

Etude comparative de l'effet des contraintes électriques extrêmes – application aux composants « Smart Power »

G. Rostaing^a, M. Berkani^a, D. Mechouche^a, D. Labrousse^a, S. Lefebvre^a, Ph. Dupuy^b

^a SATIE, CNAM, CNRS, ENS Cachan, 61 Av. du Président Wilson, 94234 Cachan, France, ^b Freescale Semiconductor, Avenue du Général Eisenhower 31023 Toulouse, France

RESUME - Cette étude vise à évaluer l'effet des stress électriques extrêmes sur la fiabilité des convertisseurs et composants de type « Smart Power » destinés à des applications de transport routier utilisant des batteries 24V. Il s'agit de comparer, l'influence des contraintes électriques sévères de type avalanche et court-circuit, avec un niveau d'énergie similaire, sur le mode de dégradation et la durée de vie. Trois protocoles de tests ont été réalisés : i) Essais de vieillissement sous court-circuit répétitif, ii) Essais de vieillissement sous régime d'avalanche répétitif et iii) Essais de vieillissement sous le mode de protection intégré au composant Eswitch de Freescale. Les évolutions de plusieurs paramètres électriques tels que la résistance à l'état passant, la tension de seuil et le courant de saturation ont été suivies au cours du vieillissement. Les résultats obtenus montrent que la durée de vie des composants vieillissent en mode avalanche et protection est pratiquement similaire. Par contre, le mode de vieillissement sous court-circuit répétitif est beaucoup plus contraignant avec une durée de vie divisé par un facteur proche de 8.

Mots-clés— *Eswitch, Contraintes électrique extrêmes, Avalanche, Court-circuit, modes de défaillance, vieillissement, fiabilité.*

1. INTRODUCTION

Les fonctionnalités électriques embarquées se sont multipliées dans le domaine des transports. Dans le domaine automobile, l'électronique de puissance est désormais courante et s'implante de plus en plus dans les véhicules de transport lourds comme les camions. Ces derniers utilisent désormais de plus en plus de convertisseurs intégrés à base de semi-conducteurs, ne serait-ce qu'en remplacement des relais électromagnétiques. Ces composants de puissance apportent un gain de poids, de volume et de fonctionnalités mais se doivent de ne dégrader, ni la fiabilité, ni la sécurité du véhicule et de ses passagers. La sécurité et la fiabilité des personnes et des véhicules sont une préoccupation majeure dans ce domaine d'application, l'usage des convertisseurs de puissance « intelligents » est donc très répandu : ces convertisseurs intègrent des capteurs (courant et température) et des protections dont le rôle est de garantir la disponibilité de la fonction. Ils ouvrent également la possibilité d'une surveillance de la fonction. Les profils de mission, les conditions

environnementales sévères [1, 2] sont autant de contraintes auxquelles ces composants doivent répondre sans mettre en péril la sécurité des usagers. Les interrupteurs de puissance, compte tenu des énergies mises en jeu lorsqu'ils cassent en court-circuit induisent une élévation très forte de la température (fusion du silicium) qui représente un risque important d'incendie. Ce risque est inacceptable dans des applications de transport de passager par exemple. Pour aborder ce problème, il est indispensable de connaître les conditions qui amènent à la défaillance du composant de puissance ainsi que le mode et le mécanisme de dégradation associé.

L'objet de cette étude est de réaliser une comparaison entre divers modes de fonctionnement extrêmes appliqués à des interrupteurs de puissance de technologie MOSFET et les modes de défaillance qui en découlent. Parmi les contraintes appliquées à ces interrupteurs certaines sont « normales » pour le composant (autoprotection contre les courts circuits) et d'autres plus extrêmes car visant à évaluer la robustesse des composants (avalanche, court-circuit). Nous chercherons, dans cette étude à comparer les effets de ces différentes contraintes sur les modes de défaillances et les durées de vie qui en découlent lorsque le niveau d'énergie dissipée est le même. Nous nous sommes placés dans les conditions d'une application de type camion avec une alimentation 24 V et des longueurs de câble importantes dans laquelle le fonctionnement en surcharge ou en court-circuit est fréquent (mise sous tension de l'éclairage par exemple, défaut d'isolement d'un conducteur). Ces travaux sont basés sur des résultats expérimentaux réalisés sur des composants commerciaux.

2. TEST EXPERIMENTAUX

Les composants testés dans cette étude sont des MOSFET smart power « Eswitch » de la gamme 24V-9A et possédant une résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$) de 9 m Ω . Ces composants sont conçus pour être utilisés dans les camions, les autobus ou autres applications industrielles. Ils sont constitués de deux puces Mosfet de puissance (figure 1) à drain commun et une puce de contrôle et de diagnostic intégrant un capteur de courant et un capteur de température.

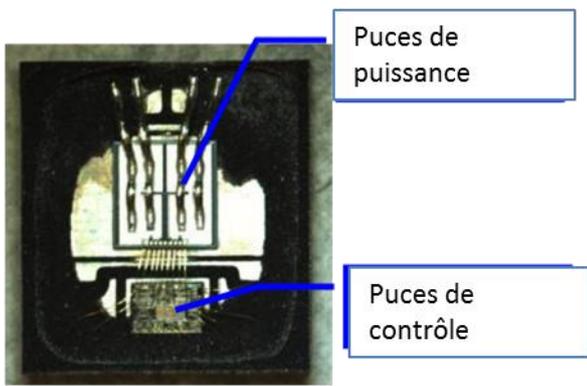


Fig 1 : Un composant ouvert montrant la puce de puissance et la puce de contrôle.

Afin de pouvoir comparer les modes de défaillance et les durées de vie dans les différentes conditions de stress prédéfinies, les composants ont été soumis à un cyclage sur un banc d'essai développé spécifiquement (figure 3). Les trois modes de cyclage correspondent à des configurations matérielles spécifiques (Z_{alim} , Z_{charge}) avec une énergie dissipée par cycle constante.

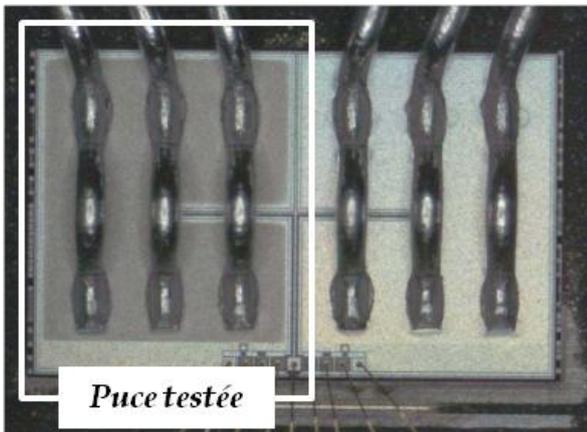


Fig 2 : Composant ouvert montrant les deux puces de puissance.

La figure 2 montre les deux puces MOSFET, la puce qui a subi le stress est clairement identifiable par la couleur grise de sa métallisation due à la reconstruction de la couche d'aluminium. Ce protocole permet de comparer en microscopie une puce saine et une puce vieillie.

Le banc d'essai réalisé permet de commander les composants en test en maîtrisant les contraintes électriques et thermiques. L'instrumentation du banc est contrôlée par une interface développée sous le logiciel Labview®. La température environnementale est fixée par une enceinte climatique (Figure 3).

La caractérisation électrique du composant en test est réalisée régulièrement durant le cyclage sur un traceur de caractéristique (Tektronix 371A).

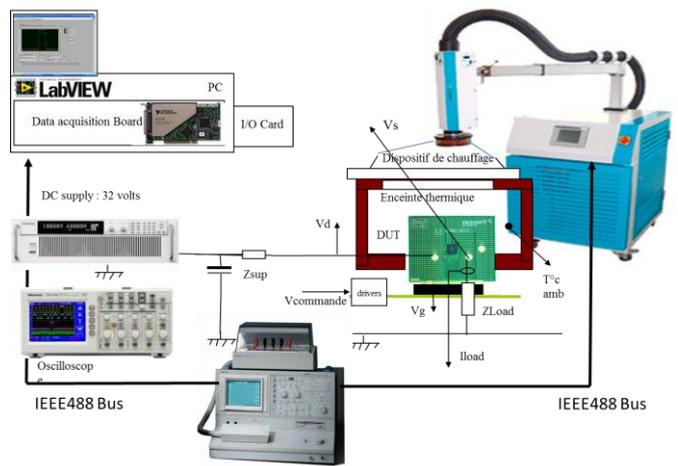


Fig 3 : Banc d'essai

Pour réaliser cette étude, trois protocoles de test ont été définis :

2.1. Mode normal :

Dans les camions, la batterie et les composants Eswitch sont connectés en utilisant des câbles d'une longueur d'environ 5m et de section 2.5mm^2 . Les composants sont connectés à la charge à travers des câbles de longueur de plus de 20m. A partir de ces spécifications, nous avons émulé ces connectiques par des impédances Z_{alim} et Z_{charge} , respectivement impédance des câbles entre l'alimentation et le composant et impédance des câbles entre le composant et la charge (figure 4.b). Dans ce mode, le composant fonctionne en mode protection contre les courts circuits et les courants d'appel trop importants. Le seuil maximal de courant est fixé à 110A, ainsi dès que le courant mesuré atteint ce seuil, l'interrupteur s'ouvre.

Le circuit électrique de cette configuration est illustré sur la figure 4.a.

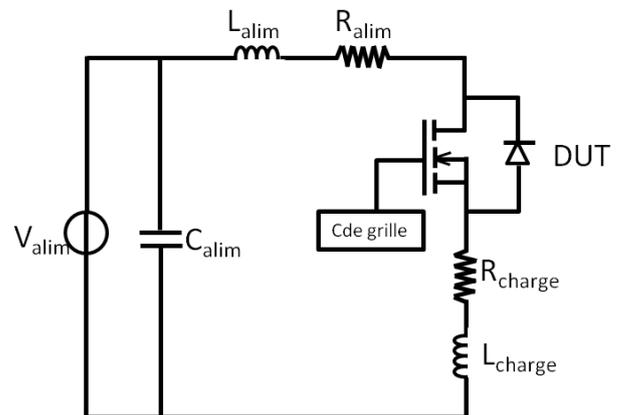


Fig 4 : a) Circuit électrique du mode normal

Sur la figure 4.b sont représentées les formes d'ondes du courant de drain I_D , de la tension drain-source V_{DS} , la tension de commande V_{GS} et la puissance dissipée. L'énergie cyclique

dissipée dans ce mode est prise comme énergie de référence, soit environ $3,5 \text{ J/cm}^2$.

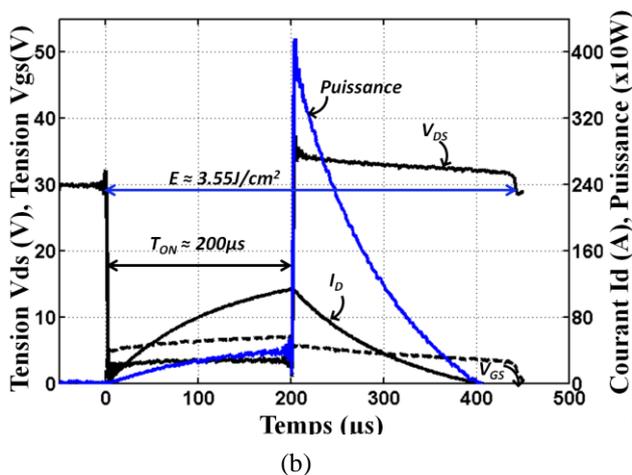


Fig 4 : b) Forme d'onde de l'essai d'ouverture d'un courant de court-circuit de charge en mode normal de protection

Durant une commutation en mode normal, la fermeture du MOSFET entraîne une augmentation rapide du courant de charge qui atteint le courant limite autorisé par la protection (110A) en $200 \mu\text{s}$. On peut noter que lorsque le composant est passant, la tension V_{GS} est de l'ordre de 7V, la tension V_{DS} vaut environ 2V correspondant à la chute de tension à l'état passant. Pendant cette phase, on observe une évolution de la tension de grille V_{GS} qui n'est donc pas imposée uniquement par le driver. En effet, l'impédance de charge, située entre source et masse impose le potentiel de source en fonction du courant de drain. La tension V_{GS} est donc égale à la tension de grille imposée par le driver (15 volts) moins la tension de source. Ce mode de commande du MOSFET permet un contrôle du courant par action sur le V_{GS} lors des phases de conduction et d'extinction. Pendant la phase où le composant est ouvert, la tension drain-source V_{DS} atteint une valeur maximale de 34V puis diminue avec l'évolution du courant de charge. Le driver impose une tension de grille nulle mais le potentiel de source, est quant à lui imposé par la décroissance du courant dans les impédances de charge. On remarque que la tension V_{GS} de la figure 4(b) ne s'annule qu'après l'annulation du courant de drain. Le circuit de commande permet de limiter la tension aux bornes du composant lors de son ouverture (écrêtage actif non représenté sur la figure 4.a).

C'est cette phase de décroissance du courant qui est responsable des principales pertes, mesurées à 3.55 mJ/cm^2 .

2.2. Mode d'avalanche :

Dans ce mode de fonctionnement le composant est soumis à des cycles d'avalanche répétitifs où il commute un courant débitant sur une charge purement inductive (figure 5a). Les conditions d'essais (tension d'alimentation, durée de conduction et valeur de L_{alim}) sont ajustées afin d'avoir une énergie cyclique dissipée similaire à celle du mode normal de protection.

Les formes d'ondes du courant de drain I_D , de la tension drain-source V_{DS} et de la puissance dissipée sont représentées

sur la figure 5.b. On peut noter une évolution linéaire du courant de drain jusqu'à atteindre une valeur maximale de 50A. La tension drain-source est quasiment nulle. A l'ouverture du composant, la tension drain-source atteint sa valeur maximale d'environ 80V (tension d'avalanche) et le courant décroît linéairement jusqu'à son annulation.

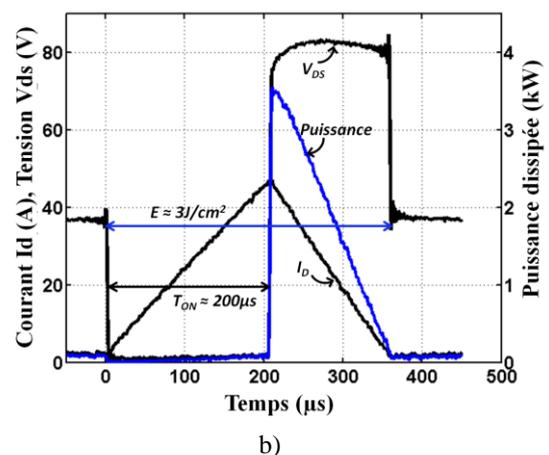
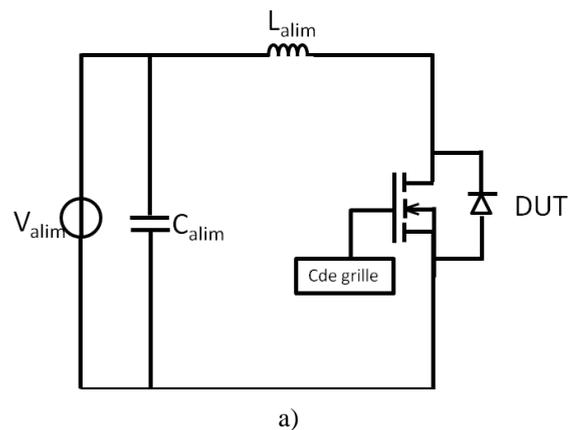


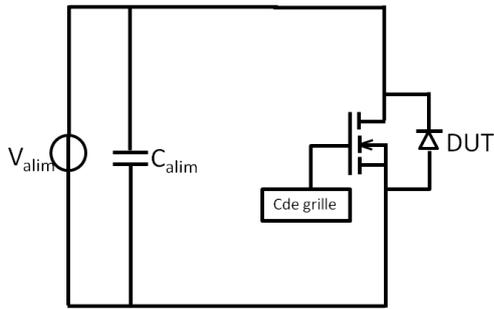
Fig 5 : a) Circuit de test en avalanche , b) Forme d'onde de l'essai en avalanche

En avalanche, la puissance est essentiellement dissipée pendant la phase d'ouverture du MOSFET, elle est appliquée brutalement (environ 3,5 kW de puissance instantanée maximale) et décroît avec la dynamique du courant. On peut noter la ressemblance entre les formes d'onde du mode normal durant lequel le composant se protège contre les courts circuits et le mode d'avalanche.

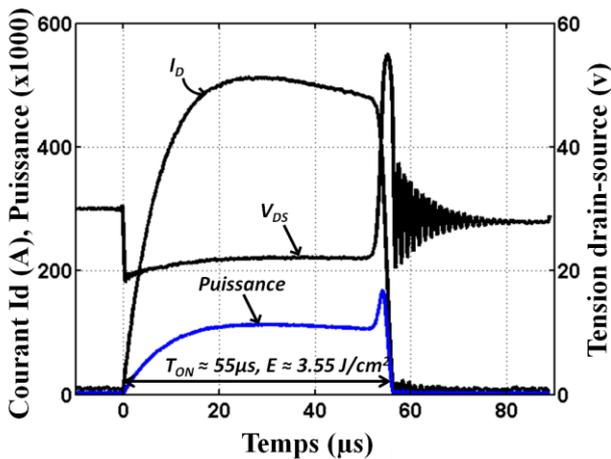
2.3. Mode de court-circuit :

Lors des essais en court-circuit à $V_{GS} = 15 \text{ V}$, le courant croît jusqu'à atteindre une valeur maximale de 500A en une dizaine de microseconde. Ce niveau de courant élevée engendre une élévation importante de la température de la puce conduisant à une réduction de la mobilité des électrons. Cela se traduit par une légère diminution du courant pendant la phase de court-circuit. La tension drain-source subit une chute de tension d'environ 10V à la fermeture du composant (chute de tension dans le condensateur) puis reste quasiment constante à 22V. A la fin de la phase de court-circuit on peut noter une importante surtension (environ 20V) à travers l'inductance

parasite de la maille de commutation à l'ouverture du courant. La puissance instantanée dissipée reste quasi constante durant la phase de court-circuit.



a)



b)

Fig 6 : a) Circuit de test en court circuit, b) Formes d'onde en court circuit

Dans ce mode de test le composant subit des court-circuits répétitifs (figure 6). Les pertes étant localisées durant la phase de conduction, c'est la durée de la phase de court-circuit qui est le paramètre d'ajustement pour le réglage de l'énergie dissipée. Pour avoir une énergie similaire à celle des deux précédents modes, la durée du court-circuit a été réglée à 55μs. Les essais ont été réalisés à énergie constante, la faible fréquence de cyclage (5Hz) fait que l'état thermique moyen du composant est en première hypothèse constant. Néanmoins, la dissipation d'énergie ne se fait pas, dans les trois types d'essai, de manière identique, car l'évolution de la puissance instantanée dissipée dans la puce au cours du temps est différente. On conçoit donc, vu les courbes des figures 4 à 6 que les contraintes thermiques sont différentes en court-circuit et en avalanche. Le mode normal se rapprochant quant à lui de l'avalanche. .

2.4. Mesure de la température

Lors des essais réalisés en avalanche, nous avons effectué des mesures de température en différents points : Température ambiante et température de boîtier mesurées à l'aide de deux thermocouples, température « interne » du MOSFET en test mesurée avec le capteur intégré (jonction PN polarisée par un courant constant de 20μA, figure 7).

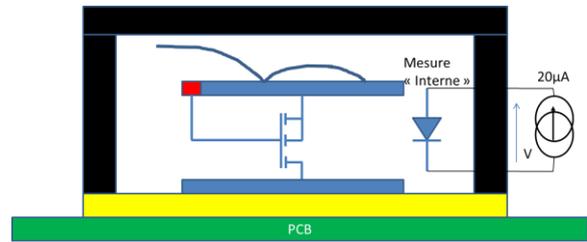


Fig 7 : Schéma représentatif de la mesure de température « interne » au composant avec le capteur intégré

A froid, avant le début du cyclage, les trois températures sont identiques et ce point permet le calage du capteur « interne ». Concernant ce capteur, un étalonnage réalisé à différentes températures entre 0°C et 100°C a permis de déterminer un coefficient en température de -1.45 mV/°C.

3. RÉSULTATS ET DISCUSSIONS

Les résultats obtenus à même énergie dissipée (tableau 1) montrent que le mode de court-circuit est beaucoup plus contraignant que le mode normal ou d'avalanche qui par ailleurs présentent des durées de vie très proches. En effet, la durée de vie des composants testés en mode de court-circuit est beaucoup plus faible. Cela peut être du, soit au niveau de courant très élevé imposé par ce type de test, soit à la répartition temporelle des pertes, c'est-à-dire à la forme de p(t) (figures 5b et 6b) qui induit des contraintes thermiques différentes. Il est donc intéressant d'aller explorer l'effet de ces modes de fonctionnement sur la température interne du composant.

Tableau 1. Synthèse des résultats expérimentaux à énergie constante

Mode	Nbre de composant testés	Energie E (mJ)	Courant max. I _{DMAX} (A)	Tension max. V _{DSMAX} (V)	Nbre de cycles avant défaillance (kcycle)	Ecart type (kcycle)
Normal	4	316	110	34	347	17
Avalanche	5	300	50	84	396	14.4
Short-circuit	3	320	500	24	55	15

Des simulations électrothermiques simplifiées (figure 8) ont montrées que, dans les conditions de court circuit de l'essai, la température maximale atteinte en surface de puce (métallisation) était de l'ordre de 80°C avec une température ambiante de 20°C, ce qui correspond pour le MOSFET à un ΔT = 60 °C. En avalanche (figure 9), pour un même niveau d'énergie de 350mJ, la température atteinte est de 50°C soit un ΔT = 30°C. Ainsi, malgré des énergies dissipées identiques les évolutions de températures peuvent être considérablement différentes, ce qui pourra justifier les différences de durée de vie qui ont été mises en évidence.

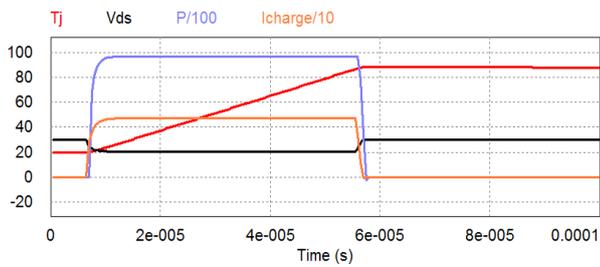


Fig 8 : Simulation électrothermique en court circuit ($T^{\circ}amb=20^{\circ}C$)

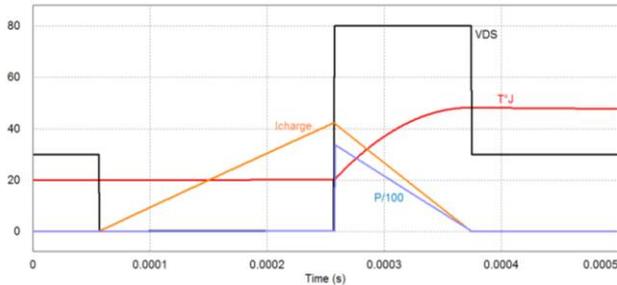


Fig 9 : Simulation électrothermique en mode avalanche ($T^{\circ}amb=20^{\circ}C$)

Des mesures de température ont été réalisées, à température ambiante de $20^{\circ}C$, lors des tests de cyclage en avalanche. Malheureusement, ces mesures ne permettent pas un accès direct à l'élévation de température ΔT durant la commutation, elles permettent de contrôler l'évolution de la température moyenne (et non instantanée) en cours de vieillissement. On note qu'après une dizaine de milliers de cycles réalisés à une fréquence de 5 Hz, les deux températures du composant tendent à se stabiliser : pour une température ambiante $T_a = 20^{\circ}C$, la température de boîtier $T_b = 30^{\circ}C$ quelle que soit l'énergie dissipée en deçà de 300mJ. La température interne moyenne, par contre, est mesurée à $38^{\circ}C$ pour une énergie de 300mJ et à $34^{\circ}C$ pour une énergie de 250mJ (figure 10).

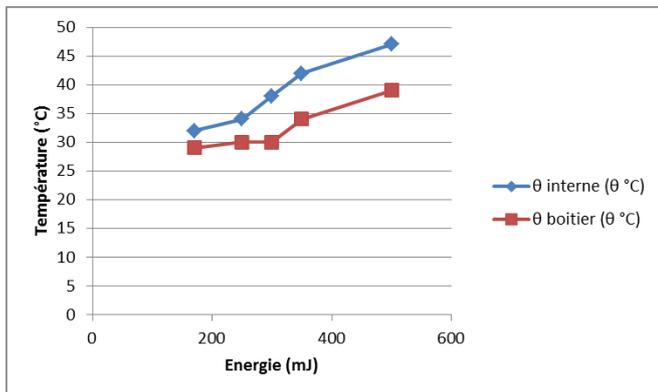


Fig 10 : Evolution des températures en mode d'avalanche en fonction de l'énergie (température ambiante $20^{\circ}C$).

Les mesures de température moyenne en fonction de l'énergie, présentées sur la figure 10 montrent une nette élévation de la température interne aux environs d'une énergie dissipée de 300mJ.

Les simulations électrothermiques réalisées sur un nombre de cycles important, pour une température ambiante de $20^{\circ}C$ montrent qu'à une fréquence de cyclage de 5Hz, la température de jonction retourne bien à une valeur de repos entre deux cycles et que la température moyenne de jonction se stabilise, au bout de quelques milliers de cycles à une valeur proche de la température « interne » moyenne mesurée mais qui peut être légèrement supérieure à la température ambiante. Cette élévation de température moyenne de la puce devra être prise en compte lors des prochaines étapes de modélisation de la durée de vie de ces composants.

3.1. Analyse de défaillance

Les images réalisées au microscope électronique à balayage (MEB) sur des échantillons de composants vieillis sur le banc d'essai, en court circuit et en avalanche montrent des modes de dégradation différents pour ces deux types de test.

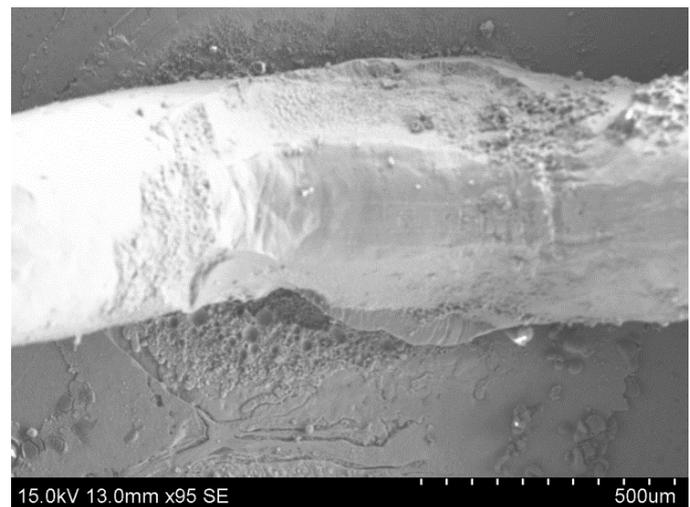
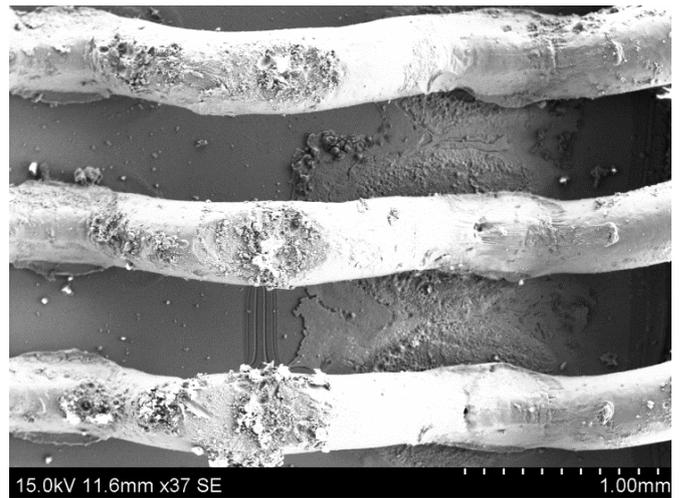


Fig 11 : Etat du composant après défaillance sous court circuit répétitif , 55 kCycles

On constate sur ces images figure 11 que le stress en court circuit à 300mJ réalisé sur le banc d'essai a conduit à une dégradation localisée sur les pieds de bonding. L'image du dessus montre une fusion du point de contact et un

dépacement du pied de bonding. On peut imputer cette défaillance aux fortes dynamiques de courant lors des court circuits et à l'échauffement local important et rapide au point de contact et concentré sur les pieds de bonding.

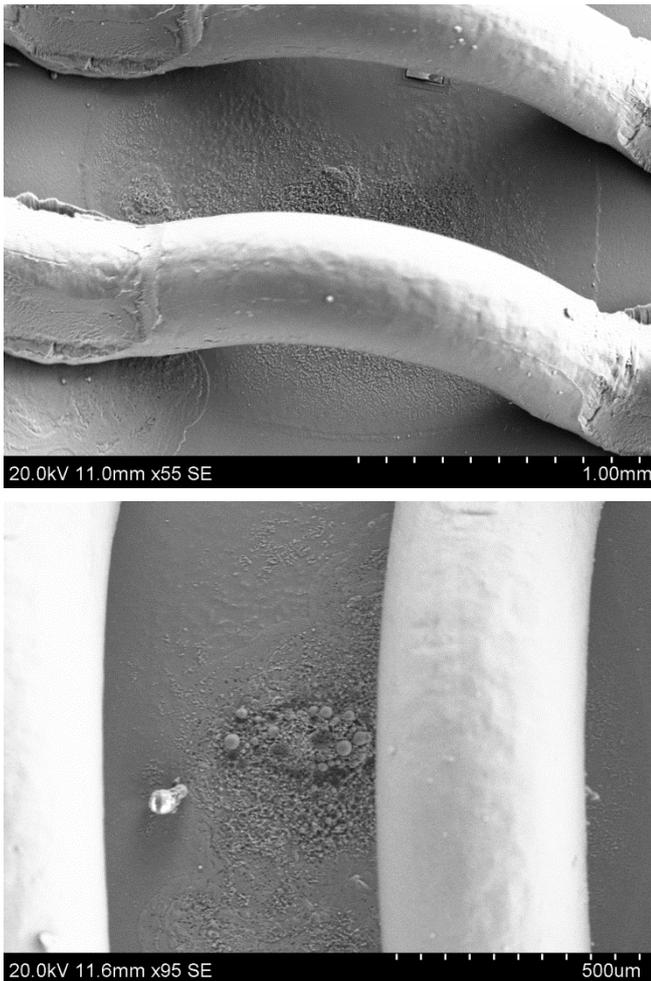


Fig 12 : Etat du composant après défaillance sous avalanche après 396 kCycles

Figure 12, les images réalisées au MEB sur un composant vieilli en avalanche à 300 mJ montrent une fusion locale de la métallisation sans levée de fils de bonding.

On constate donc des modes de dégradation différents en avalanche et en court circuit probablement liés à une répartition différente de la température dans ces modes de fonctionnement. Pour valider cette hypothèse, des mesures par caméra IR rapide ainsi que des modélisations 3D fines doivent être mises en oeuvre.

3.2. Les indicateurs de vieillissements.

Durant les tests en avalanche et en court circuit, nous nous sommes intéressés au suivi de grandeurs caractéristiques, mesurées, hors ligne (arrêt du cyclage) sur un traceur de caractéristique (Tektronix 371A). La résistance à l'état passant présente une évolution significative alors que les autres

paramètres tel que la tension de seuil V_{TH} restent inchangés. En effet, au cours de ces essais, nous avons mesuré et surveillé l'évolution de la tension de seuil V_{TH} et du courant I_{Dsat} (à $V_{gs}=15$ volts). En court circuit, on constate une légère décroissance du courant I_{Dsat} pendant le cyclage. La tension de seuil V_{TH} n'a par contre pas présenté d'évolution significative, ni pour en cours circuits, ni en avalanches.

3.2.1. Résistance à l'état passant R_{dson}

Le constructeur donne une valeur maximale de la R_{dson} de $6m\Omega$ à $25^\circ C$ et de $12m\Omega$ à $150^\circ C$. Les mesures réalisées donnent une résistance à l'état passant de $4,5m\Omega$ en moyenne à $25^\circ C$ sur l'ensemble des composants testés. La dépendance en température de la R_{dson} a elle aussi été mesurée sur un échantillon (figure 13).

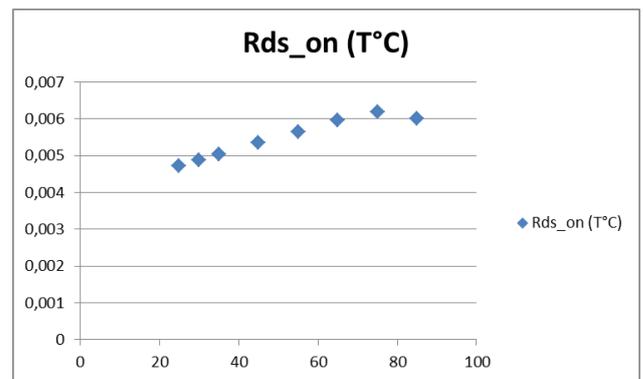


Fig 13 : Dépendance de la R_{dson} (en Ohms) en fonction de la température ambiante. Mesures réalisées au traceur sur un échantillon.

Lors du cyclage, des mesures de R_{dson} ont été effectuées régulièrement à une température ambiante de $25^\circ C$. Ces mesures, pour les deux modes de stress et pour des durées de vie pourtant différentes, montrent une même tendance à l'augmentation (+20%) en fin de vie.

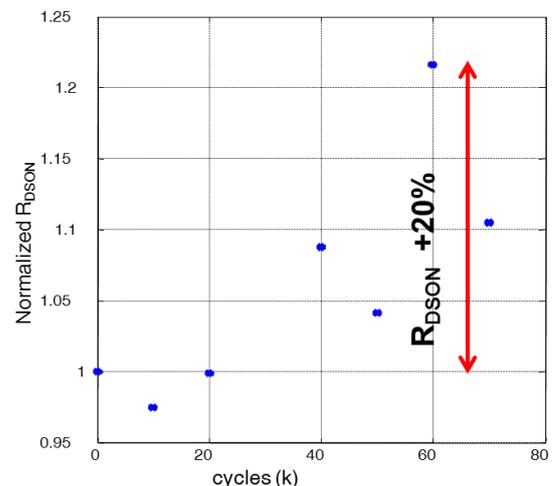


Fig 14 : a) Evolution de la R_{DSON} sous court circuit: défaillance après 55 kcycles

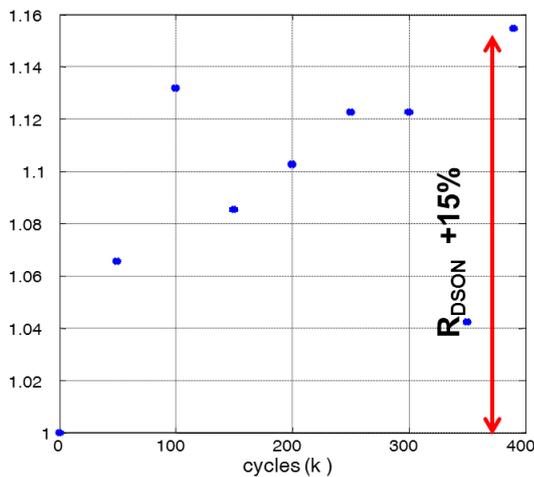


Fig 14 : b) Evolution de la $R_{DS(on)}$ sous avalanche: défaillance après 396 cycles

La résistance $R_{ds(on)}$ se confirme donc comme un indicateur de vieillissement pour les modes de défaillance liés aux stress en avalanche et en court circuit, néanmoins l'utilisation de cet indicateur en temps réel dans le but d'estimer l'état de l'interrupteur est difficile car la mesure du $R_{ds(on)}$ en temps réel, en cours de commutation reste complexe à mettre en œuvre.

4. CONCLUSIONS

Les essais réalisés dans cette étude à énergie constante ont montrés une grande disparité des durées de vie entre les modes de stress en avalanche et en court circuit. Les fortes contraintes en courant liées au court circuit (500A) entraînent des échauffement locaux qui causent la levée des pieds de bonding. Sous de telles contraintes, la durée de vie est divisée par huit par rapport à un mode de stress en avalanche à même énergie.

Pour étayer ces résultats des tests en court circuit à courant plus faible mais à même énergie devront être mis en oeuvre. Ces tests seront couplés, sur des composants ouverts à des images thermiques temps réel afin de visualiser les répartitions de la température en surface de puce, au cours de la commutation. Des modélisation électrothermiques distribuées doivent également être développées afin de mieux comprendre les modes de défaillance rencontrés

La contrainte thermique imposée à la puce étant au cœur de cette étude, des essais à ΔT constant, c'est-à-dire à contrainte thermique constante sont en cours de réalisation, la température étant mesurée avec le capteur (jonction PN) intégré dans le

composant smartpower. Pour cela, il sera également nécessaire d'utiliser la simulation électrothermique pour valider le lien entre les mesures de température accessibles, les mode de stress électriques et les contraintes thermiques réelles.

5. REMERCIEMENTS

Remerciements à Michele Riccio et Andrea Irace (*Department of Electrical Engineering and Information Technology, University Federico II, via Claudio 21, 80125 Naples, Italy*) pour leur collaboration en lien avec le comportement thermique du MOSFET en commutation. Les auteurs tiennent également à remercier l'ANR (projet FIDEA) qui a financé ces études.

6. REFERENCES

- [1] L. Lorenz, "Fast switching power semiconductor devices and Smart Power IC's: An enabling technology for future high efficient electronic system", International Symposium on VLSI Technology Systems and Applications (VLSI-TSA), 2010.
- [2] N.Soin, S.S. Shahabuddin,; K.K. Goh, , "Measurement and characterization of hot carrier safe operating area (HCI-SOA) in 24V n-type lateral DMOS transistors", 10th IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE), 2012.
- [3] M. Glavanovics, Helmut Kock, V. Kosel, T. Smorodin, "Flexible active cycle stress testing of smart power switches", Microelectronics Reliability, vol. 47, pp. 1790–1794, 2007.
- [4] Khong B et al. Innovative methodology for predictive reliability of intelligent power devices using extreme electro-thermal fatigue. Microelectron Reliability, vol. 45, issue 9–11, pp.1717, 2005.
- [5] B. Bernoux, R. Escoffier, P. Jalbaud, J.M. Dorkel, "Source electrode evolution of a low voltage power MOSFET under avalanche cycling", Microelectronics Reliability, vol. 49, pp. 1341–1345, 2009.
- [6] Ciappa M. "Selected failure mechanisms of modern power modules".Microelectron Reliability, vol.42, 2002.
- [7] Glavanovics M, Detzel T, Weber K. Impact of thermal overload operation on wirebond and metallization reliability in smart power devices. In: ESSDERC 2004, Leuven, Belgium; 2004.
- [8] "AEC-Q100-012: Short Circuit Reliability Characterization of Smart Power Devices for 12V Systems", Automotive Electronics Council, Component Technical Committee, released Sept. 14, 2006
- [9] Lefebvre S, Khatir Z, Saint-Eve F. Experimental behavior of single-chip IGBT and COOLMOS devices under repetitive short-circuit conditions. IEEE Transaction On Electron Device, Vol. 52, 2005.
- [10] G. Rostaing, et al, "Reliability of power MOSFET-based smart switches under normal and extreme conditions for 24 V battery system applications", Microelectronics Reliability (53), (2013), 1703-1706