



## Open Archive Toulouse Archive Ouverte (OATAO)

OATAO is an open access repository that collects the work of Toulouse researchers and makes it freely available over the web where possible.

This is an author-deposited version published in: <http://oatao.univ-toulouse.fr/>  
Eprints ID: 19716

To link this article : <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/composants-actifs-en-electronique-de-puissance-42245210/evaluation-de-la-temperature-des-composants-actifs-de-puissance-d3114/>

**To cite this version:**

Dupont, Laurent and Avenas, Yvan and Vidal, Paul-Etienne *Evaluation de la température des composants actifs de puissance*. (2017) In: Techniques de l'ingénieur. Techniques de l'ingénieur.

Any correspondence concerning this service should be sent to the repository administrator: [staff-oatao@listes-diff.inp-toulouse.fr](mailto:staff-oatao@listes-diff.inp-toulouse.fr)

# Évaluation de la température des composants actifs de puissance

Cet article est issu de : **Énergies | Conversion de l'énergie électrique**

par **Laurent DUPONT, Yvan AVENAS, Paul Étienne VIDAL**

## Mots-clés

conversion de l'énergie |  
semi-conducteurs de puissance  
| température de jonction |  
performances thermiques

**Résumé** Les performances et la durée de vie des convertisseurs statiques d'énergie électrique sont liées à la température des composants actifs de puissance. Dans cet article, la définition de cette température et des méthodes pour la mesurer sont expliquées avant de détailler leurs usages pour caractériser les performances thermiques des modules de puissance. Enfin, seront présentées les solutions existantes et en cours de développement pour effectuer des mesures de température de jonction pendant le fonctionnement d'un convertisseur.

## Keywords

energy conversion | power  
semiconductors | junction  
temperature | thermal  
performances

**Abstract** Temperature of power semi-conductor devices is a key point to design power converters and ensure their proper functioning. In this paper, the definition of the junction temperature and different experimental methodologies for its estimation are first proposed. Then a description and an evaluation of their use to characterize thermal performances of power modules are proposed. Finally, existing and innovative solutions that allow measuring the junction temperature in on-line conditions are presented.

# Évaluation de la température des composants actifs de puissance

par **Laurent DUPONT**

*Chargé de recherche  
SATIE (UMR 8029), IFSTTAR, CNRS, ENS Cachan, CNAM, Université Cergy-Pontoise,  
Université Paris-Sud, ENS Rennes, Versailles, France*

et **Yvan AVENAS**

*Maître de Conférences  
Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (UMR 5269), Institut Polytechnique  
de Grenoble, Université Grenoble-Alpes, CNRS, Grenoble, France*

et **Paul Étienne VIDAL**

*Maître de Conférences  
Laboratoire Génie de Production, École Nationale d'Ingénieurs de Tarbes,  
Université Fédérale Toulouse Midi Pyrénées – Institut National Polytechnique de Toulouse,  
Toulouse, France*

<b>1. Problématique de la mesure de température des composants semi-conducteurs de puissance</b> .....	D 3 114 - 2
1.1 Notion de température de jonction .....	— 3
1.2 Applications de la mesure de température de jonction.....	— 4
1.3 Méthodes de mesure de la température des composants à semi-conducteurs.....	— 6
<b>2. Caractérisation thermique des modules de puissance avec des paramètres thermosensibles</b> .....	— 6
2.1 Utilisation des paramètres électriques thermosensibles (PETS) .....	— 6
2.2 Les principaux paramètres électriques thermosensibles (PETS).....	— 8
2.3 Comparaison des paramètres thermosensibles dans le cas des IGBT ..	— 12
<b>3. Mesure de la température dans des conditions opératives</b> .....	— 17
3.1 Intégration de capteurs.....	— 19
3.2 Paramètres électriques thermosensibles.....	— 22
<b>4. Conclusion</b> .....	— 26
4.1 PETS conventionnels.....	— 26
4.2 Intégration de capteurs.....	— 26
4.3 Vers des PETS adaptés aux conditions opératives .....	— 26
<b>5. Sigles, notations et symboles</b> .....	— 27
<b>Pour en savoir plus</b> .....	Doc. D 3 114

**L**a température des composants à semi-conducteurs de puissance est une grandeur physique qui affecte la fiabilité et le bon fonctionnement des convertisseurs statiques d'énergie électrique. Sa prise en compte est nécessaire pour satisfaire les attentes en termes de performances, de fiabilité et de durée de vie. En effet, le calibre opérationnel en courant d'un composant de puissance dans son environnement est lié à la température atteinte par la partie active en relation avec les conditions d'usage et les performances de son système de refroidissement. Ainsi, si ce dernier n'est pas suffisamment performant, le calibre en courant communiqué par le constructeur ne peut pas être atteint car, dans ce cas, la température du composant dépasse sa valeur maxi-

male admissible. Par ailleurs, les composants voient leur température varier au cours de leur fonctionnement. En dehors des effets induits par les mécanismes d'endommagement dus au vieillissement, ces variations sont dues à plusieurs phénomènes d'origines environnementales ou opérationnelles ayant des échelles de temps distinctes :

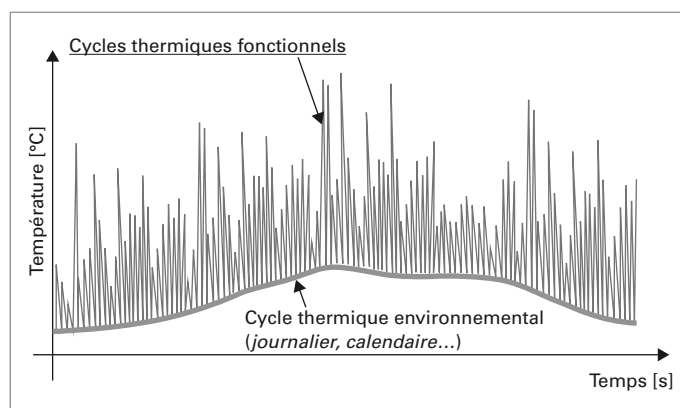
- variation de la température ambiante (cycles jour/nuit, été/hiver, altitude basse et haute...);
- variation de la puissance dissipée liée au profil de mission (phases d'accélération de décélération par exemple dans le cas du transport);
- variation de la puissance dissipée au cours d'une période de fonctionnement électrique. C'est par exemple le cas dans les onduleurs où les composants intégrés subissent des variations périodiques de leur température dont l'amplitude dépend du point de fonctionnement du système;
- variation de la puissance dissipée et de sa distribution dans la structure interne du composant sur une période de commutation.

Chacune de ces variations génère des contraintes électrothermiques et thermomécaniques pouvant se traduire par un vieillissement prématuré de l'assemblage des matériaux hétérogènes qui composent un module de puissance. La connaissance ou l'estimation des variations de température liées à une application et aux choix technologiques permet par exemple d'estimer des indicateurs qui rendent compte de l'intégrité du module à semi-conducteur de puissance, mais aussi de quantifier ses performances.

Dans cet article, nous définirons dans un premier temps la notion de température de jonction de la partie active puis nous expliquerons pourquoi il est nécessaire de mettre au point des méthodes expérimentales pour la mesurer. Dans un deuxième temps, nous présenterons les principales méthodes de mesure de la température de jonction pour caractériser notamment les performances thermiques des modules de puissance. Enfin, nous présenterons les solutions existantes et en cours de développement pour effectuer des mesures de température de jonction dans les conditions d'usage d'un convertisseur.

## 1. Problématique de la mesure de température des composants semi-conducteurs de puissance

Cet article propose de discuter des moyens d'accéder à la température des composants de puissance. La notion de composant de puissance est utilisée ici afin de les distinguer des composants électroniques tels que les microprocesseurs et autres circuits dédiés à la gestion et au stockage de l'information. Même si certains principes exposés ici pourraient être appliqués à des composants électroniques, leur usage est bien différent de celui des composants de puissance qui permettent d'optimiser les transferts de l'énergie électrique sous des niveaux de tension pouvant atteindre plusieurs milliers de volts. L'autre spécificité permettant de distinguer les composants de puissance est le niveau des pertes dissipées qui peut se chiffrer en kilowatt pour un composant IGBT silicium 3300 V-1200 A et est combiné à une densité de puissance de l'ordre de la centaine de watts par centimètre carré à l'échelle des parties actives. Par ailleurs, les températures maximales d'usage définies par les fabricants peuvent atteindre des niveaux supérieurs à 175 °C pour les composants de puissance là où un composant électronique sera généralement limité à une température maximale de service comprise entre 70 °C et 125 °C.



**Figure 1 – Variations de la température d'un composant imposées par les conditions environnementales et fonctionnelles**

La superposition complexe des conditions environnementales et opératives influence l'évolution de la température d'un composant de puissance à des échelles de temps variées comme le schématise la figure 1. Ces variations de la température induisent notamment des contraintes d'origine thermomécanique qui dégradent l'intégrité d'un module de puissance et affectent ses performances et sa fiabilité [1] [2] [D3126].

## 1.1 Notion de température de jonction

Lorsqu'une puce semi-conductrice de puissance fonctionne, sa température n'est pas uniforme. En effet, sa partie active est le siège de dissipations de puissance plus ou moins localisées dans son volume. Cette distribution de la puissance dissipée dans la puce semi-conductrice induit des variations de température de plusieurs dizaines de degrés dans son volume relativement réduit (surface généralement comprise entre quelques millimètres carrés et 2 centimètres carrés, épaisseur variant de quelques dizaines à quelques centaines de micromètres). La figure 2 détaille les gradients de température estimés par spectroscopie  $\mu$ -Raman dans l'épaisseur d'une diode PiN de puissance fonctionnant en régime de conduction [3] [RE5]. La distribution des zones de dissipation dans l'épaisseur de la puce semi-conductrice est principalement liée au type de technologie du composant (diode PiN, MOSFET, IGBT...) et au régime de fonctionnement.

De plus, cette puce est reportée sur un substrat par un procédé de brasage ou de frittage. Ce substrat constitue un support mécanique et permet généralement d'isoler électriquement les parties actives et d'évacuer la chaleur vers le système de refroidissement. Cet assemblage conduit à une distribution de la température sur la surface de la puce en forme de « cloche » en raison des conditions limites imposées à la diffusion du flux de chaleur vers le système de refroidissement. Pour illustrer cela, la figure 3 présente un résultat de mesure de la température par thermographie infrarouge effectuée à la surface d'un composant IGBT en fonctionnement. Comme illustré sur la figure 3c, le gradient de température à la surface d'une puce de puissance peut rapidement atteindre plusieurs dizaines de degrés Celsius, et la présence de défauts dans la liaison entre celle-ci et le substrat peut notamment provoquer l'apparition d'élévations locales de la température d'amplitudes plus ou moins importantes [4]. Ces excursions de la température sont ici liées à une brasure imparfaite contenant des volumes sans alliage appelés cavités ou « *solder voids* ».

Ainsi, la notion de température d'une puce semi-conductrice est une grandeur difficile à expliciter à cause de sa non-uniformité dans le volume du semi-conducteur. De ce fait, elle est

généralement représentée par la notion de température virtuelle de jonction  $T_{jv}$  provenant d'une mesure d'un paramètre électrique dépendant de la température. Dans la suite du texte, cette grandeur sera appelée  $T_j$  pour température de jonction. Selon la définition proposée par la norme IEC 60747-15, cet indicateur est décrit comme la tension relevée aux bornes d'une jonction PN lors de l'injection d'un très faible courant  $I_M$  afin de limiter les phénomènes d'auto-échauffement et la contribution de la composante ohmique. La tension mesurée, dépendante des niveaux de concentration des dopants et de la température, correspond à la tension de diffusion d'une jonction PN au sein du semi-conducteur dans des conditions de forte injection de porteurs [5].

Plus généralement, l'indicateur image de la température de jonction d'un composant de puissance est un concept permettant de définir un scalaire représentatif de la distribution tridimensionnelle de la température. Cette valeur représente ainsi une température « globale » de la puce.

Un indicateur de la température d'un composant est généralement soit le résultat d'une mesure d'une grandeur physique, image de cette température, soit une évaluation calculatoire issue d'un modèle numérique ou la combinaison de ces deux résultats. Ainsi, suivant la méthodologie employée, la température de jonction obtenue peut prendre différentes valeurs pour un champ de température identique dans la puce. Elle sera néanmoins utilisée en tant que telle par les électroniciens de puissance.

Nous verrons dans les paragraphes suivants quelles sont les principales applications de cette mesure de température des composants de puissance puis quelles sont les méthodes envisagées pour la réaliser.

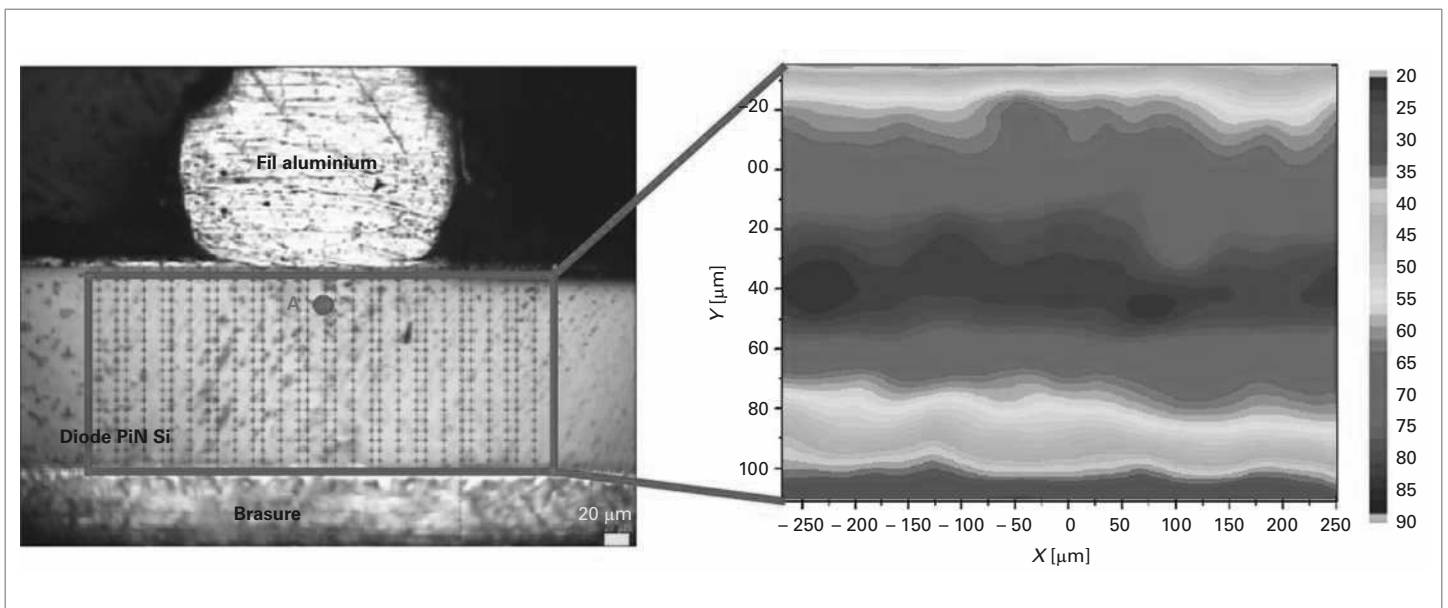


Figure 2 – Distribution de la température en °C relevée dans l'épaisseur d'une diode PiN de puissance par spectroscopie  $\mu$ -Raman en régime de conduction (d'après [3])

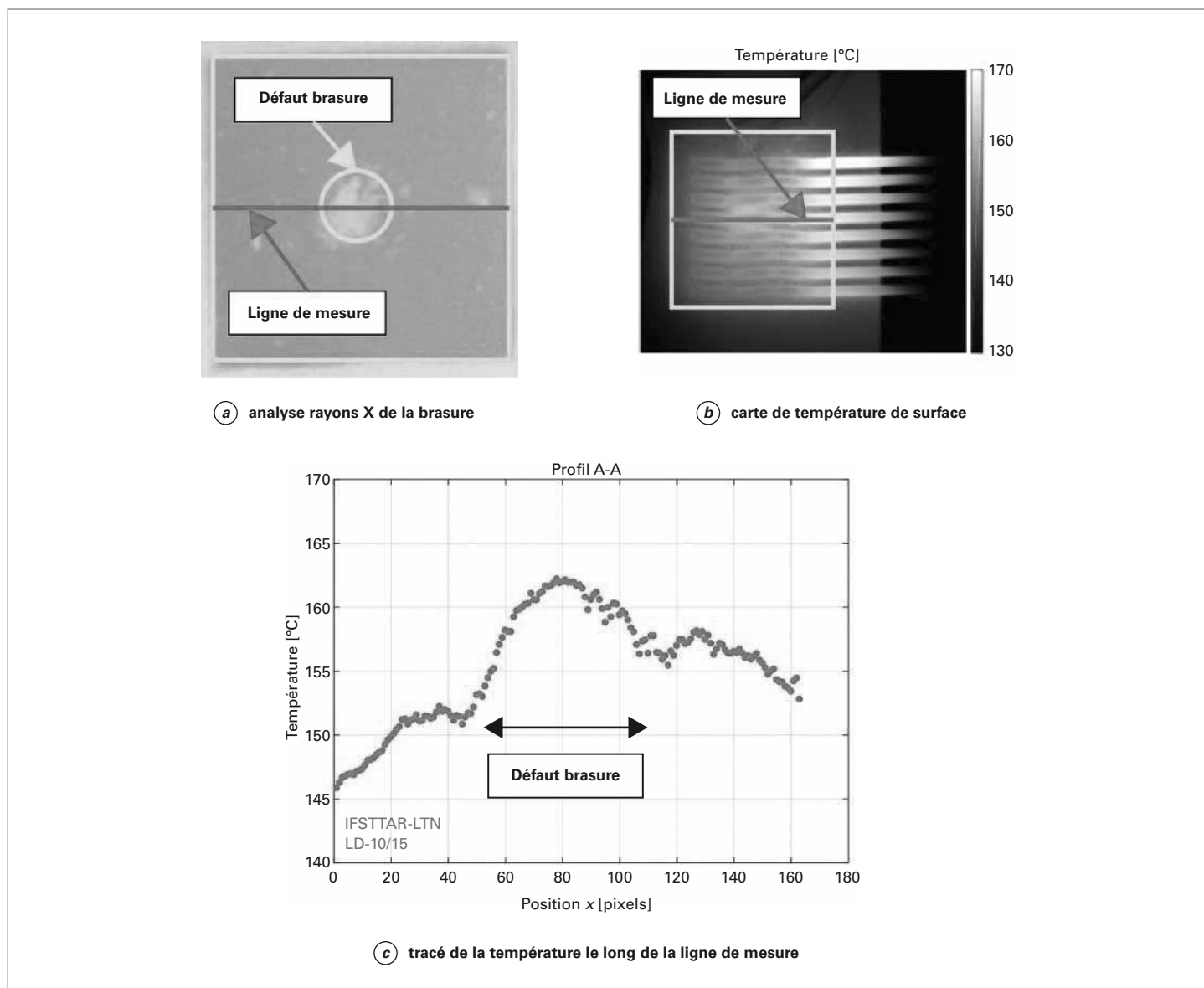


Figure 3 – Mesure infrarouge de la température en surface d’une puce IGBT corrélée à la présence d’un défaut dans la brasure localisé entre la puce et le substrat

## 1.2 Applications de la mesure de température de jonction

Au-delà de l’utilisation de la température d’une puce de puissance comme un référentiel permettant de quantifier ses performances électriques au sein d’un assemblage, la mesure de cette température est essentielle pour :

- réaliser une évaluation des performances thermiques des solutions technologiques utilisées ;
- quantifier les contraintes reportées au module de puissance au cours des campagnes de vieillissement accéléré ce qui offre la perspective de la définition de lois de durée de vie et de leurs utilisations ;
- permettre la surveillance de l’intégrité des parties actives en conditions d’usage.

### 1.2.1 Évaluation des performances thermiques d’un module ou d’un assemblage de puissance

Les performances thermiques d’un module de puissance, constitué par un assemblage parfois complexe de matériaux hétérogènes, sont généralement évaluées par l’estimation de sa résistance thermique  $R_{th\ j,c}$  et l’évolution en fonction du temps  $t$  de son impédance thermique  $Z_{th\ j,c}(t)$ .

Ces deux grandeurs sont définies comme suit :

$$R_{th\ j,c} = \frac{T_j - T_c}{P} \quad (1)$$

$$Z_{th\ j,c}(t) = \frac{T_j(t) - T_c}{P} \quad (2)$$

avec  $T_j$  la température de jonction,

$T_c$  la température du boîtier,  
 $P$  la puissance dissipée.

Cette résistance et cette impédance thermiques permettent de quantifier l'augmentation de l'écart de température entre la jonction du semi-conducteur et l'interface du boîtier induit par les matériaux de l'assemblage.

La résistance thermique est utilisée dans des conditions stationnaires (puissance et températures constantes). Plus elle est importante, plus le flux de chaleur dissipé par les semi-conducteurs induit une forte élévation de température ce qui limite notamment le courant admissible.

De son côté, l'impédance thermique traduit la variation temporelle de la température de jonction suite à un échelon de puissance. Pour des temps très grands, elle est donc égale à la résistance thermique. À partir de cette notion, il est possible d'obtenir un modèle électrique équivalent de l'assemblage réalisé à partir de cellules résistances thermiques – capacités thermiques (RC) [6] [7] [8]. Une fois ces grandeurs obtenues, elles peuvent être utilisées pour construire un schéma électrique équivalent aux transferts de chaleur dans le module de puissance associé à son refroidisseur. Ce modèle servira ensuite à dimensionner les différents éléments pour maintenir la température de jonction en dessous d'une valeur maximale imposée.

La résistance et l'impédance thermiques  $R_{th\ j,c}$  et  $Z_{th\ j,c}$  sont fournies par les fabricants de modules de puissance afin de dimensionner le système de refroidissement à leur associer. Afin de caractériser ou modéliser plus finement un système thermique complet (module(s) de puissance, interface(s) thermique(s) et dissipateur(s)), on utilise généralement les notions de résistance thermique  $R_{th\ j,a}$  et d'impédance thermique  $Z_{th\ j,a}$  définies par :

$$R_{th\ j,a} = \frac{T_j - T_a}{P} \tag{3}$$

$$Z_{th\ j,a}(t) = \frac{T_j(t) - T_a}{P} \tag{4}$$

où  $T_a$  est la température ambiante.

La figure 4, appliquée au régime stationnaire, montre que la résistance thermique  $R_{th\ j,a}$  prend en compte l'ensemble des échanges thermiques entre la jonction à la température  $T_j$  et le fluide environnant à température  $T_a$ . Ainsi, dans le cas classique d'un composant de puissance monté sur un dissipateur de chaleur, cette résistance thermique peut être décomposée par la mise en série de trois résistances thermiques  $R_{th\ j,c}$ ,  $R_{th\ c,s}$  et  $R_{th\ s,a}$ . Ces dernières permettent respectivement d'estimer les élévations de température au niveau du boîtier du composant, de l'interface thermique et du dissipateur. Pour mettre en place ce type de modèle, il est nécessaire de faire l'hypothèse que la majorité du flux de chaleur passe par le dissipateur de chaleur.

Enfin, il est intéressant de noter que l'utilisation de  $R_{th\ j,c}$  ou  $Z_{th\ j,c}$  associée à celle de leurs équivalents modélisant l'interface thermique et le dissipateur (respectivement,  $R_{th\ c,s}$ ,  $Z_{th\ c,s}$ ,  $R_{th\ s,a}$  et  $Z_{th\ s,a}$ ) conduit à mettre en place des hypothèses simplificatrices limitant la précision du calcul. Parmi celles-ci, notons par exemple le fait que  $R_{th\ j,c}$  (et donc  $Z_{th\ j,c}$ ) dépend des performances du système de refroidissement. De même,  $R_{th\ s,a}$  dépend fortement de la géométrie du module de puissance. Les phénomènes de couplage thermique à l'intérieur d'un module sont également difficiles à appréhender en utilisant directement la documentation du constructeur. Notons que l'utilisation de modèles thermiques compacts plus évolués permet de limiter ces défauts [9] mais ces considérations sortent toutefois du cadre de la discussion de cet article.

### 1.2.2 Estimation de l'état d'endommagement d'un module de puissance

Lors de son vieillissement, un module de puissance est le siège de contraintes qui entraînent des dégradations. Ces contraintes sont notamment d'origine thermomécanique et sont induites par les variations de température des éléments qui le composent [D3126] [10] [11].

Des indicateurs d'endommagement ont été identifiés en laboratoire afin d'évaluer l'état de santé des modules de puissance à IGBT au cours de leur vieillissement [12] [13]. Il a ainsi été démontré que la

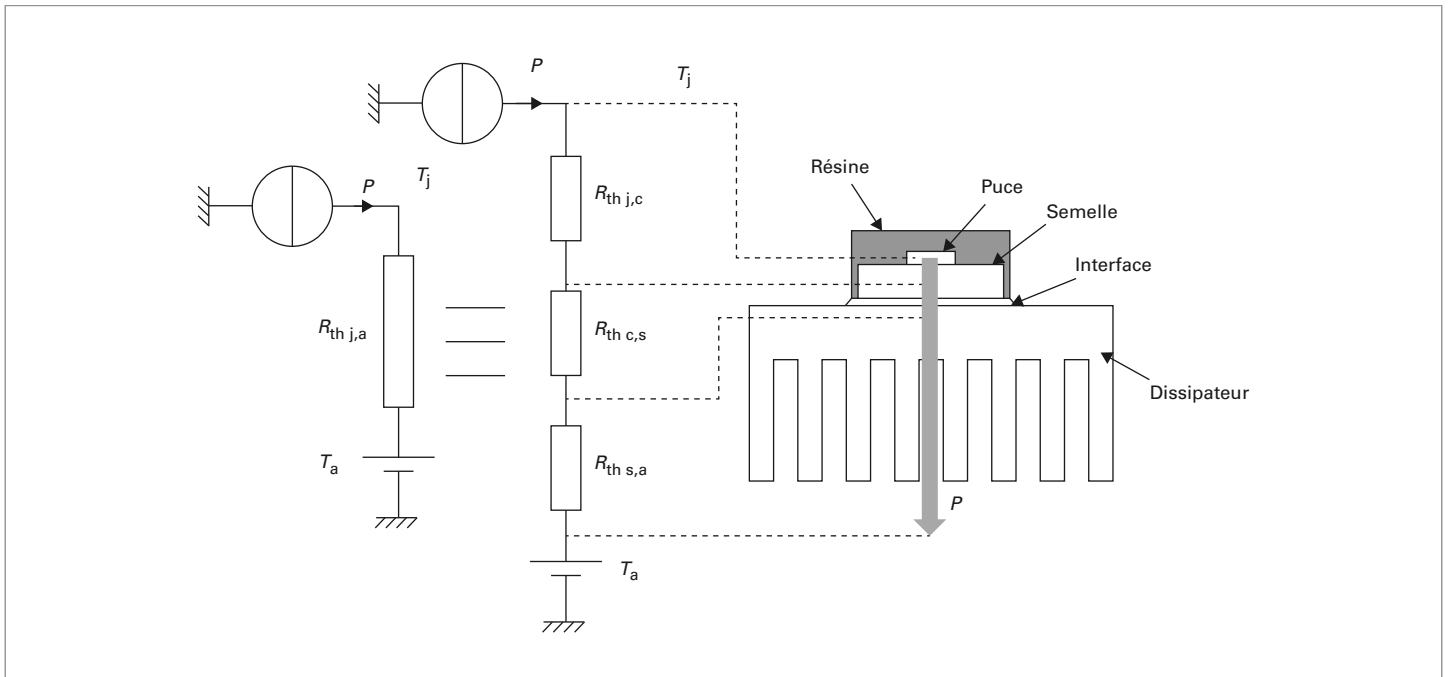
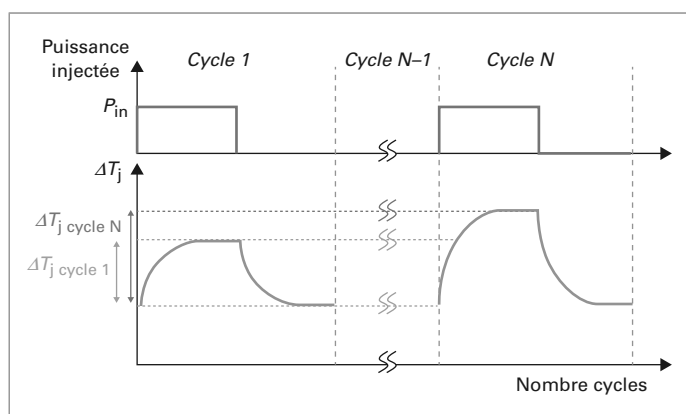


Figure 4 – Décomposition de la résistance thermique  $R_{th\ j,a}$  dans le cas où un composant de puissance est monté sur un dissipateur de chaleur



**Figure 5 - Illustration de l'évolution de la variation de la température de jonction au cours d'un vieillissement accéléré par cyclage actif**

résistance thermique  $R_{th\ j,c}$  augmentait lorsque les éléments de l'assemblage qui composent le chemin thermique vers le système de refroidissement (brasure, substrat...) se dégradent. Un suivi de cette résistance thermique, et donc une mesure de la température de jonction, sont donc nécessaires pour évaluer ce mode d'endommagement. Ainsi, comme illustré sur la figure 5, pour une même puissance injectée à chaque cycle  $P_{in}$ , une évolution de la résistance thermique de l'assemblage entraîne une évolution de la variation de température de jonction  $\Delta T_j$  au cours des  $N$  cycles appliqués.

De même, il a été montré expérimentalement que la tension directe à l'état passant et la tension de seuil à une température donnée permettaient de rendre compte respectivement de l'état d'endommagement de certains éléments en face avant des puces (fils d'interconnexion et métallisation) et de l'intégrité de l'oxyde de grille [D3126][14] [15]. Ces grandeurs dépendent fortement de la température. Leur mesure doit donc être corrigée avec l'estimation de la température de jonction afin d'assurer le suivi efficace des différents modes d'endommagement des modules de puissance.

### 1.2.3 Contrôle actif de la température de jonction

L'estimation de la température de jonction en temps réel lorsque le convertisseur fonctionne peut apporter de réels avantages en termes d'exploitation des convertisseurs. Ainsi, le dispositif de contrôle du convertisseur peut modifier le mode de fonctionnement afin de limiter la température. En effet, si cette dernière atteint des valeurs trop élevées, elle peut dégrader significativement la durée de vie du module de puissance ou entraîner une défaillance immédiate avec des dommages irréversibles.

Les types d'actions attendues sont :

- un arrêt du fonctionnement du convertisseur ;
- une modification de la loi de commande (par exemple réduction de la fréquence de commutation) ;
- une reconfiguration du convertisseur dans le cas de structures redondantes (parallèles, entrelacées ou multicellulaires).

Maintenant que nous avons présenté les principales applications de la mesure de température des composants semi-conducteurs de puissance, nous allons voir comment elle peut être réalisée.

## 1.3 Méthodes de mesure de la température des composants à semi-conducteurs

Trois principales familles de méthodes sont aujourd'hui employées pour évaluer la température des composants semi-conducteurs :

- les méthodes optiques ;
- les méthodes utilisant un contact physique avec le composant ;
- les méthodes utilisant des grandeurs électriques thermosensibles.

De nombreux indicateurs optiques de température ont été utilisés dans la littérature. Il s'agit de la luminescence, de l'effet Raman, de l'index de réfraction ou de la déflexion de faisceaux laser. Dans le cas de l'électronique de puissance, on utilise le plus souvent des méthodes basées sur la variation du rayonnement électromagnétique dans l'infrarouge (IR) de la puce en fonction de la température : capteur IR, microscope IR, caméra thermique [16] [17] [R412][R413] [R6412]. Cette méthode nécessite généralement l'élimination par voie mécano-chimique d'une partie du boîtier et du gel de protection pour avoir un accès à la surface du composant. Cependant, l'intérêt de la caméra thermique est la possibilité d'obtenir de manière relativement simple des cartes de température de la surface des composants. Ainsi, il est possible d'observer le gradient de température dû à la structure même du module ou encore aux défauts présents dans l'assemblage (bulles d'air, dénommées *voids*, dans les brasures par exemple, figure 3).

La mesure de la température de la puce peut également être réalisée en mettant un matériau thermosensible directement en contact avec celle-ci. Même si des solutions non conventionnelles existent, comme l'usage des cristaux liquides ou encore du phosphore thermographique, les principales solutions de la littérature sont basées sur le report de thermocouples ou de thermistances.

La majorité des méthodes présentées ci-dessus nécessite l'ouverture ou tout au moins la modification de l'intégrité physique du module. Pour éviter cela, il est possible de recourir à l'utilisation de méthodes électriques. Dans ce cas, les variations des propriétés électriques du composant lui-même sont utilisées pour estimer sa température. Ces propriétés électriques sont appelées paramètres électriques thermosensibles. Ces paramètres permettent ainsi d'estimer une température « globale » des composants.

Le principal défaut de cette méthode est qu'elle ne permet pas d'obtenir une carte de température des composants à l'intérieur du module. C'est par exemple le cas des modules comportant plusieurs puces en parallèle pour lesquelles il n'est ainsi pas possible d'observer un éventuel déséquilibre en température. Toutefois, cette méthode est aujourd'hui largement utilisée, en particulier par les fabricants de modules de puissance et, plus généralement, par tous les spécialistes du domaine pour caractériser les modules de puissance. La deuxième partie de l'article sera donc consacrée à l'utilisation des paramètres électriques thermosensibles dans ce contexte.

## 2. Caractérisation thermique des modules de puissance avec des paramètres thermosensibles

### 2.1 Utilisation des paramètres électriques thermosensibles (PETS)

Aujourd'hui, la mesure de température des puces semi-conductrices de puissance par paramètres électriques thermosensibles (PETS) est principalement utilisée pour mesurer les propriétés thermiques des modules de puissance et pour évaluer leur taux de dégradation au cours de leur vieillissement. Ils font donc partie des principaux outils permettant d'évaluer expérimentalement les résistances et impédances thermiques de ces assemblages.



La mesure d'un paramètre électrique thermosensible (PETS) consiste à soumettre certaines électrodes d'un composant de puissance à une excitation (courant ou tension) et à mesurer un paramètre électrique résultant qui dépend de la température.

Ainsi, la mesure du paramètre thermosensible s'accompagne normalement d'une puissance dissipée dans le semi-conducteur impliquant son auto-échauffement qui modifie sa température. À partir de cette constatation, il est possible de distinguer deux familles de paramètres thermosensibles qui conditionnent les méthodes permettant d'extraire les résistances et impédances thermiques :

- les PETS avec un faible auto-échauffement (typiquement une élévation de température inférieure au °C) ;
- les PETS avec un fort auto-échauffement.

Dans les deux cas, l'utilisation d'un PETS pour caractériser la température des composants d'un module de puissance sera effectuée en deux étapes :

- la caractérisation ou calibration du PETS en fonction de la température ;
- l'utilisation du PETS pour mesurer la température afin notamment d'évaluer la résistance ou l'impédance thermique.

### 2.1.1 Cas des PETS avec faible auto-échauffement

Dans le cas d'un PETS caractérisé par un faible auto-échauffement, l'étape de calibration est relativement aisée. Elle nécessite de faire varier la température par un dispositif extérieur et de disposer un capteur de température à proximité de la partie active. On peut en effet estimer que, dans ce cas, la température du semi-conducteur est très proche de celle de son environnement. Cela n'est bien évidemment vrai que si la température du module de puissance est homogène (utilisation par exemple d'une enceinte thermostatée).

Dans un second temps, pour mesurer les performances thermiques d'un module de puissance, il est nécessaire que les parties actives dissipent de la puissance (cf. équations (1) et (2)). Toutefois, si l'auto-échauffement induit par la mesure du PETS est faible, ce dernier ne peut pas être utilisé directement pour produire une élévation de température suffisante permettant d'effectuer la mesure de  $R_{th}$  ou  $Z_{th}$ . Il faut donc disposer d'un circuit auxiliaire d'injection de puissance pour créer une élévation significative de la température du composant. Le principal problème réside dans le fait que l'injection de puissance modifie la polarisation du composant ne permettant pas la mesure de la température par le PETS pendant que le composant dissipe. Il n'est ainsi pas possible d'obtenir directement  $T_j(t)$ .

Pour répondre à ce problème, la méthode la plus utilisée est la mesure du PETS pendant le refroidissement du semi-conducteur. Son principe est exposé à la figure 6a. Sur cette figure,  $P_c$  représente la puissance injectée par le circuit annexe dans le composant et  $P_m$  représente la puissance dissipée par le composant lorsque la mesure du PETS est effectuée. Ainsi, dans un premier temps, le circuit annexe injecte de la puissance jusqu'à ce que le composant se retrouve dans des conditions stationnaires de température. Une fois cet état atteint, l'apport de puissance annexe est interrompu et le PETS est mesuré pendant que le composant refroidit.

Cette mesure est donc basée sur l'hypothèse que l'évolution de la température pendant l'échauffement est la fonction conjuguée de celle obtenue pendant le refroidissement. Cette hypothèse suppose donc que les propriétés thermiques des matériaux et du système de refroidissement varient peu avec la température. Elle suppose également le fait que la répartition de température proche de la partie active a un faible impact sur le régime transitoire. En effet, à l'état initial de l'échauffement, la température du semi-conducteur est homogène ce qui n'est pas

vrai à l'état initial du refroidissement obtenu à la fin de la séquence d'injection de puissance (cf. figure 3). Toujours est-il que la différence entre une impédance thermique mesurée lors de l'échauffement et une autre mesurée lors du refroidissement reste en général très faible ce qui permet d'utiliser cette méthode avec de très bons résultats.

La seconde difficulté de cette méthode réside en l'estimation de la température  $T_m$  en fin d'injection de puissance. En effet, la coupure de la source de puissance s'accompagne en général d'un transitoire électrique qui empêche une mesure du PETS pendant quelques dizaines voire quelques centaines de microsecondes [18]. Cela est illustré par la figure 6b qui présente la mesure de la température d'un IGBT estimée par la tension collecteur-émetteur sous faible courant. L'obtention de la température  $T_m$  est alors généralement obtenue en effectuant une extrapolation linéaire de la température en fonction de la racine carrée du temps à partir des résultats mesurés après le transitoire électrique.

Une autre méthode, plus rarement utilisée, consiste à tracer la courbe d'échauffement par injections successives d'impulsions de puissance dont la durée augmente avec le temps. L'utilisation de la courbe de refroidissement après ces injections permet alors de tracer point par point la courbe d'échauffement (figure 6c). Cette méthode nécessite la prise en compte de nombreuses hypothèses qui ne seront pas détaillées dans ce document mais qui sont largement présentées dans [19] [20].

### 2.1.2 Cas des PETS avec fort auto-échauffement

Lorsque l'auto-échauffement du composant est significatif lors de la mesure du PETS, cela rend la phase de calibration délicate car la température du semi-conducteur est rapidement différente de celle de son substrat. Ainsi, la solution la plus utilisée est de mesurer le PETS en stimulant le composant avec des impulsions de courte durée (typiquement de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines de microsecondes). Ces impulsions ne doivent pas être trop courtes pour ne pas se trouver dans les conditions d'un transitoire électrique et ne pas être trop longues pour ne pas trop élever la température du composant lors de la mesure. Il faut toutefois noter que l'élévation de température peut être rapidement de quelques degrés pour une impulsion de quelques dizaines de microseconde quand le courant injecté est proche de son calibre nominal [21].

Pour autant, l'utilisation d'un PETS caractérisé par un auto-échauffement important peut permettre une mesure plus aisée de  $T_j(t)$  dans les conditions proches de l'usage et donc, dans un nombre de cas plus réduit, de l'impédance thermique. En effet, la figure 7 montre que, si la puissance injectée pour faire chauffer le composant est la même que la puissance dissipée pendant la mesure du PETS, ce dernier peut être utilisé directement pour mesurer l'élévation de température pendant la phase d'échauffement.

La mesure directe de  $Z_{th}(t)$  telle qu'elle a été définie dans l'équation (2) nécessite, quant à elle, que la puissance dissipée lors de la mesure du PETS soit constante (donc ne dépende pas de la température). Dans le cas contraire, des techniques mathématiques basées sur le principe de la déconvolution pourront permettre de prendre en compte l'éventuelle variation de la puissance dissipée au cours de la caractérisation [20].

Le choix de la méthode de mesure de la température d'un composant par un paramètre thermosensible est lié à l'amplitude de l'auto-échauffement qu'il induit au cours de la mesure.

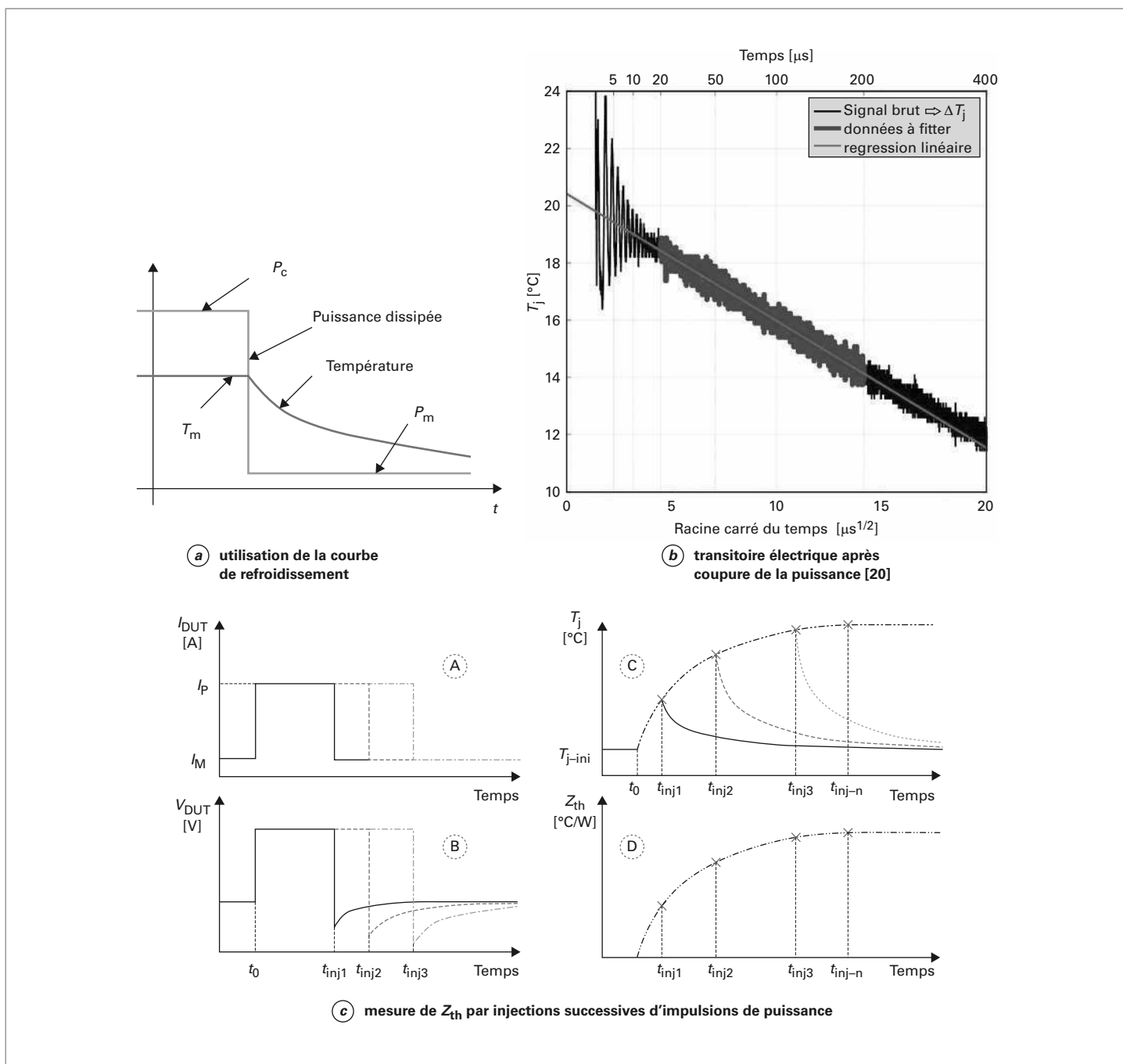


Figure 6 – Mesure de température par PETS avec faible auto-échauffement

## 2.2 Les principaux paramètres électriques thermosensibles (PETS)

De nombreux paramètres thermosensibles ont été présentés dans la littérature scientifique avec un regain d'intérêt ces dernières années. On peut noter une recherche particulièrement axée sur l'utilisation de ces derniers en vue d'estimer la température des semi-conducteurs lors du fonctionnement du convertisseur.

Cette approche se place d'ailleurs dans la perspective plus générale d'utiliser cet indicateur pour évaluer l'intégrité du module de puissance face à son vieillissement.

Ces travaux récents seront présentés dans la dernière partie de cet article. Nous nous limiterons donc ici à présenter des PETS plus « classiques » dédiés à la mesure des propriétés thermiques des modules de puissance. Ces PETS ont pour particularité d'être utilisés avec des stimuli électriques ne dépendant pas du temps (sources de courant ou de tension constantes).

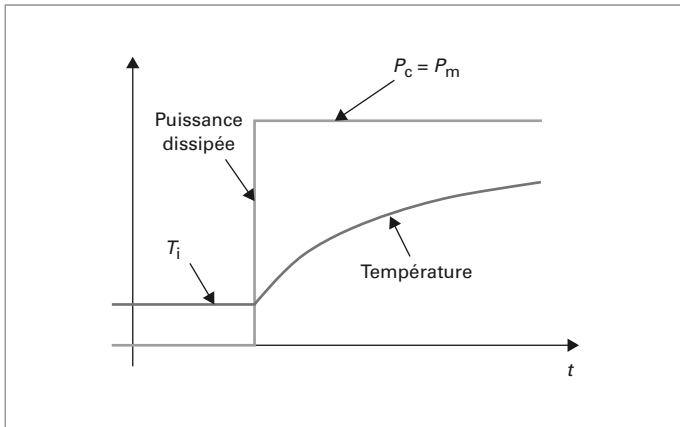


Figure 7 – Mesure de température par PETS avec fort auto-échauffement

Nous proposons de présenter dans un premier temps les PETS génériques pouvant être utilisés avec la plupart des composants de puissance. Nous exposerons dans un second temps les PETS utilisables seulement avec des composants commandés.

## 2.2.1 PETS génériques

### 2.2.1.1 Mesure de tension avec injection d'un faible courant

S'il n'y avait qu'un seul PETS à présenter, ce serait celui-là. En effet, il est aujourd'hui utilisé dans la majorité des applications industrielles et des travaux de recherche car il est générique et permet de très bonnes estimations de température même après vieillissement du composant (à l'exception de quelques cas qui seront exposés plus loin).

La figure **8a** présente le principe de base de la mesure de ce PETS : il s'agit d'injecter un courant  $I_m$  de « faible valeur » dans le composant et de mesurer une tension résultante. La figure **8b** présente l'évolution du PETS considéré dans le cas d'un IGBT (Infineon SIGC100T60R3). Elle montre que ce PETS peut être linéaire selon le niveau de courant injecté. Dans cette configuration le courant est injecté au collecteur, la tension mesurée étant la tension collecteur-émetteur  $V_{CE}$  et la tension de commande étant égale à 15 V. La sensibilité de la mesure est de l'ordre de  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Le choix du niveau de courant à injecter dépend du calibre en courant et de la technologie du composant. Le choix de cette amplitude de courant résulte d'un compromis : ce courant doit être suffisant pour maximiser la sensibilité sur toute la gamme de température, mais également limité, pour ne pas impliquer un auto-échauffement trop important.

Ce principe de base est ensuite adapté à des composants présentant une jonction : diode, MOSFET ou JFET. Les figures **8c**, **8d**, **8e** et **8f** présentent des circuits typiques de mesure de résistances ou impédances thermiques pour ces différents cas. Ils comportent chacun un dispositif d'injection de puissance (courant  $I_c$ ) et une partie d'injection de courant de mesure du PETS ( $I_m$ ). Ces dispositifs sont actionnés alternativement.

Remarquons que, dans le cas du MOSFET (figure **8e**), la diode de structure en antiparallèle est généralement utilisée pour effectuer la mesure de température par PETS (MOSFET bloqué). En effet, si la mesure de la tension dans le sens direct (mesure de la résistance du canal) peut également être utilisée pour estimer la température du composant, cette utilisation est toutefois sujette à caution. En effet, bien que la résistivité du canal varie fortement avec la température, la résistance série des connectiques électriques dans le boîtier (également dépendante de la température)

n'est en général pas négligeable devant la résistance à l'état passant du MOSFET. Cela a tout d'abord des répercussions sur la précision des mesures car la température des connectiques est du même ordre de grandeur que celle du semi-conducteur lors de la phase de calibration. Mais, cette condition thermique est différente lorsque le composant dissipe sous un niveau de courant élevé du fait de la contribution de l'auto-échauffement des liaisons électriques. Par ailleurs, les mécanismes d'endommagement liés au vieillissement du module de puissance peuvent causer une augmentation significative de la résistance série et ainsi influencer sur les mesures de température de jonction par ce PETS.

Pour les mêmes raisons, la figure **8f** illustre le fait que, dans le cas du transistor JFET, l'utilisation d'une jonction est préférée à l'utilisation du canal pour effectuer la mesure de température par PETS. Notons que d'autres circuits peuvent être utilisés pour caractériser un JFET de puissance, car il y a plusieurs jonctions dans le composant [22].

### 2.2.1.2 Mesure de tension directe avec injection d'un fort courant

La caractéristique  $I(V)$  d'un composant varie avec la température. Son utilisation semble donc naturelle pour évaluer la température d'un composant. En pratique, on injecte un courant dans le composant et l'on mesure la tension directe résultante. Comme le niveau de courant est du même ordre de grandeur que le calibre en courant, il convient alors de calibrer le PETS en utilisant un courant impulsionnel afin de limiter l'auto-échauffement du composant. Pour ce faire, un traceur de caractéristique peut être utilisé ou, si l'on désire mieux maîtriser les impulsions de courant et la précision des mesures de tension, il est possible de réaliser un circuit dédié [23].

La figure **9** présente l'évolution de ce PETS dans le cas d'un IGBT soumis à différents niveaux de courant. Nous voyons tout d'abord que sa sensibilité est négative pour les faibles niveaux de courant (ici,  $I_c < 60 \text{ A}$ ) et positive dans le cas contraire. Il existe donc une gamme de courant pour laquelle la sensibilité est très faible et qui ne doit donc pas être utilisée pour faire des mesures de température de ce type de composant bipolaire. Ce type de comportement se retrouve dans le cas des diodes PiN mais pas pour les composants unipolaires (MOSFET, JFET, diode Schottky...).

Lorsqu'un composant est utilisé à un niveau de courant proche de son calibre, les résistances séries dues aux interconnexions électriques internes du boîtier ne sont plus négligeables devant sa résistance équivalente propre. Ainsi, il a été montré que des erreurs importantes sur l'estimation de la température de jonction pouvaient être commises en utilisant cette méthode (plusieurs dizaines de degrés Celsius [24]). Ainsi, elle doit être proscrite sauf s'il a été démontré que les résistances séries du module étudié intervenaient peu sur la mesure de la chute de tension directe du composant. Notons enfin que cette résistance série augmente avec le temps en raison des mécanismes d'endommagement liés au vieillissement d'un module de puissance.

## 2.2.2 PETS des composants commandés

En complément des méthodes présentées précédemment, des PETS spécifiques aux composants commandés (IGBT et MOSFET) sont disponibles. Dans un souci de simplification, nous évoquons par la suite uniquement le cas de l'IGBT.

### 2.2.2.1 Tension grille-émetteur

La tension de seuil des composants IGBT varie avec la température et peut donc être utilisée comme paramètre thermosensible. Il est possible de la mesurer en utilisant les dispositifs présentés sur les figures **10a** et **10b**. Dans les deux cas présentés, le courant  $I_m$  vaut quelques milliampères afin de mesurer une tension grille-émetteur proche de la tension de seuil réelle. La figure **10c** pré-

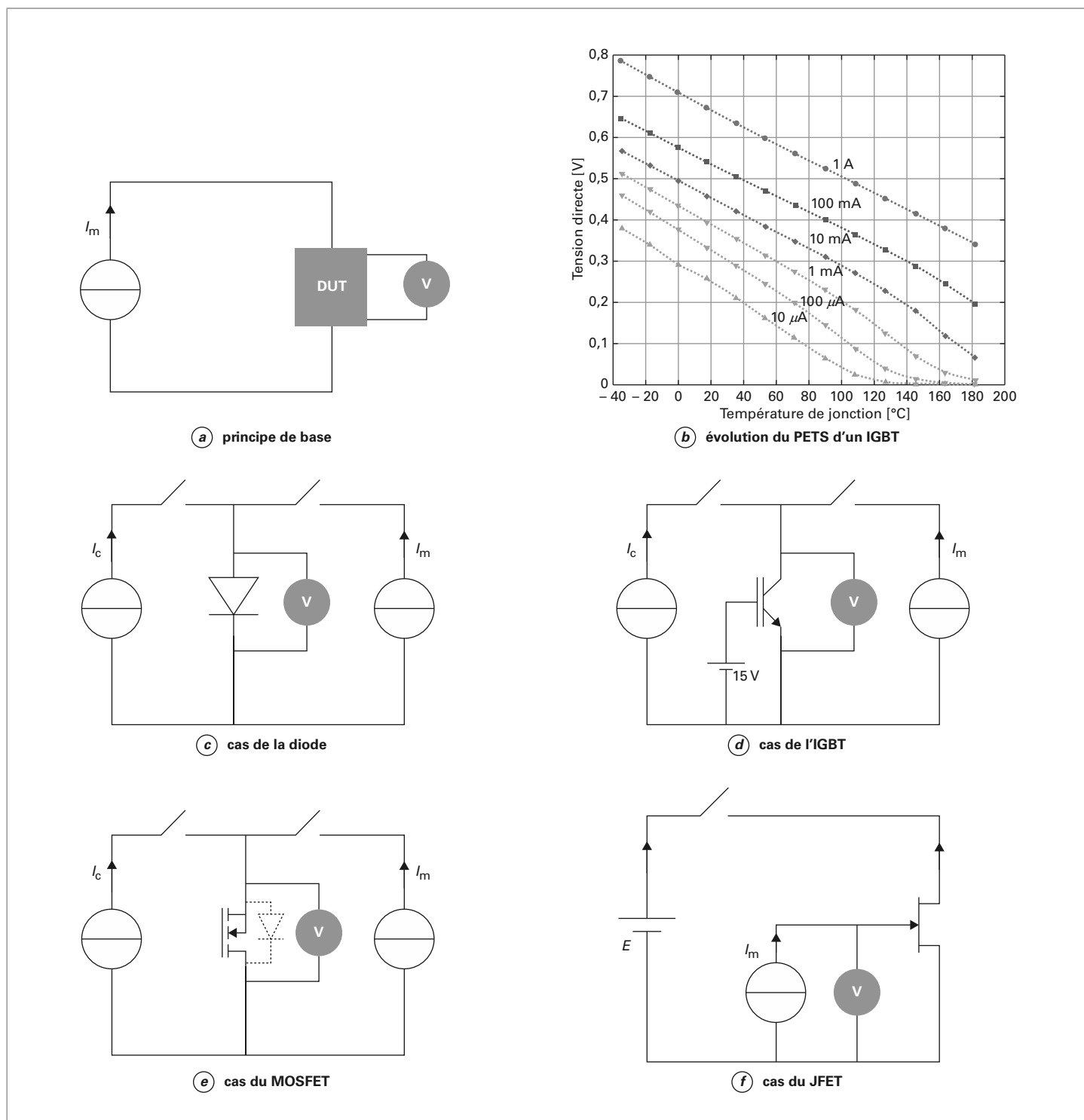


Figure 8 – Mesure de température avec injection d'un faible courant

sente l'évolution de ce PETS en utilisant le circuit de la figure 10b. Ce PETS décroît avec la température de manière non linéaire avec une sensibilité généralement comprise entre  $-2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$  et  $-10 \text{ mV/}^\circ\text{C}$  en fonction de la technologie des composants, du niveau de courant  $I_m$  utilisé et de la plage des températures considérées.

Ce PETS étant mesuré sous un faible niveau de courant, il profite d'un auto-échauffement relativement faible du composant. Dans le cas de l'exploitation de ce PETS pour mesurer une résistance ou une impédance thermique, il est nécessaire de se placer dans des conditions de polarisation différentes pour pouvoir dissi-

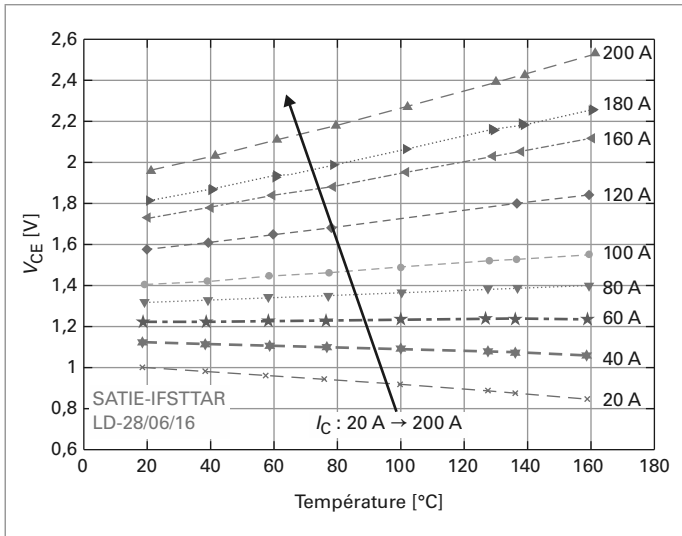


Figure 9 – Mesure de température en injectant un fort courant – cas de l’IGBT Infineon SIGC100T60R3 ( $V_{GE} = 15\text{ V}$ )

per une puissance plus importante permettant notamment une élévation de température suffisante. Dans le cas du circuit n° 1 (figure 10a), il est possible de reprendre le principe présenté dans

la figure 8d en apportant une modification qui déconnecte la grille de la source de tension continue utilisée pour la commande du transistor et en la reliant au collecteur [25]. Pour le circuit n° 2 (figure 10b), le principe consiste à imposer et mesurer correctement deux niveaux de courant de régulation, un fort pour la dissipation et un faible pour la mesure de température par le PETS de la tension grille-émetteur.

La tension grille-émetteur peut également être utilisée avec l’utilisation d’un plus fort niveau de courant, typiquement quelques pourcents à quelques dizaines de pourcents du calibre en courant (figure 10d). Dans ce cas, la mesure du PETS implique un auto-échauffement important du composant qui nécessite une mesure impulsionnelle durant sa calibration mais qui permet une mesure directe de la température dans ces conditions particulières de dissipation. Dans ce cadre, les deux circuits présentés sur la figure 10 sont utilisables. Néanmoins le circuit n° 2 a comme avantage d’imposer une dissipation constante (non dépendante de  $T_j$ ) car la tension collecteur-émetteur est fixée et le courant régulé. Ceci permet une mesure aisée de l’impédance thermique  $Z_{th,j,c}$  lors de l’échauffement du composant.

Remarquons toutefois que ce type de mesure d’impédance thermique n’est pas adapté aux modules contenant des puces en parallèle. En effet, si une puce est plus chaude qu’une autre, par exemple à cause de sa localisation dans le boîtier, sa tension de seuil devient plus faible ce qui génère un déséquilibre en courant et donc une amplification de la différence de température entre les composants [26].

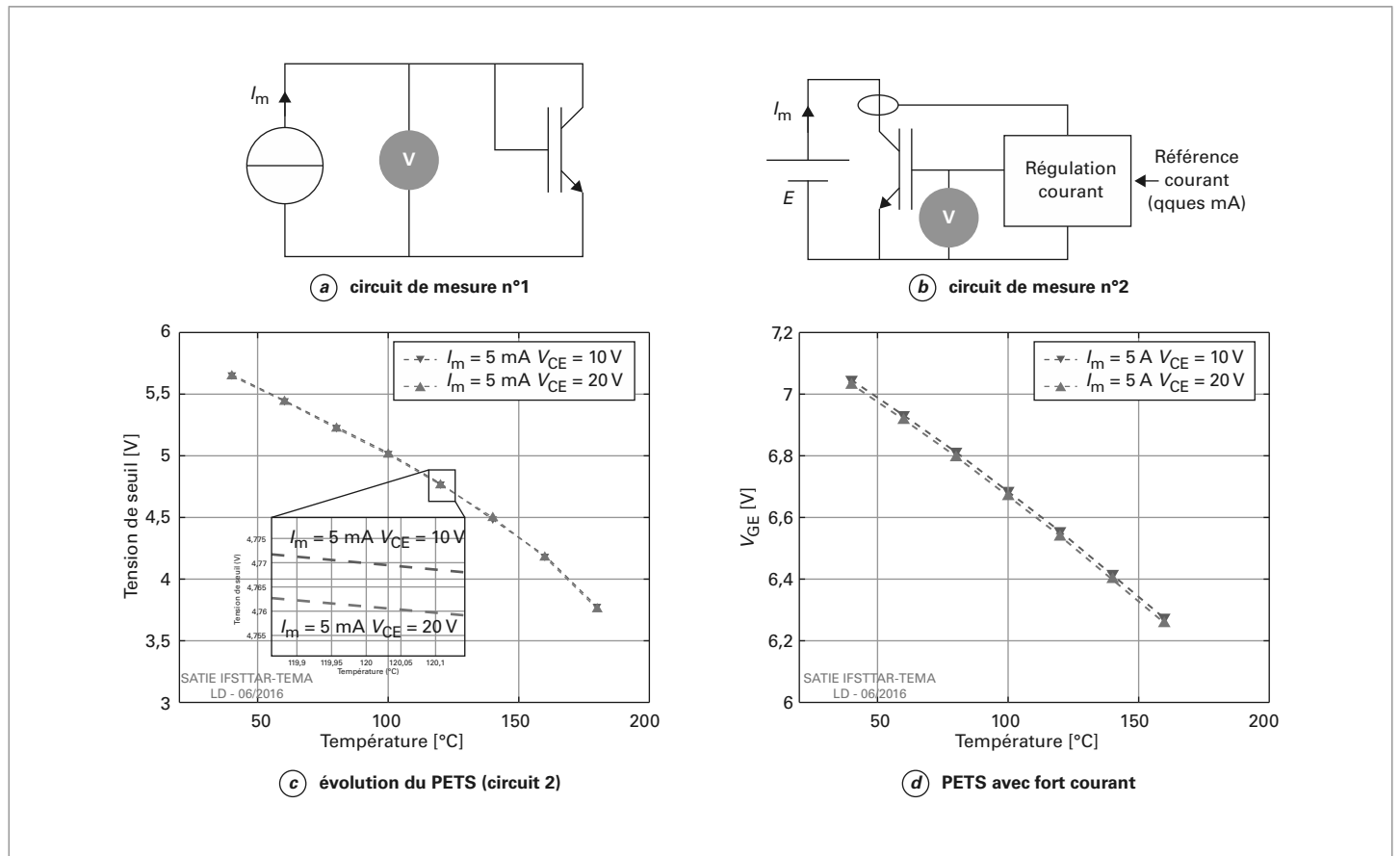


Figure 10 – Utilisation de la tension grille-émetteur d’un IGBT

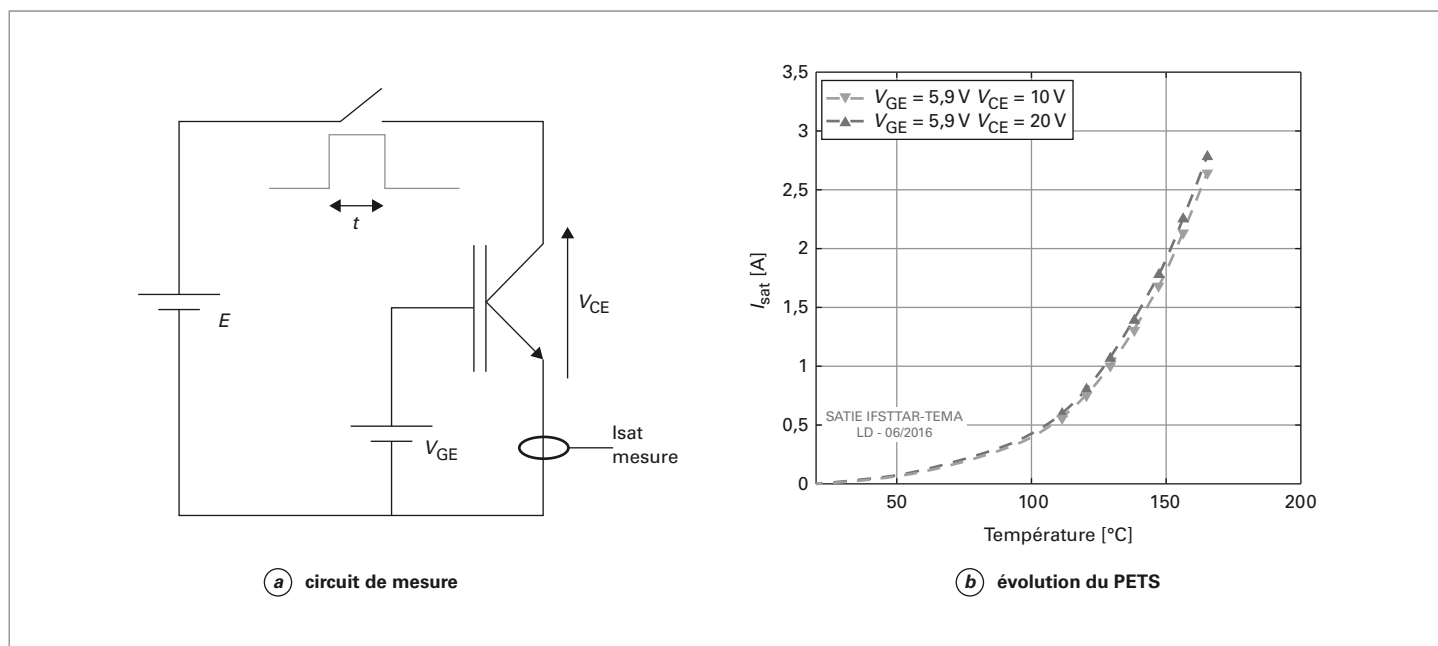


Figure 11 – Mesure du courant de saturation

### 2.2.2.2 Courant de saturation

Le courant de saturation d'un composant à grille isolée est également une grandeur fortement dépendante de la température qui peut être utilisée comme PETS. Le principe de la mesure est indiqué sur la figure 11a. Il s'agit d'imposer une tension fixe  $V_{CE}$  entre l'émetteur et le collecteur et une tension  $V_{GE}$  entre la grille et l'émetteur qui soit légèrement supérieure à la tension de seuil (typiquement de quelques dizaines à quelques centaines de millivolts), puis de mesurer le courant résultant. En général, l'auto-échauffement n'est pas négligeable ce qui implique de faire une calibration en régime impulsionnel.

La figure 11b montre que ce PETS n'est pas linéaire, et son évolution suit une réponse de type exponentielle. Sa sensibilité est ainsi plus importante pour les forts niveaux de température ce qui permet des mesures plus précises dans cette gamme. Il n'est pas particulièrement adapté aux mesures d'impédance thermique car la puissance dissipée dépend fortement de la température. Il peut néanmoins être utilisé aisément pour faire des mesures de température dans des conditions stationnaires (mesure de  $R_{th}$  par exemple).

## 2.3 Comparaison des paramètres thermosensibles dans le cas des IGBT

Comme nous l'avons vu précédemment, le PETS le plus générique est la tension directe du composant en imposant la circulation d'un courant de faible niveau. De même, nous avons vu que ce niveau de courant devait rester très faible par rapport au calibre en courant du composant afin que la mesure ne soit pas influencée par la résistance des connectiques internes au module de puissance.

Dans ce paragraphe, nous comparerons les PETS présentés en tenant compte des points non exhaustifs suivants :

- la reproductibilité des courbes de calibration ;
- la représentativité de la température estimée ;
- la représentativité dans le cas d'une configuration avec des puces en parallèle ;
- la représentativité sous les effets d'endommagements liés au vieillissement.

### 2.3.1 Reproductibilité des courbes de calibration

Lorsque le nombre de composants de même référence à caractériser est important, il est intéressant d'avoir des PETS qui ont des courbes de calibration très proches les unes des autres.

Afin de donner une illustration à notre propos, la figure 12 présente les courbes de calibration de deux PETS obtenues à partir de deux modules contenant chacun une puce IGBT de même référence (Infineon SIGC100T60R3). La figure 12a démontre que les courbes de calibration du PETS tension sous faible courant sont très proches les unes des autres. Une différence de 1 mV est en effet mesurée correspondant approximativement à une différence de 0,5 °C sur la gamme des températures utilisées [26]. Au contraire, dans le cas du PETS tension grille-émetteur, la figure 12b montre que la différence entre les courbes de calibration de chacune des puces est environ 100 mV, ce qui correspond à une différence de température de plus de 10 °C. Un résultat équivalent aurait été obtenu pour le PETS s'appuyant sur le courant de saturation car ce dernier dépend largement de la tension de seuil.

Nous pouvons donc conclure de cette étude que seul le PETS de la tension directe sous un faible courant offre une faible dispersion des caractéristiques de calibration pour un lot de composants de même référence. Néanmoins, des erreurs de quelques degrés Celsius pourront tout de même être observées.

### 2.3.2 Représentativité de la température estimée par un PETS

Il a déjà été démontré par modélisation et par expérimentation que le PETS tension directe sous faible courant donnait des mesures de température représentatives de la température moyenne des composants semi-conducteurs [25]. Pour être plus précis, cette mesure par le PETS, dans la structure des composants semi-conducteurs, donne généralement des valeurs de température supérieures de quelques degrés Celsius à la valeur

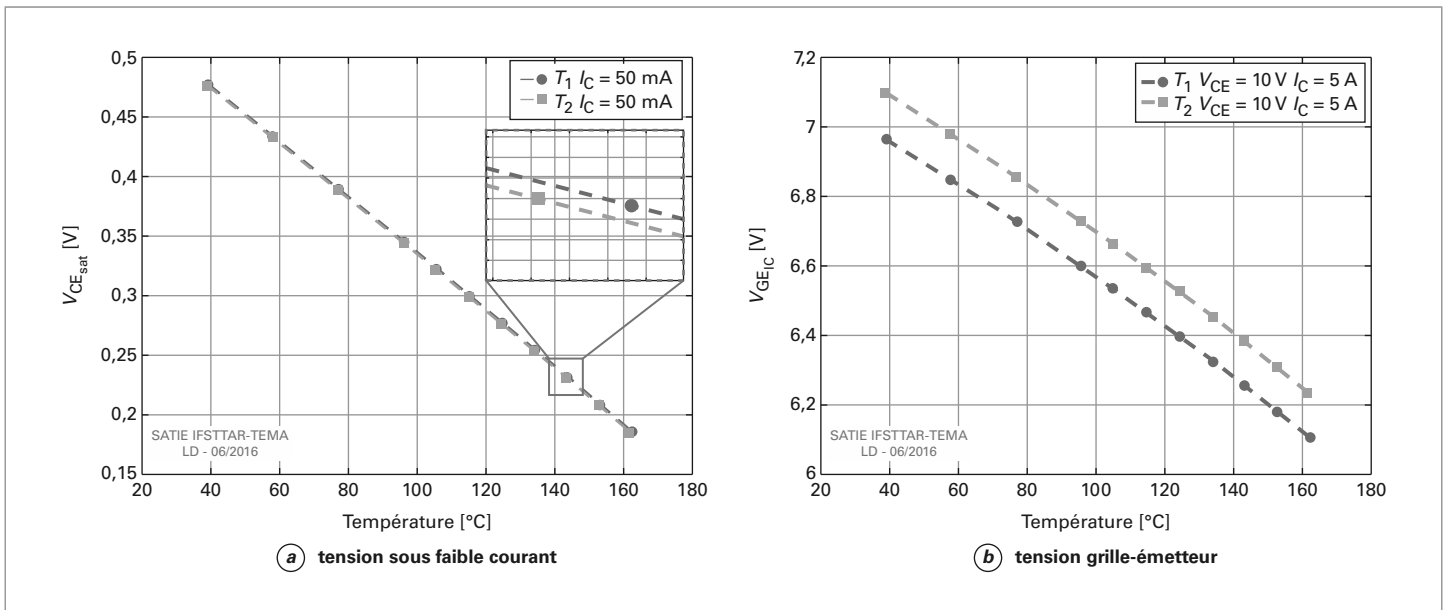


Figure 12 – Courbes de calibration de deux composants IGBT de même référence

moyenne de la température estimée en surface par la mesure infrarouge.

Afin de valider cela et d'étendre ce résultat aux autres PETS, des expérimentations ont été effectuées sur des modules à IGBT contenant les mêmes puces que précédemment afin de comparer les mesures de température obtenues par les différents PETS et des mesures réalisées par thermographie infrarouge [26]. Notons que ces modules sont monopuces.

La figure 13 présente une comparaison entre les températures moyennes des puces mesurées par thermographie infrarouge et celles obtenues par les différents PETS pour différentes valeurs de puissance dissipée en régime de conduction. Sur chacun des graphes, nous comparons les valeurs expérimentales à la droite correspondant à une température estimée égale à la température moyenne relevée par thermographie infrarouge. Les résultats montrent que les températures évaluées par les trois PETS sont toutes très proches de la température moyenne des puces. Remarquons toutefois que l'écart est un peu plus important sur la mesure réalisée à faible puissance en utilisant le PETS par courant de saturation. Cela est dû à la faible sensibilité de ce PETS à faible température comme présenté sur la figure 11b.

Ainsi, dans le cas où chaque composant est constitué d'une seule puce, les trois PETS donnent des résultats équivalents. Il est alors nécessaire d'évaluer leurs performances dans le cas où le composant de puissance repose sur l'association de plusieurs puces en parallèle pour accroître le calibre en courant.

### 2.3.3 Cas des puces en parallèle

Nous avons vu précédemment que, pour un composant donné, le PETS tension directe sous faible courant variait très peu d'un composant à l'autre. Ainsi, le courant se répartit équitablement entre des puces câblées en parallèle si elles sont toutes les deux à la même température comme cela est le cas durant la calibration. De plus, ce PETS donne une température légèrement supérieure à la température moyenne du composant. Il peut être ainsi démontré que la température mesurée par ce PETS sur un module contenant plusieurs puces en parallèle permet d'obtenir une estimation de température légèrement supérieure de quelques degrés à la température moyenne de l'ensemble des puces. Cela a d'ailleurs

été observé expérimentalement (figure 14a). Sur cette figure 14a, la température moyenne de deux puces en parallèle se trouvant chacune respectivement à des températures  $T_1$  et  $T_2$  mesurées par thermographie infrarouge est comparée à la température évaluée par ce PETS. Trois cas sont étudiés :

- les deux puces ont la même température ( $T_1 = T_2$ ) ;
- la température  $T_1$  est plus grande que  $T_2$  avec une différence de température proche de 10 °C ;
- la température  $T_1$  est plus petite que  $T_2$  toujours avec une différence de température proche de 10 °C.

Nous remarquons que ce PETS donne bien une valeur de température légèrement supérieure à la température moyenne avec un écart qui reste le même que  $T_1$  soit plus petite ou plus grande que  $T_2$ .

Dans le cas des PETS tension grille-émetteur et courant de saturation, il a été observé une large dispersion sur les courbes de calibration de composants de même référence. Cette dispersion atteste donc d'un déséquilibre en courant entre composants en parallèle lors de la calibration de ces PETS. Ce déséquilibre est dû aux caractéristiques intrinsèques de chaque composant. Les figures 14b et 14c montrent alors que cette dispersion implique un écart différent entre température estimée et température mesurée qui n'est pas le même si  $T_1$  est plus petite ou plus grande que  $T_2$ .

Bien que l'écart entre température par PETS estimée et température moyenne mesurée par thermographie reste faible dans tous les cas, il semble que le PETS tension directe sous faible courant soit le plus adapté à la caractérisation des modules contenant plusieurs puces en parallèle.

### 2.3.4 Effet du vieillissement

Dans le cas où le PETS est utilisé pour faire des études de vieillissement des assemblages de puissance, il faut que la courbe de calibration de ce dernier dépende très peu de l'état d'endommagement du module de puissance. Ainsi, les PETS tension grille-émetteur et courant de saturation ne semblent pas adaptés dans ce cas puisqu'ils sont fortement liés à la tension de seuil qui pourrait varier de plusieurs centaines de millivolts lors du vieillisse-

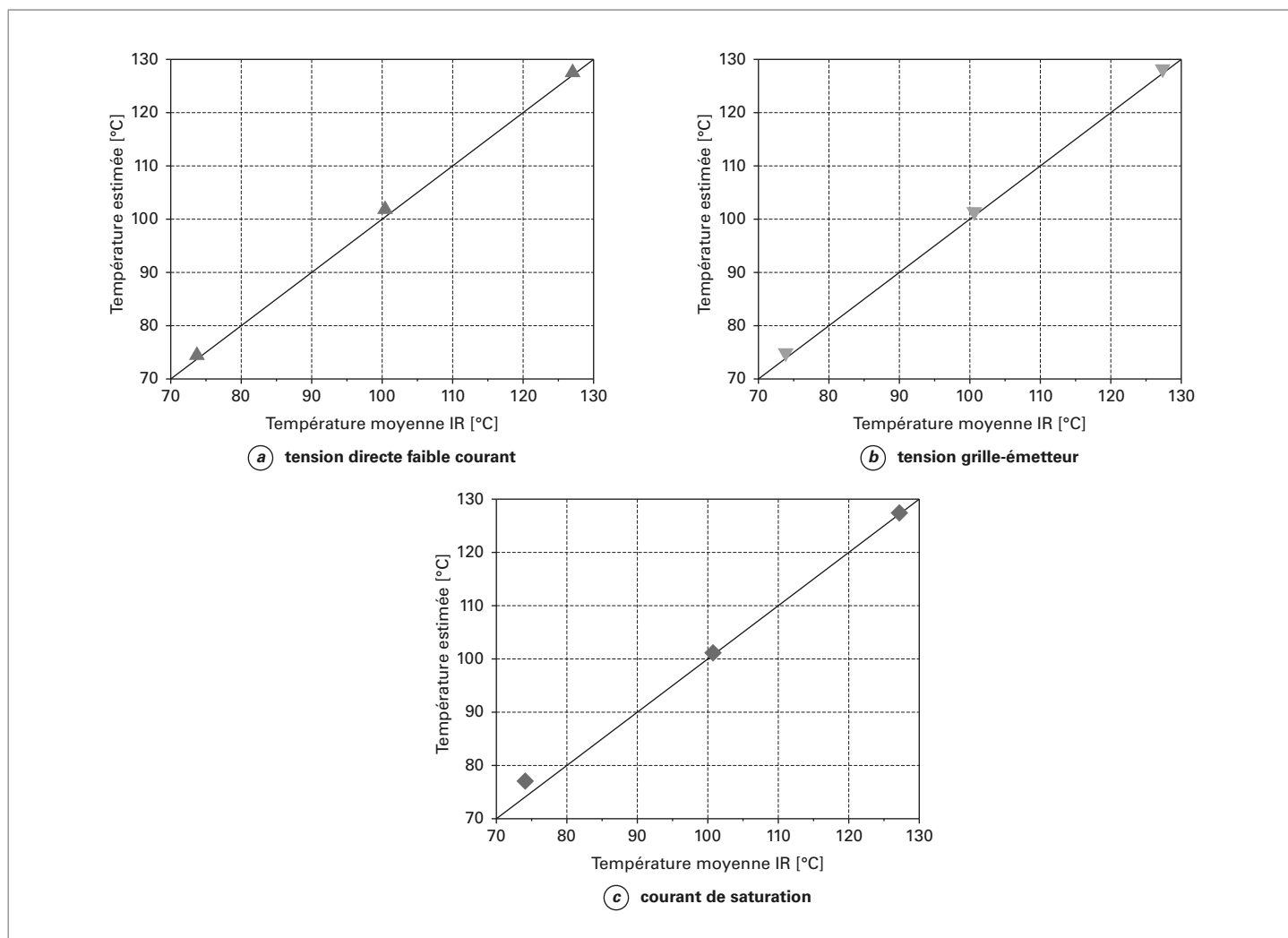


Figure 13 – Comparaison des mesures de température par PETS avec la température moyenne obtenue par thermographie infrarouge

ment du composant [27]. De telles variations causent des erreurs de mesure de plusieurs dizaines de degrés.

Dans ce cas encore, le PETS tension directe sous faible courant semble le plus adapté, notamment car il est mesuré dans des conditions où le composant présente une forte impédance. Néanmoins, certaines conditions de vieillissement ne permettent pas de l'utiliser ou demandent une recalibration pour continuer les essais. Il s'agit de :

- la dégradation importante de la métallisation en face avant ;
- la perte d'un plot de connexion sur la face avant suite au décollement de fils d'interconnexion (cas où la surface active est divisée en plusieurs zones) ;
- la perte d'une puce dans un composant en comprenant plusieurs en parallèle.

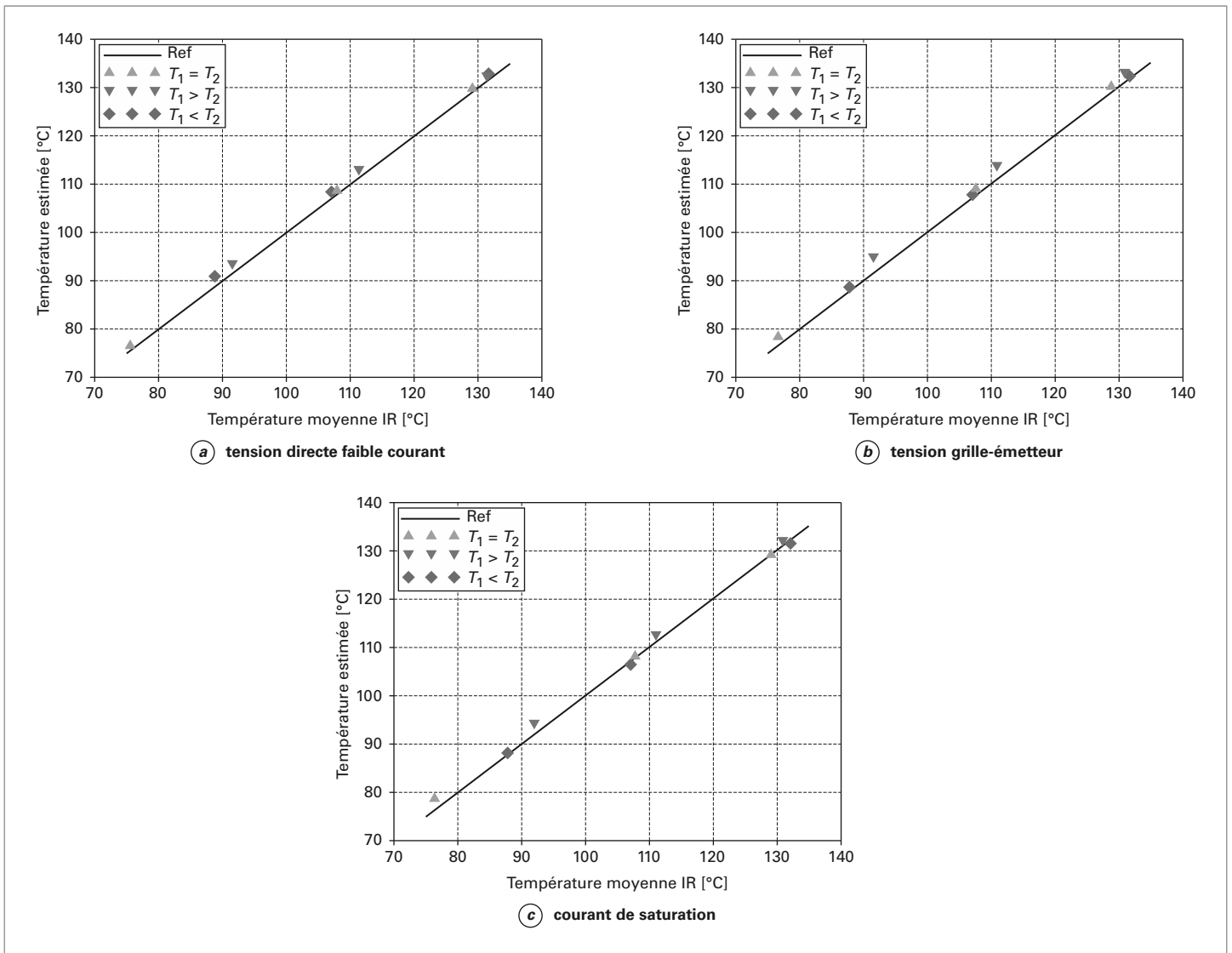
Dans ces conditions, la surface active du composant peut être réduite (figure 15a) ce qui engendre une augmentation de la tension directe (figure 15b) pour un courant donné et ainsi une mesure de température erronée.

Ainsi, les paramètres électriques thermosensibles choisis pour évaluer la température d'un composant sont principalement qualifiés en fonction de leur représentativité. Mais, dans le contexte d'une utilisation prolongée pour évaluer des performances ou des

modes d'endommagement, la caractéristique de réponse du PETS doit satisfaire la condition d'une dérive limitée en cas d'endommagement. Les études sur ce sujet sont relativement peu nombreuses et seuls quelques PETS ont vu leur robustesse être évaluée en fonction d'un nombre restreint de mode d'endommagement [28]. Néanmoins, des résultats préliminaires ont pu mettre en évidence, grâce notamment à des mesures infrarouges, le comportement de plusieurs PETS basés sur la chute de tension directe dans le cas particulier d'une dégradation des fils d'interconnexion de puissance rattachée à la métallisation de la puce. Le principe retenu pour évaluer partiellement la robustesse des PETS a été d'imposer une dégradation mécanique aux fils assurant la liaison électrique de puissance de l'émetteur d'un composant IGBT afin de reproduire l'impact électrique de la levée des fils d'interconnexion ou de leur fissuration. La figure 16 présente une photographie de cette dégradation imposée en coupant deux des quatre fils qui assurent la liaison avec l'une des quatre zones actives indépendantes de cette puce IGBT (1200 V – 100 A, FS100R12PT4, Infineon) interconnectée électriquement par l'intermédiaire d'un total de huit fils d'interconnexion.

Cette dégradation conduit à une modification sensible des caractéristiques directes du composant sans pour autant induire la perte de la surface active utilisée. Comme le montre la figure 17,





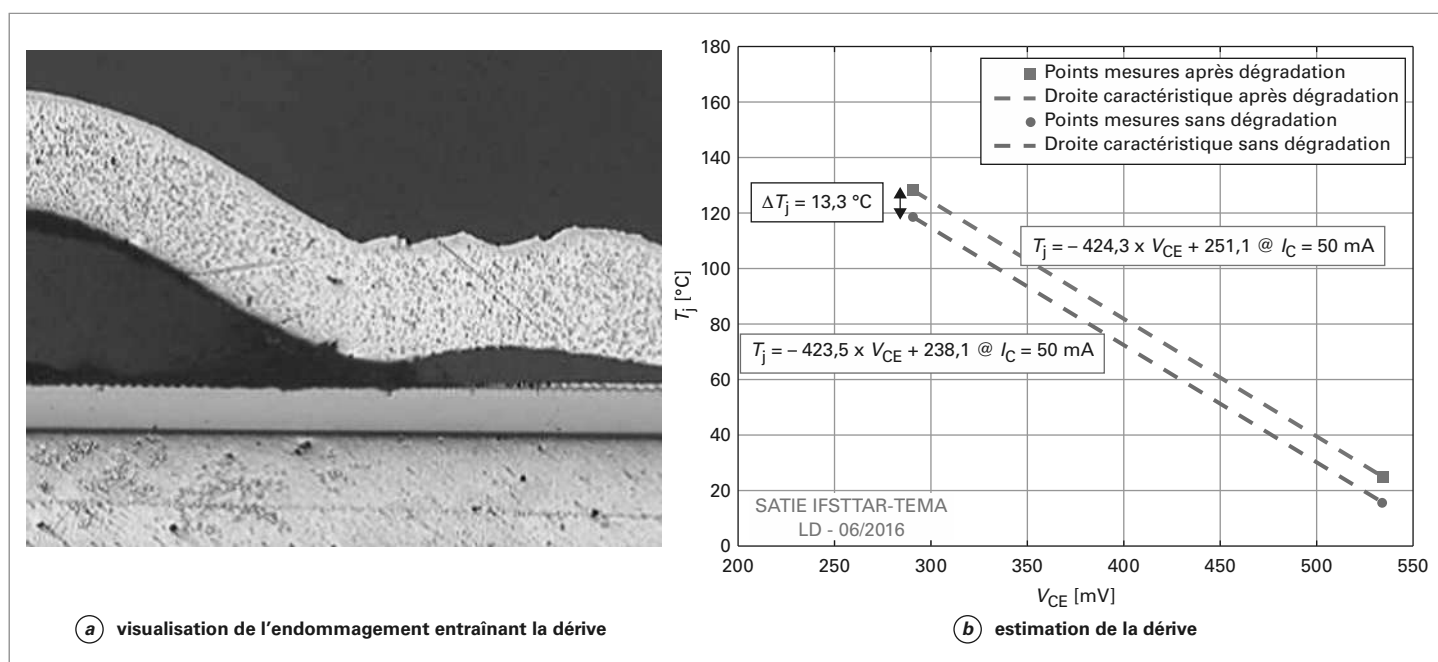
**Figure 14 – Comparaison des mesures de température par PETS avec la température moyenne obtenue par thermographie infrarouge dans le cas de puces en parallèle**

la chute de tension  $V_{CE}$ , mesurée pour un même courant  $I_C$  et une même tension  $V_{GE}$  de 15 V, se trouve alors augmentée. En effet, même si la température de la partie active n'est que peu affectée par la dégradation partielle, la modification du nombre de fils entraîne néanmoins une élévation significative de la température des deux fils assurant à eux seuls la conduction alors déséquilibrée des courants qui sont issus des zones actives liées électriquement.

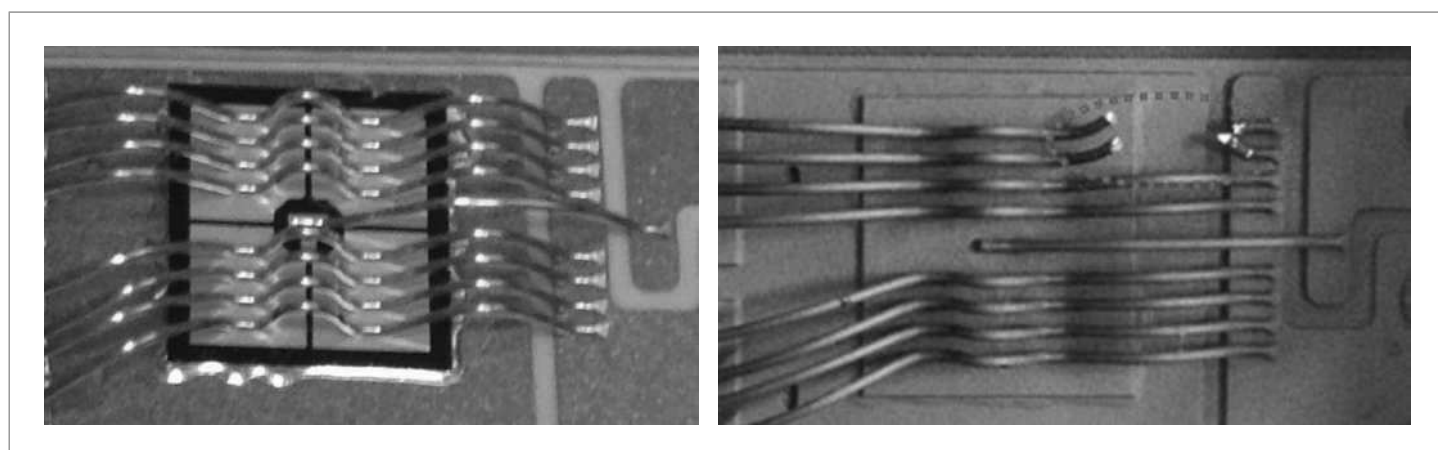
Dans le cas de l'utilisation du PETS basé sur la mesure de la chute de tension avec injection d'un faible courant, les résultats confirment le maintien d'une bonne corrélation entre les estimations indirectes de la température et l'extraction de la valeur moyenne effectuée à l'aide de mesures infrarouges. Les écarts demeurent strictement inférieurs à quelques degrés pour l'ensemble des conditions imposées. Ces résultats démontrent la robustesse de cet indicateur permettant une estimation de la valeur moyenne de la température de la partie active malgré une variation de température en surface ayant dépassé les 40 °C. Même si ces résultats justifient l'utilisation de cet indicateur

notamment lors des campagnes de vieillissement accéléré, il est important de rappeler que cette robustesse n'est plus maintenue dans le cas où la dégradation des liaisons électriques conduirait à perdre toute une zone de cellules actives qui serait isolée des autres parties actives de la puce.

Dans le cas des mesures indirectes de la température obtenues avec le PETS de la mesure de la chute de tension directe avec injection d'un fort courant, les mesures indirectes sont modifiées de façon significative en présence de la dégradation des liaisons électriques. Cette dérive s'explique de par la nature de la caractéristique utile de ce PETS qui subit l'augmentation de la chute de tension directe  $V_{CE}$  induite par les dommages subis par les liaisons électriques. Compte tenu de ce résultat, ce PETS ne permet pas de satisfaire le besoin de robustesse face à la dégradation des liaisons électriques sans que la mise en œuvre de mesures telle qu'une mesure Kelvin sur la puce puisse permettre de limiter son effet. Ce PETS n'est pas à privilégier car il n'apporte pas de solution pour d'autres modes d'endommagement qui affectent la chute de tension directe telle que la reconstruction de la métallisation.



**Figure 15 - Dérive de la caractéristique du PETS « injection d'un faible courant » dû à l'endommagement des connexions entre les fils d'interconnexion et la métallisation qui réduit la surface active utile**



**Figure 16 - Présentation de la dégradation imposée aux liaisons électriques du transistor IGBT, préparé pour la mesure infrarouge, en coupant 2 des 8 fils d'interconnexion**

Maintenant que les principaux PETS adaptés aux mesures de résistances et impédances thermiques ont été décrits et comparés, la section suivante sera consacrée à une présentation des PETS pouvant être exploités dans les conditions opérationnelles des convertisseurs de puissance (i.e. en ligne). Cette solution fait l'objet de nombreuses recherches afin de répondre aux besoins de nouveaux indicateurs permettant de renforcer principalement trois axes de recherches intimement liés. Le premier axe porte sur l'évaluation en laboratoire des modes et mécanismes physiques d'endommagement des composants de puissance soumis à des contraintes représentatives de l'usage. Le deuxième axe propose d'informer le système sur des événements erratiques qui entraîne-

raient le module de puissance à devoir fonctionner dans des conditions trop sévères vis-à-vis de son dimensionnement. Enfin, le dernier axe porte sur la surveillance des modules à semi-conducteur de puissance afin de satisfaire un besoin de disponibilité du système.

Afin d'être complet, la figure 18 établit une comparaison des PETS classiques suivant plusieurs critères : la généricité, la précision de mesure, la linéarité, la sensibilité, la facilité de calibration et la facilité pour effectuer des mesures d'impédance thermique [29]. Ces graphes sont aujourd'hui largement valables pour les composants en silicium.

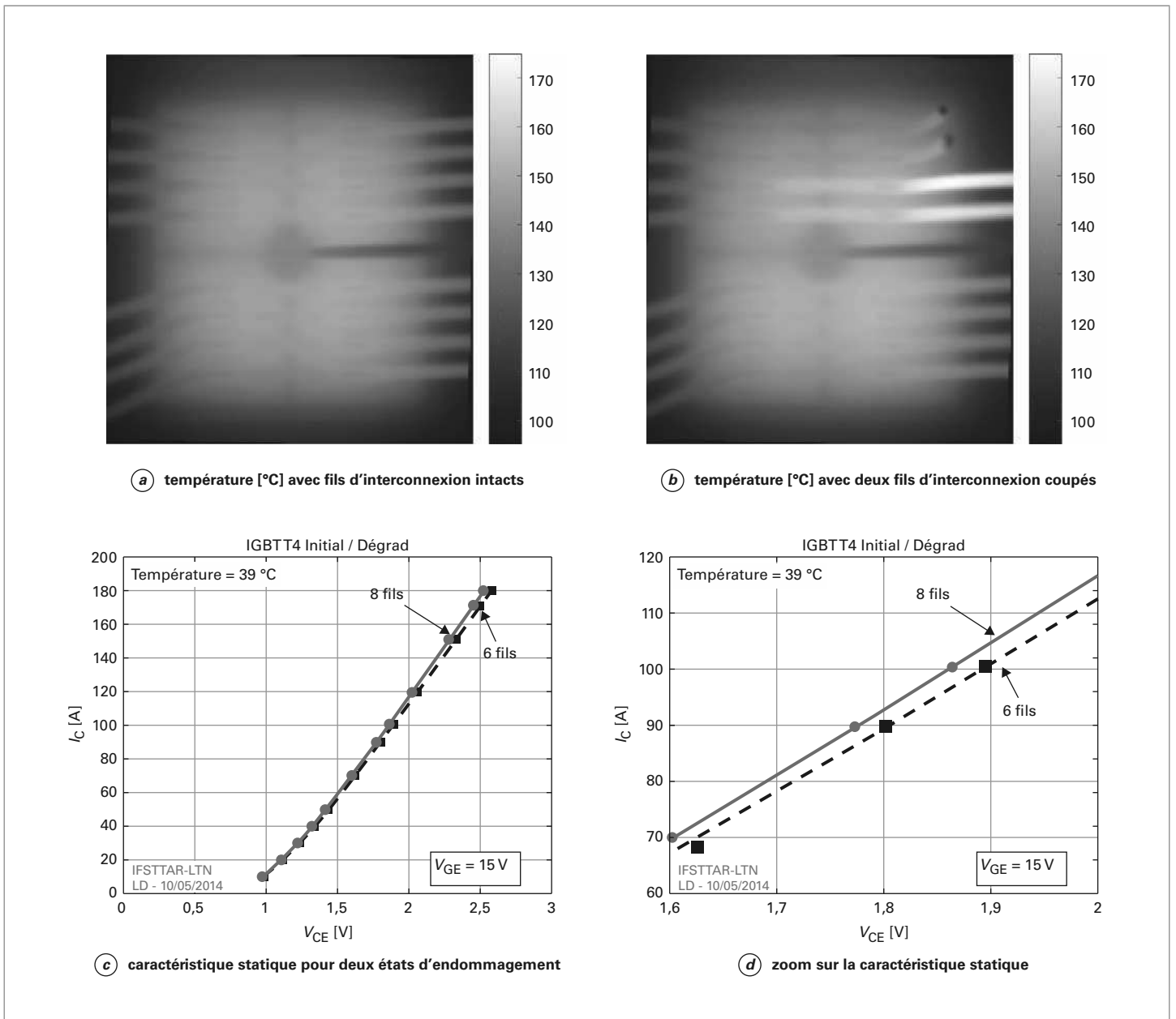


Figure 17 - Effets induits par la dégradation des liaisons électriques sur la distribution de la température (mesures infrarouge) et sur les caractéristiques  $I_C(V_{CE})$  avec  $V_{GE} = 15 \text{ V}$  du transistor IGBT relevées à  $40 \text{ °C}$

### 3. Mesure de la température dans des conditions opératives

Telles que présentées dans la section précédente, les méthodes de mesure de la température d'une puce, intégrée dans un module de puissance, ne prennent pas en compte les contraintes liées aux conditions d'usage d'un convertisseur statique (hacheur, onduleur ou tout autre architecture). En effet, dans ces conditions, les composants de puissance sont soumis à des varia-

tions brutales et de grandes amplitudes des grandeurs caractéristiques généralement mesurées pour accéder aux paramètres électriques thermosensibles. Dès lors, il est quelquefois proposé d'interrompre le fonctionnement du convertisseur pour permettre de recouvrer les conditions permettant d'utiliser le PETS. Nous pouvons illustrer cette approche sur la figure 19 avec un exemple où une mesure indirecte de la température des composants est obtenue par le PETS de la tension de la tension directe sous faible courant. Sur cette figure qui traite d'un onduleur, nous voyons que le fonctionnement du convertisseur est stoppé pendant quelques centaines de microsecondes pour faire l'acquisition de la température. Pour cela, le courant est déporté dans un circuit annexe pendant la mesure de température.

ÉVALUATION DE LA TEMPÉRATURE DES COMPOSANTS ACTIFS DE PUISSANCE

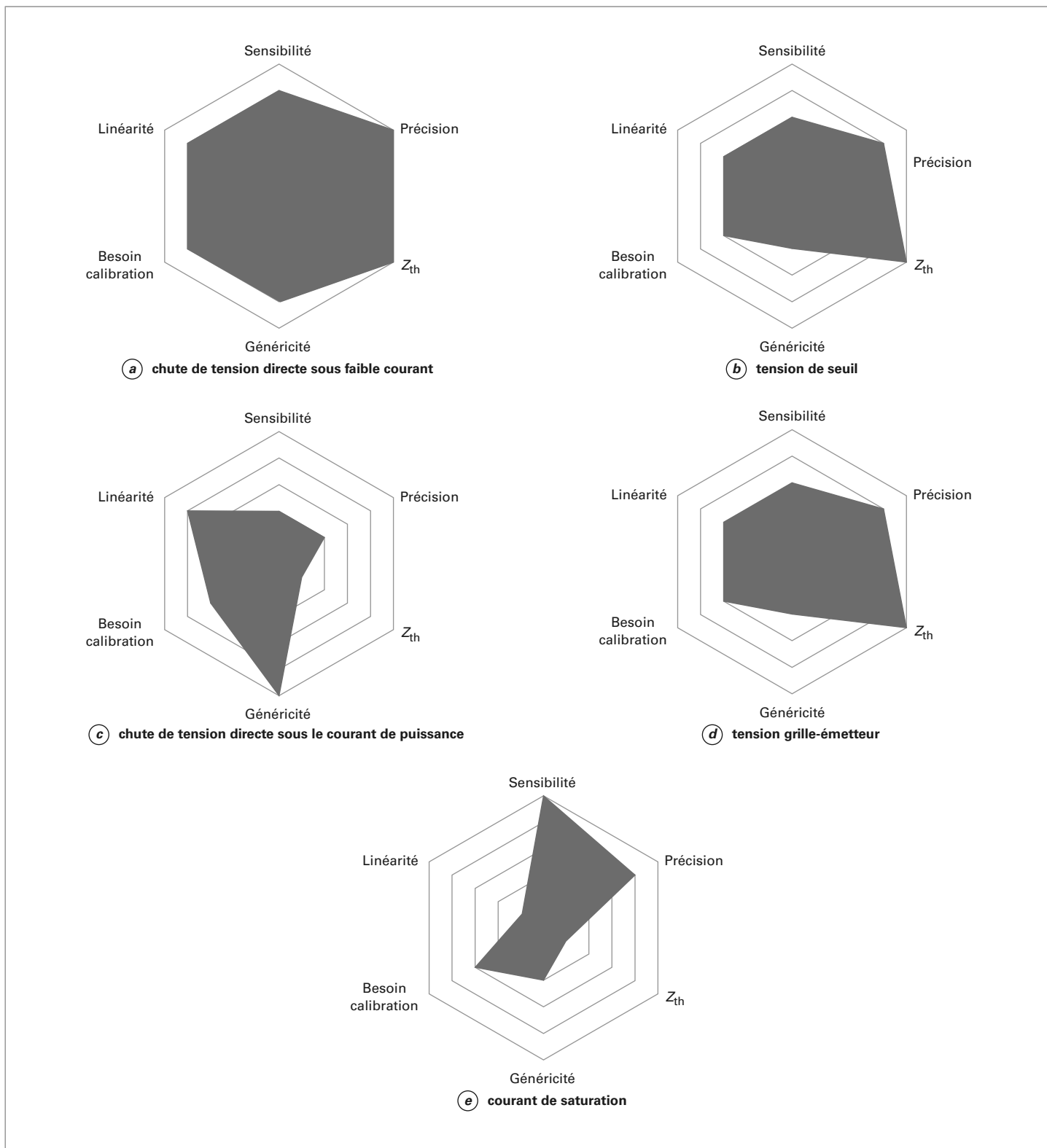


Figure 18 – Comparaison des PETS classiques

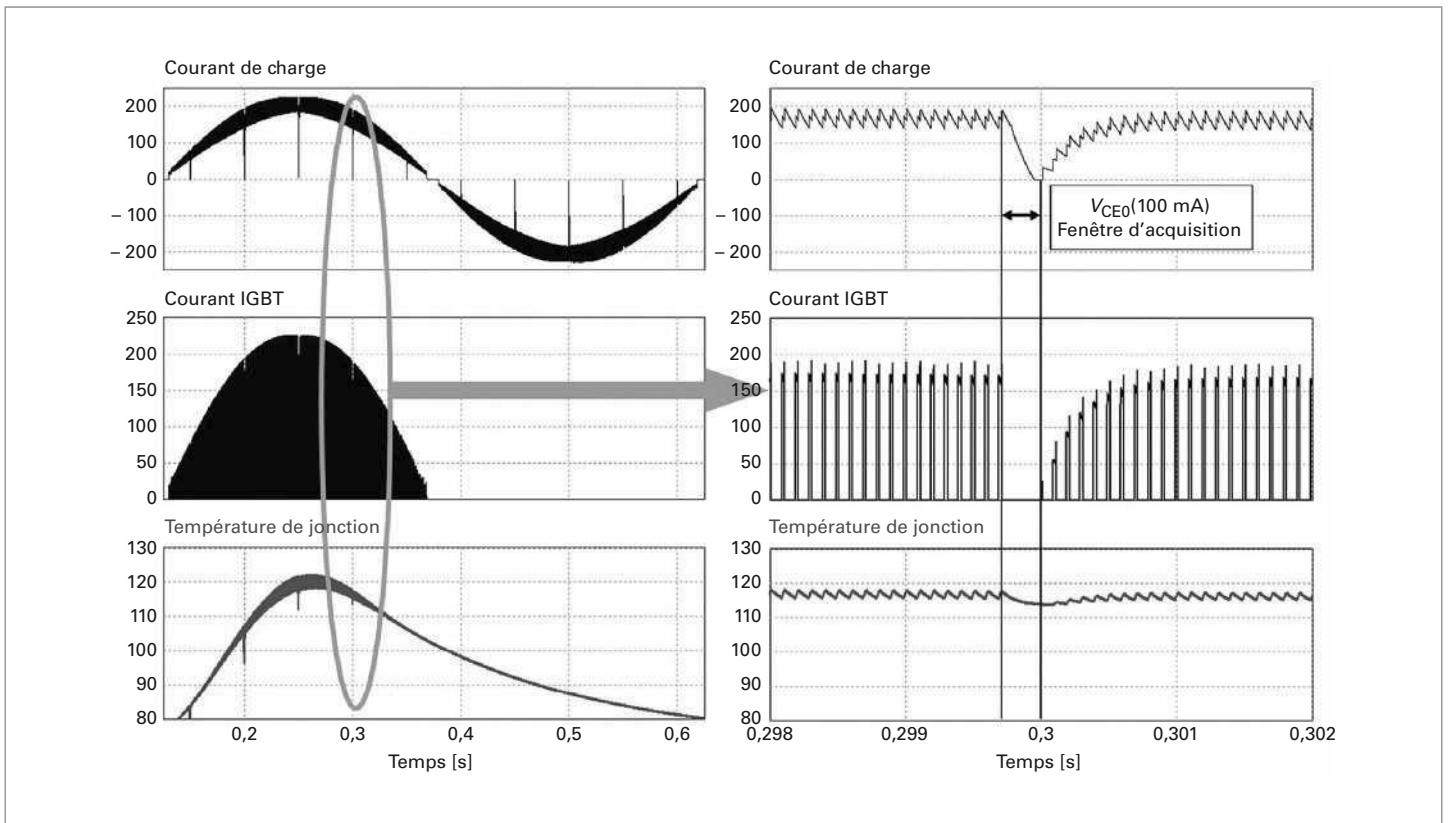


Figure 19 – Mise en place d'interruptions du fonctionnement pour recouvrer les conditions permettant d'utiliser le PETS chute de tension sous faible courant (d'après [30])

Les actions de recherche actuellement en cours tentent d'apporter des solutions technologiques et méthodologiques permettant d'accéder à la température des composants de puissance sans pour autant modifier les conditions d'usage des convertisseurs statiques. Les principales approches développées autour de cette thématique s'appuient sur trois axes qui sont [31] :

- l'utilisation de capteurs intégrés dans le module de puissance et positionnés au plus près des composants de puissance ;
- l'utilisation de capteurs intégrés au composant de puissance (*sensor-on-chip*) avec une électronique embarquée dans le module de puissance ;
- l'utilisation d'indicateurs électriques thermosensibles basés sur les caractéristiques statiques ou dynamiques des composants.

Les sous-sections suivantes apporteront un éclairage détaillé sur les nouveaux développements technologiques et approches méthodologiques.

### 3.1 Intégration de capteurs

#### 3.1.1 Capteurs de température intégrés au module de puissance

L'estimation de la température d'un composant de puissance est ici rendue possible grâce à l'intégration de sondes de température plus ou moins conventionnelles [R2515]. Cette première solution, déjà commercialisée par de nombreux fabricants, consiste à reporter un capteur de température sur le substrat. Ce capteur, généralement une thermistance, est positionné dans l'environnement proche des composants semi-conducteurs (figure 20). La mesure de la température locale ainsi obtenue permet d'acquérir

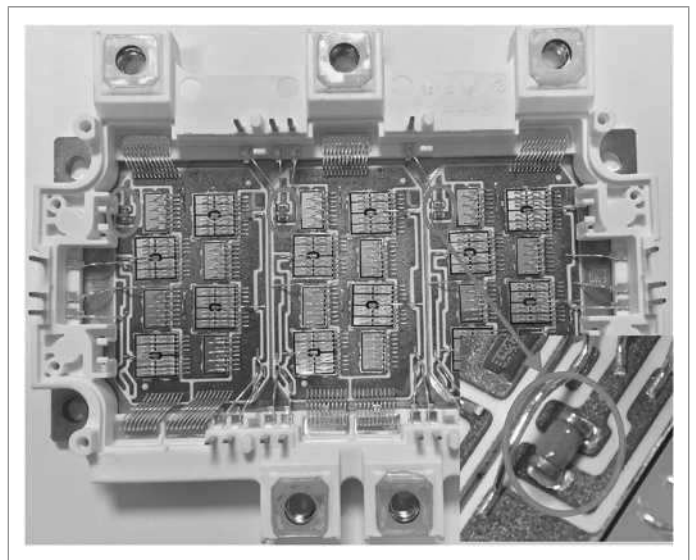


Figure 20 – Exemple de thermistances intégrées dans un module de puissance (FS400R07A1E3 Infineon)

une information d'une élévation anormale de la température du module de puissance. Cette grandeur physique, associée à un modèle thermique compact pouvant être implanté dans le calculateur, rend possible l'estimation de la température des composants de puissance lors du fonctionnement du convertisseur [32].

Cette solution présente l'avantage d'être très simple à mettre en œuvre mais elle présente aussi de nombreuses limitations. En effet, elle ne permet pas de faire une estimation pertinente des performances thermiques de l'assemblage (résistances et impédances thermiques). De plus, en fonction des niveaux de dégradation des performances des composants actifs et de l'assemblage, l'interprétation des réponses thermiques relevées avec ce capteur peut être erronée. Enfin, la précision de la mesure de la température est d'autant plus dégradée que le capteur de température est éloigné du composant que l'on souhaite évaluer.

### 3.1.2 Capteurs de température intégrés à la puce

Afin de s'affranchir des limitations liées à une intégration de capteurs à l'échelle du module de puissance, une seconde approche propose l'intégration de capteurs de température à l'échelle du composant de puissance. Dans ce cas, le composant actif est instrumenté en intégrant une sonde de température (thermistance, thermocouple, jonction PN) placée généralement sur la surface supérieure de la structure du composant [33]. Si cette solution technologique est depuis longtemps dans les laboratoires, elle est apparue sur le marché des modules de puissance depuis quelques années [34]. Elle permet une évaluation de la température locale à la surface des composants de puissance. Ainsi, par rapport à un PETS qui donne la température globale d'un ensemble de puces en parallèle, elle permet d'obtenir la température de surface de chaque puce.

Pour illustrer les développements industriels autour de l'intégration de capteurs, la figure 21 présente un module de puissance 1200 V-100 A de type IPM (*Intelligent Power Module*) référencé 6MBP100VDA120-50 par le fabricant FUJI Electric. Ici, chaque transistor IGBT en silicium intègre un miroir de courant et est équipé de jonctions PN intégrées à la surface de la puce pour apporter une mesure locale de la température par le PETS tension directe sous faible courant tel que décrit précédemment (§ 2.2.1.1). Toutefois, ces mesures de l'image du courant et de la température du transistor ne sont pas directement accessibles par l'utilisateur. Une carte électronique placée autour des substrats céramiques sur lesquels sont reportés les composants de puissance assure pour chaque transistor le conditionnement des ordres de commande, de la mesure de l'image du courant et de la température à partir des 4 fils placés sur le bord de la puce IGBT. Le circuit dit « pré-driver » de conditionnement de chaque transistor retourne vers le circuit externe de commande des informations binaires indiquant le dépassement des niveaux seuils de courant et/ou de température jugés critiques pour le maintien de l'intégrité et/ou des performances du convertisseur. Cette technologie se traduit notamment par un surcoût en comparaison avec le prix d'un module de puissance équivalent dépourvu de cette innovation.

L'intégration de capteurs de température au niveau de la face avant de la puce peut avoir d'autres intérêts au niveau académique. Par exemple, elle a été mise en œuvre dans plusieurs projets financés par l'Agence nationale de la recherche (ANR) en vue de :

- caractériser les assemblages de puissance, en particulier les résistances thermiques aux interfaces proches du composant de puissance (projets ECLIPSE ANR-09-BLAN-0036-03 [35]) ou dans des conditions opératives (projet CAPTIF ANR-14-CE05-0044),
- évaluer les PETS dédiés aux mesures de la température des composants en fonctionnement dans un convertisseur [36] (projet MEMPHIS ANR-13-PRGE-0005-03).

L'intégration de ces capteurs est effectuée par des techniques utilisées en salle blanche pour la réalisation des composants semi-conducteurs, des microsystèmes ou des assemblages de puissance. Elle permet d'élargir la palette d'utilisation des composants commerciaux instrumentés présentés ci-dessus grâce à une meilleure souplesse pour le dimensionnement et les choix technologiques du capteur, ou encore quant au choix du composant de puissance à utiliser.

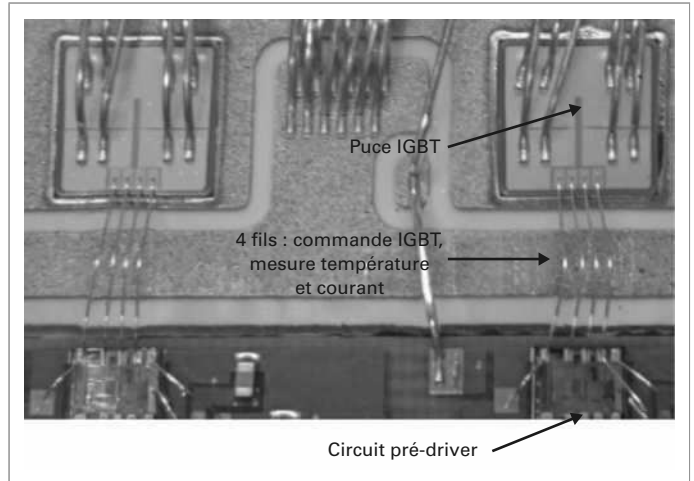


Figure 21 – Module de puissance intégrant des IGBT avec capteur de température intégré

Une réalisation, menée dans le cadre du projet de recherche ECLIPSE sur une diode telle que présentée à la figure 22, repose sur l'intégration d'un capteur de température réalisé par une thermistance en polysilicium dopée au phosphore (RTD) et de plots métallisés permettant une recopie de la distribution des potentiels de l'anode de la diode de puissance [35]. Grâce à l'utilisation de plusieurs capteurs de température sur la surface du composant de puissance, il est possible d'avoir une image de la distribution de la température ce qui enrichit le champ d'étude envisagé, par exemple par la caractérisation spatiale d'une interface thermique, ou encore la validation de modèles électrothermiques de la conduction électrique dans le semi-conducteur.

Avec cette même philosophie d'intégration et le même objectif d'information, le projet CAPTIF (capteurs innovants intégrés et logiciels au cœur d'un dispositif d'électronique de puissance) propose l'intégration au sein d'un module de puissance d'un réseau de capteurs de température et de déformation. Le module ciblé est constitué de plusieurs puces IGBT et diodes en parallèle, le tout formant une cellule de commutation. Un des objectifs initiaux est de confronter une mesure du champ de température de surface à des modèles électrothermiques de l'assemblage, puis de déterminer le nombre minimal de capteurs à mettre en œuvre et leur localisation au sein du module, pour avoir une possibilité de surveillance d'un vieillissement thermomécanique de l'assemblage. L'étude du procédé d'intégration des capteurs doit avoir lieu après les autres étapes de conception. Ainsi, le module est d'abord pensé pour sa fonction initiale, la conversion d'énergie. Le réseau de capteurs est intégré au cours du procédé d'assemblage. Les capteurs retenus sont à base de nanoparticules d'or, comme illustré figure 23. Selon ce principe, des nanoparticules d'or sont tissées en fils micrométriques au sein d'un liant entre deux surfaces métalliques qui jouent le rôle d'électrodes.

Cette technologie, développée par la société Nanolike, présente plusieurs intérêts :

- son intégration est de type additif et se fait donc sans modification du design du module initial ;
- son intégration a lieu au cours du procédé d'assemblage ;
- son faible encombrement en fait un capteur qui affecte peu les choix technologiques d'intégration ;
- il consomme peu.

Son développement passera par une augmentation de leur gamme de température d'usage, afin d'être en adéquation avec celle visée par les assemblages de puissance, ainsi que par la vérification de leur robustesse vis-à-vis des contraintes opératives.

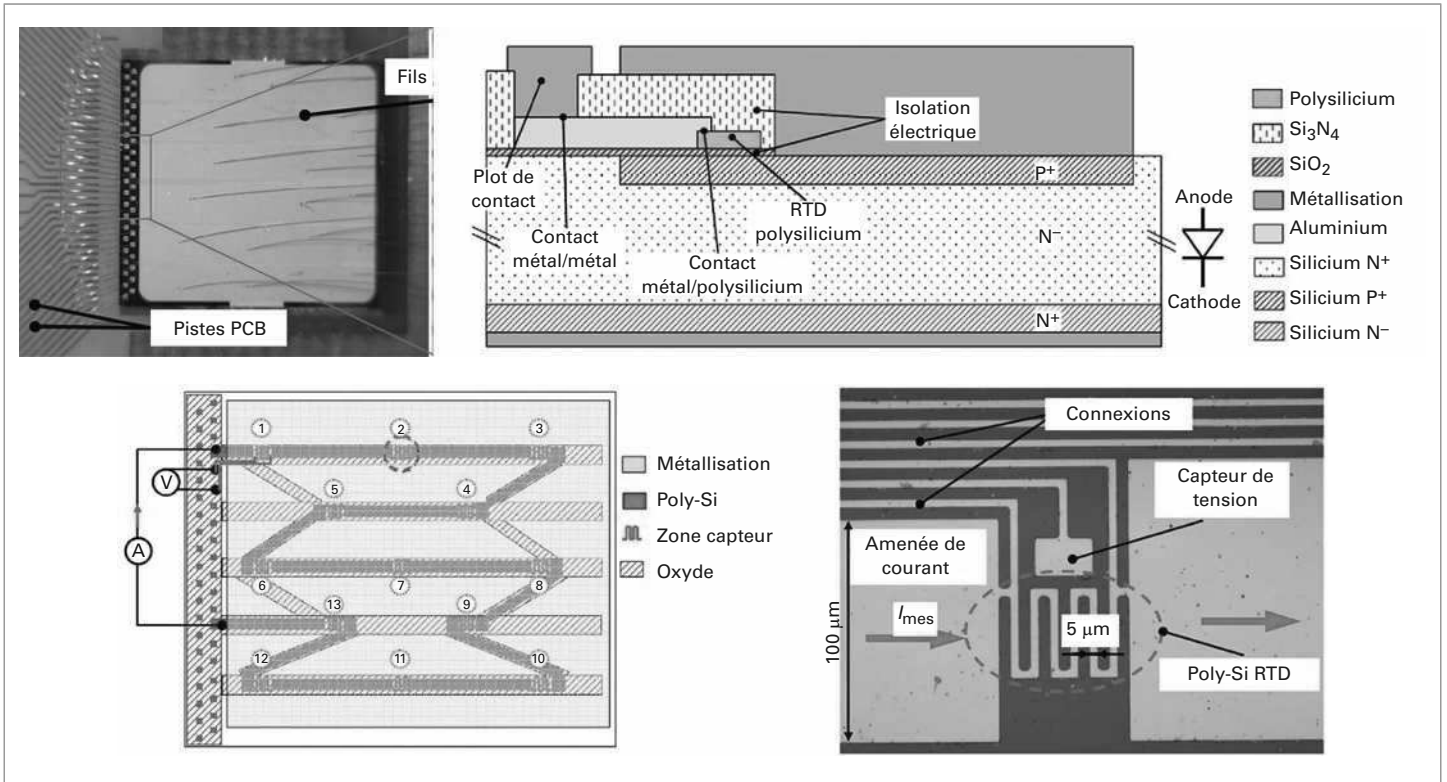


Figure 22 – Exemple d’intégration d’un capteur de température sur le composant de puissance (d’après [36])

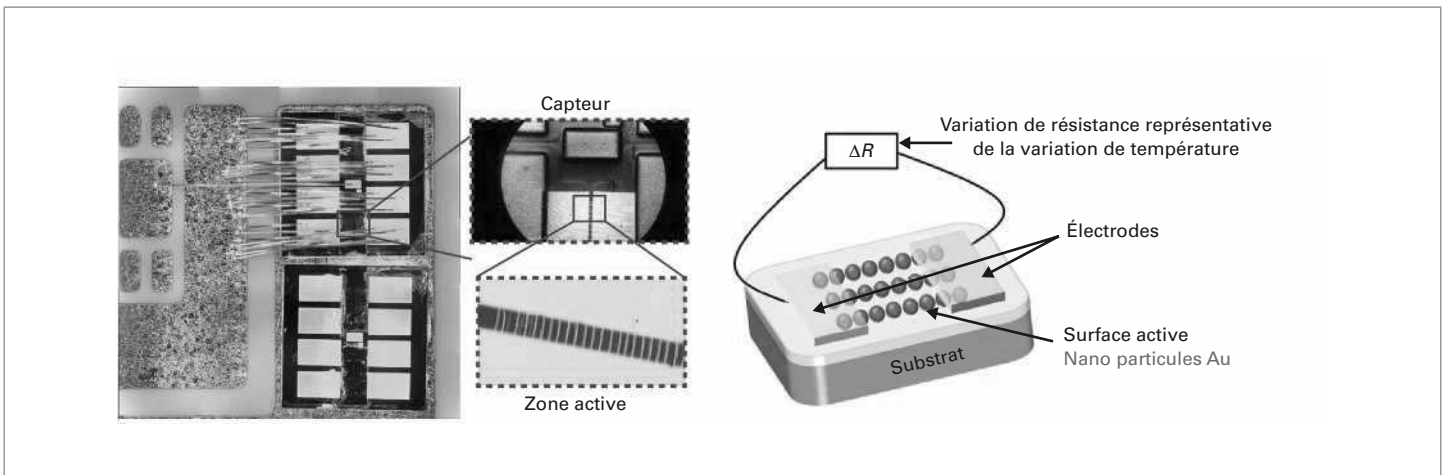


Figure 23 – Illustration de capteurs de température à base de nanotechnologie

Dans le cas des composants commandés à grille isolée, les fabricants intègrent généralement une résistance de grille de quelques ohms en surface du composant. Celle-ci peut être localisée ou distribuée sur toute la surface du composant de puissance. Cette résistance étant thermosensible (variation de quelques milliohms par degré Celsius), il est ainsi possible de l'utiliser comme un indicateur de température. La principale difficulté réside dans le fait que cette résistance n'est accessible que sur une seule électrode (la grille). Ainsi, une simple mesure potentiométrique n'est pas réalisable. Deux principales méthodes ont été présentées jusqu'à présent :

– la première consiste à stimuler la tension grille-émetteur en appliquant un signal sinusoïdal haute fréquence lorsque le composant est bloqué et en effectuant un traitement sur la mesure de tension aux bornes de la résistance de grille externe [37]. Grâce à cette technique les auteurs obtiennent une mesure de température très précise avec une sensibilité importante (de l'ordre de  $20 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ) ;

– la seconde méthode s'appuie sur la mesure indirecte de la résistance interne de la grille d'un transistor IGBT, évaluée à travers une mesure de l'appel de courant de grille  $I_{Gpeak}$  lors de la phase préliminaire de la mise en conduction [38]. Les résultats

semblent démontrer une faible influence des niveaux de courant et de tension commutés sur les mesures [39]. Au-delà de l'auto-échauffement local de la zone de grille avec l'augmentation de la fréquence de découpage, le principal facteur pouvant influencer les performances de ce capteur est la modification des niveaux de tensions imposés par le circuit de commande qui seront contrôlés pour rendre la mesure plus précise. L'évaluation des performances de la résistance interne de grille comme capteur de température confirme des niveaux de sensibilité de l'ordre de  $3\text{m}\Omega/\text{C}$  pour les IGBT de grandes dimensions caractérisés par des capacités d'entrée élevées. Il est important de souligner que la représentativité de ce capteur de température est intrinsèquement liée à la nature et à la topologie de la grille qui est principalement optimisée pour accroître les performances dynamiques du composant. La perspective de l'usage de cette résistance comme capteur de température devrait conduire à une recherche d'optimisation multicritères pour améliorer aussi la représentativité de ce capteur. Enfin, les résultats présentés dans [40] semblent démontrer le maintien des performances de cet indicateur en cas de dégradation des liaisons électriques internes. Néanmoins, il demeure nécessaire de vérifier la robustesse de ce paramètre thermosensible en cas de dégradation de l'oxyde de grille.

### 3.2 Paramètres électriques thermosensibles

Une alternative à la mise en place de nouveaux moyens technologiques, comme l'implantation de capteurs, est de faire appel à de nouvelles méthodes permettant l'utilisation des paramètres électriques thermosensibles adaptés aux conditions d'usage des convertisseurs. Dans cette approche, les recherches privilégient des indicateurs utilisant notamment la dépendance à la température des caractéristiques statiques ou dynamiques des composants de puissance.

#### 3.2.1 PETS exploitant des caractéristiques statiques des composants

Les PETS présentés dans la section précédente, i.e. adaptés à des conditions « hors-ligne » sont parfois utilisés lors du fonctionnement en jouant sur des instants où les conditions électriques permettent de recouvrer les conditions de caractérisations. Nous avons par exemple vu que le PETS tension directe sous faible courant pouvait être utilisé lors des phases où le courant de puissance s'annule tout en s'assurant d'un délai suffisant avant la remise en conduction du courant de puissance pour permettre la mesure indirecte de la température du composant [41]. Le tableau 1 présente les principales déclinaisons s'appuyant sur les caractéristiques statiques des composants de puissance telles que celles proposées par des auteurs qui ont notamment montré que le PETS « courant de saturation » pouvait être utilisé « en-ligne » dans le cas d'un hacheur série [42].

Toutefois, ces solutions présentent souvent des difficultés de mise en œuvre, en raison des besoins de capteurs de courant ou de tension dédiés avec l'éventuelle introduction de composants auxiliaires. Ces modifications de l'environnement proche du convertisseur peuvent conduire à la dégradation de ses performances. En effet, il est généralement nécessaire de conditionner la mesure du PETS afin de s'affranchir des limitations imposées par l'environnement électrique. Un exemple est le besoin de maintenir une précision de mesure en rapport avec la précision du PETS utilisé, tel que la tension directe sous faible courant ( $\approx 2\text{ mV}/\text{C}$ ), pour une tension de quelques centaines de millivolts contre une tension de plusieurs centaines de volts lorsque le composant est bloqué.

**Tableau 1 – PETS exploitant des caractéristiques statiques des composants (d'après [43])**

Caractéristiques	Composants	Sensibilité
Courant de court-circuit [44]	IGBT	$\approx 150\text{ mA}/\text{C}$
Courant de saturation [42]	MOSFET	Fonction (I)
Tension directe sous faible courant [45]	Transistors et diodes	Quelques $\text{mV}/\text{C}$
Tension directe sous fort courant [46]	Transistors et diodes	Quelques $\text{mV}/\text{C}$

#### 3.2.2 Exemple d'évolution des PETS basés sur les caractéristiques statiques

Des études menées sur l'évaluation de la dérive des PETS en présence d'une dégradation de l'intégrité des liaisons électriques du composant démontrent que peu d'entre eux sont robustes. En effet, seul le PETS s'appuyant sur la chute de tension directe sous faible courant est un candidat intéressant car peu sensible aux dégradations modérées qui peuvent affecter les liaisons électriques de la face avant des composants de puissance. Les autres PETS, s'appuyant particulièrement sur les caractéristiques statiques (chute de tension directe des composants), présentent des caractéristiques qui peuvent dériver de façon significative sous des conditions d'endommagements et nécessitent alors une nouvelle calibration. La raison de la part d'imprécision due à la dégradation de la résistance des connexions électriques vers la partie active est toutefois assez simple à expliquer pour le cas de la chute de tension directe. En effet, la tension directe mesurée aux bornes d'un composant soumis à un niveau de courant élevé est la somme de la tension propre du composant semi-conducteur et de celle des interconnexions électriques. Après quelques hypothèses simplificatrices, il est possible d'écrire pour un composant IGBT :

$$V_{CE,mes} = V_{CE}(T_j, I_C, V_{GE}) + R_{con}(T_{con})I_C \quad (5)$$

- où
- $V_{CE,mes}$  est la tension mesurée,
  - $V_{CE}$  la tension au niveau de la puce semi-conductrice,
  - $I_C$  le courant dans l'IGBT,
  - $V_{GE}$  la tension grille-émetteur,
  - $R_{con}$  la résistance des interconnexions,
  - $T_j$  la température de jonction du composant semi-conducteur,
  - $T_{con}$  la température des interconnexions.

Pour une température de jonction  $T_j$  donnée, la température  $T_{con}$  des connexions n'est pas la même pendant la phase de calibration que dans des conditions opérationnelles qui entraînent un auto-échauffement parfois important de ces liaisons électriques internes [47]. En conséquence, pour une même température  $T_j$ , un même courant  $I_C$  et une même tension  $V_{GE}$ , la tension mesurée aux bornes de l'IGBT n'est pas la même lors du fonctionnement de l'IGBT que lors de la calibration du paramètre thermosensible ce qui crée inévitablement des erreurs de mesure pouvant être très importantes [24]. Par ailleurs, lors du vieillissement du composant de puissance, la tension directe peut varier pour les mêmes conditions de température et de courant en particulier en raison de la dégradation des fils d'interconnexion.



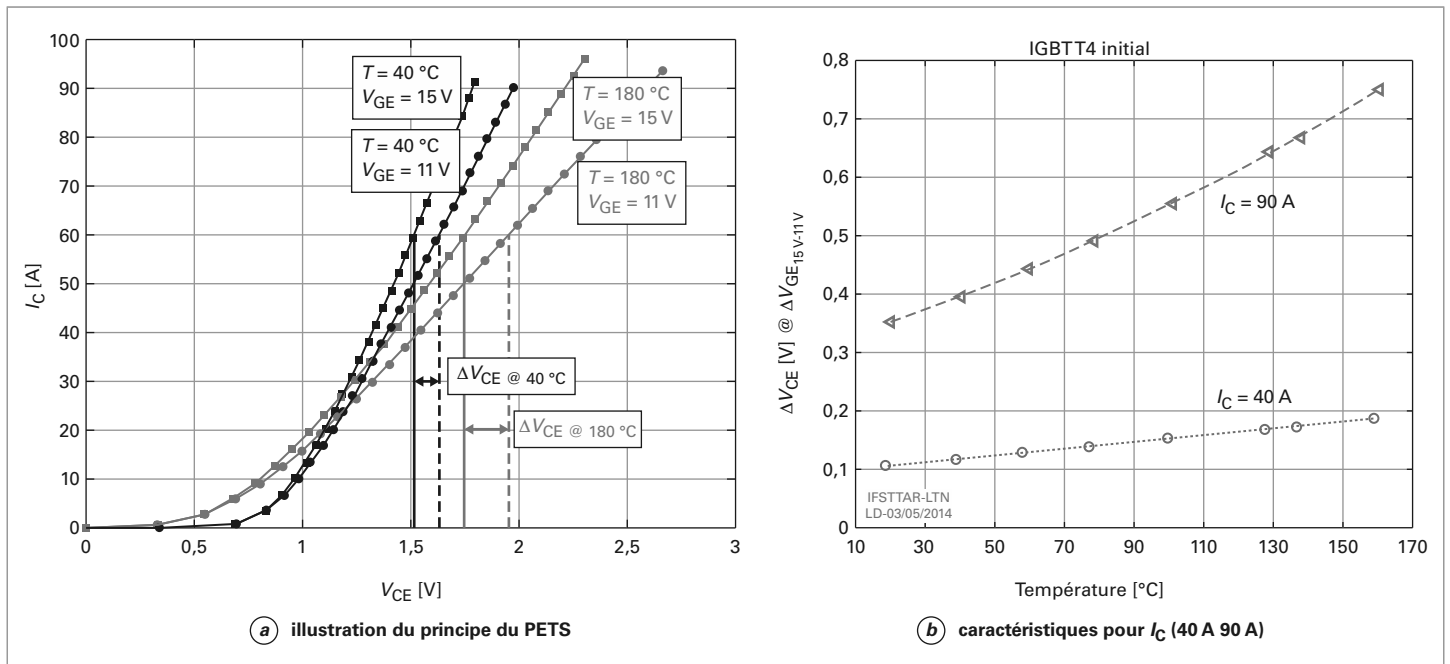


Figure 24 – Illustration et résultats de la caractérisation du PETS  $\Delta V_{CE\_AVGE15V-11V}$

Ce constat amène notamment à rechercher de nouvelles méthodes d'extraction des PETS permettant de maintenir leurs performances en présence de certains modes d'endommagement liés au vieillissement des modules de puissance. L'un des modes d'endommagement les plus susceptibles d'affecter la mesure indirecte de la température d'un composant est donc une modification de la résistance du chemin électrique vers la puce de puissance.

Ainsi, même si l'utilisation de la chute de tension directe d'un composant est difficile à réaliser de manière précise, elle reste attractive car elle est relativement simple à mettre en œuvre. De plus, elle peut être utilisée avec tous types de composants et sa sensibilité peut être relativement grande (quelques millivolts par degré Celsius). La proposition développée dans [28] est d'introduire des PETS basés sur la chute de tension directe mais en apportant les modifications nécessaires pour les rendre moins sensibles à la variation de la résistance des interconnexions.

À titre d'exemple parmi les nouveaux PETS étudiés, celui présenté ci-après est désigné  $\Delta V_{CE\_AVGE}$ . Il peut être utilisé avec des composants commandés bipolaires (IGBT) ou unipolaires (MOSFET) [28]. Dans le cas de l'IGBT, le principe est de mesurer la tension directe en utilisant séquentiellement deux niveaux de tension de commande  $V_{GE1}$  et  $V_{GE2}$  sous le même niveau de courant de puissance. Le délai entre deux mesures doit être suffisamment court pour supposer que  $T_j$  et  $T_{con}$  ont peu varié. Dans ces conditions, deux niveaux de tension directe  $V_{CE}$  peuvent être mesurés aux bornes de l'IGBT pour deux niveaux de tension de commande  $V_{GE}$  :

$$V_{CE,mes1} = V_{CE}(T_j, I_C, V_{GE1}) + R_{con}(T_{con})I_C \quad (6)$$

$$V_{CE,mes2} = V_{CE}(T_j, I_C, V_{GE2}) + R_{con}(T_{con})I_C \quad (7)$$

Le nouveau PETS peut ensuite être défini comme (figure 24a) :

$$\Delta V_{CE\_AVGE} = V_{CE,mes1} - V_{CE,mes2} = V_{CE}(T_j, I_C, V_{GE1}) - V_{CE}(T_j, I_C, V_{GE2}) \quad (8)$$

où l'influence de la résistance des interconnexions n'est plus présente. Il faut toutefois bien noter que cette équation n'est valable

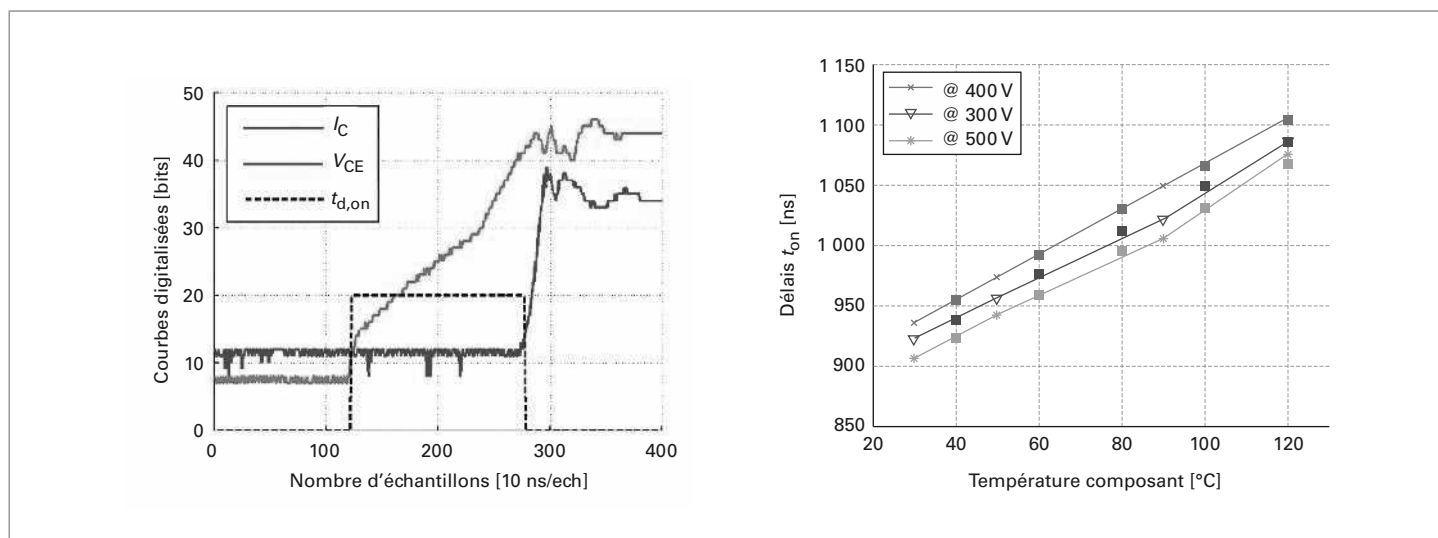
que sous certaines hypothèses simplificatrices. Ainsi, les hypothèses supposent ici que le potentiel de métallisation en face avant de la puce est uniforme et que la répartition du courant dans le composant est toujours identique.

La figure 24b présente la caractéristique de ce PETS dans le cas d'un IGBT<sup>3</sup> 600 V – 100 A (INFINEON SIGC100T60R3) pour deux niveaux de courant de 40 A et 90 A et pour une variation de la tension de commande entre 15 V et 11 V. Nous voyons que, dans ce cas, le PETS dépend bien de la température ce qui permet d'utiliser ce critère comme paramètre thermosensible qui sera d'autant plus sensible que le niveau de courant sera élevé.

La sensibilité est donc dépendante du niveau de courant et de l'amplitude de la variation de la tension  $V_{GE}$ . Il est important d'éviter l'utilisation de ce PETS à des niveaux de courant trop bas et pour des variations de la tension  $V_{GE}$  de trop faible amplitude. À titre d'exemple (figure 24b), la sensibilité moyenne entre 40 °C et 160 °C est estimée à près de 2,5 mV/°C dans le cas d'une exploitation de ce PETS  $\Delta V_{CE\_AVGE}$  pour un courant de 90 A et une variation de la tension  $V_{GE}$  entre 15 V et 11 V.

Les résultats de la campagne de caractérisation du PETS  $\Delta V_{CE\_AVGE}$  amèneraient à faire le choix d'une variation importante de  $V_{GE}$  afin de gagner en précision. Néanmoins, une tension  $V_{GE}$  trop faible est un problème dans le cas où la température du composant et le courant  $I_C$  sont trop élevés entraînant un fonctionnement de l'IGBT en régime linéaire et ainsi une augmentation importante des pertes.

En imposant une dégradation aux liaisons électriques de la face avant du composant, les études menées sur plusieurs PETS ont permis de démontrer que les résultats obtenus avec  $\Delta V_{CE\_AVGE}$  pour les niveaux de courant suffisants sont tout aussi corrects avec ou sans dégradation des liaisons électriques [28]. Les écarts entre les températures moyennes et les températures estimées par le PETS  $\Delta V_{CE\_AVGE}$  restent strictement inférieurs à 5 °C. Ces résultats semblent confirmer l'immunité de ce PETS  $\Delta V_{CE\_AVGE}$  à la composante ohmique qui caractérise la chute de tension  $V_{CE}$  du transistor.



### 3.2.3 PETS exploitant des caractéristiques dynamiques des composants

Une solution alternative consiste à exploiter la dépendance à la température des caractéristiques dynamiques des composants afin de proposer des PETS qui semblent intrinsèquement adaptés à un usage dans les conditions de fonctionnement d'un convertisseur de puissance. En effet, la sensibilité à la température des caractéristiques en commutation des composants de puissance est notamment liée à leur calibre courant-tension, à la durée de vie des porteurs minoritaires, à la mobilité des charges et au niveau de concentration intrinsèque qui dépendent de la température. Le tableau 2 détaille les principaux indicateurs de ce type relevés dans la littérature. À noter que l'utilisation d'outils de post-traitement des mesures peut venir en complément afin d'améliorer les performances de ces PETS dynamiques [48]. De plus, il est important de noter que ces PETS sont très souvent influencés par les conditions de fonctionnement du convertisseur (niveaux de courant et de tension commutés) et par le circuit de commande rapproché des interrupteurs (résistance de grille, tension de commande).

### 3.2.4 Exemples d'évolution des PETS basés sur les caractéristiques dynamiques

À titre d'illustration des PETS exploitant les caractéristiques dynamiques des composants, la figure 25 présente le principe du PETS « délai de mise en conduction ». Cette figure montre d'une part comment ce PETS peut être mesuré d'après [49]. Elle présente également son extraction en fonction de la température et pour plusieurs valeurs de tension appliquée à la cellule de commutation. Un des intérêts de ce PETS est qu'il dépend très peu du niveau de courant commuté ce qui simplifie son utilisation dans un convertisseur en fonctionnement pour lequel les conditions de charge varient continuellement.

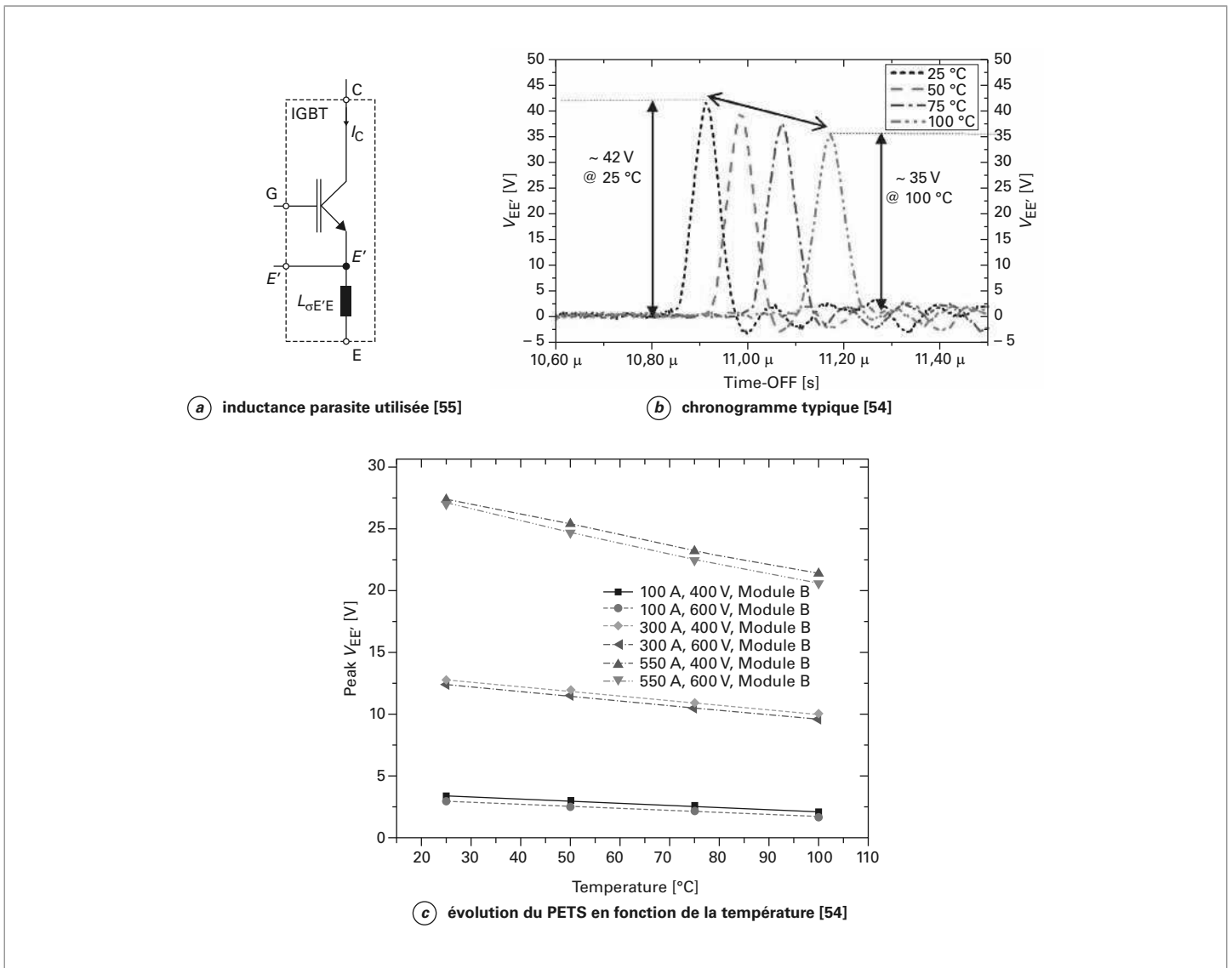
Cette campagne de caractérisation a été réalisée entre 30 et 120 °C pour plusieurs niveaux de tension compris entre 300 et 600 V sur un composant IGBT 1700 V-200 A.

Il est à noter que les sensibilités obtenues sur la base des caractéristiques dynamiques des composants sont bien souvent inférieures à la dizaine de nanosecondes par degré. Ce point pratique

Caractéristiques	Composants	Sensibilité
Durée nécessaire pour le blocage, mesure de $V_{CE}$ [49] [50]	IGBT	ps/°C → ns/°C
Durée du plateau Miller lors du blocage, mesure de $V_{GE}$ [51]	IGBT	Quelques ns/°C
Délai de mise en conduction entre ordre de commande et montée du courant de puissance [49] [52]	IGBT, MOSFET	ps/°C → ns/°C
Temps de montée du courant de puissance à la mise en conduction [53]	MOSFET	ps/°C → ns/°C
Tension maximale aux bornes de l'inductance parasite entre connexion d'émetteur de puissance et connexion d'émetteur de commande [54] [55]	IGBT	Quelques mV/°C → 100 mV/°C

rend bien souvent difficile leur implémentation en dehors des laboratoires où l'environnement est bien maîtrisé.

Il peut être plus simple de mesurer une tension qu'un temps. Ainsi, la deuxième illustration proposée est relative au PETS « tension maximale aux bornes de l'inductance parasite entre connexion d'émetteur de puissance et connexion d'émetteur de commande ». Dans ce cas, il s'agit de mesurer la tension au niveau de l'inductance  $L_{\sigma E'E}$  présentée sur la figure 26a. Lors des commutations, la variation rapide du courant dans cette inductance implique une variation de la tension à ses bornes. Comme la pente du courant dépend de la température, cette tension varie



**Figure 26 – Caractérisation du PETS « Tension maximale aux bornes de l'inductance parasite entre connexion d'émetteur de puissance et connexion d'émetteur de commande »**

également avec la température (figure 26b). Le PETS utilisé est alors la valeur maximale que cette tension atteint lors de la commutation. La figure 26c présente un exemple d'évolution de ce PETS en fonction de la température pour un module IGBT de calibre 1700 V-650 A et pour plusieurs niveaux de courant et de tension commutés. La sensibilité est très bonne car elle atteint ici une valeur de 70 mV/°C pour les forts niveaux de courant. Toutefois, nous voyons que ce PETS est très influencé par le niveau de charge du convertisseur car il dépend fortement du courant commuté.

### 3.2.5 Cas particulier des puces en parallèle et influence de l'endommagement

Si les résultats obtenus autour des PETS, désignés comme les plus adaptés à une utilisation en fonctionnement, ont permis de discuter de leur utilisation pour estimer la température d'un composant de puissance dans les conditions opératives du convertis-

seur, il reste des points qui ne sont pas encore suffisamment étudiés.

Ainsi, la configuration des modules de puissance s'appuie souvent sur la mise en parallèle des composants afin d'augmenter le calibre en courant. À ce jour, les quelques études menées sur le sujet ont permis de démontrer que certains PETS (chute de tension directe sous faible courant, résistance interne de la grille d'un transistor IGBT,  $\Delta V_{CE\_AVGE}$ ) pouvaient maintenir leurs caractéristiques et performances pour une évaluation de la température des composants ainsi mis en œuvre [21] [40]. Dans d'autre cas, certains PETS dont l'efficacité a été démontrée sur un composant unique peuvent être remis en question dans le cas d'une mise en parallèle (délai à la fermeture ou à l'ouverture, tension de seuil).

Pour conclure cette section, l'usage d'un PETS dans des conditions opérationnelles suppose qu'il puisse maintenir ses qualités en cas d'endommagements du composant et/ou du module de puissance. Les recherches exploratoires sur le sujet sont peu nombreuses. Si dans certains cas elles permettent de

confirmer une certaine robustesse dans le cas d'une dégradation modérée des liaisons électriques, l'effet des endommagements au niveau de la structure du composant de puissance, par exemple l'oxyde de grille, n'a pour le moment pas encore fait l'objet d'études approfondies permettant de renseigner ce point particulier.

## 4. Conclusion

Les besoins de mesure de température des composants de puissance ont conduit à développer de nombreuses solutions et méthodes comme nous avons pu en discuter au cours de cet article. Ces approches s'appuient principalement sur trois moyens distincts qui seront discutés dans les trois paragraphes ci-après qui composent la conclusion. En effet, s'il est possible de déployer une combinaison de ces approches, la présentation réalisée au cours de cet article a pu démontrer des différences quant à leur maturité technologique respective tout comme leur qualification en termes de performances et robustesse vis-à-vis des mécanismes d'endommagement.

### 4.1 PETS conventionnels

L'usage des caractéristiques électriques thermosensibles des composants de puissance permet d'acquérir une information sur la valeur de la température des parties actives. Sans revenir sur les détails décrits jusqu'ici autour des paramètres électriques thermosensibles (PETS), cette solution repose sur une campagne de calibration du paramètre pour obtenir une mesure électrique représentative de la température du composant.

La première famille présentée regroupe les PETS qui sont exploitables dans des conditions éloignées des conditions réelles d'usage des composants dans un convertisseur (i.e. « hors-ligne »). Les résultats montrent qu'ils sont aujourd'hui très bien maîtrisés pour assurer des caractérisations thermiques de modules de puissance et/ou de leur système de refroidissement dans le cas de composants semi-conducteurs en silicium. Plusieurs PETS peuvent être utilisés notamment dans le cas des composants commandés mais l'utilisation du PETS tension sous faible courant reste la plus fréquente car il présente plusieurs avantages :

- il est générique et peut être utilisé avec tout type de composant ;
- il offre une excellente reproductibilité des courbes de calibration pour des composants de même référence et donc un meilleur comportement dans le cas d'une utilisation de composants en parallèle ;
- il est relativement robuste lors du vieillissement du module de puissance sauf dans certains cas qui ont été présentés plus haut.

Notons tout de même que son utilisation est à limiter à une mesure de tension aux bornes d'un composant bipolaire ou d'une jonction intrinsèque à un composant. Ainsi, dans le cas d'une mesure aux bornes du canal d'un composant unipolaire, la mesure de température peut être entachée d'erreur à cause de la contribution ohmique des amenées de courant. De même, cette tension peut varier largement lors du vieillissement du composant, comme c'est par exemple le cas pour les MOSFET SiC, ce qui complique son utilisation dans le cadre d'études de vieillissement [56]. L'utilisation des composants à semi-conducteur grand gap, et notamment des composants HEMT en nitrure de gallium nécessite de mettre en place de nouveaux travaux de recherche afin de valider l'utilisation de ces PETS et/ou d'en identifier de nouveaux.

### 4.2 Intégration de capteurs

La présence de capteurs tels que des thermistances reportées en surface des substrats des modules de puissance est devenue un standard pour les produits commercialisés. Ces capteurs offrent un moyen de surveillance global du module de puissance, mais demeurent difficilement exploitables pour mener un contrôle précis de la température des parties actives. Leur utilisation généralement associée à un modèle thermique et un modèle de pertes se trouve rapidement limitée. En effet la complexité de l'architecture du convertisseur et l'influence des mécanismes d'endommagement dégradent rapidement la précision et la représentativité de ce moyen d'estimation de la température des composants.

Encore rare, l'implantation de capteur de température sur le composant de puissance est une solution intéressante, car elle permet une certaine indépendance vis-à-vis de la technologie du composant. L'intégration du capteur peut être envisagée suivant deux principes. L'un propose une mise en œuvre à la fin de la définition de la structure du composant (diode intégrée) et l'autre s'appuie sur une mise en place après la conception sur un composant fonctionnel. Quel que soit le principe utilisé, la mise en œuvre devra faire l'objet d'une étude approfondie pour adapter le procédé de conception et optimiser l'emplacement du capteur en fonction des contraintes d'intégration et des objectifs attendus. En effet, si cette solution peut s'avérer pertinente pour une surveillance, l'information locale obtenue ne peut pas se substituer simplement à la mise en œuvre de méthode indirecte permettant d'évaluer les performances thermiques d'un assemblage par une mesure de la température moyenne du composant. Enfin, il faudra prendre en compte les contraintes reportées au dispositif de conditionnement des signaux du capteur placé alors dans le module de puissance.

Une méthode que l'on pourrait définir comme hybride, entre la notion de capteur et celle d'un paramètre électrique thermosensible, s'appuie sur la mesure de la dépendance à la température de la résistance de grille intégrée au sein de la partie active du composant de puissance. Cette solution, bien que limitée aux seuls composants commandés, offre des perspectives d'intégration de la fonction mesure de température au sein du dispositif de commande rapprochée. Des études complémentaires demeurent d'actualité pour éprouver la généralité de cette solution et la robustesse de la méthode face à des modes d'endommagement qui affecteraient notamment l'intégrité de l'oxyde de grille.

### 4.3 Vers des PETS adaptés aux conditions opératives

Une solution de substitution à l'utilisation de capteurs de température embarqués est la mise en œuvre de paramètres électriques thermosensibles adaptés à la mesure de la température dans des conditions opératives. En effet, bien que des PETS classiques puissent être utilisés pour effectuer des mesures lors du fonctionnement du convertisseur, ils nécessitent en général d'interrompre pendant un temps court le fonctionnement normal du convertisseur. Ainsi, cette méthodologie s'applique très bien en laboratoire mais son utilisation sur une application industrielle reste beaucoup plus délicate.

Aujourd'hui, deux catégories de PETS sont principalement envisagées pour répondre à cette problématique. La première s'intéresse aux variations de la caractéristique statique des composants avec la température et la seconde aux variations des paramètres dynamiques des composants lors des commutations. La première est sujette à caution car elle peut induire de fortes erreurs d'estimation, c'est pourquoi des recherches sont aujourd'hui menées afin de permettre une mesure de température plus précise et moins dépendante de l'état d'endommagement du composant. Dans la seconde, l'utilisation des paramètres dynamiques semble également être une solution intéressante permettant d'obtenir des

sensibilités de mesure relativement importantes. Cependant, elle se cantonne encore aujourd'hui à des démonstrations de concept sans véritable travail approfondi mettant en lumière la précision de la mesure effectuée.

Ainsi nous voyons que l'utilisation des PETS dans des conditions opératives doit être encore développée afin d'arriver à un niveau de maturité suffisant pour être employée dans les applications industrielles. Les points d'étude principaux concernent les thèmes de recherche liés : à l'identification et l'évaluation de l'efficacité en situation opérationnelle des PETS ; à la mise en œuvre opérationnelle pour la prise en compte des informations issues des PETS dans une chaîne de commande automatique. Dans un premier temps, les problématiques suggèrent de faire une étude exhaustive des PETS proposés afin d'identifier la précision de la mesure qu'ils permettent d'obtenir en début de vie du convertisseur mais également suite à l'apparition d'endommagements. Il s'agira également d'identifier de nouveaux PETS à forte sensibilité de mesure, peu influencés par le niveau d'endommagement et permettant une mesure aisée au sein du convertisseur. Une question cruciale autour des PETS porte naturellement sur les méthodes permettant d'étalonner régulièrement le PETS au cours de la vie du convertisseur dans le cas où les mécanismes d'endommagement ont un effet non négligeable sur la température estimée. Dans un deuxième temps, les études devront proposer des circuits de commande rapprochée des interrupteurs de puissance permettant un retour de l'information vers le dispositif de commande éloignée. Ces circuits devraient être pensés en vue d'intégrer la mesure du PETS dans le dispositif de commande global du convertisseur.

## 5. Sigles, notations et symboles

Symbole	Description	Unité
ANR	Agence nationale de la recherche	
CAPTIF	Projet ANR : CAPTEurs innovants Intégrés et logiciels au cœur d'un dispositif d'électronique de puissance	
ECLIPSE	Projet ANR : <i>advanced Electro-thermo-mechanical Contacts for Large scale Integrated Power Systems and Electronics</i>	
HEMT	Transistor à mobilité électronique élevée ( <i>High Electron Mobility Transistor</i> )	
$I_C$	Courant de collecteur d'un IGBT	A
$I_{DUT}$	Courant de canal d'un composant de puissance	A
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée ( <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )	
$I_{Gpeak}$	Mesure de l'appel de courant de grille	A
$I_m$	Courant de mesure	A
IPM	Module de puissance intelligent ( <i>Intelligent Power Module</i> )	

Symbole	Description	Unité
IR	Infrarouge	
$I_{sat}$	Courant de saturation	A
JFET	Transistor à effet de champ à jonction ( <i>Junction Field Effect Transistor</i> )	
$L_{\sigma E'E}$	Inductance parasite entre connexion d'émetteur de puissance et connexion d'émetteur de commande	H
MEMPHIS	Projet ANR : Suivi de l'état de santé des composants à semi-conducteurs de puissance dans les onduleurs photovoltaïques ( <i>health-Monitoring of power sEmiconductor Modules in PHotovoltaic InverterS</i> )	
MOSFET	Transistor à effet de champ à grille métal-oxyde ( <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> )	-
$P$	Puissance dissipée	W
$P_c$	Puissance dissipée participant à l'auto échauffement	W
PETS	Paramètre électrique thermosensible	-
$P_{in}$	Puissance dissipée à chaque cycle	W
$P_m$	Puissance dissipée lors de la mesure du PETS	W
$R_{con}$	Résistance des interconnexions	$\Omega$
RTD	Capteur de température résistif ( <i>Resistance Temperature Detectors</i> )	
$R_{th}$	Résistance thermique	$^{\circ}C/W$
$R_{th\ c,s}$	Résistance thermique boîtier-interface	$^{\circ}C/W$
$R_{th\ j,a}$	Résistance thermique jonction-air	$^{\circ}C/W$
$R_{th\ j,c}$	Résistance thermique jonction-boîtier	$^{\circ}C/W$
$R_{th\ s,a}$	Résistance thermique interface-air	$^{\circ}C/W$
Si	Matériau silicium	
SiC	Matériau carbure de silicium	
$t$	Temps	s
$T_1, T_2$	Température des composants 1 et 2	$^{\circ}C$
$T_a$	Température ambiante	$^{\circ}C$
$T_c$	Température de boîtier	$^{\circ}C$
$T_{con}$	Température des interconnexions électriques du composant	$^{\circ}C$
$t_{inj}$	Temps injection	s

## ÉVALUATION DE LA TEMPÉRATURE DES COMPOSANTS ACTIFS DE PUISSANCE

Symbole	Description	Unité
$T_j$	Température de jonction	°C
$T_{jv}$	Température de jonction virtuelle	°C
$V_{CE}, V_{CE-sat}, V_{CE-mes}$	Différence de potentiel entre collecteur et émetteur d'un IGBT à l'état passant	V
$V_{DUT}$	Chute de tension directe d'un composant de puissance	V
$V_{E'E}$	Différence de potentiel aux bornes de l'inductance parasite entre connexion d'émetteur de puissance et connexion d'émetteur de commande	V
$V_{GE}, V_{GE\ ic}$	Différence de potentiel entre grille et émetteur d'un IGBT	V

Symbole	Description	Unité
$Z_{th}$	Impédance thermique	°C/W
$Z_{th\ c-s}$	Impédance thermique boîtier-interface	°C/W
$Z_{th\ j,a}$	Impédance thermique jonction-air	°C/W
$Z_{th\ j,c}$	Impédance thermique jonction-boîtier	°C/W
$Z_{th\ s,a}$	Impédance thermique interface-air	°C/W
$\Delta T_j$	Variation de la température de jonction	°C
$\Delta V_{CE}, \Delta V_{GE}$	Variation de la différence de potentiel entre collecteur et émetteur d'un IGBT à l'état passant lors d'une variation de la différence de potentiel entre grille et émetteur	V

# Évaluation de la température des composants actifs de puissance

par **Laurent DUPONT**

Chargé de recherche

SATIE (UMR 8029), IFSTTAR, CNRS, ENS Cachan, CNAM, Université Cergy-Pontoise, Université Paris-Sud, ENS Rennes, Versailles, France

et **Yvan AVENAS**

Maître de Conférences

Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (UMR 5269), Institut Polytechnique de Grenoble, Université Grenoble-Alpes, CNRS, Grenoble, France

et **Paul Étienne VIDAL**

Maître de Conférences

Laboratoire Génie de Production, École Nationale d'Ingénieurs de Tarbes, Université Fédérale Toulouse Midi Pyrénées – Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France

## Sources bibliographiques

- [1] YANG (Y.), WANG (H.), BLAABJERG (F.) et MA (K.). – *Mission profile based multi-disciplinary analysis of power modules in single-phase transformerless photovoltaic inverters*, 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, 2013, pp. 1-10 (2013).
- [2] BOUARROUDJ-BERKANI (M.). – *Étude de la fatigue thermo-mécanique de modules électroniques de puissance en ambiance de températures élevées pour des applications de traction de véhicules électriques et hybrides*, Thèse, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan (2008).
- [3] KOCINIEWSKI (T.), MOUSSODJI (J.) et KHATIR (Z.). – *Temperature mapping by  $\mu$ -Raman spectroscopy over cross-section area of power diode in forward biased conditions*, Microelectron. Reliab., vol. 55, n° 3-4, p. 547-551, févr. 2015.
- [4] TRAN (S.H.), DUPONT (L.) et KHATIR (Z.). – *Solder void position and size effects on electro thermal behaviour of MOSFET transistors in forward bias conditions*, Microelectron. Reliab., vol. 54, n° 9-10, p. 1921-1926, sept. 2014.
- [5] KHATIR (Z.). – *Junction Temperature Investigations Based on a General Semi-analytical Formulation of Forward Voltage of Power Diodes*, IEEE Trans. Electron Devices, vol. 59, n° 6, p. 1716-1722, juin 2012.
- [6] CIAPPA (M.), FICHTNER (W.), KOJIMA (T.), YAMADA (Y.) et NISHIBE (Y.). – *Extraction of Accurate Thermal Compact Models for Fast Electro-Thermal Simulation of IGBT Modules in Hybrid Electric Vehicles*, Microelectron. Reliab., vol. 45, n° 9-11, p. 1694-1699, sept. 2005.
- [7] GRADINGER (T.) et RIEDEL (G.). – *Thermal Networks for Time-Variant Cooling Systems : Modeling Approach and Accuracy Requirements for Lifetime Prediction*, in 2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), p. 1-6 (2012).
- [8] GERSTENMAIER (Y.C.), KIFFE (W.) et WACHUTKA (G.). – *Combination of thermal subsystems modeled by rapid circuit transformation*, 2007 13th International Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems (THERMINIC), Budapest, pp. 115-120 (2007).
- [9] HABRA (W.). – *Développement de modèles thermiques compacts en vue de la modélisation électrothermique des composants de puissance*, Thèse, Université Paul Sabatier – Toulouse III (2007).
- [10] COVA (P.) et FANTINI (F.). – *On the effect of power cycling stress on IGBT modules*, Microelectron. Reliab., vol. 38, n° 6-8, p. 1347-1352, juin 1998.
- [11] CIAPPA (M.). – *Selected failure mechanisms of modern power modules*, Microelectron. Reliab., vol. 42, n° 4-5, p. 653-667, avr. 2002.
- [12] HELD (M.), JACOB (P.), NICOLETTI (G.), SCACCO (P.) et POECH (M.H.). – *Fast power cycling test of IGBT modules in traction application*, Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 425-430 vol. 1 (1997).
- [13] COQUERY (G.), LEFRANC (G.), LICHT (T.), LALLEMAND (R.), SELIGER (N.) et BERG (H.). – *High temperature reliability on automotive power modules verified by power cycling tests up to 150 °C*, Microelectron. Reliab., vol. 43, n° 9-11, p. 1871-1876, sept. 2003.
- [14] OH (H.), HAN (B.), McCLUSKEY (P.), HAN (C.) et YOUN (B.D.). – *Physics-of-Failure, Condition Monitoring, and Prognostics of Insulated Gate Bipolar Transistor Modules : A Review*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, n° 5, p. 2413-2426, mai 2015.
- [15] AVENAS (Y.), DUPONT (L.), BAKER (N.), ZARA (H.) et BARRUEL (F.). – *Condition Monitoring : A Decade of Proposed Techniques*, IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 9, n° 4, p. 22-36, déc. 2015.
- [16] KÖLZER (J.), OESTERSCHULZE (E.) et DEBOY (G.). – *Thermal imaging and measurement techniques for electronic materials and devices*, Microelectron. Eng., vol. 31, n° 1-4, p. 251-270, févr. 1996.
- [17] CHRISTOFFERSON (J.), MAIZE (K.), EZZAHRI (Y.), SHABANI (J.), WANG (X.) et SHAKOURI (A.). – *Microscale and Nanoscale Thermal Characterization Techniques*, 2007 International Conference on Thermal Issues in Emerging Technologies : Theory and Application, Cairo, pp. 3-9 (2007).
- [18] HEROLD (C.), FRANKE (J.), BHOJANI (R.), SCHLEICHER (A.) et LUTZ (J.). – *Methods for virtual junction temperature measurement respecting internal semiconductor processes*, 2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), Hong Kong, pp. 325-328 (2015).
- [19] BLACKBURN (D.L.). – *A review of thermal characterization of power transistors*, Fourth Annual IEEE Semiconductor Thermal and Temperature Measurement Symposium, San Diego, CA, p. 1-7 (1988).
- [20] THOLLIN (B.), DUPONT (L.), AVENAS (Y.), CREBIER (J.C.), KHATIR (Z.) et JEANNIN (P.O.). – *Numerical and Experimental Evaluation of the Microsecond Pulsed Heating Curve Technique Dedicated to Die Interconnection Characterization*, IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol., vol. 6, n° 6, p. 835-845, juin 2016.
- [21] BAKER (N.), DUPONT (L.) et AVENAS (Y.). – *Experimental Evaluation of IGBT Junction Temperature Measurement via a Modified-VCE ( $\Delta V_{CE\_AVGE}$ ) Method with Series Resistance Removal*, in 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, Nürnberg, Deutschland (2016).
- [22] MOUMEN (S.), LEFEBVRE (S.), KHATIR (Z.) et FAUGIERES (J.C.). – *Indirect thermal measurement on SiC JFET transistors*, in 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09, p. 1-10 (2009).

## ÉVALUATION DE LA TEMPÉRATURE DES COMPOSANTS ACTIFS DE PUISSANCE

- [23] DUPONT (L.) et AVENAS (Y.). – *Évaluation of thermo-sensitive electrical parameters based on the forward voltage for on-line chip temperature measurements of IGBT devices*, IEEE Energy Conversion Congress and Exhibition (ECCE 2014), Pittsburgh, Pennsylvania, USA, p. 4028-4035 (2014).
- [24] PERPIÑÁ (X.), SERVIÈRE (J.F.), SAIZ (J.), BARLINI (D.), MERMET-GUYENNET (M.) et MILLÁN (J.). – *Temperature measurement on series resistance and devices in power packs based on on-state voltage drop monitoring at high current*, Microelectron. Reliab., vol. 46, n° 9-11, p. 1834-1839, sept. 2006.
- [25] AVENAS (Y.) et DUPONT (L.). – *Évaluation of IGBT thermo-sensitive electrical parameters under different dissipation conditions – Comparison with infrared measurements*, Microelectron. Reliab., vol. 52, n° 11, p. 2617-2626, nov. 2012.
- [26] DUPONT (L.), AVENAS (Y.) et JEANNIN (P.O.). – *Comparison of Junction Temperature Evaluations in a Power IGBT Module Using an IR Camera and Three Thermo-sensitive Electrical Parameters*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 49, n° 4, p. 1599-1608, juill. 2013.
- [27] BOUARROUDJ (M.), KHATIR (Z.), OUSTEN (J.P.), BADEL (F.), DUPONT (L.) et LEFEBVRE (S.). – *Degradation behavior of 600V-200A IGBT modules under power cycling and high temperature environment conditions*, Microelectron. Reliab., vol. 47, n° 9-11, p. 1719-1724, sept. 2007.
- [28] DUPONT (L.) et AVENAS (Y.). – *Preliminary Evaluation of Thermo-Sensitive Electrical Parameters Based on the Forward Voltage for Online Chip Temperature Measurements of IGBT Devices*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 51, n° 6, p. 4688-4698, nov. 2015.
- [29] AVENAS (Y.), DUPONT (L.) et KHATIR (Z.). – *Temperature Measurement of Power Semiconductor Devices by Thermo-Sensitive Electrical Parameters – A Review*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, n° 6, p. 3081-3092, juin 2012.
- [30] FOREST (F.), RASHED (A.), HUSELSTEIN (J.J.), MARTIRÉ (T.) et ENRICH (P.). – *Fast power cycling protocols implemented in an automated test bench dedicated to IGBT module ageing*, Microelectron. Reliab., vol. 55, n° 1, p. 81-92, janv. 2015.
- [31] NIU (H.) et LORENZ (R.D.). – *Evaluating different implementations of on-line junction temperature sensing for switching power semiconductors*, p. 5696-5703 (2015).
- [32] ZHONG (Y.), LI (C.) et XU (D.). – *A novel method for on-line junction temperature measurement of power modules*, in Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International, p. 3120-3124 (2016).
- [33] KAJIWARA (T.), YAMAGUCHI (A.), HOSHI (Y.) et SAKURAI (K.). – *New intelligent power multi-chips modules with junction temperature detecting function*, Power Semiconductor Devices and ICs, 1998. ISPSD 98. Proceedings of the 10th International Symposium on, Kyoto, pp. 281-284 (1998).
- [34] MOTTO (E.R.) et DONLON (J.F.). – *IGBT module with user accessible on-chip current and temperature sensors*, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2012), Orlando, Florida, USA, p. 176-181 (2012).
- [35] THOLLIN (B.), CRÉBIER (J.C.), AVENAS (Y.), JEANNIN (P.O.), KHATIR (Z.) et DUPONT (L.). – *Development and Electrical Characterization of a Vertical Electrical and Thermal Test Chip (VTTC)*, IEEE Energy Conversion Congress and Exhibition (ECCE 2011), Phoenix, USA (2011).
- [36] KA (I.), AVENAS (Y.), DUPONT (L.), VAFAR (R.) et THOLLIN (B.). – *Instrumented Chip Dedicated to Semiconductor Temperature Measurements in Power Electronic Converters*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee WI, USA, Sept. 2016.
- [37] DENK (M.) et BAKRAN (M.M.). – *An IGBT driver concept with integrated real-time junction temperature measurement*, in PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, p. 1-8 (2014).
- [38] BAKER (N.), MUNK-NIELSEN (S.), IANNUZZO (F.) et LISERRE (M.). – *IGBT Junction Temperature Measurement via Peak Gate Current*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, n° 5, p. 3784-3793, mai 2016.
- [39] BAKER (N.), MUNK-NIELSEN (S.), IANNUZZO (F.) et LISERRE (M.). – *Online junction temperature measurement using peak gate current*, in 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), p. 1270-1275 (2015).
- [40] BAKER (N.), DUPONT (L.), MUNK-NIELSEN (S.), IANNUZZO (F.) et LISERRE (M.). – *IR Camera Validation of IGBT Junction Temperature Measurement via Peak Gate Current*, IEEE Trans. Power Electron., p. 1-1 (2016).
- [41] SMET (V.), FOREST (F.), HUSELSTEIN (J.J.), RASHED (A.) et RICHARDEAU (F.). – *Evaluation of Vce Monitoring as a Real-Time Method to Estimate Aging of Bond Wire-IGBT Modules Stressed by Power Cycling*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, n° 7, p. 2760-2770, juill. 2013.
- [42] BERGOGNE (D.), ALLARD (B.) et MOREL (H.). – *An estimation method of the channel temperature of power MOS devices*, IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings, Galway, pp. 1594-1599 vol. 3 (2000).
- [43] BAKER (N.), LISERRE (M.), DUPONT (L.) et AVENAS (Y.). – *Improved Reliability of Power Modules: A Review of Online Junction Temperature Measurement Methods*, IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 8, n° 3, p. 17-27, sept. 2014.
- [44] XU (Z.), WANG (F.) et NING (P.). – *Junction temperature measurement of IGBTs using short circuit current*, 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, pp. 91-96 (2012).
- [45] HELD (M.), JACOB (P.), NICOLETTI (G.), SCACCO (P.) et POECH (M.H.). – *Fast power cycling test of IGBT modules in traction application*, IEEE Power Electronics Drive Systems, Singapore, Singapore, vol. 1, p. 425-430 (1997).
- [46] KIM (Y.S.) et SUL (S.K.). – *On-line estimation of IGBT junction temperature using on-state voltage drop*, Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242), St. Louis, MO, USA, pp. 853-859 vol. 2 (1998).
- [47] CELNIKIÉ (Y.), DUPONT (L.), HERVÉ (E.), COQUERY (G.) et BENABOU (L.). – *Optimization of wire connections design for power electronics*, Microelectron. Reliab., vol. 51, n° 9-11, p. 1892-1897, sept. 2011.
- [48] XIANG (D.), RAN (L.), TAVNER (P.), YANG (S.), BRYANT (A.) et MAWBY (P.). – *Condition Monitoring Power Module Solder Fatigue Using Inverter Harmonic Identification*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, n° 1, p. 235-247, janv. 2012.
- [49] KUHN (H.) et MERTENS (A.). – *On-line junction temperature measurement of IGBTs based on temperature sensitive electrical parameters*, in Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on, p. 1-10 (2009).
- [50] BARLINI (D.), CIAPPA (M.), CASTELLAZZI (A.), MERMET-GUYENNET (M.) et FICHTNER (W.). – *New technique for the measurement of the static and of the transient junction temperature in IGBT devices under operating conditions*, Microelectron. Reliab., vol. 46, n° 9-11, p. 1772-1777, sept. 2006.
- [51] SUNDARAMOORTHY (V.), BIANDA (E.), BLOCH (R.), NISTOR (I.), KNAPP (G.) et HEINEMANN (A.). – *Online estimation of IGBT junction temperature (Tj) using gate-emitter voltage (Vge) at turn-off*, 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, pp. 1-10 (2013).
- [52] CHEN (H.), PICKERT (V.), ATKINSON (D.J.) et PRITCHARD (L.S.). – *On-line monitoring of the mosfet device junction temperature by computation of the threshold voltage*, in The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2006. PEMD 2006, p. 440-444 (2006).
- [53] BARLINI (D.), CIAPPA (M.), MERMET-GUYENNET (M.) et FICHTNER (W.). – *Measurement of the transient junction temperature in MOSFET devices under operating conditions*, Microelectron. Reliab., vol. 47, n° 9-11, p. 1707-1712, sept. 2007.
- [54] SUNDARAMOORTHY (V.K.), BIANDA (E.), BLOCH (R.) et ZURFLUH (F.). – *Simultaneous online estimation of junction temperature and current of IGBTs using emitter-auxiliary emitter parasitic inductance*, in PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, p. 1-8 (2014).
- [55] BAHUN (I.), SUNDE (V.) et JAKOPOVIC (Z.). – *Estimation of Insulated-gate Bipolar Transistor Operating Temperature: Simulation and Experiment*, J. Power Electron., vol. 13, n° 4, p. 729-736, juill. 2013.
- [56] CHEN (C.). – *Studies of SiC power devices potential in power electronics for avionic applications*, Thèse, Paris Saclay (2016).

## À lire également dans nos bases

FESTINGER (J.C.). – *Capteurs à fibres optiques*. [R412] Mesures-Analyses (2007).

FESTINGER (J.C.). – *Capteurs à fibres optiques. Mesures et contrôles*. [R413] Mesures-Analyses (2007).

ROUGIÉ (B.) et COUTIN (J.M.). – *Références radiométriques pour les mesures de rayonnement optique*. [R6412] Mesures-Analyses (2015).

ROGEZ (J.) et LE COZE (J.). – *Mesure des températures*. [R2515] Mesures-Analyses (1992).

BOUARROUDJ-BERKANI (M.) et DUPONT (L.). – *Fatigue des composants électroniques de puissance – Physique de défaillance*. [D3126] Conversion de l'énergie électrique (2010).

COLOMBAN (P.). – *Imagerie Raman de matériaux et dispositifs nano/microhétérogènes* [RE5] Innovation (2013).



## Événements

APEC	Applied Power Electronics Conference and Exposition
CIPS	International Conference on Integrated Power Electronics Systems
ECCE	Energy Conversion Congress and Exhibition
EPE	European Conference on Power Electronics and Applications
IAS	Industry Applications Conference
ISPSD	International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's
PCIM	International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management
PEDS	International Conference on Power Electronics and Drive Systems
PEDSTC	International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference

PEMD	International Conference on Power Electronics, Machines and Drives
SEMI-THERM	Semiconductor Thermal and Temperature Measurement Symposium
THERMINIC	International Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems
ThETA	International Conference on Thermal Issues in Emerging Technologies : Theory and Application
SGE	Symposium de Génie Électrique
HITEN	High Temperature Electronics Network
ESREF	European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis
IECON	Conference of the IEEE Industrial Electronics Society

## Normes et standards

IEC 60747-15      2010      *Semiconductor devices – Discrete devices – Part 15 Isolated power semiconductor devices*

## Annuaire

### Organismes – Fédérations – Associations (liste non exhaustive)

Groupe de Recherche SEEDS (Systèmes d'Énergie Électrique dans leur Dimension Sociétale) du CNRS  
<http://seeds.cnrs.fr>

### Laboratoires – Bureaux d'études – Écoles – Centres de recherche (liste non exhaustive)

Ampère (Lyon)  
<http://www.ampere-lab.fr/>

FEMTO-ST (Belfort)  
<http://www.femto-st.fr>

GPM (Rouen)  
<http://gpm.labos.univ-rouen.fr/>

GREEN (Nancy)  
<http://green.univ-lorraine.fr/>

GREMAN (Tours)  
<http://greman.univ-tours.fr/>

G2Elab (Grenoble)  
<http://www.g2elab.grenoble-inp.fr/>

IES (Montpellier)  
<http://www.ies.univ-montp2.fr/>

IMS (Bordeaux)  
<http://www.ims-bordeaux.fr/>

IRTES/SET (Belfort)  
<http://set.utbm.fr/>

LAAS (Toulouse)  
<http://www.laas.fr/>

LAPLACE (Toulouse)  
<http://www.laplace.univ-tlse.fr/>

LGP (Tarbes)  
<http://www.enit.fr>

SATIE (Cachan)  
<http://www.satie.ens-cachan.fr/>