

# Semi-conducteurs de puissance

1<sup>ère</sup> partie : fondements et domaines d'application

Stefan Linder



Au cours des 10 à 15 dernières années, dans le sillage des progrès rapides de la technologie des semi-conducteurs, les interrupteurs de puissance au silicium sont devenus des composants performants, fiables et simples d'emploi. Ils se sont imposés dans des applications de tension et de courant élevés, commandant des puissances d'un mégawatt (MW) à plusieurs gigawatts (GW). L'électronique de puissance est le protagoniste d'une révolution silencieuse, améliorant progressivement les fonc-

tionnalités des équipements électromécaniques ou supplantant intégralement ces derniers.

Dans ce premier volet d'un dossier spécial en deux parties sur les semi-conducteurs de puissance, qui s'adresse à un public relativement averti, la *Revue ABB* présente les différents types de composants – principalement les IGBT et les IGCT – et compare leurs atouts et leurs domaines d'application. Le deuxième volet abordera les aspects thermi-

ques et la conception des boîtiers. Nous tenterons également d'anticiper leur évolution future et analyserons les promesses des matériaux à « large bande interdite » comme le carbure de silicium (SiC), le nitrure de gallium (GaN) et le diamant dans le domaine des fortes puissances.

C'est l'introduction de la technologie de la transmutation des neutrons qui a ouvert la voie, dans les années 70, à la fabrication de composants semi-conducteurs de puissance offrant des tensions de blocage supérieures à 1000 V car elle seule permettait de produire du silicium avec l'homogénéité de dopage requise. A l'époque, le thyristor était le seul composant haute tension (HT) à la technologie parfaitement maîtrisée. Toutefois, son domaine d'application était restreint car il était exclusivement commandable à l'amorçage. Au cours des deux décennies suivantes, des composants commandables également à l'extinction firent leur apparition : le thyristor blocable par la gâchette GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*), le transistor bipolaire à grille isolée IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) et, enfin, le thyristor intégré commuté par la gâchette IGCT (*Integrated Gate Commutated Thyristor*). Elargissant considérablement l'éventail des applications, c'est grâce à eux que la commande à vitesse variable des moteurs pénètre désormais le domaine des MW alors qu'il est difficilement concevable de piloter et stabiliser les réseaux de transport d'énergie électrique, où l'on dépasse le GW, sans électronique de puissance.

Ces dix dernières années, l'IGBT et l'IGCT (qui a remplacé le GTO) n'ont cessé de progresser en termes de pertes, de tenue en tension, de pouvoir de blocage (aire de sécurité) et de simplicité d'utilisation. Ainsi, l'ancien schéma qui stipulait que l'IGBT était cantonné aux « petites » puissances et l'IGCT aux puissances supérieures, encore très répandu jusqu'au milieu des années 90, ne tient plus. Les IGBT s'imposent aujourd'hui dans des applications de

plus de 300 MW [1]. De même, affirmer que l'IGCT perdrait sa raison d'être face à la « montée en puissance » de l'IGBT est une erreur comme en témoigne le nombre croissant d'applications, au premier chef dans le domaine de la moyenne tension (MT). Le choix du composant idéal pour une application donnée repose sur plusieurs facteurs techniques que nous aborderons dans cet article. Toutefois, le savoir-faire et l'expérience de celui qui fait ce choix ne doivent pas être sous-estimés. Les performances et la fiabilité des composants semi-conducteurs étant étroitement liées aux contraintes d'exploitation et aux propriétés électriques, thermiques et mécaniques du système, les utilisateurs capitaliseront autant que possible leur retour d'expérience lors de ce choix.

L'ancien schéma qui stipulait que l'IGBT était cantonné aux « petites » puissances et l'IGCT aux puissances supérieures ne tient plus.

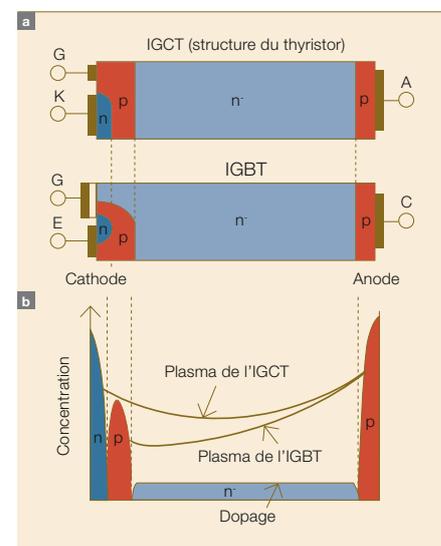
#### Objectifs de conception de l'IGBT et de l'IGCT

##### Introduction

Pour augmenter la tension de claquage recherchée des semi-conducteurs, le silicium doit être de moins en moins dopé (conductivité du substrat). C'est ainsi que les composants qui sont tributaires de la conductivité du substrat en conduction (composants unipolaires ou à porteurs majoritaires comme le transistor MOSFET et la diode Schottky) affichent, aux tensions

de blocage supérieures à 200–1000 V, une chute de tension en conduction trop élevée pour une exploitation économique (la limite varie selon le type de composant et l'application). Par conséquent, les composants au silicium de plus de 600 V sont généralement conçus comme des dispositifs à variation de conductivité (plasma). Leur base est inondée de porteurs de charges positives et négatives (trous et électrons) en régime de conduction qui renforcent notablement leur conductivité par rapport au substrat. Ce type de composant est fréquemment appelé, à tort, *composants bipolaires* par les industriels des semi-conducteurs de puissance (nous verrons pourquoi dans la suite de cet article à paraître dans le prochain numéro de la *Revue ABB*).

1 Structures et zones de dopage des IGCT et IGBT a avec comparaison qualitative des répartitions de plasma à l'état passant b



Les semi-conducteurs s'imposent dans de nombreuses applications comme le transport d'énergie électrique a, la traction ferroviaire b et la commande des moteurs industriels c



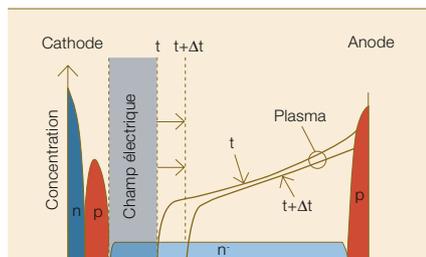
## Energie

En phase d'extinction, le plasma doit être évacué pour que le composant retrouve son pouvoir de blocage. Cette mission revient à la tension de rétablissement qui crée un champ électrique déplaçant les électrons chargés négativement vers l'anode et les trous chargés positivement vers la cathode. Résultat : le courant continue de circuler alors que la tension augmente, générant des pertes sous forme de chaleur.

### Optimiser les pertes en conduction et au blocage par répartition du plasma

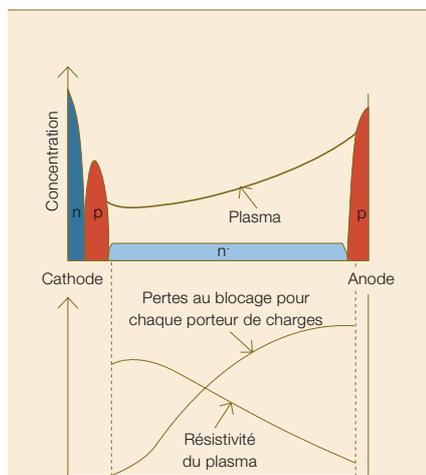
La conception des interrupteurs semi-conducteurs de puissance HT (dont les plus connus sont l'IGBT et l'IGCT)

#### 2 IGBT/IGCT en phase d'extinction



Un champ électrique se crée à la jonction pn côté cathode qui évacue le plasma. Plus proches sont les porteurs de charges de la cathode, plus faible est la tension d'évacuation

#### 3 Dépendance géométrique des pertes en conduction et au blocage de l'IGBT.



Comparé à 1, il est clair que l'IGCT affiche une meilleure répartition du plasma.

viser un objectif commun : optimiser à la fois les pertes en conduction et celles au blocage. Concrètement, cela signifie que dans le semi-conducteur la chute de tension doit être minimisée à l'état passant (constitution d'un plasma dense) sans pertes au blocage élevées lors de la disparition de la charge excédentaire.

### L'épaisseur minimale d'un semi-conducteur de puissance est prédéterminée par le pouvoir de blocage recherché et le champ électrique de claquage du silicium.

1 illustre la répartition de plasma type des IGBT et IGCT. Ces composants se distinguent, pour l'essentiel, par la création d'un plasma dense au voisinage de la cathode de l'IGCT et une chute relativement raide de la charge excédentaire dans l'IGBT de l'anode vers la cathode. Nous en expliquerons plus loin les raisons.

Cette répartition des porteurs de charges est importante pour le processus d'extinction au cours duquel le composant redevient blocable par le passage d'un champ électrique de la jonction pn côté cathode vers la zone n<sup>-</sup> 2. La tension de rétablissement déplace le plasma de la cathode vers l'anode. Les porteurs de charges près de la cathode sont évacués à une faible tension engendrant, par conséquent, de faibles pertes au blocage alors que les porteurs près de l'anode sont dissipés à tension élevée, induisant de fortes pertes.

Ce processus montre clairement pourquoi la répartition de plasma du thyristor est en général perçue comme un idéal recherché également pour l'IGBT : la chute de tension en conduction est principalement déterminée par la région avec la plus faible densité de plasma, ce qui explique qu'un IGBT affiche des pertes en conduction supérieures à celles d'un thyristor comparable. Par conséquent, si l'on réussit à augmenter le plasma de l'IGBT au niveau de la cathode, on réduit les pertes en conduction sans

augmenter notablement les pertes au blocage 3.

La cause première d'une faible densité de plasma au niveau de la cathode de l'IGBT est un « effet d'accumulation de porteurs » réduit : les trous injectés à l'origine par l'anode peuvent pénétrer dans la zone p côté cathode relativement facilement et, de là, quitter le composant via les contacts (obligatoires) de l'émetteur jusqu'à la zone p sans entrave (cf. 1). A l'opposé, l'absence de contact de la zone p fait que le thyristor affiche un important effet d'accumulation de porteurs. La barrière potentielle de la jonction pn au niveau du contact de cathode empêche la pénétration des trous dans la zone n.

Deux approches distinctes pour améliorer la répartition du plasma dans l'IGBT ont été proposées. La première, très efficace, applique le principe de la tranchée [2] où les trous sont incapables de « trouver » la zone p par une structure géométrique judicieuse de la cathode. La deuxième vise à créer une barrière de faible potentiel au moyen d'une couche de dopant devant la zone p pour éloigner les trous de cette zone [3]. Pour une description détaillée de ces deux approches, cf. notamment [4].

Les IGBT modernes, conçus selon une de ces deux approches de base, montrent une corrélation entre pertes en conduction et au blocage qui sont très proches de celles des IGCT. Même si des améliorations sont possibles, l'optimisation des dernières conceptions (ex., SPT+ d'ABB [8]) est telle qu'aucun progrès significatif n'est à escompter.

#### Réduire les pertes en jouant sur l'épaisseur

Réduire l'épaisseur des composants est la méthode la plus efficace pour diminuer les pertes. La raison en est simple : la résistance du dispositif à l'état passant décroît du fait de l'épaisseur moindre ce qui, parallèlement, réduit les pertes au blocage suite à la diminution du plasma dans le composant.

L'épaisseur minimale d'un semi-conducteur de puissance est prédéterminée par le pouvoir de blocage recherché et le champ électrique de claquage du silicium. 4 montre deux dispositifs diffé-

rents de conception «musclée» offrant le même pouvoir de blocage.

On constate que le pouvoir de blocage maximum pour une épaisseur donnée est obtenu avec une répartition du champ électrique aussi proche que possible de la limite de claquage sur toute l'épaisseur.

Le gradient du champ électrique  $dE/dx$  [1] peut être ajusté par la concentration de dopant dans le silicium.

En pratique, il existe des limites à la conception musclée de la répartition du champ électrique et, donc, de l'épaisseur minimale des dispositifs :

1. Si la concentration de dopant dans le semi-conducteur atteint un niveau très faible, le champ électrique couvre toute l'épaisseur du composant même à faible tension. Tout le plasma peut, par conséquent, être évacué à une faible tension en phase d'extinction. Même si cela est théoriquement désirable (car on diminue ainsi les pertes au blocage), ce phénomène provoque la coupure abrupte du courant à une tension donnée (point où tout le plasma est évacué du dispositif), effet appelé *snap-off*. Le  $di/dt$  élevé génère des surtensions dans les inductances parasites et peut donner lieu à des oscillations indésirables en association avec des capacités. [5] donne des exemples d'oscillations désirables («douces») et indésirables («dures»).

L'inductance parasite a plus d'impact dans les semi-conducteurs de courants élevés que dans les petits composants discrets. Primo, l'inductance de fuite est supérieure du fait des assemblages de plus grandes tailles et, secundo, le semi-conducteur est soumis à des contraintes beaucoup plus fortes par une inductance parasite donnée. Pour illustrer notre propos, nous comparerons une puce IGBT discrète de 50 A hypothétique à un module 1000 A, ce dernier étant assemblé à partir de 20 puces discrètes de 50 A. On suppose que l'inductance parasite dans le circuit avec la puce discrète est de 20 nH et celle du module de 100 nH. Le calcul de l'énergie inductive accumulée ( $E_{ind} = LI^2/2$ ) montre que, à la valeur nominale de courant, chaque puce du module endure une charge inductive 100 fois plus élevée que cel-

le de la puce discrète (2,5 mJ contre 25  $\mu$ J). Cela prouve que les composants pour fortes puissances doivent être dimensionnés pour une commutation beaucoup plus douce que les puces pour les petits assemblages sur les cartes de circuits imprimés. Concrètement, les ingénieurs doivent réaliser des composants plus épais qu'en théorie ce qui, bien évidemment, augmente les pertes, comme illustré en [5].

Dans le semi-conducteur, la chute de tension doit être minimisée à l'état passant sans pertes au blocage élevées lors de la disparition de la charge excédentaire.

Outre l'épaisseur supplémentaire, le *snap-off* peut être réduit par une disposition judicieuse des dopants côté anode du composant. Les fabricants désignent différemment des concepts similaires (du moins dans leur action), ex., SPT (*Soft Punch Through*) [5] ou FS (*Field Stop*) [6].

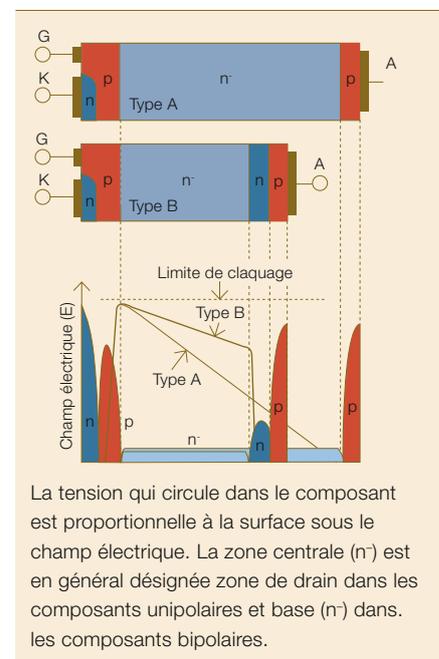
Il faut également souligner que les utilisateurs doivent, plus que jamais, minimiser autant que possible les inductances parasites dans leurs systèmes du fait de la conception plus musclée des composants modernes.

2. La deuxième restriction est liée aux rayons cosmiques. En effet, lorsqu'une particule nucléaire de forte énergie, par exemple un proton, vient frapper un noyau de silicium, l'énergie libérée crée une très grande quantité d'électrons et de trous. Si le dispositif est en régime bloqué sous HT, ces porteurs sont multipliés par avalanche du fait du champ électrique élevé dans le composant qui provoque un claquage très localisé du composant, susceptible de le détruire. Les fabricants ont donc fixé des règles de dimensionnement pour l'épaisseur et la répartition du champ électrique des composants qui ramènent à un niveau acceptable la probabilité de destruction par rayonnement cosmique. Ces règles spécifient un taux de défaillances aléatoires d'environ 1-3 FIT (*Failures in Time*) par  $cm^2$  de surface de com-

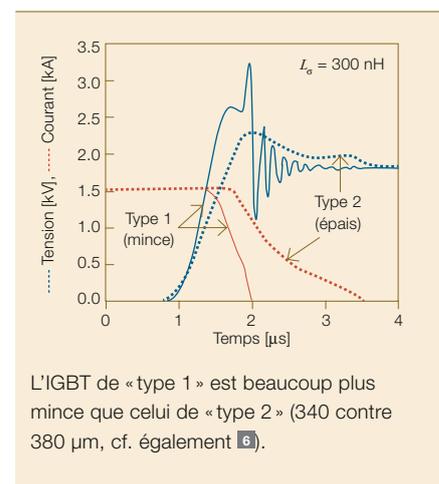
posant, soit 1 à 3 défaillances par milliard d'heures de fonctionnement et  $cm^2$ . Ce FIT des nouveaux composants est aujourd'hui généralement établi par bombardement de protons ou de neutrons dans un accélérateur qui simule l'effet du rayonnement cosmique naturel avec une précision suffisante.

Les composants HT de dernière génération sont déjà proches des

4 Différentes dispositions verticales d'un semi-conducteur de puissance à partir de l'exemple de la structure d'un thyristor.



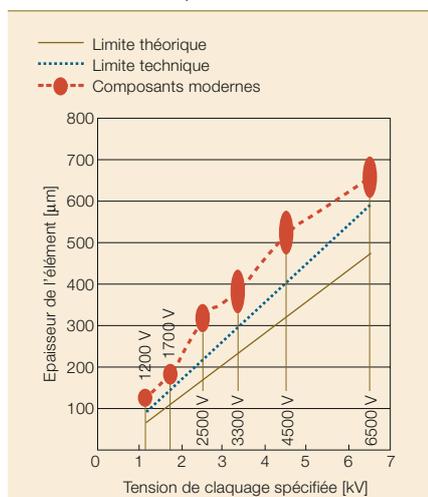
5 Effet *snap-off* pendant l'extinction d'un gros module IGBT 3,3 kV/1500 A sous l'influence d'une inductance parasite élevée.



## Energie

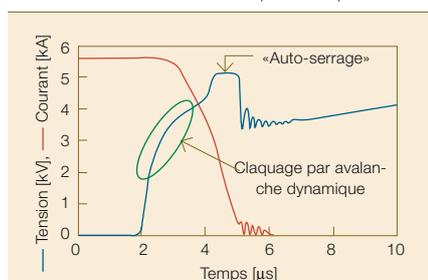
limites possibles en termes d'épaisseur. **6** illustre le positionnement des composants les plus récents par rapport aux limites théoriques calculées. Même si l'épaisseur pourrait, en théorie, encore être réduite par rapport à ce qui se fait actuellement, ce serait aux dépens d'un *snubber* plus sévère ou de pertes au blocage nettement supérieures. A ce jour, il n'est pas

**6** Comparaison de l'épaisseur mini théorique calculée du composant



(sans épaisseur supplémentaire, claquage à température ambiante) : comparaison de l'épaisseur mini technique approximative (valeurs réalisables en pratique sans tenir compte des propriétés électriques) et de l'épaisseur des composants modernes (les zones rouges représentent les différentes valeurs des fabricants)

**7** Extinction d'un IGCT avec une aire de sécurité active de 40 cm<sup>2</sup>, sans circuit d'aide à la commutation (*snubber*)



La densité de puissance de commutation est supérieure à 500 kW/cm<sup>2</sup>. Le claquage par avalanche réduit d'abord la pente de la rampe de tension et limite ensuite la surtension.

certain que les utilisateurs acceptent de tels dispositifs.

#### Augmenter le pouvoir de blocage (aire de sécurité)

Le courant de sortie utile d'un semi-conducteur est bridé à la fois par la capacité de dissipation thermique du boîtier et par le courant maxi commandable en toute sécurité pendant l'extinction. Nous décrivons en détail la technologie de mise sous boîtier des composants dans la deuxième partie de cet article, pour aborder ici la notion d'aire de sécurité.

L'IGBT est commandable par la tension de gâchette en phase de mise en conduction/extinction alors que les transitoires de commutation dans l'IGCT obéissent exclusivement à la dynamique interne du composant.

Dans les années 90, on pensait généralement qu'un claquage par avalanche dynamique constituait un régime de fonctionnement non sûr. Ce type de claquage survenait lorsque la densité de puissance (courant blocable multiplié par la tension du bus c.c.) atteignait environ 150 kW/cm<sup>2</sup>.

Aujourd'hui, la théorie prouve le contraire : le claquage par avalanche dynamique a un effet autolimitant [4] et peut, donc, être considéré comme inoffensif. Par conséquent, il est logique pour les fabricants de repousser au maximum les limites de destruction des composants. Des densités de puissance supérieures à 1 mW/cm<sup>2</sup> ont déjà été obtenues avec succès dans tous les composants modernes (IGCT, IGBT et diodes). L'exemple **7** montre que de gros composants peuvent commander en toute sécurité de très fortes puissances.

Du fait de limitations thermiques, il est pour ainsi dire impossible aujourd'hui d'exploiter des composants à des puissances efficaces supérieures à environ 100 kW/cm<sup>2</sup>. Il est donc légitime de s'interroger sur l'opportunité d'élargir

encore l'aire de sécurité. C'est pourtant le cas pour les raisons suivantes :

- Dans les composants de puissance de grande surface, on ne peut affirmer que le courant circule de manière homogène dans le semi-conducteur. Un refroidissement irrégulier, des inductances de couplage différentes et des propriétés semi-conductrices légèrement fluctuantes peuvent induire de forts écarts de température et des charges électriques non homogènes, ceci principalement en phase de mise en conduction et d'extinction [7]. Dans ces cas, des aires de sécurité importantes permettent de prévenir la défaillance des composants. Plusieurs fabricants de gros équipements ont prouvé la relation de cause à effet entre les aires de sécurité et la fiabilité du champ électrique, même lorsque les composants demeurent dans les limites de leurs valeurs nominales.

- Une tolérance élevée au claquage par avalanche dynamique empêche l'apparition de surtensions au-delà des tensions nominales spécifiées (cf. **7**).

- Une aire de sécurité importante confère une protection contre les surcharges, phénomène rare mais susceptible d'être à l'origine d'un défaut. L'importante énergie dissipée dans ces circonstances peut généralement être tolérée car une extinction ne survient d'habitude qu'une seule fois.

#### Augmenter la température maximale de jonctions

Les températures maximales dépendent étroitement des propriétés des boîtiers, cet aspect sera traité en détail dans la deuxième partie de l'article.

#### Avantages comparés de l'IGCT et de l'IGBT

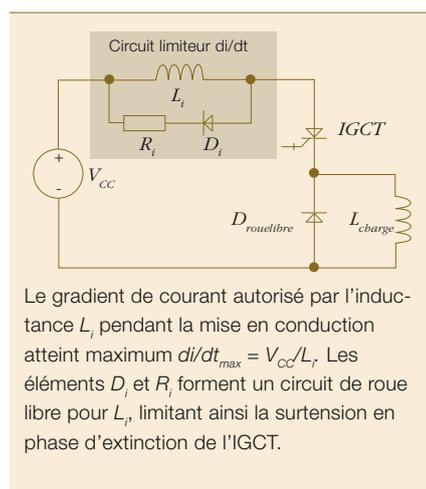
La plus faible puissance de commande de l'IGBT est fréquemment citée comme l'avantage majeur de ce dispositif sur l'IGCT. En effet, l'IGBT est commandé par une entrée MOS alors que l'IGCT est commandé en courant. Or dans la pratique, ce paramètre n'est décisif que pour un nombre réduit d'applications, car la puissance de commande de l'IGCT est suffisamment faible pour être généralement fournie sans trop de difficultés.

A contrario, les domaines d'application de l'IGCT et de l'IGBT se distinguent principalement par le fait que ce dernier est commandable par la tension de gâchette en phase de mise en conduction/extinction alors que les transistors de commutation dans l'IGCT obéissent exclusivement à la dynamique interne du composant. Cette différence, qui peut sembler insignifiante à première vue, est lourde de conséquences pour la topologie des circuits et les applications nécessitant la mise en parallèle et/ou en série des composants.

#### Différences de topologie des circuits

La structure interne du thyristor IGCT lui permet d'accumuler rapidement du courant à l'amorçage, c'est-à-dire produire un  $di/dt$  raide qui impose une contrainte intolérable aux diodes auxiliaires. Pour cette raison, le  $di/dt$  des circuits IGCT doit toujours être limité par un circuit limiteur. Dans les convertisseurs à source de tension, ce dernier prend généralement la forme d'une petite inductance en série avec l'interrupteur **8**. Même si ce montage accroît la complexité du circuit, il offre plusieurs avantages :

**8** Circuit d'essai d'IGCT



1. Dans les convertisseurs à source de tension sans limitation  $di/dt$  externe (ex., circuits IGBT types), celui-ci doit être limité en commandant l'interrupteur lui-même, induisant d'importantes pertes en conduction. Dans les convertisseurs de forte tension, les pertes en conduction de l'interrupteur combinées aux pertes de rétablissement de la diode représentent 40 à 60% des pertes totales du convertisseur en fonction de la fréquence de commutation. Les pertes en conduction dans un interrupteur au silicium sont fortement réduites par l'utilisation d'un limiteur passif de  $di/dt$ , atténuant la charge thermique du dispositif et autorisant en principe une puissance supérieure pour le convertisseur. Toutefois, il faut noter que les pertes existent de toute façon, mais elles sont tout simplement transférées au circuit de roue libre du limiteur  $di/dt$  (elles surviennent dans la résistance  $R_i$  et la diode  $D_i$  de **8**). Affirmer que les pertes totales d'un convertisseur avec circuit limiteur  $di/dt$  sont toujours inférieures à celles d'un convertisseur traditionnel à IGBT est donc faux.

Dans les composants de puissance de grande surface, on ne peut affirmer que le courant circule de manière homogène dans le semi-conducteur.

2. Deuxième avantage découlant de la limitation  $di/dt$  passive : le courant ne peut croître que relativement lentement en cas de défaut (ex., court-circuit dans le pont du convertisseur ou dans la charge). Deux stratégies efficaces sont alors envisageables : (a) si le défaut est détecté à temps, on peut initier une extinction normale ; (b) l'énergie emmagasinée dans le bus

c.c. peut être déchargée en amorçant tous les interrupteurs, ce qui la disperse de manière uniforme dans tous les semi-conducteurs (l'inductance  $L_i$  peut être dimensionnée pour maintenir le courant de court-circuit dans l'aire de sécurité).

#### Mise en parallèle et en série

Sachant que les transitoires de commutation d'un IGCT sont insensibles à toute influence externe, le circuit de commande de gâchette doit piloter l'ensemble du dispositif de manière absolument simultanée pour garantir un processus d'extinction homogène et sûr. Le décalage toléré est inférieur à 100 ns, ce qui signifie que la mise en parallèle ou en série est relativement difficile. Dans les deux cas, des circuits d'aide à la commutation passive ou active (*snubbers*) doivent compenser même les plus petits décalages de commutation entre les IGCT (provoqués par des retards de commande et des contraintes spécifiques comme la température). Si cela est impossible, chaque dispositif IGCT peut être surchargé. Le coût et la complexité de ces circuits d'aide à la commutation sont, dans la plupart des cas, trop élevés en comparaison d'une solution à IGBT. Pour conclure, nous dirons que les IGCT affichent leurs meilleures performances dans les applications où chaque fonction de commutation est assurée par un seul dispositif.

Le deuxième volet de cet article, à paraître dans le numéro 1/2007 de la *Revue ABB*, sera consacré à la conception des boîtiers et aux potentiels offerts par les matériaux à « large bande interdite ».

**Stefan Linder**

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors  
Lenzburg (Suisse)  
stefan.linder@ch.abb.com

#### Bibliographie

- [1] K. Eriksson : « HVDC Light™ and Development of Voltage Source Converters ». Proc. IEEE/PES T&D Latin American Conf., Sao Paolo, 2002
- [2] T. Laska, F. Pfirsch, F. Hirler, J. Niedermeyer, C. Schaeffer, T. Schmidt : « 1200V-Trench-IGBT Study with Short Circuit SOA ». Proc. ISPSD '98, 433-436, Kyoto, 1998
- [3] M. Mori, Y. Uchino, J. Sakano, H. Kobayashi : « A Novel High-Conductivity IGBT (HiGT) with a Short Circuit Capability ». Proc. ISPSD '98, 429-432, Kyoto, 1998
- [4] Linder, Stefan : Power Semiconductors. EPFL Press / CRC Press, 2006. ISBN 2-940222-09-6 (EPFL Press) oder 0-8247-2569-7 (CRC Press).
- [5] S. Dewar et al. : « Soft Punch Through (SPT) - Setting new Standards in 1200V IGBT ». Proc. PCIM Nuremberg, 2000
- [6] T. Laska et al. : « The Field Stop IGBT (FS IG-BT) – A New Power Device Concept with a Great Improvement Potential ». Proc. ISPSD '2000, 355-358, Toulouse, 2000.
- [7] D. Cottet et al. : « Numerical Simulations for Electromagnetic Power Module Design ». Proc. ISPSD '06, 209-212, Naples, 2006
- [8] M. Rahimo, A. Kopta, S. Eicher : « Next Generation Planar IGBTs with SPT ». Power Electronics Europe, Ausgabe 06, 2005.