

Estimation des pertes dans les transistors bipolaires SiC

Cheng CHEN^{1,2}, Denis LABROUSSE¹, Stéphane LEFEBVRE¹, Cyril BUTTAY², Hervé MOREL²,
J.ANDRE³, M. DOMEIJ³

¹SATIE, ENS-Cachan, 61 Avenue du Président Wilson, 94230 Cachan, France

²Ampère, INSA-Lyon, 20 Avenue Albert Einstein, 69621 Villeurbanne, France

³Fairchild Semiconductor, Immeuble Ontario 3 Avenue du Quebec Villebon Sur Yvette 91140 France & Fairchild Semiconductor AB Isafjordsgatan 32C 6th Floor 16440 Kista Sweden

RESUME - Cet article traite de l'estimation des pertes dans les transistors bipolaires SiC. Deux méthodes sont présentées ici. La première, qualifiée d'électrique, consiste à mesurer la tension et le courant commutés par le composant puis de calculer les pertes par conduction et par commutation (amorçage et blocage indifférenciés). Cette méthode de mesure, très sensible, est ensuite comparée à la deuxième méthode dite méthode calorimétrique. Cette dernière simplifiée ici consiste à mesurer l'élévation de température d'un bloc d'aluminium sur lequel le transistor est monté. Connaissant la capacité thermique du bloc d'aluminium, il est ensuite possible de calculer les pertes totales dans le transistor pourvu (les échanges thermiques avec l'extérieur sont négligés pour le calcul). La faible différence de résultats valide la méthode électrique qui, combinée à la méthode de la double impulsion, permet l'étude de différents paramètres environnants (courant de base, courant de collecteur, diode anti-saturation, température de jonction...) pour une température de jonction quasi-constante.

Mots-clés— Composants SiC - Transistor bipolaire – Pertes.

1. INTRODUCTION

Les composants semi-conducteurs en carbure de silicium (SiC) affichent des propriétés physiques et électriques supérieures aux composants silicium et pourraient jouer un rôle important dans les nouvelles générations de convertisseurs d'électronique de puissance [1-4]. Grâce à leur grande valeur de champ critique et leur large bande interdite, les composants SiC sont très intéressants pour la forte puissance et les applications à haute température. De plus, leur grande vitesse de commutation laisse envisager la conception de systèmes de conversion à haute fréquence de commutation.

Les transistors bipolaires (BJT) en carbure de silicium devraient permettre de réduire significativement les pertes de conduction. Ce composant a également montré de bonnes performances en terme de robustesse dans des conditions de fonctionnement extrêmes [5]. Le transistor BJT SiC est donc potentiellement un bon candidat pour les applications de forte puissance.

Après une présentation du banc de test développé pour cet article, deux techniques de mesure de pertes sont décrites : électrique et calorimétrique [6]. Une étude comparative,

permettant de valider les deux méthodes, est réalisée sur un composant BJT SiC (1200V, 20A) pour une fréquence de commutation allant de 100 kHz à 600 kHz. Dans un second temps, l'effet de différents paramètres sur les pertes seront étudiés : niveau du pic de courant de base (généralisé au driver développé à cet effet), utilisation d'une diode d'anti-saturation, intensité du courant de base en régime de conduction établi et température de jonction (jusqu'à 200 °C).

2. BANC DE TEST

La figure 1 représente le banc de test développé pour réaliser les mesures de pertes dans le transistor BJT. La structure de puissance est composée d'une cellule de commutation (transistor BJT SiC + diode Schottky SiC) sur charge inductive. Le circuit de commande est réalisé par un isolateur numérique à grande vitesse (HCPL9000) associé à un driver rapide (IXDD614PI). Les tensions d'alimentation du driver sont réglables et choisis ici entre -8V et +11V. Une résistance (R_b) en parallèle avec un condensateur (C_b) sont placés entre le driver et le transistor SiC. La valeur de R_b permet de régler le courant de base. Le rôle de C_b est de créer un pic de courant (positif ou négatif pour l'amorçage ou le blocage) permettant l'injection et l'extraction rapide des charges de la base. La figure 2 représente le courant injecté dans la base du transistor.

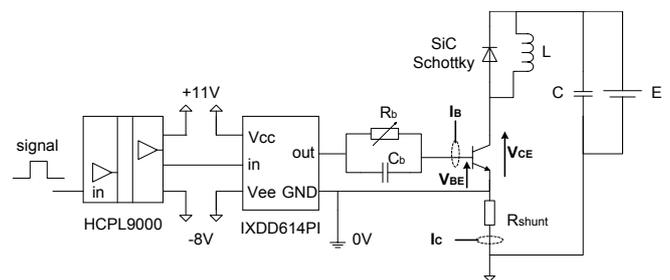


Fig.1 Schéma électrique du banc de test

Ce banc expérimental permet de mesurer la tension base-émetteur avec une sonde Tektronix P6139B (10X, 500 MHz), la tension collecteur-émetteur avec une sonde Tektronix P5100A (100X, 500 MHz), le courant de collecteur avec un

shunt de 0.01Ω (400 MHz) et le courant de base avec une sonde Tektronix TCP0030 (120MHz).

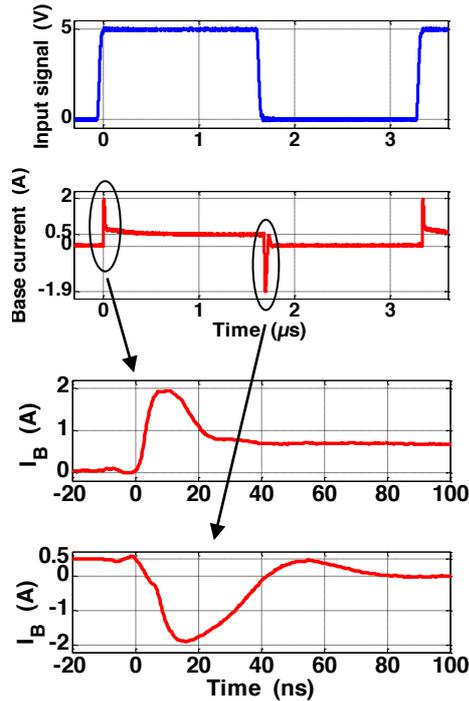


Fig.2 Formes d'onde du courant de base pour une fréquence de commutation de 300kHz

3. MESURE DES PERTES

La mesure des pertes pour les dispositifs semi-conducteurs de puissance commutant à haute fréquence est essentielle mais délicate. La mesure calorimétrique mise en œuvre ici consiste à mesurer l'énergie thermique apportée à un dissipateur. Cette technique est précise dès lors que peuvent être négligées les échanges de chaleur entre le dissipateur et l'environnement, mais nécessite d'augmenter la température du composant au cours de la mesure [7-8]. De ce fait, cette méthode ne permet pas d'étudier facilement l'influence de la température du composant sur les pertes. La méthode électrique de mesures de pertes utilisant une méthode de « double impulsion » [9] permet de faire commuter une seule fois le transistor à un point de fonctionnement préétabli. Cela limite l'élévation de température du composant (uniquement due à une commutation) et l'acquisition des grandeurs électriques permet, par post-traitement, de calculer les pertes. Cette méthode est a priori moins précise que la première et nécessite une instrumentation dédiée (bande passante des sondes suffisantes et retard des sondes sensiblement identiques). Nous verrons par la suite que cette méthode dite « électrique » offre finalement des résultats suffisamment précis pour être utilisée ici.

3.1. Mesure électrique

Afin d'estimer les pertes dans le transistor bipolaire (P_{BJT}), deux méthodes ont été utilisées.

Les pertes dans le transistor BJT sont la combinaison des pertes par conduction et par commutation. En supposant connues la résistance à l'état passant $R_{CE(ON)}$ et la tension de seuil $V_{CE(th)}$ (issues des caractéristiques statiques), les pertes par conduction (P_{cond}) peuvent être calculées en utilisant (1).

$$P_{cond} = V_{CE(th)}\langle i(t) \rangle + R_{CE(on)}\langle i(t)^2 \rangle \quad (1)$$

Dans le cas de fréquences de découpage élevées (>100 kHz), les pertes par commutation sont prépondérantes. L'énergie dissipée à chaque commutation (E_{SW}) peut être dissociée de l'énergie dissipée à l'amorçage (E_{on}) et au blocage (E_{off}). Ces énergies sont calculées indépendamment en intégrant la puissance instantanée dissipée ; produit du courant de collecteur avec la tension collecteur-émetteur au cours de l'amorçage et du blocage. Ces énergies ne sont pas représentatives de l'énergie dissipée à chaque commutation ; seule l'énergie totale a un sens physique.

3.2. Mesure calorimétrique

Les pertes au sein des dispositifs de puissance sont dissipées sous forme de chaleur. En supposant que la chaleur est complètement absorbée par un support monté sur le dispositif sous test (DUT), les pertes peuvent être directement déterminées par la mesure de l'élévation de température du milieu. Dans le cas où la dissipation de la chaleur vers l'extérieur peut être négligée, la dissipation de puissance dans le transistor (P_{BJT}) peut ainsi être déterminée en fonction de la capacité calorifique du milieu (C_{th}), de l'élévation de température ($\Delta\theta$) et la durée Δt de l'essai (2).

La méthode calorimétrique simplifiée proposée ici consiste à placer le composant sur un dissipateur dont la capacité thermique est connue (C_{th}). Dans l'hypothèse d'un comportement adiabatique du dissipateur pendant la durée de l'essai, l'élévation de température du composant ($\Delta\theta$) est proportionnelle aux pertes au sein du transistor (2).

$$P_{BJT} = C_{th} \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad (2)$$

L'élévation de température ($\Delta\theta$) est mesurée à l'aide d'un thermocouple inséré dans le dissipateur. Dans notre cas, un bloc d'aluminium est utilisé en tant que milieu et un circuit dédié a été conçu pour déterminer la capacité thermique de ce bloc (fig. 3 (a) et (b)). Un transistor MOSFET ayant le même boîtier que celui du BJT (TO247) est monté sur le bloc d'aluminium. Une diode Zener maintient une tension de drain quasi-constante imposant ainsi une dissipation de puissance également quasi constante sur le transistor MOSFET. La figure 3 (c) montre la variation de température du bloc en fonction de la durée de la test pour une puissance dissipée fixée à 20 W. Quatre essais d'étalonnage ont été effectués à différentes températures ambiantes. La chaleur est transférée du BJT au bloc et la température évolue linéairement 10 secondes après le début du test. La puissance injectée, l'augmentation de température et la durée de l'essai étant connus, la capacité thermique du bloc (C_{th}) a été calculée pour les quatre tests puis moyennée pour obtenir une capacité d'environ 58,4 J/K. Cette donnée permet alors d'estimer les

perdes dans le transistor BJT en utilisant le bloc d'aluminium calibré après un délai d'environ 20 secondes (après diffusion de la chaleur sur l'ensemble du bloc et à partir du moment où la température évolue linéairement avec le temps).

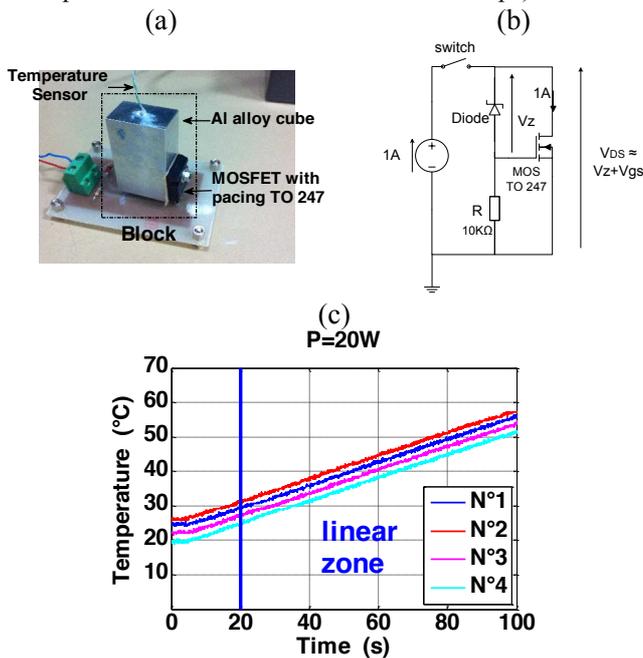


Fig. 3 : (a) Photo du bloc d'aluminium (b) Montage électrique permettant d'appliquer un échelon de puissance (c) Evolution de la température du bloc d'aluminium en fonction du temps.

3.3. Comparaison des deux méthodes

Deux mesures de pertes ont été effectuées pour une tension de bus continu de 265 V avec une fréquence de commutation allant de 100 kHz à 600 kHz. Les formes d'onde sont enregistrées grâce à un oscilloscope numérique et un exemple de commutations est représenté sur la figure 4 pour une fréquence de 100 kHz. Les pertes à l'amorçage et au blocage sont respectivement de 3,39 W et 0,79 W soit des pertes totales de 4,18 W. Le même procédé peut être utilisé pour estimer les pertes à plus haute fréquence.

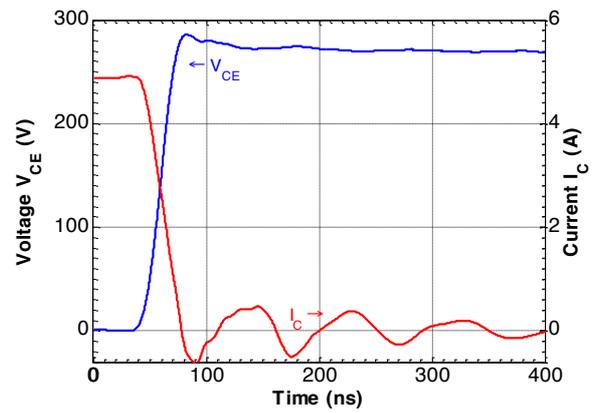
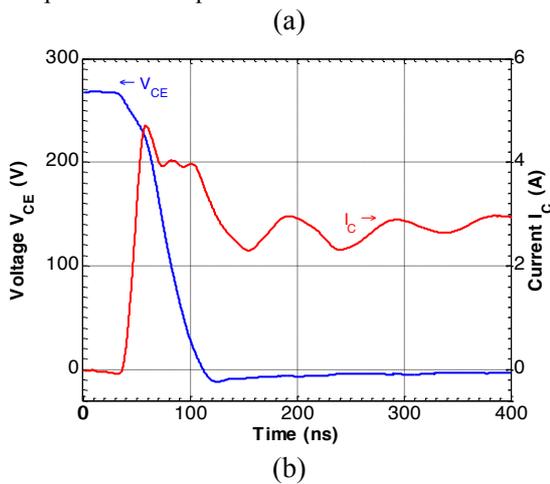


Fig. 4 : formes d'ondes (a) à l'amorçage (b) au blocage

La mesure des pertes par méthode calorimétrique n'est pas effectuée à une température de jonction fixe. Cependant, nous montrerons dans cet article la faible dépendance de la température sur les pertes dans BJT.

La mesure calorimétrique consiste à monter le transistor BJT sur le bloc d'aluminium calibré ; montage similaire à la figure 3 (a). Le transistor est ensuite inséré dans le montage électrique et la variation de la température mesurée par un thermocouple. La durée du test est réduite à mesure que l'on augmente la fréquence de commutation afin de limiter l'élévation de la température. Les pertes estimées par la mesure calorimétrique sont présentées dans le tableau 1.

Tableau 1 : données issues des tests de la méthode calorimétriques pour différentes fréquences

Fréquence (kHz)	100	200	300	400	500	600
Durée de mesure (s)	60	60	60	50	40	30
Température initiale (°C)	30.7	31.7	31.2	31.0	31.0	31.9
Température finale (°C)	35.8	43.1	48.2	49.6	50.2	49.0
Pertes totales (W)	4.96	11.10	16.55	21.73	28.03	33.29

La figure 5 représente l'évolution des pertes en fonction de la fréquence de découpage pour les deux méthodes (électriques et calorimétriques) et montre une différence inférieure à 1 watt. De plus, les caractéristiques statiques associées à l'équation (1) montrent que les pertes par conduction sont comprises entre 0,58 W et 0,73 W (pour les températures de jonction allant de 25°C à 150°C) ce qui peut expliquer l'écart entre les deux méthodes.

Ceci démontre que la détermination des pertes totales par la méthode électrique est suffisamment précise pour notre étude. Dans la section suivante, cette méthode sera utilisée pour estimer les pertes de commutation, ainsi que la méthode de double impulsion pour limiter l'échauffement du transistor.

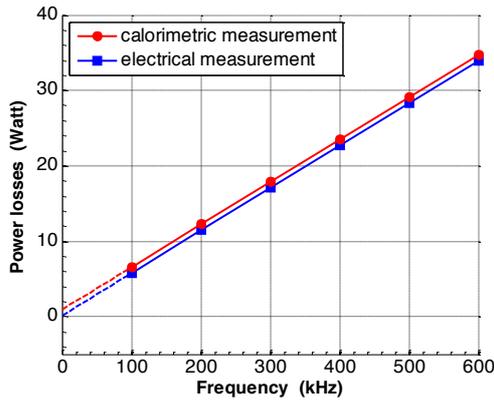


Fig. 5 : évolution des pertes en fonction de la fréquence pour les deux méthodes

4. INFLUENCE DES PARAMETRES ENVIRONNANTS SUR LES PERTES

La méthode de la double impulsion est une technique bien connue utilisée pour l'étude des commutations tout en limitant l'élévation de température du composant. Cette méthode est brièvement décrite sur la figure 6. La première impulsion met en conduction le transistor ; le courant dans l'inductance augmente jusqu'à une valeur désirée. A la fin de la première impulsion, les formes d'onde de commutation au blocage peuvent être enregistrées. Après le blocage, le courant diminue très légèrement à travers la diode de roue libre jusqu'à ce que le transistor entre à nouveau en conduction (sous l'effet de la deuxième impulsion), ce qui permet d'enregistrer les formes d'onde à l'amorçage.

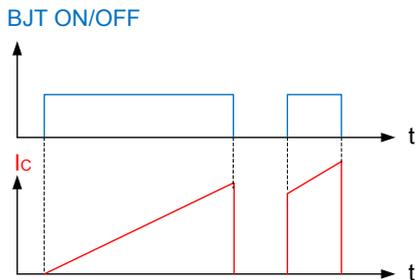


Fig. 6 : Méthode de la double impulsion

Pour les convertisseurs de puissance fonctionnant à haute fréquence, les temps de commutation en courant et tension ainsi que les pertes sont des paramètres prépondérants. L'influence sur ces paramètres, du pic de courant de base à la mise en conduction, de l'effet d'une diode anti-saturation, de la valeur du courant de base et de la température de jonction sont étudiés dans les prochaines parties.

4.1. Influence du pic de courant de base

Le but de ce test est d'optimiser la valeur de la capacité de base (C_b) comme le montre la figure 1, pour améliorer la vitesse de commutation avec un courant de base faible ($I_b = 0,4$ A). L'impulsion de courant de base présente une surintensité plus importante et plus longue dans le temps à mesure que la

valeur de la capacité C_b augmente. La durée de mise en conduction du transistor diminue significativement lorsque la valeur de la capacité augmente de $3,3nF$ à $22nF$. Ceci est dû au fait que les charges sont injectées plus rapidement dans la base du transistor. Au-delà de $22nF$, le temps de mise en conduction n'est pas réduit puisque les courants de base restent sensiblement identiques durant l'amorçage et notamment durant la phase de décroissance de la tension. On voit ici clairement l'intérêt qu'il y aurait à minimiser l'inductance parasite de la maille de commande afin d'augmenter l'intensité du courant de base dès le début de la phase de commutation à l'amorçage. La durée de blocage du transistor n'est pas impactée par la valeur de C_b . Ceci est probablement dû au faible niveau de charges stockées dans la base du transistor en régime de conduction.

Afin d'étudier l'influence des autres paramètres, la valeur de C_b sera fixée par la suite à $3,3$ nF.

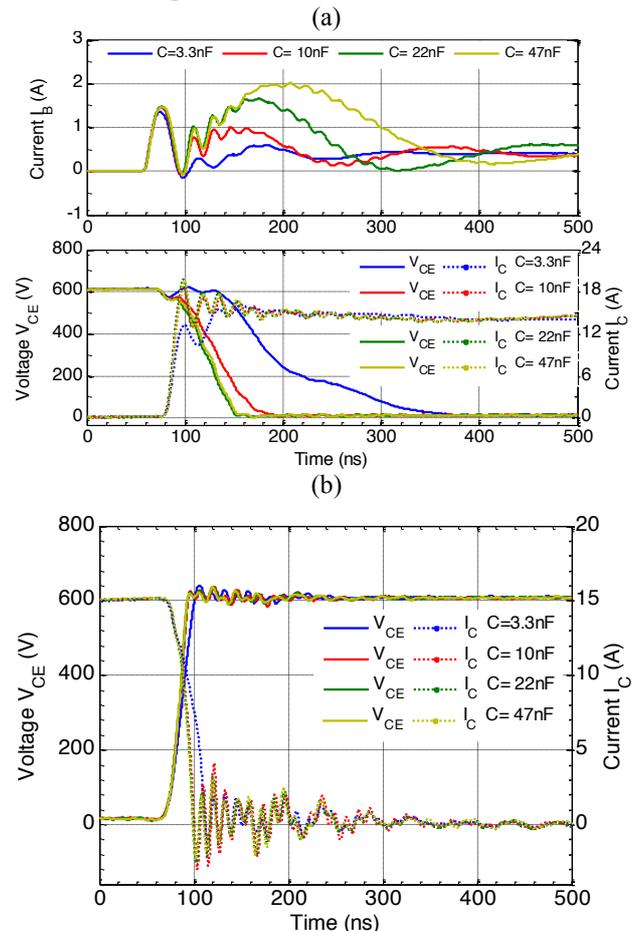


Fig. 7 Formes d'onde de commutation avec $I_b = 0,4A$, $I_c = 15A$, $E = 600V$ pour différentes valeurs de C_b (a) à l'amorçage (b) au blocage

4.2. Influence d'une diode anti-saturation

La diode anti-saturation était utilisée dans les montages utilisant des transistors bipolaires silicium pour limiter l'excès de charge stockée dans la base qui ralentit le blocage du transistor. La diode anti-saturation utilisée ici (Fig.8) est une diode Schottky SiC (C2D05120A Cree) connectée en parallèle

avec le collecteur et la base du transistor. Elle permet le transistor en quasi-saturation pendant la phase de conduction.

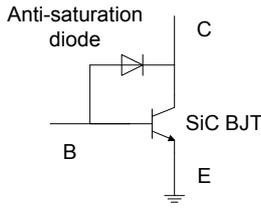


Fig. 8 : Transistor BJT avec diode anti-saturation

La figure 9 représente les formes d'onde des commutations avec et sans diode d'anti-saturation. Les temps de commutation sont sensiblement augmentés avec la diode anti-saturation; effet contraire à celui désiré. Ceci peut s'expliquer par l'ajout de la capacité parasite de la diode entre base et collecteur qui implique une quantité supplémentaire de charges stockées. La DAS n'a ici strictement aucun effet d'amélioration de la vitesse de commutation au blocage, ce qui confirme le très faible niveau de charges stockées dans la base du transistor bipolaire SiC même en l'absence de DAS.

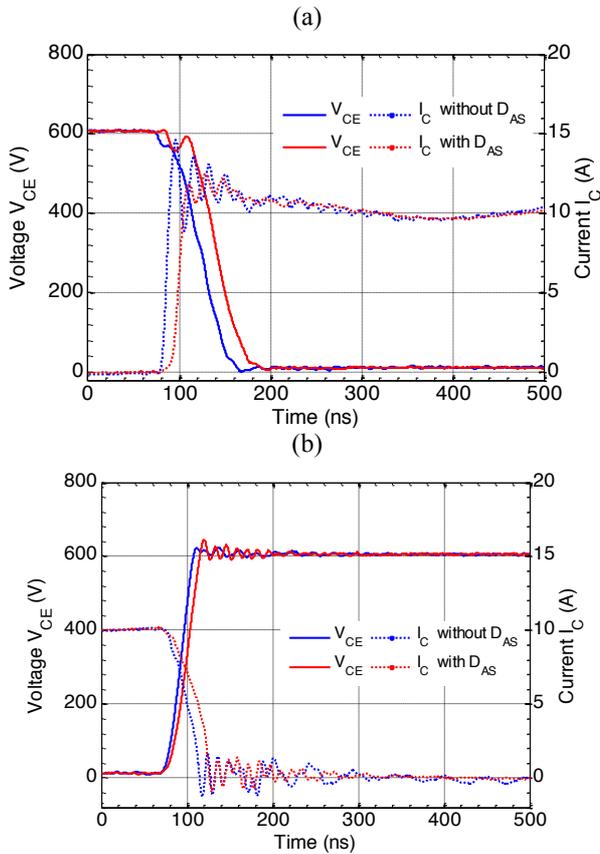


Fig. 9 : formes d'onde de commutation pour $I_b = 1,2A$, $I_c = 10A$, avec et sans diode anti-saturation (a) à l'amorçage (b) au blocage

4.3. Influence du courant de base

Différentes valeurs de courant de base (0,4 A / 0,8 A / 1,2 A) injecté dans le transistor BJT sont testées pour une tension de bus de 600V et un courant commuté de 10A. Les durées de commutation du courant de collecteur ainsi que le temps de montée de la tension (23ns-25ns) sont très faibles et

indépendantes du courant de base. Pendant la phase de mise en conduction cependant, la durée d'annulation de la tension diminue à mesure que le courant de base augmente, comme représenté sur la figure 10. Ceci s'explique par une charge plus rapide de la capacité base-émetteur et une décharge plus rapide de la capacité base-collecteur. De ce fait, les pertes par commutation diminuent lorsque le courant de base augmente, comme le montre le tableau 2. Là encore l'effet insignifiant du courant de base sur les vitesses de commutation au blocage montre le très faible niveau de charge stockée en régime de conduction dans la base du transistor bipolaire SiC, comportement qui caractérise ce composant par rapport à son homologue Si.

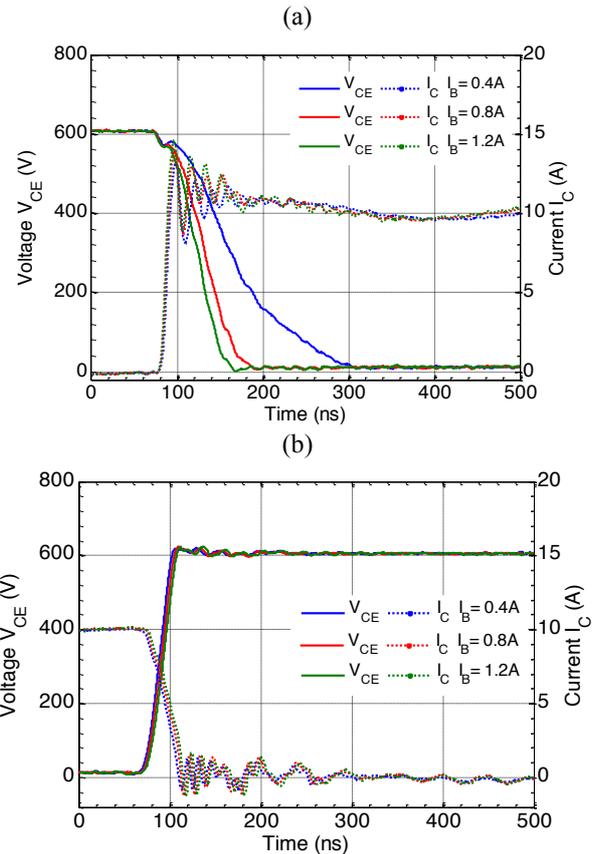


Fig. 10 : formes d'onde de commutation pour $I_c = 10A$ et $I_b = 0,4A/0,8A/1,2A$ (a) à l'amorçage (b) au blocage

Tableau 2 : Estimation des énergies dissipées en fonctions du niveau de courant de base

Courant de base (A)	0.4	0.8	1.2
E_{on} (μJ)	563	328	274
E_{off} (μJ)	80	88	89
E_{total} (μJ)	643	416	363

4.4. Influence du courant de collecteur

Le transistor BJT a été testé pour un courant de base $I_b = 1,2 A$ et pour deux valeurs de courant de collecteur $I_c = 10 A$ et $15 A$. On n'observe pas ici d'évolution significative des vitesses de commutation avec le courant de collecteur, ce qui tendrait à montrer que les commutations sont ici principalement pilotées par le courant de base à l'amorçage.

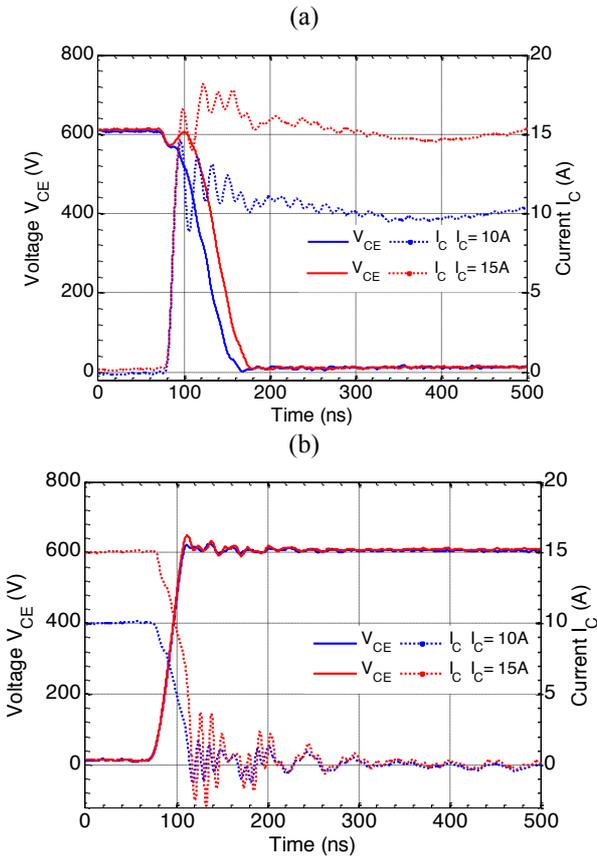


Fig. 11 : formes d'onde de commutation pour $I_b = 1.2\text{ A}$ et $I_c = 10\text{ A}$ et 15 A (a) à l'amorçage (b) au blocage

4.5. Influence de la température de jonction

Les grandeurs électriques sont observées pour $I_b = 1,2\text{ A}$ et $I_c = 15\text{ A}$ pour une température de jonction de $25\text{ }^\circ\text{C}$, $150\text{ }^\circ\text{C}$ et $200\text{ }^\circ\text{C}$. Les formes d'ondes (Fig.12) ne révèlent pas de changement sur la durée de mise conduction pour des températures allant jusqu'à $200\text{ }^\circ\text{C}$. En revanche, un retard augmentant avec la température apparaît sur la phase de blocage. En outre, les pertes au blocage augmentent d'environ 33% comme le montre les données du tableau 3. Par conséquent, le fonctionnement à haute température ralentit la phase de blocage du BJT, ce qui se répercute par une augmentation d'énergie dissipée durant cette phase, les températures élevées de fonctionnement pouvant être à l'origine d'une charge stockée dans la base expliquant ce ralentissement.

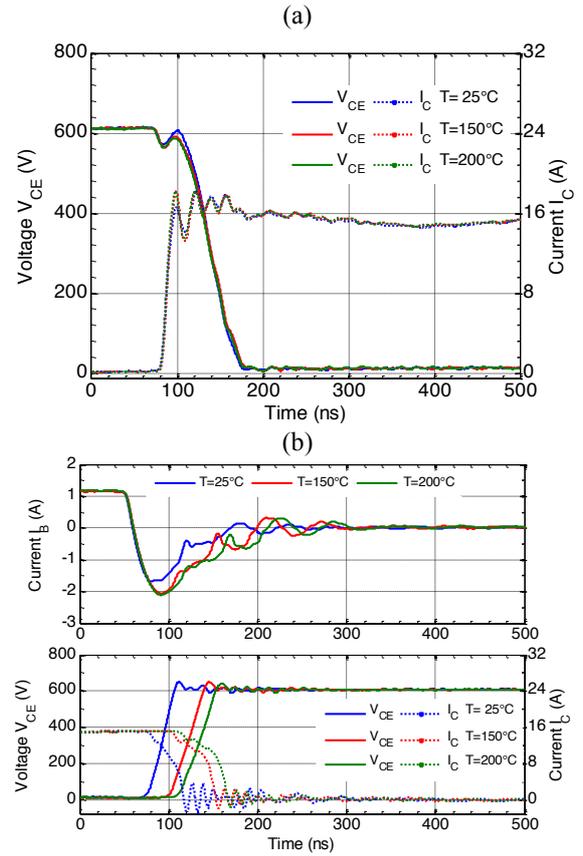


Fig. 12 : formes d'onde de commutation pour $I_c = 15\text{ A}$, $I_b = 1,2\text{ A}$ pour différentes températures de jonction (a) à l'amorçage (b) au blocage

Tableau 3 : Influence de la température de jonction sur les énergies dissipées

Température ($^\circ\text{C}$)	25	150	200
E_{on} (μJ)	518	520	513
E_{off} (μJ)	184	233	242
E_{total} (μJ)	702	753	755

5. CONCLUSION

Dans cet article, une première partie présente une mesure calorimétrique simplifiée des pertes dans un transistor bipolaire SiC. Cette mesure est comparée à des mesures électriques. Les résultats similaires en terme de pertes totales dissipées valident la précision et la fiabilité de la détermination des pertes grâce aux grandeurs électriques. Cette méthode peut être utilisée pour estimer les pertes de commutation dissipées par un transistor BJT SiC.

La deuxième partie est consacrée à l'influence de paramètres environnants sur les commutations et les pertes dans le transistor BJT SiC. Pour le transistor étudié, la valeur optimisée de 22 nF du condensateur de base a été validée ainsi que la non nécessité d'une diode anti-saturation (validant le faible niveau de charges stockées). Ce même transistor BJT a été testé pour différents courants de base, différents courants de charge et différences températures de jonction. Les résultats tendent à montrer que les pertes par commutation sont très peu dépendantes de la température rendant ce composant très

attrayant pour les applications à haute température et à haute fréquence de commutation.

6. REFERENCES

- [1] E.C.Weitzel et al. "Silicon carbide high-power devices." *Electron Devices, IEEE Transactions on* 43.10 (1996): 1732-1741.
- [2] Elasser and T.P.Chow. "Silicon carbide benefits and advantages for power electronics circuits and systems." *Proceedings of the IEEE* 90.6 (2002): 969-986.
- [3] Abou-Alfotouh, M.Ahmed, et al. "A 1-MHz hard-switched silicon carbide DC-DC converter." *Power Electronics, IEEE Transactions on* 21.4 (2006): 880-889.
- [4] A.Hensel, C.Wilhelm, and D.Kranzer. "Development of a boost converter for PV systems based on SiC BJTs." *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on. IEEE, 2011.*
- [5] Jr.J.A.Cooper and A.Agarwal. "SiC power-switching devices-the second electronics revolution?" *Proceedings of the IEEE* 90.6 (2002): 956-968.
- [6] C.Xiao, G.Chen, and W.G. Odendaal. "Overview of power loss measurement techniques in power electronics systems." *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. Vol. 2. IEEE, 2002.*
- [7] J.D.Patterson. "An efficiency optimized controller for a brushless DC machine, and loss measurement using a simple calorimetric technique." *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC'95 Record., 26th Annual IEEE. Vol. 1. IEEE, 1995.*
- [8] S.Lefebvre, F.Costa, and F.Miserey. "Influence of the gate internal impedance on losses in a power MOS transistor switching at a high frequency in the ZVS mode." *Power Electronics, IEEE Transactions on* 17.1 (2002): 33-39.
- [9] D.Barlina et al. "New technique for the measurement of the static and of the transient junction temperature in IGBT devices under operating conditions." *Microelectronics Reliability* 46.9 (2006): 1772-1777.