

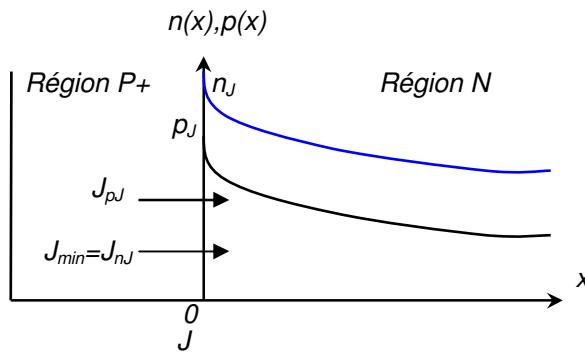


Figure A.8 : Représentation des mécanismes de transport à la jonction émettrice.

Le paramètre h est une constante [Sch69], [Ber79] dépendante uniquement de paramètres technologiques issues des deux régions adjacentes concernées. Dans le cas de la figure A.8, c'est-à-dire dans le cas d'un émetteur de type P^+ , h s'écrit :

$$h = \frac{D_n}{N_a} \frac{n_i^2|_P}{n_i^2|_N} \left[\frac{1}{\sqrt{D_n \tau_n}} \coth \left(\frac{w_p}{\sqrt{D_n \tau_n}} \right) \right] \quad \text{Équation A-39}$$

avec w_p , N_a , D_n et τ_n respectivement la profondeur de l'émetteur, le dopage de l'émetteur, la constante de diffusion et la durée de vie des électrons dans la région.

Il existe plusieurs types d'émetteurs utilisés dans les composants électroniques de puissance. Ils peuvent être regroupés en trois principales catégories :

- les émetteurs classiques fortement dopés,
- les émetteurs minces et faiblement dopés,
- les émetteurs réalisés sur couche tampon.

- ***Les émetteurs classiques fortement dopés***

Les émetteurs dits classiques possèdent des dopages supérieurs à quelques 10^{18} cm^{-3} . Les valeurs expérimentales du paramètre h pour ces émetteurs se situent entre 1 et $3.10^{-14} \text{ cm}^4 \cdot \text{s}^{-1}$ pour une température de 300K et s'avèrent très peu dépendantes de la température quel que soit le dispositif ou la technologie de réalisation utilisée. En l'absence de données théoriques ou expérimentales, la valeur de h pour ce type d'émetteur peut être approximée à la moyenne des valeurs généralement constatées, c'est-à-dire à $2.10^{-14} \text{ cm}^4 \cdot \text{s}^{-1}$ pour une température de 300K.

- ***Les émetteurs minces et faiblement dopés***

Ce type d'émetteur est généralement très peu profond allant d'une fraction de micromètre à quelques microns. Il est également modérément dopé et les concentrations peuvent atteindre 10^{16} cm^{-3} à 10^{18} cm^{-3} . Ces émetteurs sont utilisés comme alternative au contrôle de la durée de vie dans les composants rapides afin de diminuer la charge stockée à courant donné lors de leur phase de conduction. Les valeurs rencontrées de h pour ce type d'émetteur sont d'ordre supérieur à ceux cités dans le précédent cas et se situe dans une fourchette de $10^{-11} \text{ cm}^4 \cdot \text{s}^{-1}$ à $10^{-13} \text{ cm}^4 \cdot \text{s}^{-1}$ à 300K.

- ***Les émetteurs fortement dopés sur couche tampon***

La couche tampon permet de rajouter un degré de liberté supplémentaire pour l'optimisation des performances d'un dispositif. Comme nous l'avons vu au chapitre premier, la couche tampon réduit l'efficacité d'injection de l'émetteur et permet également de réduire l'épaisseur de base par limitation de l'extension de la charge d'espace de la jonction opposée. L'efficacité d'injection d'un émetteur sur couche tampon peut être évaluée par l'expression suivante :

$$\int_{xa}^{xb} \frac{J_p}{D_p p} dx = \int_{xa}^{xb} \frac{J_n}{D_n n} dx \quad \text{Équation A-40}$$

où il est possible de remarquer que l'efficacité d'injection (rapport J_p/J_n) est proportionnelle au rapport des concentrations de trous et d'électrons. Les recombinaisons ne sont dans ce cas pas prises en compte. Cette remarque ne suffit cependant pas à modéliser précisément ce type d'émetteur et en particulier en régime dynamique. L'émetteur sur couche tampon nécessite

alors qu'il soit considéré comme une région à part entière. Il sera donc traité dans la partie suivante.

A.1.b.iv La couche tampon (ou base mince)

La région de base est qualifiée de mince par comparaison à l'épaisseur de la base large des composants. Il est possible de citer en exemple la base des transistors bipolaires ou la base P des thyristors. La couche tampon peut alors être dans certains dispositifs comme les thyristors et les IGBT être assimilée à une base mince. Du fait des constantes de temps mises en jeu, la modélisation de ce type de base permet de s'affranchir du modèle de lignes RC vu précédemment destiné à la modélisation de phénomènes distribués. La couche tampon peut se contenter d'une approche quasi-statique utilisant les équations d'approximation du contrôle de charge (*Cf. Équation A-1*).

Dans ces conditions, nous pouvons évaluer le courant de minoritaires à l'interface couche tampon et région de base large. Ce courant s'exprime alors en la somme des courants de recombinaison de l'émetteur P+ et de celui de la couche tampon :

$$J_{\min} = qhN_d p_j + \frac{Q_s}{\tau_p} + \frac{dQ_s}{dt} \quad \text{Équation A-41}$$

et :

$$Q_s = qSL_d \frac{p_j + p_1}{sh\left(\frac{W}{L_d}\right)} \left[ch\left(\frac{W}{L_d}\right) - 1 \right] \quad \text{Équation A-42}$$

$$p_j = \frac{\frac{Itot}{S} + q\sqrt{\frac{D}{\tau}} \frac{p_1}{sh\left(\frac{W}{L_d}\right)}}{q\sqrt{\frac{D}{\tau}} \coth\left(\frac{W}{L_d}\right) + qhN} \quad \text{Équation A-43}$$

avec : p_j la concentration à l'interface émetteur P+/couche tampon,

p_1 la concentration de porteurs à l'interface couche tampon/base large,

N le dopage de la couche tampon,

Q_s la charge stockée au sein de la couche tampon,

τ la durée de vie des porteurs au sein de la couche tampon,

L_d la longueur de diffusion liée à la couche tampon,

-
- D le coefficient de diffusion au sein de la couche tampon,*
W la profondeur de la couche tampon,
S la surface active considérée.

Ces formulations sont établies à partir de l'approximation quasi-statique et tiennent compte de la continuité du produit des concentrations aux interfaces. Tant que la concentration stockée par les porteurs minoritaires dans l'émetteur reste négligeable devant la charge stockée dans la base large, ces équations restent valables en statique bien entendu mais également pour le régime dynamique.

A.1.b.v La région MOS

Le composant IGBT est, comme nous l'avons présenté au premier chapitre, une association par intégration fonctionnelle MOS/Bipolaire. Le composant IGBT est pour majeure partie similaire à la structure d'un VDMOS à l'exception de la région de drain qui est dans le cas d'un IGBT une région modulée en conductivité. La région MOS de l'IGBT suit alors la théorie générale des composants MOS verticaux de puissance.

- ***Considération statique***

Pour une tension de grille VG supérieure à la tension de seuil VT du composant et inférieure à la tension de pincement VP, le courant de canal MOS s'exprime :

$$I_{ch} = K_P \frac{(V_G - V_T)V_D - \frac{V_D^2}{2}}{\left(1 + \frac{V_D}{\psi_D}\right)\left(1 + \frac{V_G - V_T}{\psi_G}\right)} \quad \text{Équation A-44}$$

avec V_D la tension supportée par le canal, et K_P le facteur de pente qui est égale à (pour un canal de type N):

$$K_P = \frac{\mu_{nseff} ZCox}{L} \quad \text{Équation A-45}$$

où Cox est la capacité de l'oxyde de grille par unité de surface, et Z et L sont respectivement la largeur développée et la longueur du canal, et μ_{nseff} la mobilité des porteurs dans la couche d'inversion.

L'équation A-45 tient compte de la réduction de la mobilité des porteurs dans le canal due aux champs électriques longitudinaux et transversaux par le biais respectivement des tensions ψ_D et ψ_G . Celles-ci sont déterminées de façon empirique et sont données pour des valeurs de 20V et 45V respectivement. Ces valeurs correspondent aux technologies standards où la longueur de canal est de l'ordre de 3µm pour une épaisseur d'oxyde aux alentours de 1000 Å.

Lors de la phase de saturation ($V_D > V_P$) du composant, c'est-à-dire lorsque la tension de drain égale la tension de pincement V_P , le courant de canal est défini par :

$$\frac{\partial I_{ch}}{\partial V_D} \Big|_{V_D=V_P} = 0 \quad \text{Équation A-46}$$

La tension de pincement est définie pour :

$$V_P = \psi_D \left(\sqrt{1 + 2 \frac{V_G - V_T}{\psi_D}} - 1 \right) \quad \text{Équation A-47}$$

En substituant la tension de pincement V_P à la tension de drain V_D interne dans l'équation A-45, l'équation du courant de saturation est obtenue.

▪ *Considération dynamique*

Le modèle classique du transistor MOS (*Cf. figure A.9*) est construit autour d'une source de courant représentant le comportement statique et de trois capacités. Le comportement dynamique du composant est alors tributaire des phénomènes de charges et de décharges electrostatique. Ces trois capacités sont dénommées C_{GS} , C_{GD} et C_{DS} .

La capacité grille/source C_{GS} correspond à la mise en parallèle de 3 capacités :

- la capacité d'oxyde de grille au droit du canal,
- la capacité de débordement de la grille sur la zone de diffusion de la source,
- et de la capacité de l'oxyde épais supérieur séparant l'électrode de grille et la métallisation de source.

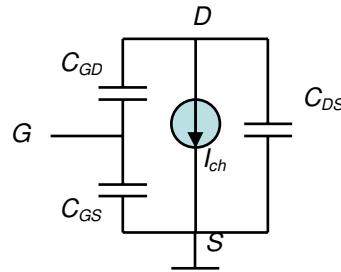


Figure A.9 : Représentation du modèle classique du transistor MOS.

La capacité drain/source C_{DS} correspond à la capacité de transition de la jonction de drain. Celle-ci dépend de la tension de drain et peut être approximer de la manière suivante :

$$C_{DS} = \frac{C_{ds0}}{\sqrt{1 + \frac{V_D}{\Phi_{DS}}}} \quad \text{Équation A-48}$$

avec Φ_{DS} correspondant à la tension de jonction entre le caisson P diffusé et la base large.

Cette tension peut être égalée par :

$$\Phi_{DS} = U_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n i^2} \right) \quad \text{Équation A-49}$$

avec U_T l'unité thermodynamique, N_A et N_D les concentrations des dopants des régions P et de base respectivement, $n i$ la concentration intrinsèque.

Enfin la capacité C_{DS0} peut s'exprimer par :

$$C_{ds0} = S_P \sqrt{\frac{q \epsilon N_D}{2 \Phi_{DS}}} \quad \text{Équation A-50}$$

avec ϵ la permittivité du silicium.

La capacité grille/drain C_{GD} qui est responsable de l'effet Miller est une valeur constante C_{gd0} tant que la tension de drain reste inférieure à la tension de grille. Mais cette dernière évolue dès lors que $V_D > V_G$. Elle correspond alors à la mise en série de la capacité et d'une capacité de charge d'espace qui se développe dans la base large. En première approximation il est possible de poser :

$$C_{GD} = \frac{C_{gd0}}{1 + \sqrt{\frac{V_D - V_G}{\Phi}}} \quad \text{Équation A-51}$$

où Φ est un paramètre à relier avec la capacité d'oxyde et le dopage de la région de base.

La capacité C_{gd0} peut être déterminée de manière précise à l'aide de données géométriques de l'espace intercellulaire et de l'épaisseur d'oxyde. Lorsque la tension de drain devient supérieure à la tension de grille, la charge d'espace dépeuplée voit son épaisseur croître comme la racine carrée de la tension qu'elle supporte. Alors pour de forte tension de drain, la capacité grille/drain se résume à la seule capacité de charge d'espace qui prédomine la capacité intercellulaire. Alors :

$$C_{ds0} \approx S_I \sqrt{\frac{qN_D \epsilon_{si}}{2(V_D - V_G)}} \quad \text{Équation A-52}$$

avec S_I la surface de l'espace intercellulaire, et lorsque $V_D = V_G$:

$$\Phi = \frac{S_I^2}{C_{gd0}^2} \frac{qN_D \epsilon_{si}}{2} \quad \text{Équation A-53}$$

▪ **Résistances du caisson P**

Le caisson P/P⁺ est le caisson diffusé qui se trouve en dessous du contact de grille et de cathode et qui enveloppe l'émetteur N⁺ (*Cf. figure A.10*). Le caisson P est une région importante car il influe grandement le comportement électrique du composant. Il est en effet le siège du phénomène de latch-up expliqué dans le chapitre 1 au §1.2.A.2. Le caisson diffusé P délimite également deux jonctions importantes du composant. Sur la figure A.10 la jonction J₂ est la jonction à partir de laquelle la zone de charge d'espace dépeuplée s'étend lorsque le composant IGBT est en polarisation directe. La jonction J₃ est à relier au latch-up et correspond donc à la jonction qui, en devenant passante, déclenche le mode de thyristor parasite. La tension V_{J3} à la jonction J₃ ne doit donc jamais atteindre la valeur de la tension de seuil de la jonction P/P⁺ - N⁺. En effet, nous rappelons que lors du fonctionnement normal du composant, une composante latérale de trous circule au travers de la zone diffusée P.

V_{J3} est donc la chute de tension provoquée par le courant latéral circulant au travers d'une résistance latérale constituée par le caisson P. En mode de fonctionnement normal la résistance latérale est égale à la somme de 4 résistances R₁₁, R₁₂, R₁₃ et R₁₄. En mode de fonctionnement thyristor, le caisson est modélisé par la mise en parallèle de 2 résistances R_{v1} et R_{v2}. Ces résistances se calculent alors à l'aide de paramètres technologiques et géométriques du caisson P.

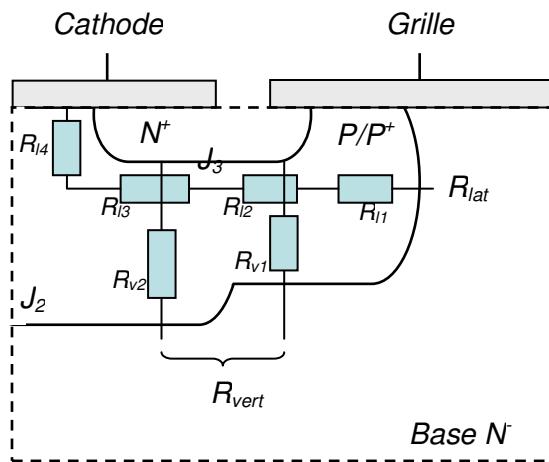


Figure A.10 : Modélisation des résistances du caisson P/P^+ .

A.1.c Principe d'assemblage des modèles de régions

Une fois les modèles élémentaires de régions établis, la création d'un composant nécessite l'assemblage de ces sous modèles. Ainsi il est possible de reconstituer aussi bien un thyristor, qu'une diode bipolaire PiN, ou encore un composant IGBT à partir de la bibliothèque de sous modèle. Il suffit pour s'en rendre compte de montrer qu'une diode PiN par exemple peut se constituer à partir de l'association de trois primitives qui sont : le modèle de stockage des porteurs, le modèle des zones de charge d'espace et le modèle d'émetteur. Un autre exemple est celui de l'IGBT de type Punch Through qui va nécessiter l'apport des cinq modèles de régions définis au § A1.1.ii. Le concepteur dispose alors d'une nouvelle approche à l'échelle de la structure même du dispositif dans le but de modéliser différents composants de puissance.

Toutefois, l'assemblage des différents modèles de régions doit respecter certaines règles. Ces règles correspondent en fait aux conditions physiques de continuité aux frontières des régions correspondantes dans la structure semi-conductrice. Deux règles principales sont alors établies :

- la continuité du produit pn des concentrations de porteurs,
- et la continuité du courant total comprenant la composante du courant de déplacement.

- **Frontière entre deux régions quasi-neutres**

Entre deux régions quasi-neutres, le courant de déplacement est négligé. Les règles de continuité se réduisent à la continuité du produit des concentrations et à celle des courants de porteurs.

La figure A.11 montre l'exemple de la description des courants de porteurs et des concentrations dans le cas d'une frontière entre un émetteur P^+ et d'une région de stockage dans la base large de type N^- . Les relations s'écrivent alors tout simplement de la façon suivante :

$$(pn)_j \approx p_1^2 \quad \text{Et} \quad \begin{cases} Jn_E = Jn_1 \\ Jp_E = Jp_1 \end{cases} \quad \text{Équation A-54}$$

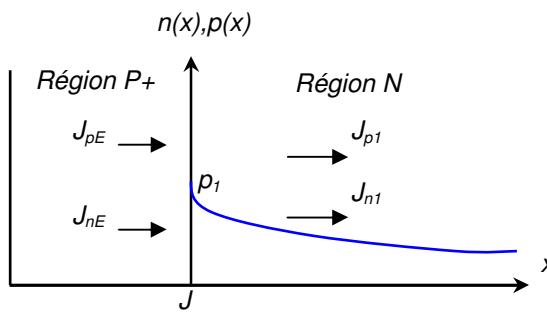


Figure A.11 : Représentation des courants et concentration de porteurs à la frontière émetteur P^+ /Base N .

- **Frontière entre une région quasi-neutre et une région de charge d'espace**

Dans ce cas, le produit des concentrations est négligé et la continuité porte sur le courant total en tenant compte du courant de déplacement et du courant de porteur. Pour illustrer ces propos nous pouvons prendre l'exemple de la figure A.12, où une région quasi-neutre P^+ est juxtaposée à une zone de charge d'espace dépeuplée développée sur matériau N .

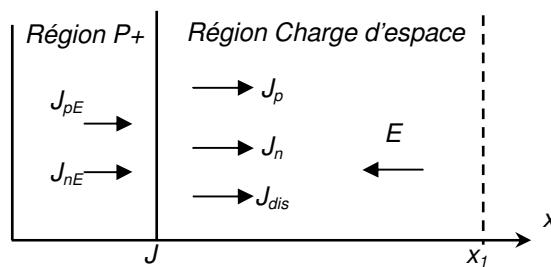


Figure A.12 : Représentation des courants à la frontière émetteur P^+ /ZCE dépeuplée.

Les relations de continuité s'écrivent alors :

$$(pn)_j \approx 0 \quad \text{Et} \quad \begin{cases} J_{tot} = Jp_E + Jn_E = Jp + Jn + Jdis \\ Jn_E = Jn \quad \text{et} \quad Jp_E = Jp + Jdis \end{cases} \quad \text{Équation A-55}$$

Le dépeuplement existant induit un déplacement de trous vers la région P. La continuité du courant total est donc assuré par le courant de trous dans l'émetteur et le courant d'électrons lorsqu'il existe reste tout simplement continu.

- **Frontière entre une ZCE dépeuplée et une zone de stockage**

De même que précédemment, la concentration des porteurs est négligée. Sur l'exemple donné à la figure A.13, entre une zone de charge d'espace développée dans un matériau N (zone de drift) et une zone de stockage en haute injection, la continuité du courant total est assurée cette fois ci par un déplacement d'électrons. Il s'en suit les équations suivantes :

$$(pn)_{x_1} \approx 0 \quad \text{et} \quad \begin{cases} J_{tot} = Jp_1 + Jn_1 = Jp + Jn + Jdis \\ Jp_1 = Jp \quad \text{et} \quad Jn_1 = Jn + Jdis \end{cases} \quad \text{Équation A-56}$$

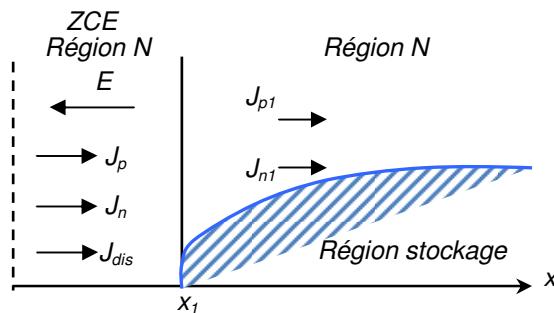


Figure A.13 : Représentation des courants à l'interface ZCE (drift)/Zone de stockage.

A.2 Aspect comportemental des modèles de composants

Il faut noter que les composants de dernière génération bénéficient aujourd'hui d'améliorations technologiques telles que les optimisations d'injection d'anode ([Las00], [Rah06]). Le paragraphe 3.3.B a mis en évidence la nécessité de modifier la région d'anode afin d'améliorer les simulations. De plus, il est également possible de citer les techniques de contrôle de durée de vie. En effet, les premières générations de composants IGBT utilisent des techniques d'irradiation complète de la base large [Yua02b] qui permettent certes de réduire la durée de vie des porteurs présents dans la région d'anode (réduction des pertes au turn-off) mais également celle des porteurs dans la région de cathode (augmentation des pertes ON).

Ainsi, [Yua02a] et [Yua02b] mettent en avant des techniques de contrôle de durée de vie localisée destinées à l'optimisation du profil de porteurs dans la base et donc à l'optimisation du compromis de pertes en conduction et en commutation.

Par conséquent, des coefficients dits comportementaux ont été rajoutés dans le modèle d'IEGT à tranchée semi-comportemental. Ces coefficients s'ajoutent en plus des paramètres d'ajustement technologiques (*Cf. § 3.2.B*) et offrent des degrés de liberté supplémentaires. De plus, la durée de vie considérée pour la base de la région de diode a été décorrélée de celle utilisée pour la base de l'IGBT. Ces coefficients sont les suivants :

- Cd agit sur la résistance de la région de diode,
- Cohm agit sur la résistance équivalente de l'IEGT,
- Cdb agit sur la chute de tension de Dember,
- Cj agit sur la tension de jonction du composant.

A.3 Références bibliographiques

- Ben67 H. Benda, E. Spenke, “*Reverse recovery processes in silicon power rectifiers*”, IEEE Proceedings, vol. 55, N°8, pp. 1331-1354, 1967.
- Ber79 R. Berz, W. Cooper, S. Fagg, “*Recombination in the end regions of PiN diodes*”, Solid State Electronics, vol. 22, pp. 293-301, 1979.
- Ber98 M.O. Berraies, « *Modèles de composants semiconducteurs pour la simulation des circuits en électronique de puissance* », Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 1998.
- Bon03 G. Bonnet, « *Approche distribuée des structures de type bipolaire adaptée à la conception des systèmes de l'électronique de puissance* », Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2003.
- DeM07 R. De Maglie, « *Modélisation de différentes technologies de transistors bipolaires à grille isolée pour la simulation d'applications en électronique de puissance* », Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2007.
- Gil95 P. Gillet, M. Kallala, J-L. Massol and Ph. Leturcq, “*Analog Solution of the Ambipolar Diffusion Equation*”, C.R Acad. Sc. Paris, t.321, Serie II-b, pp. 53-59, 1995.
- Las00 T. Laska, M. Münzer, F. Pfirsch, C. Schaeffer, T. Schmidt, “*The Field Stop IGBT (FS IGBT)- A New Power Device Concept with a Great Improvement Potential*”, IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD, pp. 355-358, Toulouse, 2000.

- Let92 P. Leturcq, « *Modèles physiques distribués pour composants bipolaires de puissance* », Revue générale de l’Électricité, N°6, pp. 17-22, 1992.
- Nap93 A. Napieralski, M. Grecki, “*Optimal design of power bipolar transistor*”, European Conference on Power Electronics, vol.2, pp. 396-402, 1993.
- Pal85 E. Palm, “*Two-dimensional simulation of GTO thyristor switching*”, Thèse de doctorat de l’Université Catholique de Louvain, 1985.
- Rah06 M. Rahimo, “*Recent Progress and Future Trends in Power Semiconductor Devices*”, ABB Switzerland Ltd, Semiconductors, 2006.
- Sch69 H. Schlangenotto, W. Gerlach, “*On the effective carrier lifetime in p-s-n rectifiers at high injection levels*”, Solid States Electronics, vol. 12, pp. 267-275, 1969.
- Yua02a X. Yuan, F. Udrea, L. Coulbeck, P.R. Waind, G.A.J. Amaralunga, “*Analysis of lifetime control in high-voltage IGBTs*”, Solid State Electronics, Issue 1, vol. 46, pp. 75-81, 2002.
- Yua02b X. Yuan, F. Udrea, L. Coulbeck, P.R. Waind, G.A.J. Amaralunga, “*On-State Analytical Modeling of IGBTs with Local Lifetime Control*”, IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 17, pp. 815-823, 2002.

Index des figures, tableaux et équations

<i>Figure 1.1 : a) Super Jumbo Airbus A380 ; b) Système ETRAS.</i>	<i>1-27</i>
<i>Figure 1.2 : Complémentarité entre les systèmes électrotechnique et les systèmes de traitement de l'information.</i>	<i>1-29</i>
<i>Figure 1.3 : Synthèse des convertisseurs statiques.</i>	<i>1-30</i>
<i>Figure 1.4: a) Schéma d'une cellule de commutation d'un onduleur ; b) Formes d'ondes schématiques de commutations (à la fermeture, puis à l'ouverture).</i>	<i>1-31</i>
<i>Figure 1.5: Caractéristique statique deux segments : a) $Ik>0$, $Uk>0$; b) $Ik>0$, $Uk<0$.</i>	<i>1-32</i>
<i>Figure 1.6: Caractéristique statique trois segments : a) $Ik>0$; b) $Uk>0$.</i>	<i>1-32</i>
<i>Figure 1.7: Interrupteurs trois segments : a) Association série d'interrupteurs 2 segments ; b) Association parallèle d'interrupteurs 2 segments.</i>	<i>1-33</i>
<i>Figure 1.8: Caractéristique statique quatre segments.</i>	<i>1-33</i>
<i>Figure 1.9 : a) Schéma de principe d'un onduleur monophasé deux bras (charge non illustrée) ; b) Formes d'ondes d'un onduleur monophasé sur charges RL.</i>	<i>1-36</i>
<i>Figure 1.10: a) Schéma de principe d'un onduleur triphasé alimenté par redresseur ; b) Exple de formes d'ondes d'une phase d'un onduleur triphasé sur charge RL.</i>	<i>1-37</i>
<i>Figure 1.11: Coupe schématique d'un module de puissance.</i>	<i>1-39</i>
<i>Figure 1.12: Métallisation de puces : a) Vue d'un wafer ; b) Vue d'une puce métallisée.</i>	<i>1-40</i>
<i>Figure 1.13: Connexion électrique puce/Substrat par wire bonding.</i>	<i>1-41</i>
<i>Figure 1.14: Connexion par technologie bump : a) Exemple du switch PEARL ; b) Bumps sphériques et cylindriques type « pipe ».</i>	<i>1-41</i>
<i>Figure 1.15: Vue éclatée d'un module de puissance standard.</i>	<i>1-43</i>
<i>Figure 1.16: Exemple de système de refroidissement : a) Radiateur ; b) Plaque à eau ; c) Caloduc.</i>	<i>1-44</i>
<i>Figure 1.17: Gamme d'application des divers composants en fréquence et en puissance apparente.</i>	<i>1-45</i>
<i>Figure 1.18: Schéma d'un IGBT multicellulaire de type NPT avec superposition de son circuit électrique équivalent.</i>	<i>1-46</i>
<i>Figure 1.19: Représentation des différentes structures planar : a) NPT ; b) PT ; c) SPT.</i>	<i>1-50</i>
<i>Figure 1.20: Profils du champ électrique au sein des composants NPT et PT pour une même tension appliquée.</i>	<i>1-50</i>
<i>Figure 1.21: Représentation : a) d'une structure Trench avec couche tampon ; b) des flux de courant dans une structure planar et trench ; c) des résistances dans une structure planar.</i>	<i>1-52</i>
<i>Figure 1.22: IGBT Trench Field Stop avec représentation du profil du champ électrique.</i>	<i>1-53</i>
<i>Figure 1.23: Coupe du Trench CSTBT Light Punch Through.</i>	<i>1-53</i>
<i>Figure 1.24: Vue en coupe du composant EP-IGBT.</i>	<i>1-54</i>
<i>Figure 1.25: FoM des composants correspondant à l'application du module de puissance 2 kW.</i>	<i>1-64</i>
<i>Figure 1.26: FoM des composants correspondant à l'application du module de puissance 20 kW.</i>	<i>1-65</i>
<i>Figure 1.27: Graphe $\eta=f(q)$ pour divers composants IGBT en calibre 15A avec $I_{RMS}=7A$.</i>	<i>1-68</i>
<i>Figure 1.28: Graphe $\eta=f(q)$ pour divers composants IGBT en calibre 25A avec $I_{RMS}=7A$.</i>	<i>1-68</i>
<i>Figure 1.29: Graphe $\eta=f(q)$ pour divers composants IGBT en calibre 75A avec $I_{RMS}=7A$.</i>	<i>1-69</i>
<i>Figure 1.30: Graphe $\eta=f(q)$ pour divers composants IGBT en calibre 150A avec $I_{RMS}=100A$.</i>	<i>1-70</i>
<i>Figure 1.31: Graphe $\eta=f(q)$ pour divers composants IGBT en calibre 200A avec $I_{RMS}=100A$.</i>	<i>1-71</i>
<i>Figure 1.32: Graphe $\eta=f(q)$ pour divers composants IGBT en calibre 300A avec $I_{RMS}=100A$.</i>	<i>1-71</i>
<i>Figure 2.1: a) Vue C.A.O éclatée du VT; b) Photo du VT élémentaire.</i>	<i>2-83</i>
<i>Figure 2.2 : a) Outils pour brasages des substrats ; b) Outils finaux pour brasages des connectiques de puissance.</i>	<i>2-84</i>
<i>Figure 2.3: a) Profil du four de refusion : brasage puce/substrat ; b) Profil du four à passage : substrat/connectique.</i>	<i>2-85</i>
<i>Figure 2.4 : Schéma de principe des étapes principales de la réalisation des Véhicules de Test.</i>	<i>2-86</i>

<i>Figure 2.5: a) Schématisation du « layout » des VT en vue de dessus (configuration test IGBT) ; b) Circuit de test de l'IGBT – Cellule hacheur.....</i>	2-87
<i>Figure 2.6 : a) Schématisation du « layout » des VT en vue de dessus (configuration test Diode) ; b) Circuit de test de la diode – Cellule hacheur.....</i>	2-88
<i>Figure 2.7: a) Bras d'onduleur complet ; b) Cellule hacheur.....</i>	2-90
<i>Figure 2.8 : C.A.O du Busbar : a) Conducteurs - ; b) Conducteur + ; c) Busbar avec shunt intégré (isolant non représenté).....</i>	2-91
<i>Figure 2.9 : Carte driver : a) Schéma bloc électrique ; b) Photo de la carte réalisée.....</i>	2-93
<i>Figure 2.10: Schéma de principe : Vue en coupe de l'ensemble échangeur - VT.....</i>	2-95
<i>Figure 2.11 : Visualisation des thermocouples placés sur la diagonale des VT.....</i>	2-96
<i>Figure 2.12 : Échangeur d'air : a) Vue filaire et en coupe des différents éléments ; b) Photo de l'ensemble des éléments.....</i>	2-97
<i>Figure 2.13 : a) Schéma de principe de l'isolation thermique ; b) C.A.O du caisson d'isolation thermique confinant l'ensemble échangeur-VT.....</i>	2-98
<i>Figure 2.14 : Simulation fluidique du premier design : vue en coupe du flux d'air à l'intérieur de l'échangeur..</i>	2-99
<i>Figure 2.15 : Simulation fluidique du design définitif : vue de la répartition du flux au sein de l'échangeur.</i>	2-100
<i>Figure 2.16 : a) C.A.O de l'échangeur complet dans le caisson d'isolation thermique ; b) Vue d'ensemble du montage.....</i>	2-102
<i>Figure 2.17 : a) Traceur statique ; b) Vue d'ensemble du banc de test pour la mesure statique.....</i>	2-104
<i>Figure 2.18 : Schéma électrique de mesure de courants de fuite.....</i>	2-105
<i>Figure 2.19 : Vue d'ensemble du banc de test pour la mesure dynamique.</i>	2-106
<i>Figure 2.20: IGBT Trench : Courbe $I(V)=f(T^{\circ}C)$ à $V_{ge} = 15 V$.....</i>	2-109
<i>Figure 2.21: IGBT SPT+ : Courbe $I(V)=f(T^{\circ}C)$ à $V_{ge} = 15 V$.</i>	2-110
<i>Figure 2.22: Comparatif du V_{ce} entre deux IGBT Trench et SPT+ à plusieurs températures et à 3 niveaux de courants (pour $V_{ge} = 15V$).</i>	2-111
<i>Figure 2.23 : Tenue en tension directe de l'IGBT Trench.....</i>	2-112
<i>Figure 2.24 : Tenue en tension directe de l'IGBT SPT+.....</i>	2-113
<i>Figure 2.25 : Courant de fuite de l'IGBT Trench : a) avec $T^{\circ}C$ négatif ; b) avec $T^{\circ}C$ positif.....</i>	2-115
<i>Figure 2.26 : Courant de fuite de l'IGBT SPT+ : a) avec $T^{\circ}C$ négatif ; b) avec $T^{\circ}C$ positif.</i>	2-116
<i>Figure 2.27 : Courant I_{ce} de l'IGBT Trench à l'ouverture (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$).....</i>	2-118
<i>Figure 2.28 : Comparaison des I_{ce} tf = $f(T^{\circ}C)$ des IGBT Trench et SPT+ à l'ouverture (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$).</i>	2-119
<i>Figure 2.29 : Tension V_{ce} de l'IGBT Trench à l'ouverture (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$).</i>	2-120
<i>Figure 2.30 : Phase d'ouverture (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$) : a) Comparaison des V_{ce} t_r ; b) Comparaison des surtensions.....</i>	2-121
<i>Figure 2.31 : Courant I_{ce} de l'IGBT SPT+ à la fermeture (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$).</i>	2-122
<i>Figure 2.32 : Phase de fermeture (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$) : a) Comparaison des I_{ce} t_r ; b) Comparaison des surcourants.</i>	2-123
<i>Figure 2.33 : Energies de commutations On, Off des IGBT (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$).</i>	2-124
<i>Figure 2.34 : Caractéristiques Statiques directes If(Vf) = $f(T^{\circ}C$ positive) : Diode PiN.</i>	2-126
<i>Figure 2.35 : Caractéristiques Statiques directes If(Vf) = $f(T^{\circ}C$ positive) : Diode MPS.</i>	2-126
<i>Figure 2.36 : Caractéristiques Statiques directes If(Vf) = $f(T^{\circ}C$ négative) : Diode PiN.</i>	2-127
<i>Figure 2.37 : Caractéristiques Statiques directes If(Vf) = $f(T^{\circ}C$ négative) : Diode MPS.</i>	2-128
<i>Figure 2.38 : Comparatif du Vf entre deux diodes PiN et MPS à plusieurs températures et à 3 niveaux de courants.</i>	2-129
<i>Figure 2.39 : Tenue en tension inverse : a) Diode PiN ; b) Diode MPS.</i>	2-130
<i>Figure 2.40 : Courant de recouvrement inverse de la diode PiN (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$).</i>	2-132
<i>Figure 2.41 : Recouvrement inverse (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$) : a) Comparaison des I_{ak} t_{rr} ; b) Comparaison des I_{rrmax}</i>	2-133
<i>Figure 2.42 : Energies de recouvrement des diodes (@ $I_{ce}=150A$; $V_{ce} = 540V$).</i>	2-134
<i>Figure 2.43 : Comparaison de pertes entre les associations Trench-PiN et SPT+-MPS suivant le cahier des charges ModErNe.</i>	2-135
<i>Figure 3.1 : Représentation des Résistances du caisson P/P⁺ :a) Pour un IGBT planar ; b) Pour un IGBT trench.</i>	3-149
<i>Figure 3.2 : Représentation des capacités MOS :a) Pour un IGBT planar ; b) Pour un IGBT trench.</i>	3-150
<i>Figure 3.3 : Vue de dessus des diodes analysées : a) Type PiN ; b) Type MPS.....</i>	3-150
<i>Figure 3.4 : Vue de dessus des composants analysés :a) IGBT planar ; b) IGBT trench.....</i>	3-152

<i>Figure 3.5 : Topologie cellulaire des composants étudiés :a) Configuration en losange ; b) Carrée centrée alignée.....</i>	3-152
<i>Figure 3.6 : Vue en coupe des cellules des composants :a) planar –colonne de gauche ; b) trench –colonne de droite</i>	3-154
<i>Figure 3.7 : Diode PiN : Comparaison préliminaire simulation/ datasheet du If(Vf) @ [T°=25°C et 125°C].....</i>	3-156
<i>Figure 3.8 : IGBT SPT+ : Comparaison simulation/ datasheet du Ice(Vce) @ [Vge=15V ; T°=25°C]. La courbe simulée est obtenu pour un dopage d'émetteurs 1.10^{18}</i>	3-157
<i>Figure 3.9 : IGBT Trench3 : Comparaison simulation/ datasheet du Ice(Vce) @ [Vgs=15V ; T°=25°C]....</i>	3-159
<i>Figure 3.10 : Profil de porteurs au sein d'un IGBT conventionnel à l'état passant.....</i>	3-161
<i>Figure 3.11 : Vue en coupe : exemple de cellules trench contactées 1 fois sur 2 dans un IEGT.</i>	3-162
<i>Figure 3.12 : Concept du facteur de forme côté cathode dans un IEGT à tranchée et le profil de porteurs correspondant.....</i>	3-164
<i>Figure 3.13 : Effet bidimensionnel : Flux d'e- et de h^+ dans un IEGT à tranchée.....</i>	3-167
<i>Figure 3.14 : Représentation schématique des différents courants et régions au niveau de la cathode du composant IGBT.</i>	3-170
<i>Figure 3.15 : Représentation du couplage de deux régions PiN et PNP pour le modèle de la base d'un IEGT....</i>	3-171
<i>Figure 3.16 : Simulation du modèle analytique à deux régions : a) Courbe Ice(Vce) à 25°C ;b) Courbe $I(V)=f(Vgs)$ à 25°C ; c) Comparaison entre les courants In_2 et Ip_2.....</i>	3-175
<i>Figure 3.17 : Approche semi-comportementale : schéma de principe de l'association de la région de stockage de l'IGBT et d'une région de stockage virtuelle.</i>	3-177
<i>Figure 3.18 : IEGT Trench : Valeurs des résistances dans le modèle en fonction de la tension Vce.</i>	3-178
<i>Figure 3.19 : Trench : Comparaison simulation / Datasheet Ice(Vce) à 25°C et 125°C pour Vgs=15V.....</i>	3-179
<i>Figure 3.20 : Trench : Comparaison simulation / Datasheet Ice(Vce) à 125°C pour plusieurs valeurs de Vgs....</i>	3-180
<i>Figure 3.21 : Variation de W (S et W constants) : a) Ice(Vce) ; b) Vohmique.....</i>	3-182
<i>Figure 3.22 : Variation de S (T et W constants) : Ice(Vce).</i>	3-183
<i>Figure 3.23 : Variation de S (T et W constants) : a) Kp(S) ; b) Fmos(S).</i>	3-183
<i>Figure 3.24 : Variation de T (S et W constants) : Ice(Vce).</i>	3-184
<i>Figure 3.25 : SPT+ : Comparaison simulation / Datasheet Ice(Vce) à 25°C pour Vgs=15V.</i>	3-187
<i>Figure 3.26 : SPT+ : Comparaison simulation / Datasheet Ice(Vge) à 25°C pour Vce=20V.</i>	3-187
<i>Figure 3.27 : Modélisation électromagnétique des VT sous Maxwell : a) IGBT passant ; b) Diode passante.....</i>	3-190
<i>Figure 3.28 : Modèle électromagnétique compact du Véhicule de Test.....</i>	3-191
<i>Figure 3.29 : Modélisation électromagnétique du busbar sous Maxwell.</i>	3-192
<i>Figure 3.30 : Modèle électromagnétique compact du busbar.</i>	3-192
<i>Figure 3.31 : Comparaison VT+Diode PiN : If(Vf)=f(T°C) : a) Simulation ; b) Caractérisation.....</i>	3-193
<i>Figure 3.32 : Courant de recouvrement Irr de (la diode PiN+VT) @ 27°C ; 125°C ; 175°C : a) Simulation ; b) Mesures.</i>	3-195
<i>Figure 3.33 : Comparaison (IGBT Trench+VT) : Ice(Vce)=f(T°C) @ Vge=15V: a) Simulation ; b) Caractérisation.</i>	3-197
<i>Figure 3.34 : Forme d'ondes générales simulées de (l'IGBT+VT) en commutation.</i>	3-198
<i>Figure 3.35 : Comparaison (Ice, Vce) Simulation/ Mesures au Turn-Off de (l'IGBT+VT) @ Vgs=15V:a) 27°C ; b) 125°C ; c) 175°C.....</i>	3-200
<i>Figure 3.36 : Comparaison de l'énergie au turn-off de (l'IGBT+VT) : Expérience/ Simulation</i>	3-201
<i>Figure 3.37 : Ice au Turn-On de (l'IGBT+VT) @ (T=27°C, 125°C, 175°C ; Vge=15V):a) Simulation ; b) Mesures.</i>	3-202
<i>Figure 3.38 : Visualisation des tensions de grille à la mise On de (l'IGBT+VT) @ (Vge=15V) : a) Simulations ; b) Mesure pour le test à 27°C.</i>	3-202
<i>Figure C39 : Exemple de modules prototypes de puissance : a) 2kW ; b) 20kW.....</i>	215
<i>Figure A.1 : Représentation d'un IGBTplanar PT avec ses différentes régions et courants associés.</i>	222
<i>Figure A.2 : Zone de stockage des porteurs dans la base : a) Base saturée ; b) Base désaturée.</i>	225
<i>Figure A.3 : Représentation d'une cellule élémentaire de rang k.....</i>	228
<i>Figure A.4 : Représentation de la dynamique des charges par lignes RC et sources de courants contrôlées....</i>	229
<i>Figure A.5 : Asservissement de p_1 et p_2.....</i>	231
<i>Figure A.6 : Évolution des frontières de la zone de stockage lors du régime transitoire.....</i>	232
<i>Figure A.7 : Zones de charge d'espace de part et d'autre de la région de stockage.</i>	232

<i>Figure A.8 : Représentation des mécanismes de transport à la jonction émettrice.</i>	235
<i>Figure A.9 : Représentation du modèle classique du transistor MOS.</i>	240
<i>Figure A.10 : Modélisation des résistances du caisson P/P⁺.</i>	242
<i>Figure A.11 : Représentation des courants et concentration de porteurs à la frontière émetteur P⁺/Base N.</i> ..	243
<i>Figure A.12 : Représentation des courants à la frontière émetteur P+/ZCE dépeuplée.</i>	243
<i>Figure A.13 : Représentation des courants à l'interface ZCE (drift)/Zone de stockage.</i>	244
<hr/>	
<i>Tableau 1.1: Récapitulatif des avantages des structures PT, SPT et Trench FS par rapport au NPT.</i>	1-55
<i>Tableau 1.2: Récapitulatif des produits classés par type de technologie et par fabricant.</i>	1-59
<i>Tableau 1.3: Comparatif Datasheets des Vce(sat) de différentes structures.</i>	1-60
<i>Tableau 1.4: Comparatif Datasheets des pertes par commutation des différentes structures pour plusieurs calibres en courant et pouvant correspondre au module 2 kW.</i>	1-62
<i>Tableau 1.5: Comparatif datasheets des pertes par commutation des différentes structures pour plusieurs calibres en courant et pouvant correspondre au module 20 kW.</i>	1-62
<i>Tableau 1.6: Liste des références de composants utilisés pour l'étude préliminaire.</i>	1-67
<hr/>	
<i>Tableau 2.1: Conditions de tests en statique.</i>	2-104
<i>Tableau 2.2: Conditions de tests en dynamique.</i>	2-106
<i>Tableau 2.3 : Synthèse des valeurs de courant de fuites des IGBT à 1200V en fonction de la température.</i> ..	2-115
<hr/>	
<i>Tableau 3.1 : Écart constaté entre la courbe I(V) simulée et la datasheet (T°=25°C, 125°C) pour plusieurs niveaux de courants (@ Vgs=15V).</i>	3-178
<i>Tableau 3.2 : Écart constaté entre la courbe Ice(Vce) simulée et la datasheet (T°=125°C) pour plusieurs niveaux de courants et de tension de grille.</i>	3-179
<i>Tableau 3.3 : Variation des résistances de pistes du Véhicule Test avec la température.</i>	3-196
<hr/>	
<i>Équation 1-1.</i>	1-66
<i>Équation 1-2.</i>	1-66
<i>Équation 1-3.</i>	1-66
<i>Équation 1-4.</i>	1-66
<i>Équation 1-5.</i>	1-66
<i>Équation 1-6.</i>	1-66
<i>Équation 1-7.</i>	1-66
<i>Équation 3-1.</i>	3-146
<i>Équation 3-2.</i>	3-165
<i>Équation 3-3.</i>	3-165
<i>Équation 3-4.</i>	3-165
<i>Équation 3-5.</i>	3-165
<i>Équation 3-6.</i>	3-165
<i>Équation 3-7.</i>	3-165
<i>Équation 3-8.</i>	3-169
<i>Équation 3-9.</i>	3-169
<i>Équation 3-10.</i>	3-169
<i>Équation 3-11.</i>	3-169
<i>Équation 3-12.</i>	3-171
<i>Équation 3-13.</i>	3-171
<i>Équation 3-14.</i>	3-171
<i>Équation 3-15.</i>	3-172
<i>Équation 3-16.</i>	3-172
<i>Équation 3-17.</i>	3-172
<i>Équation 3-18.</i>	3-172
<i>Équation 3-19.</i>	3-172
<i>Équation 3-20.</i>	3-173
<i>Équation 3-21.</i>	3-173
<i>Équation 3-22.</i>	3-173
<i>Équation 3-23.</i>	3-173
<i>Équation 3-24.</i>	3-173
<i>Équation 3-25.</i>	3-173
<i>Équation 3-26.</i>	3-174

Équation 3-27.....	3-176
Équation A-1.....	224
Équation A-2.....	224
Équation A-3.....	224
Équation A-4.....	225
Équation A-5.....	225
Équation A-6.....	225
Équation A-7.....	226
Équation A-8.....	226
Équation A-9.....	226
Équation A-10.....	226
Équation A-11.....	227
Équation A-12.....	227
Équation A-13.....	227
Équation A-14.....	227
Équation A-15.....	227
Équation A-16.....	227
Équation A-17.....	227
Équation A-18.....	228
Équation A-19.....	228
Équation A-20.....	228
Équation A-21.....	228
Équation A-22.....	228
Équation A-23.....	229
Équation A-24.....	229
Équation A-25.....	230
Équation A-26.....	230
Équation A-27.....	230
Équation A-28.....	230
Équation A-29.....	231
Équation A-30.....	232
Équation A-31.....	233
Équation A-32.....	233
Équation A-33.....	233
Équation A-34.....	233
Équation A-35.....	234
Équation A-36.....	234
Équation A-37.....	234
Équation A-38.....	235
Équation A-39.....	235
Équation A-40.....	236
Équation A-41.....	237
Équation A-42.....	237
Équation A-43.....	237
Équation A-44.....	238
Équation A-45.....	238
Équation A-46.....	239
Équation A-47.....	239
Équation A-48.....	240
Équation A-49.....	240
Équation A-50.....	240
Équation A-51.....	240
Équation A-52.....	241
Équation A-53.....	241
Équation A-54.....	243
Équation A-55.....	244
Équation A-56.....	244

Liste des publications

Congrès nationaux et internationaux :

J.L. Fock Sui Too, « *Caractérisation et modélisation de composants IGBT dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques* », 11^e Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique, Bordeaux, 14-16 Mai 2008.

T. Lhommeau, A. Zéanh, J.L. Fock Sui Too, R. Meuret, S. Vieillard, « *Étude de la fiabilité prédictive des composants de puissance en environnement aéronautique : effet du cyclage thermique sur la durée de vie des assemblages* », 12^e colloque Electronique de Puissance du Futur, Tours, 2-3 Juillet 2008.

J.L. Fock Sui Too, B. Chauchat, S. Nicolau, F. Madrid-Lozano, P. Austin, P. Tounsi, M. Mermet-Guyennet, “*Experimental study of power IGBT technologies at large range temperature*”, 15th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, Poznan, 19-21 Juin 2008.

J.L. Fock Sui Too, B. Chauchat, P. Austin, P. Tounsi, M. Mermet-Guyennet, R. Meuret, “*Performance and reliability testing of modern IGBT devices under typical operating conditions of aeronautic applications*”, 19th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis, Maastricht, 29 Septembre-2 Octobre 2008.

Journaux scientifiques :

J.L. Fock Sui Too, B. Chauchat, S. Nicolau, F. Madrid-Lozano, P. Austin, P. Tounsi, M. Mermet-Guyennet, “*Experimental study of power IGBT technologies at large range temperature*”, -Extended Version-, Electronics and Telecommunications Quartely, vol. 54, n°4, pp. 513-532, 2008.

J.L. Fock Sui Too, B. Chauchat, P. Austin, P. Tounsi, M. Mermet-Guyennet, R. Meuret, “*Performance and reliability testing of modern IGBT devices under typical operating conditions of aeronautic applications*”, Microelectronics Reliability, vol. 48, n°8-9, pp. 1453-1458, 2008.

AUTEUR : Jean-Luc FOCK SUI TOO.

DISCIPLINE : Génie électrique.

DIRECTEUR ET CO-DIRECTEUR : Patrick AUSTIN et Patrick TOUNSI.

LIEU ET DATE DE SOUTENANCE : Toulouse, le 21 avril 2010.

TITRE : « Caractérisation et modélisation de composants IGBT et diode PiN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques »

Résumé :

À l'heure où les préoccupations climatiques sont plus que jamais d'actualité, les problématiques du contrôle, de la gestion et de l'économie de l'énergie prennent une importance considérable dans notre société. Dans le secteur avionique, cela peut se traduire par une nécessité de réduction du poids des aéronefs afin d'économiser le kérosène consommé durant le vol, résultant au final à une réduction drastique d'émission de CO₂. En adéquation avec les problématiques d'économie d'énergie l'avion plus électrique crée depuis quelques années un nouvel engouement dans le monde aéronautique pour l'actionnement tout électrique. La refonte des systèmes actuels (hydrauliques, mécaniques, pneumatiques) vers des systèmes plus électriques permet de plus de diminuer les coûts de maintenance des équipements et d'augmenter la fiabilité globale des systèmes, en s'affranchissant par exemple des problèmes fluidiques liés à l'hydraulique.

Plusieurs projets ont été fédérés autour de ce nouvel élan dont le projet ModErNe dans le cadre duquel les travaux présentés tout au long de ce mémoire de thèse ont été réalisés. La mise en place dans un aéronef de nouveaux dispositifs électroniques de puissance nécessite une parfaite connaissance du comportement des composants notamment sous environnement thermique extrême. Cela permet de dimensionner des systèmes haute puissance et haute température optimisés et sécurisés. La technologie SiC n'étant pas suffisamment mature au lancement du projet ModErNe, celui-ci a eu pour postulat l'utilisation de composants IGBT silicium. L'un des objectifs principaux de ces travaux est alors l'étude par la caractérisation du comportement des IGBT dans une gamme de température allant au-delà de celle établie par les fondeurs (-55°C à +175°C). Ces travaux décrivent ainsi la conception, la réalisation et la mise en place d'un banc de caractérisation électrique en température, de véhicules de test et la procédure de tests utilisée. Un second objectif essentiel de ces travaux se situe au niveau du prototypage virtuel. La modélisation et l'analyse des systèmes sont aujourd'hui incontournables afin d'éviter au maximum les défaillances qui peuvent mettre en danger des fonctions élaborées comme celles liées à la sécurité. Dans ces travaux de thèse nous modélisons le dispositif choisi afin de déterminer par simulation son comportement électrique sous l'influence de conditions de fonctionnement environnementales thermiques sévères. À l'aide d'une analogie électrique l'Équation de Diffusion Ambipolaire est résolu analytiquement pour fournir un modèle (1D) précis et complet de composants de puissance. Une confrontation simulation/ données constructeurs/ mesures expérimentales ouvre une discussion sur l'identification de l'Injection Enhanced effect : un phénomène physique permettant d'améliorer considérablement les performances statiques des composants IGBT, et présent dans certains IGBT selon une configuration structurelle particulière.

Mots clés : IGBT, caractérisation, étude expérimentale, haute température, basse température, modélisation analytique, constantes distribuées, Injection Enhanced effect.

TITLE : « Characterization and modeling of power IGBT and PiN diode under harsh thermal environment related to aeronautics applications »

Abstract :

At a time where climatic concerns are more than ever relevant, energy control, management and saving are nowadays becoming key points. This can be translate in avionics by weight reduction of the aircraft in order to save jet fuel consumption during flight leading to drastic decrease in CO₂ discharge. In accordance with saving energy concern the More Electrical Aircraft emphasizes the need for an all electrical actuation of the systems. Besides more electrical systems allow a reduction of maintenance costs as well as an increase of systems global reliability. Several projects has been created according this new vision and one of them is called the ModErNe project. This work has been realized as part of this project. Indeed, the use of power electronics equipment on an aircraft demands to perfectly know power components behavior in particular under harsh thermal environment. One of the main objectives is to experimentally analyze power components electrical characteristics in a range of temperature beyond manufacturer's one (-55°C to +175°C). This work describes the design and the experimental set up of a high and low temperature electrical test bench as well as tests vehicles. The other essential objective concerns virtual prototyping by modeling power components in order to simulate electrical characteristics under operating conditions. By the help of an electrical analogy the Ambipolar Diffusion Equation is analytically resolved allowing the creation of a 1D precise power component model. Then a comparison between simulation results, manufacturers data, and experimental results opens a discussion on the existence of a physics phenomena allowing the drastic reduction of the saturation voltage of certain IGBT: the Injection Enhanced Effect.

Keywords : IGBT, characterization, experimental study, high temperature, low temperature, analytical modeling, distributed constants, Injection Enhanced effect.

Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS-CNRS),

Platform for Research on power electronic Integration and Management of Energy and Storage devices (PRIMES).