



HAL
open science

Les composants de puissance : état de l'art, les évolutions

Jean-Pierre Chante, Bruno Allard, Dominique Bergogne, Francis Calmon, René Elhinger, Christian Gontrand, Marie-Laure Locatelli, Hervé Morel, Dominique Planson

► **To cite this version:**

Jean-Pierre Chante, Bruno Allard, Dominique Bergogne, Francis Calmon, René Elhinger, et al.. Les composants de puissance : état de l'art, les évolutions. Revue Internationale de Génie Electrique, RIGE, 1998. <hal-02117240>

HAL Id: hal-02117240

<https://hal.science/hal-02117240v1>

Submitted on 2 May 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



HAL Authorization

Les composants de puissance : état de l'art, les évolutions

**Jean-Pierre Chante -- Bruno Allard -- Dominique Bergogne
Francis Calmo -- René Ehlinger -- Christian Gontrand
Marie-Laure Locatelli -- Hervé Morel -- Dominique Planson**

*Institut National des Sciences Appliquées de Lyon
Centre de Génie Electrique de Lyon - UPRES-A CNRS n° 5005
20 Avenue Albert Einstein, F - 69621 Villeurbanne Cedex*

RESUME. Les exigences toujours plus grandes des utilisateurs de composants de puissance entraînent la recherche des meilleurs compromis pour des structures en silicium. Les limites de ce matériau amènent le développement de composants dans d'autres matériaux tels que le carbure de silicium. Les progrès réalisés en microélectronique permettent d'intégrer des fonctions de plus en plus complexes avec les composants de puissance et les fabricants de semiconducteurs fournissent aujourd'hui des fonctions intégrées. Enfin la conception des systèmes de puissance exige le développement de modèles multi-domaines (électrique, thermique, mécanique) pour les composants et les systèmes. Cet article, après une présentation des généralités sur les composants de puissance mettant en évidence la nécessité des compromis, donne un aperçu de l'état de l'art des composants en silicium avant d'aborder les nouveaux matériaux et l'intégration des systèmes. Il se termine par une brève description des méthodes de modélisation et de simulation des circuits électroniques de puissance.

ABSTRACT. The always-stronger demands of power device users impose the search for better trade-offs regarding silicon device structures. The limitations of silicon lead to the development of devices with other materials like silicon carbide. The improvements in microelectronics enable to integrate more and more complex functions along with power parts and semiconductor device manufacturers already offer such integrated systems. Finally, the design of power electronic systems demands the development of multi-domain models (electrical, thermal, magnetic) for components and systems.

The present paper covers generalists of power semiconductor devices enlightening the necessity of new trade-offs. Then the paper discusses a state-of-the art of silicon devices, new materials and system integrations. Finally, it is covered briefly the modeling method and simulation techniques of power electronic circuit.

MOTS-CLES : composants de puissance à semiconducteur, silicium, carbure de silicium, circuits intégrés de puissance, modélisation, simulation, modèles moyens, électronique de puissance.

KEY WORDS : semiconductor power devices, silicon, silicon carbide, integrated power circuits, modelisation, simulation, averaged models, power electronics

1. Introduction

Les composants de puissance ont vu de nombreux progrès au cours de ces dernières années. L'évolution de l'électronique de puissance et les exigences qu'elle impose en terme de rendement et de montée en fréquence sont à la base des efforts fournis pour améliorer les caractéristiques des composants. Cette amélioration s'est effectuée soit en optimisant les compromis imposés par la physique du matériau silicium soit en créant de nouvelles structures ou encore en explorant les possibilités offertes par de nouveaux matériaux semiconducteurs. En parallèle apparaît un glissement des compétences "circuit" de l'électronicien de puissance vers les fondeurs de silicium qui fournissent sous forme de composants des fonctions complètes de types monolithique ou hybride. Après un rappel des contraintes imposées aux composants de puissance et des principes physiques qui régissent leur comportement nous présentons les compromis nécessaires. Nous donnerons ensuite un aperçu de l'état de l'art incluant les nouvelles structures avant d'aborder les nouveaux matériaux pour terminer sur les modules et plus généralement sur l'intégration de puissance.

2. Les spécificités des composants de puissance

Il convient avant tout développement de considérer ce qu'il est possible de qualifier de puissance. En effet ce domaine recouvre une très large gamme depuis le convertisseur fournissant quelques watts jusqu'aux systèmes de transport d'énergie électrique entre pays ou de traction électrique de quelques megawatts. De manière générale ces watts sont obtenus soit sous forte tension et faible courant, soit sous faible tension et fort courant ou encore avec des valeurs élevées du courant et de la tension. De ce fait un composant de puissance devra classiquement être capable de supporter des hautes tensions et/ou de contrôler des courants de forte intensité.

Le silicium est actuellement le semiconducteur presque exclusivement utilisé pour la fabrication de ce type de composant. Cette prédominance est due naturellement aux caractéristiques physiques de ce matériau qui satisfont la majorité des contraintes mais aussi aux énormes progrès réalisés sur la qualité cristalline du silicium sur de grandes surfaces autorisant la fabrication de composants de quelques cm^2 . Il faut ajouter à cela le fait que le silicium possède un oxyde naturel dont la qualité diélectrique permet de protéger efficacement la surface du semiconducteur et d'améliorer, sous certaines conditions, la tenue en tension du composant.

Il faut encore ajouter que l'électronique de puissance est aujourd'hui une électronique de commutation en vue d'améliorer les rendements et par conséquent de diminuer les pertes dans les divers composants du circuit. Ainsi les composants à semiconducteur vont travailler principalement dans deux états, l'un bloqué ou ouvert pendant lequel le courant doit être le plus faible possible tandis que le composant doit supporter une tension élevée, l'autre conducteur ou fermé au cours duquel un courant de grande intensité est susceptible de traverser le semiconducteur aux bornes duquel la chute de potentiel doit être très faible. La commutation est le passage d'un de ces états à l'autre. Pendant ces phases de transition le composant est généralement traversé par un courant important alors que la tension à ses bornes est grande d'où des pertes très élevées. Il est donc nécessaire d'obtenir des temps de commutation très

courts pour minimiser les pertes et aussi pour se donner la possibilité d'augmenter les fréquences de travail et diminuer ainsi le volume et le poids des composants magnétiques.

2.1. Conduction dans un matériau semiconducteur

Deux principaux phénomènes régissent la conduction dans un semiconducteur. La dérive dans un champ électrique qui est à la base du transport des porteurs de charge dans les composants unipolaires (diode de Schottky, JFET, MOSFET). La diffusion liée à la présence d'un gradient de concentration et qui est le phénomène utilisé pour le déplacement des porteurs dans les composants bipolaires (diode à jonction PN, transistor bipolaire, thyristor, ...).

2.1.1. Dérive dans un champ électrique

Si un champ électrique est présent dans le matériau les porteurs de charge (électrons et trous) susceptibles de se déplacer vont être accélérés par le champ en subissant en outre les interactions avec le réseau cristallin. En régime établi l'ensemble de ces porteurs acquiert une vitesse moyenne de dérive variable avec l'amplitude du champ. Lorsque l'intensité de celui-ci est faible cette vitesse peut être considérée comme proportionnelle au champ, le coefficient de proportionnalité étant la mobilité des porteurs. Le déplacement des électrons implique la circulation d'un courant exprimé par sa densité en A/cm^2 :

$$J_n = q.n.\mu_n.E \qquad J_p = q.p.\mu_p.E \qquad (1)$$

où q est la charge élémentaire considérée positive de l'électron, n et p les concentrations par cm^3 d'électrons et de trous respectivement susceptibles de se déplacer, μ_n et μ_p les mobilités des électrons et des trous et E la valeur du champ électrique. Dans la relation (1) la concentration n , par exemple, est une grandeur importante. En effet, pour obtenir une densité de courant élevée sous faible champ électrique il faut que n soit grand. Or n est égal à la concentration intrinsèque n_i dans un matériau pur c'est à dire de l'ordre de $10^{10} cm^{-3}$ dans la bande de conduction. Simultanément une concentration égale de lacunes ou trous est présente dans la bande de valence. Ces trous sont eux-mêmes susceptibles de se déplacer avec une mobilité μ_p et donnent naissance à une densité de courant J_p . Un rapide calcul montre que pour obtenir une densité de courant de $100 A/cm^2$, ordre de grandeur classique dans un composant de puissance, il faut un champ électrique qui atteigne $10^7 V/cm$ et qui entraîne une ddp de $10^5 V$ entre les limites d'une couche semiconductrice de $100 \mu m$ d'épaisseur. Cette valeur trop importante de la ddp doit être diminuée fortement. C'est la raison pour laquelle le semiconducteur est dopé avec des impuretés qui donnent des électrons (donneurs) dans la bande de conduction à température ambiante et augmentent ainsi significativement la concentration d'électrons susceptibles de se déplacer dans un matériau qualifié de type N. Dans ce matériau il subsiste une faible concentration de trous qui sont alors appelés porteurs minoritaires en comparaison

des électrons qui sont les porteurs majoritaires. Le semiconducteur peut aussi être dopé avec des impuretés acceptrices d'électrons (accepteurs) qui accroissent la concentration de trous majoritaires susceptibles de se déplacer dans la bande de valence d'un matériau qui est alors de type P. Plus le dopage sera élevé et plus le matériau sera capable de transporter un courant important sous faible champ et ceci d'autant plus que la mobilité des porteurs est grande.

2.1.2. Diffusion

Le phénomène de diffusion est lié à la présence d'un gradient de concentration et entraîne le déplacement des charges et donc la circulation d'un courant sans champ électrique et par conséquent sans chute de potentiel dans la couche, siège du gradient de concentration. Les densités de courant d'électrons et de trous s'expriment sous la forme :

$$J_n = q \cdot \mu_n \cdot kT \cdot dn/dx \quad J_p = - q \cdot \mu_p \cdot kT \cdot dp/dx \quad (2)$$

dans un système unidimensionnel.

2.1.3. Durée de vie des porteurs de charge

De manière très simplifiée, si nous considérons des électrons minoritaires circulant dans un matériau P, ceux-ci ont une certaine probabilité d'occuper des lacunes c'est à dire de se recombiner avec des trous. Ce phénomène appelé recombinaison d'un électron avec un trou contribue à la disparition de porteurs susceptibles de se déplacer et est donc néfaste pour la conduction. A ce phénomène est associé le temps de présence des électrons dans le matériau P, temps appelé durée de vie des électrons minoritaires. Ce phénomène nuisible pour le transport du courant est cependant utile lors des commutations pour assister l'évacuation de la charge stockée dans les couches constituant le composant.

2.1.4. Compromis entre diffusion et durée de vie

Considérons un barreau semiconducteur de type P dans lequel il est possible d'imposer une surconcentration n_{F0} d'électrons minoritaires à l'abscisse $x = 0$ tout en maintenant une concentration n_0 très faible à l'abscisse $x = W_p$ épaisseur de la couche (Figure 1). Nous supposons en outre que la concentration N_A de porteurs majoritaires est constante dans toute la couche.

Si la durée de vie des porteurs minoritaires est très grande il est démontré que leur profil de concentration $n(x)$ est linéaire entre les valeurs n_{F0} et n_0 . Le gradient est alors constant et le courant de diffusion des électrons est lui-même constant dans toute la couche (relation 2). En supposant qu'en $x = 0$ le courant total est égal au courant d'électrons nous voyons que le courant peut être assuré en tout point par la diffusion des électrons et donc sans champ électrique dans la couche et par conséquent sans chute de potentiel entre les abscisses 0 et W. Notons aussi deux aspects importants. Le premier concerne la neutralité électrique de la couche. L'excès d'électrons $\Delta n(x)$ doit donc être compensé par un excès de trous $\Delta p(x)$ tel que $\Delta p(x) = \Delta n(x)$. Le second aspect porte sur la présence d'une charge Q_n d'électrons en transit dans la couche pour

assurer la conduction. Lorsque nous voudrions arrêter cette conduction pour bloquer le composant il sera nécessaire d'évacuer cette charge stockée.

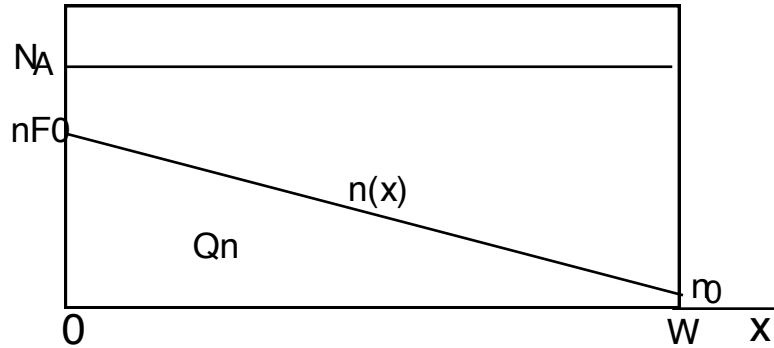


Figure 1. Profil de concentration des porteurs électrons dans un matériau P lorsque la durée de vie des minoritaires est très grande.

Si la durée de vie des porteurs minoritaires est très courte il est démontré que le profil $n(x)$ des porteurs minoritaires est alors de type exponentiel (Figure 2). Le courant de diffusion d'électrons n'est pas constant dans la couche et la continuité du courant total ne peut être assurée que par le déplacement des porteurs majoritaires de telle manière qu'en tout point la relation :

$$J_T = \text{cste} = J_n(x) + J_p(x)$$

soit vérifiée. Le déplacement des majoritaires en concentration presque constante ne peut s'effectuer que par dérive dans un champ électrique d'où la présence de ce champ et l'apparition d'une chute de potentiel V_p aux limites de cette couche dans laquelle la neutralité électrique peut toujours être considérée.

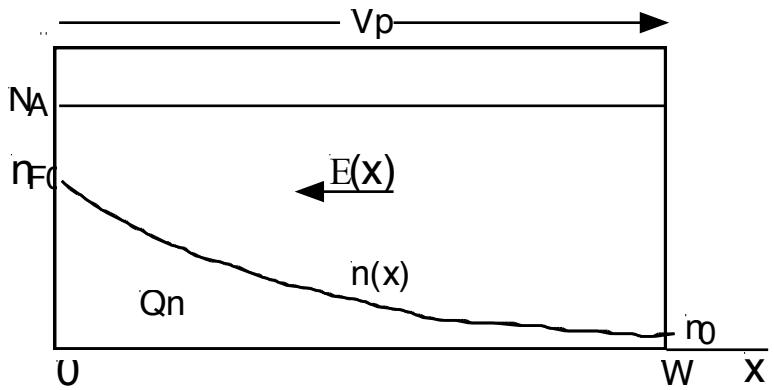


Figure 2. Profil de type exponentiel de la concentration de porteurs minoritaires lorsque la durée de vie de ceux-ci est très faible.

Nous avons vu que la charge Q_n devait être éliminée pour bloquer le composant bipolaire et que la recombinaison des porteurs contribue à cette disparition. Pour accélérer les commutations au blocage il est par conséquent nécessaire que la durée de vie des porteurs soit faible ce qui se traduit par une augmentation de la chute de potentiel à l'état passant.

2.2. Tension de claquage d'une jonction.

Une jonction est constituée par la juxtaposition de deux couches de semiconducteur, l'une est de type N, l'autre de type P. A l'équilibre thermodynamique, du fait des gradients de concentration présents à la jonction, des électrons de la couche N diffusent vers la couche P en laissant des atomes donneurs ionisés positivement. De la même manière des trous de la zone P diffusent vers N en laissant des atomes accepteurs ionisés négativement. Les charges positives et négatives créent un champ électrique dans une zone de transition, appelée aussi zone de charge d'espace, où la neutralité électrique locale n'est plus respectée. Ce champ électrique s'oppose et équilibre le phénomène de diffusion entraînant la nullité

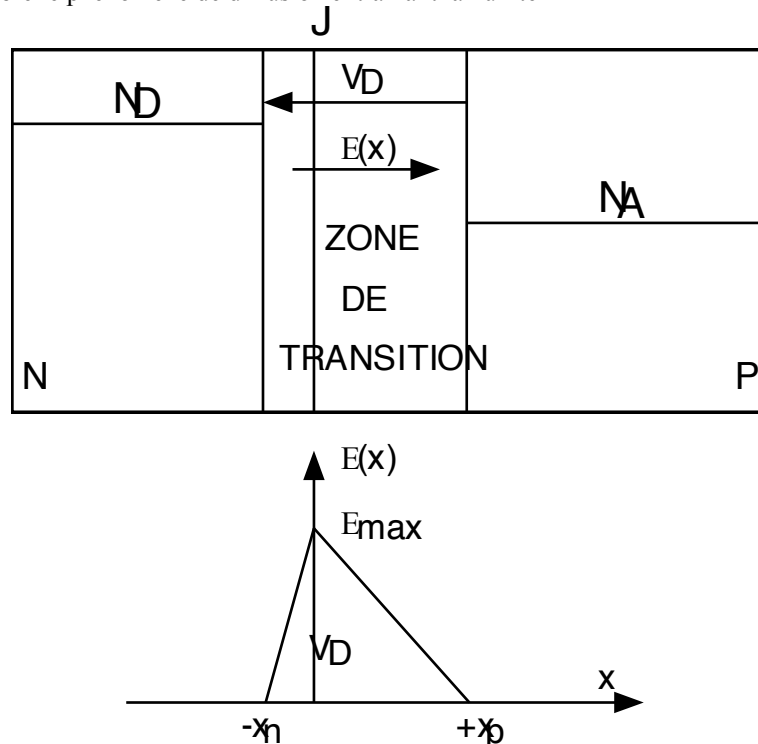


Figure 3. Représentation d'une jonction PN avec sa zone de transition à l'équilibre et distribution du champ électrique dans la zone de transition.

du courant. La figure 3 montre l'existence de la zone de transition ainsi que la distribution du champ dans cette zone. Il est important de noter que les pentes du champ sont proportionnelles au niveau de dopage N_D du côté N et N_A du côté P.

La surface définie par le champ $E(x)$ est égale au potentiel de diffusion V_D qui représente la barrière que les électrons ou les trous doivent franchir pour parvenir dans les couches P et N respectivement, barrière qui, à l'équilibre, s'oppose au mouvement. La polarisation en direct revient à diminuer cette hauteur de barrière par application d'une ddp V_F aux bornes de la zone de transition en opposition à V_D . Ceci a pour effet de diminuer le champ électrique et de favoriser ainsi la diffusion des électrons de N vers P et des trous de P vers N. A l'état statique cette diffusion fixe la concentration n_{F0} présentée dans les figures 1 et 2.

Au contraire de la polarisation directe la polarisation inverse revient à appliquer une ddp V_R aux limites de la zone de transition qui s'ajoute à V_D et augmente ainsi l'amplitude du champ électrique de même que la largeur de la zone de transition. Cet accroissement du champ bloque toute diffusion des porteurs électrons de N et trous de P, seuls les minoritaires électrons de P et trous de N sont susceptibles de diffuser vers la zone de transition et d'être entraînés par le champ, constituant ainsi une composante du courant inverse. Cette composante est proportionnelle à n_i^2 . Une deuxième composante est issue de la génération de porteurs (phénomène inverse de la recombinaison) sous l'effet de la température dans la zone de transition. Ce courant de génération est proportionnel à la largeur de cette zone et augmente donc avec la tension inverse appliquée. Il est aussi proportionnel à n_i .

Les porteurs qui traversent la zone de transition ou qui y sont créés sont accélérés par le champ et acquièrent de l'énergie sur une distance moyenne, appelée libre parcours moyen, parcourue entre deux interactions avec les atomes du cristal semiconducteur. Si, en première approximation, l'amplitude du champ est telle que l'énergie acquise permet d'ioniser un atome lors de l'interaction alors il y a génération de nouveaux porteurs et donc multiplication de ceux-ci. Ce phénomène qualifié d'avalanche correspond au claquage de la jonction par une augmentation très brutale du courant inverse. Si l'amplitude du courant d'avalanche n'est pas limitée, du fait de la présence d'une tension élevée, l'énergie dissipée au sein du matériau est trop importante et détruit le composant. L'amplitude maximale du champ située sur la jonction métallurgique) pour laquelle le phénomène apparaît est appelée champ critique E_c . Ce champ critique correspond à la valeur maximale V_{BR} de la tension que peut supporter le composant. Considérons deux jonctions, J1 avec des dopages N_{D1} et N_{A1} et J2 avec des dopages $N_{D2} = N_{D1}$ et $N_{A2} < N_{A1}$. La figure 4 montre les distributions de champ dans les zones de transition de chacune des jonctions lors du claquage en considérant, en première approximation, que E_c est indépendant des dopages.

Nous voyons sur la figure 4 que V_{BR2} est supérieure à V_{BR1} du fait du dopage plus faible de la couche P dans la jonction J2. Nous observons en outre que la zone de transition s'étend beaucoup plus, nécessitant une épaisseur de couche plus importante. Nous concluons donc que pour obtenir des tensions de claquage élevées

en volume il est indispensable que la jonction comporte au moins une couche épaisse et peu dopée.

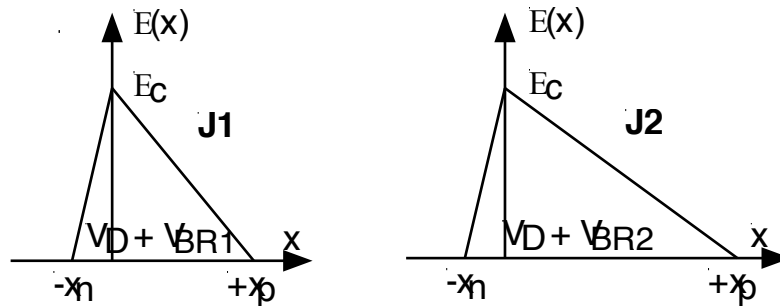


Figure 4. Distribution du champ électrique au claquage montrant que la jonction J2 avec une couche moins dopée présente une tenue en tension plus grande que J1.

2.3. Commutation

Nous avons vu que pour minimiser les pertes il est indispensable de diminuer les temps de commutation. Dans les composants unipolaires tels que les MOSFET la conduction est assurée par les porteurs majoritaires. L'absence de charge stockée permet en principe des commutations rapides dont la vitesse dépend uniquement de l'efficacité de la commande. Dans les composants bipolaires la mise en conduction nécessite la mise en place de la charge stockée, et le blocage l'évacuation de celle-ci. La commande joue donc encore dans ce cas un rôle important mais aussi la durée de vie des porteurs qui devra être faible.

2.4. La température

Dans les systèmes de puissance les pertes restent élevées même si des efforts importants sont réalisés pour accroître les rendements. Ces pertes se traduisent par une élévation significative de la température ambiante et plus particulièrement de la température de jonction. Une première conséquence importante est l'augmentation du courant de fuite à l'état bloqué dont l'une des composantes est proportionnelle à n_i^2 et l'autre à n_i , la concentration intrinsèque variant fortement avec la température. Une deuxième conséquence est la diminution de la mobilité des porteurs. Ces conséquences limitent l'utilisation du silicium à des températures comprises entre 200 et 250 °C en fonction des exigences de l'utilisation.

2.5. Les compromis

En résumé nous avons vu que pour obtenir une tension de claquage élevée il faut que le composant comporte au moins une couche épaisse et peu dopée sur un côté de la jonction susceptible de tenir cette tension. Pour diminuer les pertes à l'état passant les conditions à remplir pour un composant bipolaire concernent les couches

semiconductrices qui doivent être assez fortement dopées et fines et la durée de vie des porteurs qui doit être grande. Pour les composants unipolaires et bipolaires les chutes de potentiel en conduction peuvent être diminuées en acceptant des densités de courant relativement faibles. Enfin, en commutation, à côté de la commande qui doit être efficace tout en restant aisée, la durée de vie des porteurs est faible pour accélérer la disparition de la charge stockée. Nous voyons donc que nous ne pouvons pas satisfaire l'ensemble des conditions simultanément et que de nombreux compromis sont nécessaires. Enfin l'utilisation des composants de puissance en commutation exige une aire de sécurité (SOA) la plus rectangulaire possible, de nombreux travaux de recherche ont encore aujourd'hui pour objectif de s'approcher de ce cas idéal. Une part des progrès réalisés sur les composants de puissance repose sur la recherche des compromis optimaux en fonction des applications. Une autre part est liée aux associations de composants bipolaires et unipolaires pour profiter des avantages offerts par chacun d'eux tout en évitant leurs inconvénients. Une troisième part peut être issue des recherches sur d'autres matériaux semiconducteurs plus performants sur certains aspects que le silicium. Enfin, pour faciliter la tâche des utilisateurs, le composant de puissance devient en fait un système associant le composant de puissance lui-même avec la commande rapprochée et quelques éléments de protection sous forme soit de module hybride soit d'association monolithique. Les fabricants de semiconducteurs peuvent aller aussi jusqu'à fournir sous forme hybride des ponts complets, marquant ainsi un transfert de compétences de l'électronicien de puissance vers le fondeur de silicium.

L'article sera consacré par la suite à un état de l'art sur les composants classiques avec amélioration des compromis, sur les nouveaux composants et sur les nouveaux matériaux avant d'aborder brièvement les tendances en matière d'intégration. Les aspects modélisation de composants pour la conception des systèmes de puissance seront présentés enfin.

3. Etat de l'art

Les composants de puissance sont industriellement fabriqués en silicium, les rares exceptions concernent des diodes de Schottky en arséniure de gallium qui est un semiconducteur à large bande interdite. Cet état de l'art traitera donc principalement des composants en silicium, les nouveaux matériaux étant abordés dans le paragraphe suivant. Comme mentionné ci-dessus les travaux menés dans l'industrie ou dans les laboratoires se fixent pour objectif d'améliorer les compromis indispensables en fonction de l'application qui implique une optimisation de certaines des caractéristiques. D'autres travaux concernent des structures latérales permettant d'intégrer de manière monolithique le composant de puissance avec une logique de contrôle, de commande et de protection. Dans ce dernier cas il s'agit de composants haute tension mais faible courant ou de composants fort courant mais ne supportant que de faibles tensions.

En ce qui concerne les composants classiques, l'amélioration des performances porte sur les thyristors ou les GTO pour lesquels la technologie et le contrôle de la durée de vie permettent d'obtenir un composant (6 kV; 5,5 kA) présentant le meilleur compromis entre la chute de potentiel à l'état passant (V_{on}) et la tension de claquage

mais aussi entre V_{on} et la charge stockée c'est à dire la vitesse de commutation [KAT97]. Cette préoccupation amène d'autres auteurs à contrôler la durée de vie par irradiation aux protons [BAK97], ou encore à étudier la distribution des porteurs et de la température dans la structure pour optimiser la distribution de la durée de vie [SIMM97].

Des recherches sont conduites pour améliorer les performances des composants Static Induction Thyristors (SITh) qui pour une tension de claquage de 4,5 kV présentent un V_{on} de 1,5 V sous 25 A/cm² [MOR97], [KEK97].

Les travaux les plus nombreux concernent toujours l'IGBT pour accroître sa tension de claquage à 4,5 kV [MIN97] tout en préservant une commutation rapide [MAT97] ou encore par simulation pour atteindre 5,5 kV [GER97]. La capacité en courant jusqu'à 1200 et même 2500 A fait aussi l'objet de recherche sous forme de modules hybrides ou de montages press-pack mais le plus remarquable est l'apparition de puces de plus de 7 cm² capables de véhiculer 300 A [TAK97].

En parallèle sur ces travaux d'amélioration des caractéristiques des composants classiques des structures nouvelles sont proposées et étudiées. Les exemples donnés ci-dessous sont une illustration de ces recherches qui n'aboutiront pas toutes à des produits commerciaux mais qui montrent les efforts pour améliorer encore les caractéristiques des interrupteurs de puissance et qui mettent en évidence les possibilités d'intégration de plusieurs composants élémentaires dans un même cristal. Notons ainsi :

- un Emitter Switched Thyristor (EST) de 4 kV [UNT97]. Ce composant dont la structure interne est donnée par la figure 5 est en fait un thyristor, à gauche sur le schéma, en série avec un transistor MOS commandé par la grille. Les simulations et les expériences montrent que l'EST est capable de contrôler des densités de courant supérieures à 900 A/cm², que sa SOA est améliorée et que son temps de blocage est identique par rapport à celui d'un IGBT semblable.

La même structure est proposée sous le nom de MOS Controlled Cascode Thyristor (MCCT) avec une tension de claquage de 1200 V [IWA97].

- un Accumulation Channel driven Bipolar Transistor (ACBT). Ce composant, dont le schéma est donné par la figure 6, est un transistor bipolaire P⁺NP⁺ dans la partie droite de la cellule. Le courant base, fourni par la couche N⁺ côté émetteur, est contrôlé par le canal d'accumulation de la structure MOS le long de la gravure profonde [THA97]. Il est intéressant de noter qu'un tel composant ne présente pas quatre couches PNPN comme l'IGBT et élimine donc naturellement le phénomène de latch-up.

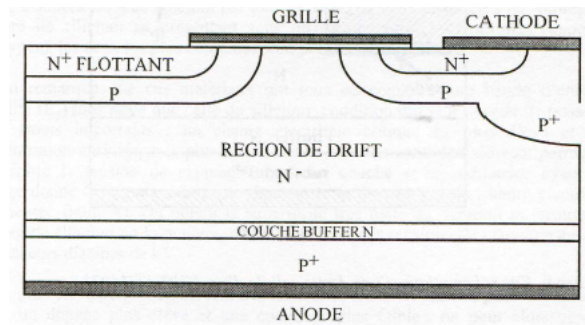


Figure 5. Structure interne de l'EST [UNT97]

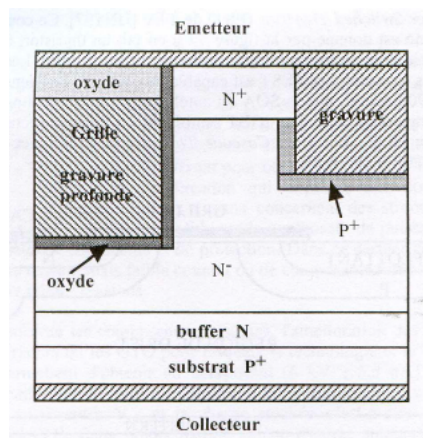


Figure 6. Vue schématique d'une demie cellule d'un ACBT [THA97]

Ce composant fabriqué a une tenue en tension expérimentale de 700 V. Il est capable de couper des courants dont la densité est de 1000 A/cm^2 dans des temps comparables à ceux d'un IGBT. Il présente en plus une SOA plus grande.

D'autres travaux sont en cours, liés aux progrès de la technologie et plus particulièrement aux possibilités de photo-lithogravure double faces et de travailler avec des tranches minces, pour développer des composants intégrant une fonction. Ces procédés d'intégration fonctionnelle devraient permettre de réaliser, par exemple, la fonction thyristor-dual [SANC97-1].

4. Nouveaux matériaux

4.1. Les atouts théoriques des nouveaux matériaux

Le paragraphe 2 précédent a fait apparaître les propriétés physiques clef du semiconducteur, dont dépendent les différentes exigences spécifiques aux composants de puissance. Exigences qui sont du reste souvent antagonistes et que l'on essaie de

satisfaire au mieux lors de la conception, en effectuant un certain nombre de compromis fonctions des applications visées. La sévérité des compromis et limitations dépend donc directement des propriétés physiques du matériau, que l'on peut rassembler (en rappelant leurs notations) ici : E_c (champ électrique critique), $\mu_{n,p}$ (mobilités des électrons et des trous), n_i (concentration intrinsèque des porteurs), λ_{th} (conductivité thermique). Leurs valeurs pour le silicium sont responsables des quelques exemples marquants suivants, avec lesquels le marché de l'électronique de puissance doit composer aujourd'hui :

- des diodes Schottky de tenue en tension maximale inférieure à 200 V ;
- des transistors MOSFETs performants dans un domaine de tension de blocage restreint à 1500 V ;
- des applications très haute tension (ex : transmission HVDC) contraintes de mettre en série des thyristors 6 kV, chaque composant nécessitant une couche de silicium très pur d'épaisseur 1 mm où la durée de vie des porteurs doit être très grande de l'ordre de 100 μ s, le tout entraînant de fortes pertes en commutation ;
- des températures de jonction maximales inférieures à 200 °C (selon la famille du composant et l'application) pour éviter l'emballement thermique, du fait de l'aggravation de toutes les causes de pertes au sein du composant (courants en inverse, résistivité en conduction, temps de commutation) - de lourdes contraintes en résultent comme la nécessité d'emploi de refroidisseurs pénalisant le système global en terme d'encombrement, de coût et de fiabilité, ou bien l'impossibilité de satisfaire les applications à température ambiante élevée.

Le tableau 1 rassemble les principaux matériaux semiconducteurs susceptibles d'être "supérieurs" au silicium par toutes ou partie de leurs propriétés physiques. Le carbure de silicium se présentant sous différentes formes cristallines (appelées polytypes), les deux les plus courantes sont présentées.

On remarque que ces matériaux ont tous en commun une bande d'énergie interdite (E_g) plus large que celle du silicium, condition qui leur permet de posséder deux atouts importants : un champ électrique critique E_c plus élevé et une concentration intrinsèque n_i plus faible. Ainsi, tous ces candidats doivent permettre d'accroître la tension de claquage pour une couche semiconductrice ayant un dopage donné (i.e. pour une pente donnée de la distribution du champ électrique représentée Fig. 4). On notera la supériorité très nette du diamant et ensuite du carbure de silicium en la matière, devant autoriser des tensions de claquage au-delà de plusieurs dizaines de kV.

E_c plus élevé permet également d'améliorer la tenue en tension pour une couche ayant un dopage plus élevé et une épaisseur plus faible : on peut alors espérer réduire fortement le compromis densité de courant à l'état passant/tenue en tension, donc élargir considérablement le champ d'applications des composants unipolaires, gagnant ainsi en plus sur le plan de la rapidité des commutations. Ceci sera d'autant plus vrai que les mobilités des porteurs seront élevées, ce qui place encore le diamant largement en tête. Malgré des mobilités des porteurs sensiblement plus faibles que celles des autres matériaux présentés, les différents polytypes de SiC restent en seconde position. Selon des estimations théoriques de Baliga [BAL93], l'emploi de SiC-6H permettrait ainsi de réduire d'un facteur 180 la résistance spécifique de la

zone de dérive d'une diode Schottky ou d'un MOSFET de tenue en tension 1000 V, améliorant la densité de courant maximale d'un facteur 20 par rapport à son équivalent en silicium. Bien que ces valeurs soient à modérer car ne prenant pas en compte toute la réalité, des diodes Schottky et transistors unipolaires en SiC de tenues en tension de plusieurs kV sont annoncés.

Avec une concentration intrinsèque de porteurs n_i d'autant plus faible que E_g est élevée, le diamant et le nitrure d'aluminium sont les matériaux qui rehaussent le plus la température maximale de jonction (au-delà de 1000 °C), viennent ensuite le nitrure de gallium et le carbure de silicium (au-delà de 600 °C), et enfin l'arséniure de gallium (400 °C). Avec une conductivité thermique très faible (même comparée au silicium), ce dernier matériau reste trop limité vis-à-vis des applications de l'électronique de puissance ; le GaN est également pénalisé par λ_{th} faible, contrairement encore au diamant et à SiC, ainsi qu'à AlN. La température de fusion indiquée au tableau 1 pour différents matériaux est une indication supplémentaire de leur stabilité thermique.

Précisons néanmoins qu'une largeur de bande d'énergie interdite plus grande va se traduire par un potentiel de barrière de la jonction PN plus élevé. Les composants bipolaires fabriqués à base des semiconducteurs du tableau 1 seront donc défavorisés par rapport à leurs homologues en silicium du point de vue des pertes en conduction. Mais cet inconvénient peut disparaître d'autant plus fortement que les applications visées seront haute tension et pourront être réalisées à plus forte densité de courant, à plus haute température de jonction, à fréquence plus élevée. Un intérêt réel des composants bipolaires n'est donc pas à écarter, leurs champs d'utilisation pouvant être déplacés [GAM91].

Bien qu'elle ne soit pas un paramètre de premier ordre pour le fonctionnement des composants de puissance classiques, on notera tout de même la présence dans le tableau 1 de la vitesse de saturation des porteurs, du fait de son importance pour les composants de puissance micro-ondes, qui correspondent à un large marché. Les potentialités théoriques du diamant et de SiC dans ce domaine apparaissent donc très importantes également.

	Si	GaAs	SiC-6H	SiC-4H	GaN	AlN	C
E_g (eV)	1,1	1,43	3	3,26	3,46	6,2	5,45
E_c (10^5 V/cm)	3	6	30	30	> 10		100
μ_n (cm^2/Vs)	1500	8500	350	1000	1250		2200
μ_p (cm^2/Vs)	600	400	50	50	850		1600
n_i (cm^{-3})	$1,4 \times 10^{10}$	$1,8 \times 10^6$	3×10^{-6}				1×10^{-20}
λ_{th} (W/cm,K)	1,5	0,46	4,9	4,9	1,3	1,7-2,3	22
v_{sat} (10^7 cm/s)	1	1,2	2	2	2,2		2,7
T_f (°C)	1420	1238	2830	2830		2300	4000

Tableau 1. Comparaison des propriétés physiques (valeurs à 30 °C) des principaux matériaux semiconducteurs à large bande d'énergie interdite : silicium (Si), arséniure

de gallium (GaAs), carbure de silicium (SiC), nitrure de gallium (GaN), nitrure d'aluminium (AlN), diamant (C).

4.2. L'état d'avancement de la technologie des nouveaux matériaux

GaAs est incontestablement le matériau le plus avancé d'un point de vue technologique (une large industrie du circuit micro-ondes repose sur lui depuis de longues années). Cependant, l'analyse théorique précédente souligne qu'il est loin d'être le semiconducteur le plus prometteur pour satisfaire les besoins de l'électronique de puissance. Un apport restreint par rapport au silicium (gain en performance, coût) explique probablement aujourd'hui la très faible présence de GaAs dans le domaine de la puissance. Des diodes Schottky 600 V/ 8 A ont été annoncées, démontrant effectivement une supériorité par rapport à l'utilisation de diodes bipolaires rapides et de tenue en tension similaires en Si.

À l'exception de SiC, l'obstacle majeur commun à tous les autres semiconducteurs du tableau 1 est l'inexistence de substrats monocristallins exploitables industriellement. Dans le cas des nitrures, la plupart des études utilisent des couches minces hétéro-épitaxiées sur un substrat de nature différente. La technologie de GaN est de loin la plus développée, mais la taille des cristaux disponibles aujourd'hui n'excède pas quelques millimètres. De très nombreuses recherches sur les nitrures sont cependant en cours, basées sur GaN sur substrat SiC ou sur saphire, mais elles concernent essentiellement le domaine de l'optoélectronique (LEDs bleues déjà commercialisées, diodes laser) pour lequel la supériorité de GaN comparé à SiC est incontestable [NAK97], alors que la situation est inverse pour le secteur des composants de puissance.

Le diamant, apparaissant à tous égards supérieur théoriquement à tous les autres matériaux cités, fait l'objet d'un certain nombre de recherches. Cependant les principaux obstacles à la réalisation de composants demeurent la faible activation des dopants, l'absence de substrats de grande dimension et le manque d'oxyde natif. L'idée d'une électronique basée sur C apparaît encore aujourd'hui pour le moins très futuriste.

Le carbure de silicium en revanche, du fait de ses atouts, et grâce (entre autre) à la découverte en 1978 d'une technique de croissance de substrats monocristallins de grande taille (par la méthode de "Lely Modifiée" [TAI78], est considéré comme pouvant devenir le matériau d'une nouvelle génération de composants de puissance. Parmi les nombreux polytypes différents du SiC, très peu correspondent à des phases monocristallines suffisamment stables pour permettre leur synthèse sous forme de lingots. Le polytype 6H est le premier à avoir été commercialisé sous forme de plaquette (au début des années 1990 par CREE Research), et exploitable pour l'électronique de puissance. Également disponible depuis 1996, le polytype 4H présente un plus grand potentiel encore, en particulier du fait d'une meilleure mobilité des porteurs. De plus, aujourd'hui, non plus une mais quatre sociétés (deux aux USA, une en Allemagne et une au Japon) commercialisent des substrats de carbure de silicium. La société américaine CREE reste le leader en terme de qualité et diamètre maximal des plaquettes (2 pouces en vente, 3 pouces présenté à la conférence internationale ICSCIII-N de Stockholm en septembre 1997 [TSV98]). Celle-ci

propose également depuis peu des épitaxies relativement épaisses (plusieurs dizaines de μm), pour des concentrations minimales de dopants de l'ordre de 10^{14} cm^{-3} . De telles caractéristiques permettent d'envisager un plus grand nombre d'études sur les composants haute tension (i.e. plusieurs kV). Par ailleurs, plusieurs centres de recherche industriels possèdent leur propre source de substrats ou épitaxies de bonne qualité (Westinghouse-Etats Unis, ABB-Suède, Siemens-Allemagne, LETI/CEA-France, ...). L'ensemble de ces matériaux et les nombreuses recherches en conception et technologie ont permis la réalisation de prototypes de composants de puissance confirmant pour une part les potentialités de SiC. Nous allons donner un aperçu de leurs meilleures performances, mais aussi contre-performances. Puis nous précisons les difficultés restant à surmonter avant que des dispositifs de puissance compétitifs puissent apparaître sur le marché.

4.3. Les perspectives pour les composants de puissance en carbure de silicium

A température ambiante, le record en terme de tenue en tension est toujours de 4,5 kV pour une diode bipolaire en SiC-6H (structure mesa non passivée) [KOR95], dont l'épaisseur et le dopage de la couche épitaxiée tenant la tension étaient respectivement de 45 μm et $2 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. A l'état passant, la chute de tension sous 100 A/cm² était de 6 V. En structure planar, la meilleure tenue en tension est de 3,4 kV pour une diode bipolaire en 4H protégée en périphérie par une double extension de terminaison de jonction (JTE) [ROT97]. La densité de courant de fuite est inférieure à $4 \times 10^{-4} \text{ A/cm}^2$ sous 2000 V, et la tension directe est de 4 V sous 100 A/cm². Ces structures sont toujours de très petites dimensions (inférieures à 10^{-3} cm^2) donc très limitées en courant direct.

Des diodes Schottky Ni/SiC-4H de tenue en tension jusqu'à 3 kV (courant de fuite inférieur à 10^{-2} A/cm^2 , et résistance spécifique à l'état passant égale à $34 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$), mais de petite surface active, ont été rapportées [KIM97]. La meilleure performance en matière de courant direct reste 2 A sous 1,5 V pour des dispositifs 1100 V [STE96]. Signalons que des diodes mixtes, Schottky/bipolaire, sont également à l'étude, pour bénéficier simultanément des faibles courants inverses de la jonction PN et de la faible tension directe de la jonction Schottky.

Pour ce qui concerne la famille des transistors MOSFET de puissance, les plus fortes tenues en tension reviennent à des structures en tranchées 1,4 kV (de résistance spécifique à l'état passant $430 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$) et à des structures planes doublement implantées 900 V en SiC-4H [AGA97-1]. Pour l'état passant rappelons le meilleur résultat qui correspond à un courant de 5 A (grâce à une résistance spécifique de $30 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$) pour un transistor MOSFET en tranchées de 500 V [STE96]. Soulignons que, bien qu'en-dessous des espérances pour le SiC, ces résistances spécifiques expérimentales de diodes Schottky et de MOSFETs représentent doré et déjà une amélioration par rapport au silicium (la limite théorique basse pour un composant capable de supporter 2 kV est de l'ordre du $\text{m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ en SiC-4H et de $1 \text{ }\Omega \cdot \text{cm}^2$ en Si).

La bibliographie récente fait également état de dispositifs de type thyristors en SiC-4H (700 V ; 6 A), ayant une chute de tension à l'état passant de 3,7 V sous 1000 A/cm² [PAL96], ou de type GTO (600 V ; 1,4 A) capables de fonctionner sous fortes densités de courant et jusqu'à 350 °C et de commuter rapidement [AGA97-2].

On peut déjà retenir de ces résultats expérimentaux une démonstration certaine des potentialités du carbure de silicium à haute tension, forte densité de courant ainsi qu'à haute température. Cependant des écarts très importants entre performances théorique et expérimentale ressortent cruellement en ce qui concerne les chutes de tension en direct élevées, la maîtrise des lieux de claquage, la fiabilité des composants, et surtout les courants à l'état passant très faibles. On le doit à un certain nombre de difficultés qui persistent.

Citons tout d'abord la qualité et la stabilité de l'interface entre SiC et l'isolant de grille ou l'isolant de passivation ou le milieu ambiant. En particulier pour SiO₂ sur SiC de type p, les densités de charge dans l'oxyde restent élevées et le désordre à l'interface limite fortement la mobilité des électrons dans le canal d'inversion des MOSFETs [BAN97], surtout si ce dernier est le long d'une paroi de tranchée [LAN97] ou à la surface d'une épitaxie de 4H. Les résistances spécifiques des MOSFETs en pâtissent.

D'autres étapes de fabrication ne sont pas encore optimisées, surtout sur type P. Les résistances des contacts ohmiques augmentent les résistances série à l'état passant. La difficulté de réaliser des zones P profondes et électriquement activées par implantation ionique et recuit [PLA97] limite à l'heure actuelle le concepteur dans le choix des architectures de composants. Ce point explique par exemple le recours à une structure en tranchées pour réaliser les premiers MOSFETs haute tension en SiC (faute de savoir doper de type P localement, la tranchée gravée à travers une épitaxie P permet d'isoler les caissons nécessaires au passage du canal d'inversion, cf. figure 7). Or cette conception n'est pas la mieux adaptée à haute tension de blocage (abandonnée sur silicium au profit des structures planes) puisqu'elle engendre par principe la présence d'un pic de champ électrique au pied de la tranchée. Un moyen de réduire ce problème consiste à incliner les parois de la tranchée à l'aide d'un procédé de gravure sèche en pente [LAN97]. La figure 8 illustre cet effet de l'angle de la tranchée par des résultats de simulation électrique obtenus au laboratoire avec le logiciel Medici (de TMA) pour une structure en SiC-6H offrant le meilleur compromis tenue en tension/densité de courant à l'état passant, pour un objectif de tenue en tension 1,5 kV. Cette simulation tient compte de l'anisotropie du polytype 6H en considérant une mobilité des électrons dans la direction verticale de 100 cm²/Vs. Elle tient également compte d'une dégradation de leur mobilité dans le canal d'inversion le long de la tranchée en appliquant un facteur 0,5. Le champ électrique maximal choisi comme critère de tenue en tension est fixé à 2 MV/cm pour cette étude.

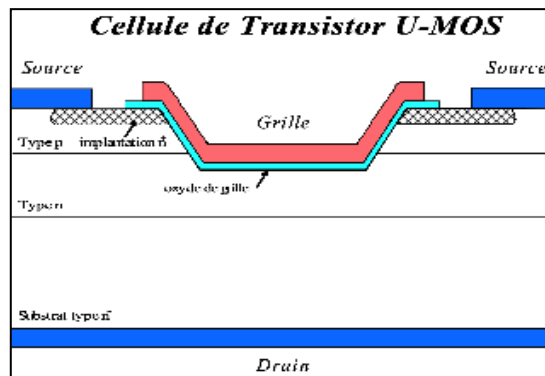


Figure 7. Schéma de la cellule simulée du MOSFET en tranchées en SiC-6H

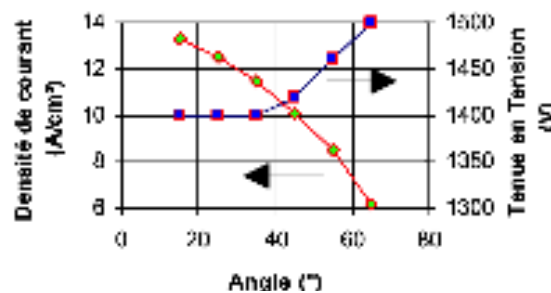


Figure 8. Tenue en tension en volume et densité de courant direct ($V_{DS} = 1V$, $V_{GS} = 15V$) en fonction de l'angle de la tranchée par rapport à la verticale. Le dopage de la zone de dérivation (épitaxie N) est $5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, celui des caissons P est $2 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, et les principaux autres paramètres sont :

Épaisseur Epi N	Épaisseur Epi P	Long. Tranchée	Long. Source
15 μm	1,5 μm	4 μm	4 μm

Citons également une connaissance encore insuffisante de la physique des composants en SiC et des paramètres de ce matériau, qui ajoute à la difficulté de concevoir des dispositifs performants [ORT97].

Probablement plus critique que l'immaturité des différents procédés de fabrication, nous terminerons par le problème de la qualité cristalline encore insuffisante des substrats de SiC commercialisés. Elle est notamment à l'origine de la limitation sévère de la taille des prototypes de puissance réalisés, et donc de leurs très faibles courants nominaux. Parmi les défauts structurels incriminés, les micropores (trous traversant le substrat et les couches supérieures, de diamètre typique 1 à 5 μm) restent en concentration moyenne beaucoup trop importante (de l'ordre de 50 par cm^2). Les progrès très rapides au cours des trois dernières années doivent être poursuivis : à titre indicatif, moins de 1 défaut par cm^2 est requis pour une production de composants de puissance de courant nominal 10 A continu avec un rendement de fabrication d'au moins 90 % (et 0,1 défaut / cm^2 pour 100 A ...) [HAR97]. D'un tel progrès, accompagné d'un accroissement du diamètre des plaquettes et d'une diminution de

leur prix de vente, dépend le prochain développement économique d'une technologie de composants de puissance en carbure de silicium à grande échelle.

5. Les modules et l'intégration de puissance

5.1. Introduction

Même si l'arséniure de gallium (AsGa) commence à percer pour la réalisation de redresseurs rapides [WRI97], il apparaît que les travaux actuels sur l'utilisation de nouveaux matériaux semi-conducteurs, tels que le carbure de silicium (SiC), ne déboucheront pas sur une industrialisation avant plusieurs années [PET96] [SAN97]. En attendant les bouleversements de l'électronique de puissance viendront de la capacité des fabricants de composants de puissance à proposer des dispositifs silicium intégrant un système et non plus une fonction. L'intégration de puissance est née de la volonté d'accroître la fiabilité des systèmes, d'en simplifier leur montage et leur maintenance et ceci tout en réduisant le coût. Les progrès de l'électronique de puissance pour les prochaines années s'appuieront essentiellement sur les avancées de l'intégration de puissance. Suivant la puissance à commuter, il est aujourd'hui admis de classer l'intégration de puissance en deux filières [PET97] : d'une part l'intégration monolithique et d'autre part l'intégration hybride.

5.2. L'intégration monolithique

Les progrès de l'intégration monolithique sont considérables ces dernières années. Il est possible de distinguer deux voies : l'intégration de systèmes et l'intégration fonctionnelle [SANC97-1], [QUO97].

L'intégration monolithique de puissance consiste à intégrer sur le même cristal de silicium la partie électronique analogique, numérique ainsi que les étages de puissance et ceci tout en obtenant des caractéristiques électriques comparables à une version utilisant des produits discrets. Au-delà de cette définition, l'intégration monolithique permet de concevoir des systèmes auto-protégés en température, courant et tension [RIS97]. Le même cristal de silicium supporte l'étage de puissance et l'électronique de commande, protection, diagnostic, communication etc. Ceci demande une isolation de la partie logique et analogique bas signaux par rapport à l'étage de puissance (insensibilité aux forts di/dt et dv/dt). L'intégration monolithique est limitée à une puissance commutée de l'ordre du kVA.

Dans la gamme de courant de quelques ampères et pour une tenue en tension de quelques centaines de volts, on retrouve les technologies MOS ou bipolaires voire BiCMOS [SUE97] avec les isolations par jonction [LOR97-1] [LOR97-2]. Pour les puissances commutées supérieures, il est pour l'instant impossible d'intégrer le thyristor ou l'IGBT vertical [QUO97] ; alors de nombreux travaux ont porté sur le développement de composants de puissance latéraux. On citera principalement le L-IGBT (Lateral Insulated Gate Bipolar Transistor) qui présente une capacité en courant trois à cinq fois plus importante qu'un MOSFET de taille équivalente [RIS97]. En parallèle de nouveaux types d'isolation sont en étude : SOI (Silicon On Insulator) [DIS97] [FUN97] ou "bonded Si/SiO₂/Si wafers" [LOR97-1] [QUO97] [SAN97]. La

première consiste à isoler le silicium en intercalant une couche d'oxyde ; ceci est pratiqué aujourd'hui sur toute la surface de la puce et il faudra, à l'avenir, être en mesure de créer des structures SOI locales. La deuxième permet de "coller" différents types de substrats (silicium ou oxyde). L'intégration monolithique se tourne vers des circuits de plus en plus complexes faisant appel aux technologies VLSI et ULSI. A l'heure actuelle, les règles de dessin de fabrication ne descendent pas en dessous de 1.5 à 2 μm ($U > 600 \text{ V}$) et 0.6 μm ($U < 100 \text{ V}$) et ceci en raison de la "complexité verticale" (dans une direction perpendiculaire à la surface) des composants.

Le coût de développement et de fabrication de composants intégrés est élevé car tout le composant est réalisé avec la technologie de la zone la plus complexe, même si celle-ci ne concerne qu'une faible partie de la surface totale. Les constructeurs s'orientent vers une approche flexible en proposant des composants intégrés programmables ("Super Smart Power [RIS97]). Ainsi un micro-controller huit bits et de la mémoire non-volatile ont été intégrés dans un chargeur dit "intelligent" afin que celui-ci puisse s'adapter à différents types de batteries.

Outre les chargeurs de batteries pour la téléphonie mobile, les principaux domaines d'applications de la puissance intégrée sont l'automobile (allumage et autres systèmes avancés pour la gestion des équipements du véhicule : ABS, phares ...), les alimentations de lampes fluorescentes, la robotique, les équipements médicaux etc. [SAN97].

L'intégration fonctionnelle cherche à concevoir de nouvelles fonctions qui ne sont pas réalisables en technologie d'intégration [SANC97-1] [QUO97]. Elle est basée sur l'utilisation de l'interaction de couches semi-conductrices (ou de composants) et non pas sur leur interconnexion. Ainsi le thyristor et le triac pourraient être considérés comme les premiers exemples d'intégration fonctionnelle. Plus récemment, l'association de technologie bipolaire et MOS ont fait apparaître l'IGBT qui lui aussi est un nouvel exemple d'intégration fonctionnelle. Désormais l'intégration fonctionnelle s'ouvre à de nouveaux horizons, en associant des composants classiques, diodes, transistors P ou N MOS, diodes Zener etc. avec des composants verticaux. Ceci débouche sur les composants A.S.D. de SGS THOMSON (Application Specific Discrete). On voit ainsi des réalisations de limiteurs de courant, de composants de protection et plus généralement des circuits se connectant directement sur le réseau alternatif [QUO97] [BER97]. L'intégration fonctionnelle trouve son intérêt dans le développement de nouvelles fonctions interrupteurs (dans le sens qu'elles n'existent pas en composants discrets). L'innovation la plus grande repose sur le développement d'un thyristor dual monolithique [SANC97-2], celui-ci étant concevable en tirant profit d'une association optimisée de régions semi-conductrices aux caractéristiques bien spécifiques : le concept même de l'intégration fonctionnelle.

5.3. L'intégration hybride

Dans ce paragraphe, nous développerons les dernières avancées : des modules de puissance (interrupteurs de forte puissance), des modules de puissance intelligents : I.P.M. (Intelligent Power Module) et A.S.I.P.M. (Application Specific Intelligent Power Module) et finalement les solutions hybrides personnalisées – full custom.

Les modules de puissance ont vu leur gamme s'étendre ces dernières années. On parlera surtout des avancées des modules IGBT qui concurrencent de plus en plus les GTO et thyristors. Le développement de technologie IGBT NPT (Non Punch Through) et la parallélisation massive de puces (jusqu'à plus de vingt) permet de disposer de modules 3.3 kV et 1.2 kA. Ces gammes de puissance permettent d'aborder les applications pour la traction électrique. Malheureusement les solutions traditionnelles (à bonding) ne supportent pas la fatigue thermique induite dans un tel domaine d'application. Les recherches s'orientent vers des boîtiers pressés pour une meilleure tenue à la fatigue thermique, une meilleure évacuation de la chaleur et une facilité accrue de montage [HIY97] [TAK97]. Les travaux sur les boîtiers ont abouti à des solutions économiques qui présentent un gain en facilité de montage et fiabilité : boîtier SKiiP de SEMIKRON [PET97] ou ECONOPACK de SIEMENS / EUPEC [LOR97-1] [BAY97]. En parallèle, les constructeurs s'attachent à améliorer les modules hybrides : diminutions des inductances internes, de la résistance thermique, du volume et du poids. Ceci passera par l'utilisation de matériaux possédant de meilleures propriétés (isolation diélectrique, conductivité thermique et coefficients de dilatation thermique pas trop disparates). On peut citer notamment le remplacement de l'embase classique aluminium par un matériau composite à matrice métallique (MMC) tel que l'Al/SiC [PRE97], le remplacement du substrat alumine Al_2O_3 par du nitrure d'aluminium (AlN) ou du diamant, l'intégration du radiateur (qui devient l'embase) ou de micro-refroidisseurs. Une solution proposée récemment repose sur la suppression du substrat diélectrique et la mise en œuvre d'un échangeur diélectrique massif d'AlN sur lequel est thermocomprimé le collecteur de cuivre [BRO97]. L'inconvénient de cette encapsulation réside dans le coût élevé de l'usinage de l'AlN.

Les modules IPM contiennent l'étage de puissance, les drivers et la protection des composants. Ils peuvent être comparés aux solutions monolithiques, mais ceux-ci concernent une gamme de puissance beaucoup plus élevée ($I < 30$ A, $U < 1200$ V). Les IPM fournissent des solutions déjà complètes pour des applications telles que l'onduleur [NOD97]. Contre partie de ces avancées, les IPM sont relativement chers, peu ou pas flexibles et dépendent du constructeur (pas de seconde source) [LOR97-1].

Les réalisations personnalisées de circuits hybrides sont en pleine expansion car elles donnent un gain en encombrement, maintenance, confidentialité etc. On envisage plusieurs technologies suivant la gamme de puissance : PCB (Printed Circuit Board) - circuit imprimé avec composants montés en surface CMS (750 W), SMI Substrat Métallique Isolé (4 kW), DCB Direct Contact Bonding (> 10 kW), largement utilisé dans les modules IGBT [LOR97-1]. Les travaux de recherche dans ce domaine rejoignent ceux des modules [REY96] [RAC96].

5.4. Bilan

L'intégration de puissance est un domaine en plein développement.

Si l'on souhaite aller directement vers l'intégration monolithique, il paraît souhaitable et réaliste de partir du composant de puissance, et fabriquer autour de lui tout ce qui est partie commande, protection etc. de façon compatible avec sa technologie. L'intégration devra à terme utiliser les mêmes chaînes de fabrication que les circuits intégrés en gardant une spécificité sur l'isolement de la partie bas niveaux

par rapport à l'étage de puissance. L'intégration fonctionnelle requiert une technologie bien spécifique (plaquette fine, diffusion sur les deux faces etc.) rendant cette voie incompatible avec un process standard. En revanche, l'intégration fonctionnelle pourrait se tourner rapidement vers le domaine des micro-systèmes ou des capteurs [QUO97].

L'intégration multipastilles (plusieurs puces dans le même boîtier) concurrencera très probablement l'intégration monolithique car elle permet d'associer des puces de natures différentes tout en conservant les procédés technologiques adaptés à chacune d'entre elles.

S'agissant de l'hybridation, l'approche semble plus souple. On peut partir de son propre savoir-faire. En l'occurrence dans notre laboratoire, l'algorithmie et la méthodologie de commande de machines électriques, les convertisseurs A/D et D/A ont déjà été investigués de façon indépendante. Nous nous concentrons actuellement par exemple sur les problèmes suivants :

- L'allègement de la tâche du processeur (DSP ou autre) en développant des ASIC programmables ou non [FOU97],
- La conversion digitale analogique (et A/D) en se focalisant sur les problèmes d'isolation entre les différentes parties, de bruit engendré et plus généralement aux problèmes de compatibilité électromagnétique entre les sous-ensembles du système, la conception de circuits analogiques,
- Le développement de composants haute tension compatibles avec la technologie standard bas niveau dans les parties contrôle, commande, protection.

A l'avenir, le savoir faire passera du fabricant de systèmes vers le fabricant de semi-conducteurs. Le concepteur de systèmes deviendra un architecte en assemblant des sous-systèmes et non plus des composants, quant au fabricant de semi-conducteurs de puissance, il devra s'attacher à intégrer ces sous-systèmes.

6. Modélisation et simulation des composants de puissance à semiconducteur.

6.1. Etat de l'art: différents types de modèles.

En citant les différents types de modèles de composants à semi-conducteur, des plus connus aux plus récents, on rencontre:

- les modèles du type SPICE,
- les modèles utilisant des méthodes numériques basées sur les éléments finis,
- les modèles d'interrupteur idéalisé,
- les modèles analytiques.

Les modèles de type SPICE, sont les modèles initialement implantés dans le simulateur SPICE [VLA94]. Ce sont des schémas électriques équivalents aux équations mathématiques représentatives. Les modèles élémentaires parfois utilisés en électronique de puissance, sont : la jonction PN, le transistor bipolaire et le transistor MOSFET. De nombreuses publications décrivent des macro-modèles pour SPICE, circuits assemblant des modèles élémentaires. Malheureusement cette

technique est limitée, et ne permet pas de représenter tous les phénomènes et les non linéarités. Tous ces modèles utilisent de nombreux paramètres électriques, voire empiriques, parfois redondants, et dont l'identification est délicate. Pour les applications de l'électronique de puissance, seul le modèle du transistor Mosfet conduit à des résultats satisfaisants en statique comme en dynamique.

A l'opposé, la résolution numérique des équations des composants à semi-conducteur permet une modélisation très précise de tous les phénomènes essentiels dans les composants de puissance. Les simulateurs MEDICI, ATLAS ou ISE par exemple, exploitent la méthode des éléments finis pour l'équation de Poisson, et la méthode des intégrales de frontières pour les équations de continuité. Pour obtenir une bonne précision au niveau des caractéristiques électriques, il est nécessaire de bien connaître la valeur de paramètres technologiques du composant. Malheureusement cette approche est lourde, et la commutation d'un IGBT demande plusieurs jours de simulation sur une station de travail, et un espace-disque considérable. Mais à ce prix, les résultats sont très corrects pour tous les composants de puissance, en statique comme en dynamique.

Dans la mesure où il n'existait pas de modèles satisfaisants de composants bipolaires de puissance, la simulation de circuit de puissance a souvent fait appel à une représentation idéalisée des interrupteurs [KAS79]. En particulier le modèle " R_{on}/R_{off} " consiste à substituer une résistance de faible valeur à l'état passant, et une résistance de forte valeur à l'état bloqué. De nombreux simulateurs dédiés à l'électronique de puissance ont été développés sur ce principe. La précision obtenue est bien évidemment médiocre surtout en commutation, mais l'objectif de telles simulations est l'analyse système. Toutefois l'introduction artificielle de résistances faibles et grandes, aboutit à un système numérique "raide" [JAL85]. Pour éviter ces problèmes numériques, il est plus avantageux d'utiliser l'interrupteur idéal: circuit ouvert à l'état bloqué, et court-circuit à l'état passant. Cette technique aboutit à des circuits à topologies variables, ce qui est mal adapté à la méthode nodale (modifiée), utilisée par la très grande majorité des simulateurs de circuit [HO75]. Les graphes de liens, en revanche, sont bien adaptés entre autres, à l'utilisation des interrupteurs idéaux [ALL93].

Les nouveaux simulateurs de circuit (Saber, Eldo, Smash, Pacte) proposent un langage de description de modèles, qui autorisent l'écriture de n'importe quel type de non linéarité, ce qu'interdisent les premières versions de SPICE. Ces modèles sont qualifiés d'analytiques. Ils décrivent un système d'équations différentielles et algébriques. Les derniers modèles avancés de composants de puissance sont présentés sous cette forme [HEF94].

6.2. Spécificités de la modélisation des composants de puissance.

Dans un composant de puissance à semiconducteur, les phénomènes électriques et thermiques sont fortement couplés. D'autre part, les composants bipolaires présentent des conditions de forte injection en polarisation directe.

La forte injection est décrite par l'équation de diffusion ambipolaire, caractérisant un processus distribué. Sa modélisation n'est pas simple et fait appel à des techniques

d'approximation élaborée [LAU91][LET96], comme par exemple l'approximation interne [MOR94]. La discrétisation par des techniques numériques de l'équation de diffusion ambipolaire est possible [VOG92] mais elle pose le problème de la portabilité délicate du modèle (dit hybride).

Une simulation intéressante en électronique de puissance, consiste à analyser la réponse transitoire d'un circuit initialisé en charge, c'est-à-dire dans des conditions de courants non nuls dans les composants. Malheureusement ce cas aboutit parfois à des conditions de divergence dans les simulateurs de circuit disponibles sur le marché [WOL96].

Enfin la validation expérimentale, en commutation, est souvent réduite à quelques cas. Or une réelle détermination du domaine de validité passe par des tests systématiques.

6.3. Les modèles de composants disponibles.

Le modèle SPICE (level 1 à 3) du transistor MOSFET est largement utilisé pour représenter un transistor MOSFET de puissance, soit directement, soit dans un macro-modèle. De nombreuses bibliothèques de dispositifs identifiés sont disponibles, mais avec une qualité d'identification très variable. En revanche, aucun des modèles identifiés ne prend en compte correctement la diode interne, notamment en cas de recouvrement de cette diode.

Le modèle SPICE de la diode (en fait de la jonction PN) ne prend pas en compte la forte injection. Il ne représente donc pas correctement le recouvrement inverse d'une diode PiN de puissance, notamment le transitoire de tension. En revanche, ce modèle permet une représentation correcte de la diode Schottky ou de la diode Zener.

Le modèle d'IGBT le plus largement utilisé dans les simulateurs commerciaux, est celui d'A. Hefner [HEF94]. Ce modèle donne de bons résultats sur charge résistive, mais nettement moins bons sur charge inductive. Les paramètres de ce modèle restent très difficiles à identifier, ce qui explique la pauvreté des bibliothèques existantes. Toutefois ce modèle est robuste (peu de problème de convergence), sauf peut-être en polarisation inverse transitoire (cas de l'onduleur triphasé en commande MLI).

Nous venons de voir qu'il existe de nombreux modèles de la diode de puissance [LAU91][VOG92], mais seul le modèle [MAN97] est implanté dans Saber, par exemple. Il est médiocre en recouvrement inverse. La raison invoquée [MAN97] par la société Analogy de ne pas implanter de meilleurs modèles [LAU91] tient à la difficulté d'identification des paramètres, et surtout aux problèmes de convergence numérique. Pour notre part, nous possédons une longue expérience quant au modèle de diode (pinsv, [MOR94]), que ce soit avec le simulateur Pacte [ALL96], Saber ou Smash.

Enfin il n'existe pas de modèle réellement satisfaisant et disponible pour les autres composants bipolaires de puissance: BJT, GTO, Triac...

Toutefois dans la littérature, se trouvent des modèles avancés pour l'IGBT et la diode notamment. En particulier nous soutenons l'approche graphes de liens, qui a l'avantage d'offrir une représentation graphique et rigoureuse d'un système dynamique multi-domaine. Ceci est particulièrement intéressant pour la modélisation électro-

thermique des composants à semiconducteur. Le modèle classique de la jonction PN est rendu sur la figure 9. Nous reconnaissons les capacités de jonction et de diffusion. La source de courant définit la caractéristique statique.

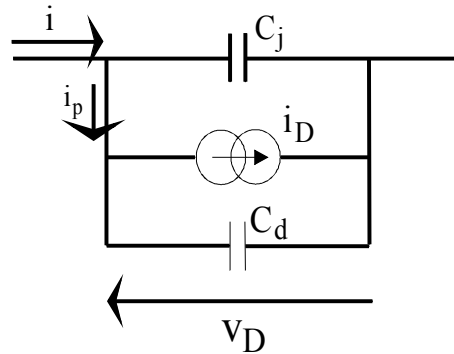


Figure 9. Schéma électrique équivalent classique de la jonction PN

La figure 10 donne le graphe de liens correspondant aux mêmes équations mathématiques que le modèle de la figure 9. En revanche, le graphe de liens respecte les principes énergétiques, et le principe de localisation. Le principe de localisation implique que chaque phénomène se déroule dans une région précise du système, et doit donc être représenté par un composant unique dans cette région. Dans la figure 9 la source de courant correspond à des phénomènes qui ont lieu dans plusieurs régions. La figure 10 décompose bien les différents phénomènes en régions: diffusion des majoritaires dans la couche latérale P+, dérive-diffusion des minoritaires dans la zone de charge d'espace, génération-recombinaison des minoritaires dans la zone neutre N. La conséquence pratique est l'existence d'une température représentative de chaque région, dans le graphe de liens. Bien qu'équivalent au niveau de la formulation mathématique, le graphe de liens est un meilleur modèle pour la simulation électro-thermique, car il fournit naturellement un modèle à température non uniforme. Des modèles plus avancés de composants de puissance à semi-conducteur ont été ainsi développés [ALL94].

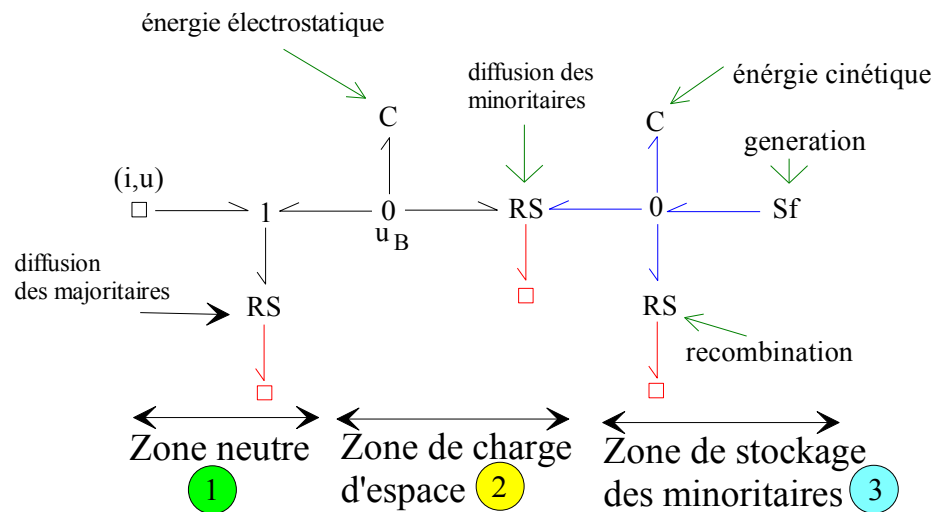


Figure 10. Graphe de liens de la jonction PN. Les demi-flèches représentent les transferts d'énergie, les éléments C représentent des stockages d'énergie, les éléments RS sont des éléments entropiques (dissipatifs) qui représentent des phénomènes irréversibles. Les jonctions 1 et 0 représentent les associations série et parallèle (dans le domaine électrique)

6.4. Application à la simulation de la cellule de commutation

Il est connu que la cellule de commutation est le circuit élémentaire permettant l'analyse de la commutation des composants de puissance (figure 11). La figure 12 montre des résultats de la simulation du blocage de la diode, obtenus avec les modèles SPICE du transistor MOSFET, et pinsv [MOR94] de la diode de puissance, et le simulateur Pacte. Grâce à ce type de simulation, il est facile d'analyser le rôle de chaque paramètre du système sur le comportement de la cellule de commutation, en particulier les paramètres sensibles sont par exemple : l'inductance parasite de maille, le circuit de grille, les références de composants.

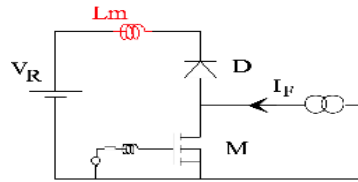


Figure 11. Schéma électrique du montage de test en commutation

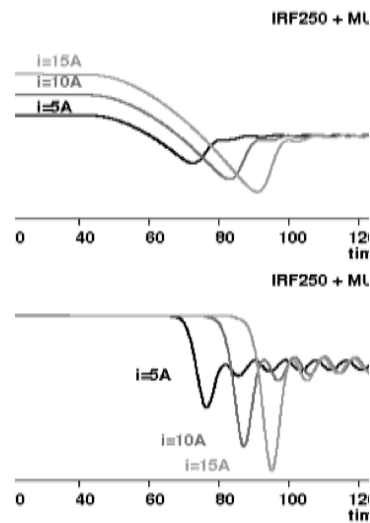


Figure 12. Résultats simulés de la commutation d'une diode à l'ouverture

7. Conclusion

Après quelques rappels sur les principaux phénomènes régissant le fonctionnement des composants de puissance et mettant en évidence les nécessaires compromis pour obtenir des caractéristiques satisfaisant les exigences des utilisateurs cet article met en évidence la vitalité de ce domaine en donnant ses évolutions récentes et prévisibles. Un état de l'art sur les composants de puissance discrets en silicium présente les progrès réalisés en termes de tension de claquage, de capacité en courant ou encore de nouvelles structures. L'exposé montre que l'utilisation de nouveaux matériaux semiconducteurs comme le carbure de silicium laisse déjà prévoir une amélioration significative des caractéristiques d'un composant comme la diode de Schottky mais doit aussi permettre de concevoir des composants originaux. Des progrès, qui pourraient apparaître, à terme, comme une petite révolution dans le domaine de l'électronique de puissance, sont déjà présents et prendront de l'ampleur du fait de l'intégration monolithique ou hybride des systèmes. Le métier de circuitier se transfère de plus en plus, comme en microélectronique et grâce aux progrès de celle-ci, vers les fabricants de semiconducteurs. Enfin l'article donne un aperçu sur la modélisation des composants et la simulation des systèmes de puissance car, du fait de l'augmentation de la complexité des systèmes, il devient nécessaire de se doter d'outils d'aide à la conception qui, au minimum, doivent prendre en compte simultanément les aspects électriques et thermiques.

Références

- [AGA97-1] Agarwal A.K., Casady J.B., Rowland L.B., Valek W.F., Brandt C.D. "1400 V 4H-SiC Power MOSFETs", Int. Conf. Silicon Carbide, III-Nitrides and Related Materials, Stockholm, sep. 1997.
- [AGA97-2] Agarwal A.K., Casady J.B., Rowland L.B., Seshadri S., Siergiej R.R., Valek W.F., Brandt C.D. "700 V asymmetrical 4H-SiC gate turn-off thyristors (GTO's)", IEEE Electron Dev. Letters, Vol. 18, N° 11, p 518-520, 1997.
- [ALL93] B. Allard, H. Morel, J.P Chante, "Power Electronic Circuit Simulation using Bond Graph and Petri Network Techniques", Proc. IEEE PESC, 1993.
- [ALL94] B. Allard, H. Morel, C.C. Lin, H. Helali and J.P. Chante, "Rules for deriving Basic Semiconductor Region Models", Proc. IEEE PESC'94, 1994, Vol 1.
- [ALL96] B. Allard, H. Morel, S. Ghedira and A. Ammous, "A Bond Graph Simulator for Power Train Simulation Including Semiconductor Device Models", IEEE-IMACS, - CESA'96, 1996.
- [BAK97] M. Bakowski, M. Galster, A. Hallèn, A. Weber "Proton irradiation for improved GTO Thyristors", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 77-80.
- [BAL93] M. Bhatnagar, B.J. Baliga "Comparison of 6H-SiC, 3C-SiC, and Si for Power Devices", IEEE Trans. On Elec. Dev., Vol. 40, N° 3, March 1993, pp. 645-655.
- [BAN97] Bano E. "Etude de dispositifs MOS fabriqués en carbure de silicium pour la microélectronique haute température", Thèse Doct, INPG de Grenoble, p 152, 1997.
- [BAY97] R. Bayerer "IGBT module technology : state of the art and future evolutions" Forum Européen des Semi-conducteurs de Puissance, 22 octobre 1997, Clamart.
- [BER97] D. Bergogne, R. Pezzani, B. Renon, L. Moindron "The integrable G.T.O. provides functional integration" EPE'97, Trondheim, pp. 3.080-3.082.
- [BRO97] N. Broqua, A. Petitbon, E. Ranchy "Technologies d'assemblage pour intégration hybride de forte puissance" REE n° 4, pp. 56-61, Avril 1997.
- [DIS97] D. R. Disney "SOI smart IGBT with low cost and high performance" ISPSD'97, Weimar, pp. 289-292.
- [FOU97] P. Foussier, X. Jorda, J. Carrabina, J.P. Chante "Methodologies in the design of an ASIC for AC drive control" VHDL user Forum, Toledo, 1997.
- [FUN97] H. Funaki, T. Matsidai, A. Nakagawa, N. Yasuhara, Y. Yamaguchi "Multi-channel SOI lateral IGBTs with large SOA" ISPSD'97, Weimar, pp. 33-36.
- [GAM91] S.H. Gamal, M.L. Locatelli, J.P. Chante; "Power losses in silicon and silicon carbide diodes", Proc. EPE-MADEP Symposium on material and devices for Power Electronics - Firenze 2-6 Sept. 1991, pp3-7
- [GER97] Y. C. Gerstenmaier, M. Stoisiek "Switching behavior of high voltage IGBTs and its dependence on gate-drive", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 105-108.
- [HAR97] K. Hara "Vital issues for SiC power devices", Int. Conf. Silicon Carbide, III-Nitrides and Related Materials, Stockholm, sep. 1997.

- [HEF94] A.R. Hefner, D.M. Diebolt "An Experimentally Verified IGBT Model Implemented in the Saber Circuit Simulator" IEEE Trans. Pow. Elec., 1994, vol. 9, n°5.
- [HIY97] M. Hiyoshi, K. Nishitani, A. Skinner, S. Dewar "3.3 kV and 2.5 kV press pack IGBT switching performance and mechanical reliability" PCIM'97, Nuremberg, pp. 205-215.
- [HO75] C-W Ho, A.E. Ruehli, P.A. Brennan, "The Modified Nodal Approach to Network Analysis", IEEE Trans. C&S, 1975, vol. CAS-22, n° 6.
- [IWA97] N. Iwamuro, T. Iwaana, Y. Harada, Y. Seki "1200 V MCCT: a new concept three terminal MOS-gated Thyristor", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 245-248.
- [JAL85] Jaleh R., Yang A. "Simulation and modeling" IEEE Trans. C&D, 1985, vol. 8, n° 3.
- [KAS79] J.G. Kassakian, "Simulating power electronic systems: a new approach", Proc. IEEE, 1979, vol. 67, n° 10.
- [KAT97] S. Katoh, J. Ho Choi, T. Yokota, A. Watanabe, T. Yamaguchi, K. Saito "6 kV, 5.5 kA light-triggered thyristor", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 73-76.
- [KEK97] M. Kekura, Y. Morikawa, S. Miyazaki, F. Ichikawa, S. Yamada "Anode short structure for 4.5 kV PT SITH", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 65-68.
- [KIM97] Kimoto T., Wahab Q., Ellison A., Forsberg U., Tuominen M., Henry A., Janzén E., "High voltage (>2.5 kV) 4H-SiC Schottky rectifiers processed on hot-wall CVD and high-temperature CVD layers", Int. Conf. Silicon Carbide, III-Nitrides and Related Materials, Stockholm, sep. 1997.
- [KOR95] Kordina O., Bergman J.P., Henry A., Janzén E., Savage S., André J., Ramberg L.P., Lindefelt U., Hermansson W., K. Bergman : "A 4.5 kV Silicon Carbide Rectifie", Appl. Phys. Lett. 67 (11), p 1561-1563, Sept. 1995.
- [LAN97] Lanois F., Planson D., Lassagne P., Raynaud C., Bano E. "6H-SiC MOS capacitors on sloped surfaces: realisation, surface characterisation and electrical results", Int. Conf. Silicon Carbide, III-Nitrides and Related Materials, Stockholm, sep. 1997.
- [LAU91] P.O. Lauritzen, C.L. Ma, "A Simple Diode Model with Reverse Recovery", IEEE Trans. Pow. Elec., 1991, vol.6, n°2.
- [LET96] Ph. Leturcq, M. O. Berraies, J.-L. Massol "Implementation and Validation of a New Diode Model for Circuit Simulation", Proc. IEEE PESC'96, 1996.
- [LOR97-1] L. Lorenz "System integration – A new milestone for future power electronic systems" EPE'97, Trondheim, pp. 1.0010-1.0015.
- [LOR97-2] L. Lorenz "Power integration evolution" Forum Européen des Semi-conducteurs de Puissance, 22 octobre 1997, Clamart.
- [MAN97] H.A. Mantooh, J.L. Duliere, "A Unified Diode Model for Circuit Simulation", IEEE Trans. Pow. Elec., 1997, vol. 12, n°5.
- [MAT97] K. Matsushita, T. Ogura, I. Omura, H. Ninomiya, H. Ohashi "Tail-current-less 4.5 kV switching device realizing high frequency operation", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 247-250.

- [MIN97] T. Minato, N. Thapar, B. J. Baliga “*Correlation between the static and dynamic characteristics of the 4.5 kV self-aligned trench IGBT*”, Proc. ISPSD’97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 89-92.
- [MOR94] H. Morel, S.H. Gamal, J.P. Chante, “*State variable Modeling of the Power Pin Diode Using an Explicit Approximation of Semiconductor Device Equations: A Novel Approach*”, IEEE Trans. Pow. Elec., 1994, vol. 9, n°1.
- [MOR97] Y. Morikawa, T. Miura, M. Kekura, S. Miyazaki, F. Ichikawa “*Sloping lifetime control by electron irradiation for 4.5 kV PT-SiTh*”, Proc. ISPSD’97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 61-64.
- [NAK97] S. Nakamura, G. Fasol, *The blue laser diode*, (Springer-Verlag, Berlin, 1997).
- [NOD97] S. Noda, K. H. Hussein, S. Yamada, G. Majumdar, T. Yamada, E. Thal, “*A novel super compact intelligent module*” PCIM’97, Nuremberg, pp. 1-9.
- [ORT97] Ortolland S. : “*Etude de la tenue en tension de composants de puissance en carbure de silicium*”, Thèse Doct, INSA de Lyon, p 249, 1997.
- [PAL96] Palmour J.W., Singh R., Lipkin L.A., Waltz D.G. “*4H- silicon carbide high temperature power devices*”, Trans. 3rd Int. Conf. High Temperature Electron. (Hitec) Albuquerque, vol. 2, p XVI-9-14, June 1996.
- [PET96] J.M. Peter “*L’intégration des composants de puissance Quel avenir ?*” EPF’96, Grenoble, pp. 93-100.
- [PET97] J. Petit “*Technologie pressée pour convertisseurs de puissance SKiiP et MiniSKiiP*” Forum Européen des Semi-conducteurs de Puissance, 22 octobre 1997, Clamart.
- [PET97-2] J.M. Peter “*Forum européen des semi-conducteurs de puissance : synthèse*” Forum Européen des Semi-conducteurs de Puissance, 22 octobre 1997, Clamart.
- [PLA97] Planson D., Ottaviani L., Locatelli M.L., Chante J.P., Canut B., Ramos S. “*Post-implantation annealing of Aluminum in 6H-Si*”, Int. Conf. Silicon Carbide, III-Nitrides and Related Materials, Stockholm, sep. 1997.
- [PRE97] M. K. Premkumar-1 “*Al/SiC for power electronics packaging*” PCIM’97, Nuremberg, pp. 151-160.
- [QUO97] J.B. Quoirin, R. Pezzani “*L’intégration monolithique, état de l’art et tendances futures*” Forum Européen des Semi-conducteurs de Puissance, 22 octobre 1997, Clamart.
- [RAC96] M. O. Rachidi, C. Zardini, P. Sable, C. Lucat “*Evaluation thermomécanique de nouveaux substrats sérigraphiés pour des assemblages hybrides de forte puissance*” EPF’96, Grenoble, pp. 57-60.
- [REY96] P. Rey, E. Woïrgard, C. Zardini “*Optimisation des assemblages de puissance par simulation par éléments finis*” EPF’96, Grenoble, pp. 39-44.
- [RIS97] K. G. Rischmüller “*Smartpower – On the way to system integration ?*” EPE’97, Trondheim, pp. 1.007-1.009.
- [ROT97] Rottner K., Schöner A., Frischholz M., Svedberg J.O., Gustafsson U., Ellison A., Janzén E. : “*Design and implementation of a 3.4 kV ion implanted pin-rectifier in 4H-S*”, Int. Conf. Silicon Carbide, III-Nitrides and Related Materials, Stockholm, sep. 1997.

- [SAN97] P. Santos, A. P. Casimiro, M. I. Castro Simas, M. Lança "New challenges toward smart power" EPE'97, Trondheim, pp. 3.001-3.008.
- [SANC97-1] J.L. Sanchez, P. Austin, R. Beriane, M. Marmouget "Trends in design and technology for new power integrated device based on functional integration" EPE'97, Trondheim, pp. 1.302-1.307.
- [SANC97-2] J.L. Sanchez, H. Foch, J.P. Laur, J. Jalade "*L'intégration de nouvelles fonctions de l'électronique de puissance : les potentialités de l'intégration fonctionnelle*" Forum Européen des Semi-conducteurs de Puissance, 22 octobre 1997, Clamart.
- [SIMM97] B. Simmnacher, G. Deboy, M. Ruff, H.J. Schulze "*Analysis of the carrier and temperature distributions in Gate-Turn-Off Thyristors by internal laser deflection*", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 177-180.
- [STE96] Stephani D. : "*Recent progress on SiC-based devices*" 1st European Conference on Silicon Carbide and Related Materials (ECSCRM'96), Heraklion, Crete, Grèce, p 92, octobre 1996.
- [STR97] A.G.M. Strollo, "*A New SPICE Model of Power P-I-N Diode Based on Asymptotic Waveform Evaluation*", IEEE Trans. Pow. Elec., 1997, vol. 12, n°1.
- [SUE97] S. Sueri "*VIpower M3 : a new smart technology for high power, high speed applications*" PCIM'97, Nuremberg, pp. 19-27.
- [TAI78] Y.M. Tairov, V.F. Tsvetkov "*Investigation of Growth Processes of ingots of Silicon Carbide Single Crystals*", J. Cryst. Growth, Vol. 43, feb. 1978, pp. 209-219.
- [TAK97] Y. Takahashi, K. Yoshikawa, T. Koga, M. Soutome, T. Takano, H. Kirihata, Y. Seki "*Ultra-high power 2.5 kV-1800 A power pack IGBT*", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 233-236.
- [TAK97] Y. Takahashi, K. Yoshikawa, T. Koga, M. Soutome, T. Takano, H. Kirihata, Y. Seki "*Ultra high power 2.5 kV – 1800 A power pack IGBT*" ISPSD'97, Weimar, pp. 233-236.
- [THA97] N. Thapar, B.J. Baliga "*The accumulation channel driven bipolar transistor (ACBT) : a new MOS-gated semiconductor power device*", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 201-204.
- [TSV98] V. Tsvetkov, R. Glass, D. Henshall, D. Asbury, C.H. Carter "*SiC seeded boule growth*", Materials Science Forum Vols 264-268, 1998, pp 3-8.
- [UNT97] N. Unten, S. Sawant, B.J. Baliga "*High voltage 4 kV emitter Switched thyristors*", Proc. ISPSD'97, Weimar 26-29 May 1997, pp. 221-224.
- [VLA94] A. Vladimirescu, *The SPICE Book*, New-York, Wiley&Sons, 1994.
- [VOG92] T. Vogler, D. Schröder, "*A New and Accurate Circuit-modeling Approach for the Power-Diode*", Proc. IEEE PESC'92, 1992.
- [WOL96] D.M. Wolf and S. R. Sanders, "*Multiparameter Homotopy Methods for Finding DC Operating Points of Nonlinear Circuits*", IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. 43, No. 10, October 1996.
- [WRI97] N. G. Wright, C. M. Johnson, A. G. O'Neill "Surface passivation techniques for GaAS power schottky diodes" ISPSD'97, Weimar, pp. 141-144.