

Evaluation précise de la température de jonction des transistors SiC en dynamique pour l'estimation de la durée de vie des modules de puissance utilisés dans les onduleurs triphasés

Bernardo COUGO¹, Gilles SEGOND¹, Alice TEIXEIRA^{1,2}, Lenin M. F. MORAIS², Marco ANDRADE^{1,2}, Duc Hoan TRAN¹

¹IRT Saint Exupéry, Toulouse, France

²Graduate Program in Electrical Engineering, Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), Brésil

³Department of Electronic Engineering, Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), Brésil

RESUME - La mesure précise de variation de la température est fondamentale pour estimer la durée de vie des modules de puissance, en particulier ceux fabriqués avec des puces SiC ayant une très faible capacité thermique. Cet article présente une méthode précise pour évaluer la température dynamique des puces SiC des modules de puissance utilisés dans les onduleurs triphasés. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'une caméra thermique rapide pour mesurer précisément l'impédance thermique de chaque puce. Le modèle d'impédance thermique est ensuite couplé à un calcul précis des pertes afin de prédire la température dynamique de la puce pendant son fonctionnement dans un onduleur triphasé. Des mesures de la variation de la température des puces SiC avec des courants typiques d'un onduleur triphasé 540V/7,5kW pour des applications aéronautiques montrent la précision du modèle d'estimation de la température de jonction dynamique développé.

Mots-clés— Impédance thermique, Caméra Thermique Infra-Rouge, Cycle Thermique, MOSFET SiC, Caractérisation, Fiabilité.

1. INTRODUCTION

Les onduleurs triphasés haute performance sont aujourd'hui de plus en plus réalisés avec des transistors SiC. Bien que les composants SiC soient plus performants que les composants Si, ce sont des composants récemment introduits dans le marché. Par conséquent, les données de fiabilité de ces composants sont réduites ou inexistantes, tant au niveau de la puce qu'au niveau du packaging où plusieurs de ces puces sont connectées pour former des modules de puissance. Le manque de données de fiabilité et le sentiment général de la communauté sur la faible fiabilité de ses composants freinent son utilisation et par conséquent l'augmentation de la performance des convertisseurs statiques.

L'augmentation de la fiabilité et de la durée de vie de composants SiC dans des modules de puissance passe obligatoirement par la réduction du nombre et de l'amplitude des cycles thermiques du module de puissance et plus précisément des puces SiC à l'intérieur du module. Les cycles thermiques sont, en effet, la principale source de casse d'un tel module [1] surtout par l'effet de la rupture des connexions électriques entre les puces et lesdits « fils de câblage », dû à la fatigue mécanique causée par des dilatations et contractions résultants de ces cycles thermiques [1]. Plusieurs études [1,3] menées sur des modules IGBT et MOSFET commerciaux montrent comment le nombre de cycles thermiques qui conduisent à la défaillance d'un module de puissance varie avec l'amplitude de ces cycles thermiques et la température moyenne du module.

Si comparés à des composants Si, les composants SiC ont de faibles pertes et ils sont plus petits (moins de surface et volume de puce) mais ils présentent également une plus faible capacité thermique, et donc une plus forte variation de température

pendant la période fondamentale du courant de sortie de l'onduleur. Cette variation de température, bien que de faible valeur (quelques degrés Celsius, voire des dizaines), se produit très fréquemment (quelques dizaines de Hertz) et peut réduire la durée de vie d'un module de puissance contenant ces transistors SiC [2, 3]. En plus, les composants SiC peuvent atteindre des températures de jonction plus élevées que celles d'un IGBT et peuvent donc être utilisés avec des cycles thermiques de plus forte amplitude, ce qui réduit encore plus la durée de vie de modules de puissance SiC [4, 5].

Ainsi, afin d'estimer leur durée de vie, la variation rapide de température doit être calculée avec précision. Pour ce faire, on doit disposer d'un modèle précis des pertes instantanées de SiC, associé à un modèle thermique dynamique précis des puces SiC à l'intérieur du module de puissance.

Les travaux présentés ici consistent principalement à comment avoir un modèle d'impédance thermique précise pour pouvoir évaluer la variation de température des puces SiC dans les modules de puissance SiC. Plus précisément, on se focalisera sur l'influence du courant sinusoïdal à la sortie d'un onduleur, sur les cycles thermiques de la puce SiC.

En Session 2, il sera présenté la méthode de détermination précise de l'impédance thermique de la puce dans le module de puissance, en utilisant des mesures de température par une caméra thermique infrarouge rapide. Les résultats seront comparés avec ceux obtenus à travers de l'utilisation de données de datasheet pour montrer la différence entre mesure de température de jonction par moyen électrique (R_{DSon}) et par caméra infrarouge.

La session 3 montrera les résultats d'impédance thermique mesurées pour différentes puissances de telles sorte à trouver un modèle d'impédance thermique moyen, indépendant de la puissance.

L'étude de l'impédance thermique de la puce SiC par rapport à son mode de conduction du courant sera également montré Session 3. On montrera que le courant en direction directe dans le MOSFET SiC (du drain vers la source) chauffe la puce de façon différente de la direction inverse (de la source vers le drain), même si la puissance totale dissipée dans la puce est la même. En direction reverse, le passage du courant par le canal (quand la tension grille-source, V_{gs} , est positive à 20V, par exemple), ou par la diode de corps (quand V_{gs} est égale à 20V, par exemple) résulte également des impédances thermiques différentes.

La session 4 montrera la validation du modèle thermique développé avec l'utilisation du module de puissance SiC conduisant un courant représentatif des applications des onduleurs 540V/15kW pour des applications aéronautiques.

Cet article se terminera par une conclusion et des perspectives concernant la validation du modèle d'impédance thermique du module SiC utilisé dans un convertisseur de puissance réel.

2. CALCULS DE LA VARIATION DE TEMPERATURE DES PUCES SiC

La variation de la température de jonction d'une puce et l'estimation de la durée de vie de cette puce n'est possible que si nous associons une modèle thermique précis à un modèle de pertes instantanées précis.

L'estimation de pertes passe par le calcul précis de pertes par conduction et commutation pour chaque courant commuté d'un bras d'un convertisseur. Des modèles précis pour l'estimation de pertes des transistors SiC dans un onduleur triphasé ont déjà été largement étudié [6,7].

Par contre, noter que pour la simplicité des calculs, les pertes en commutation, qui ne se passent pendant quelques dizaines ou centaines de nanosecondes, peuvent être moyennées dans la période de découpage du convertisseur pour la simplification des calculs. Ce calcul de la moyenne est valable étant donné que la période de découpage (entre 10 et 100 μ s pour des fréquences de découpage typique des onduleurs, qui sont entre 10 et 100kHz) est beaucoup plus faible que les constantes de temps des impédances thermiques des puces SiC dans des modules de puissance, comme sera vu ci-dessous.

La plupart des modèles thermiques sont des courbes d'impédance thermique qui montrent l'impédance thermique de la jonction au boîtier en fonction du rapport cyclique de la valeur des pertes appliquées et de la durée d'impulsion de ces pertes. Elle est généralement donnée pour un seul interrupteur, qui peut être composé de transistors en parallèles. Cependant, elle ne prend généralement pas en compte l'impédance thermique de couplage thermique entre les différents interrupteurs. Comme nous le montrerons dans la Section 3, notre modèle n'en tient pas compte non plus puisque les capacités thermiques entre les différentes puces sont suffisamment élevées pour que la variation des pertes d'une puce dans la gamme des dizaines de Hz ne génère pas de variation de température dans la puce voisine.

Contrairement aux modèles thermiques donnés dans le datasheet des composants, le modèle thermique proposé ici :

1 – prend en considération la variation de l'impédance thermique avec la puissance dissipée par la puce ;

2 – prend en considération la variation de l'impédance thermique avec la direction du courant et la tension grille-source de la puce (MOSFET, dans ce cas) ;

3 – utilise une caméra thermique précise et rapide pour la détermination de la température de la puce, au lieu de la mesure des valeurs électriques thermo sensibles. Plus précisément nous mesurons la température sur la métallisation de source de la puce SiC, que c'est la région qui souffre du plus gros problème de fiabilité dans des modules de puissance.

2.1. Montage expérimental pour la détermination de l'impédance thermique

Le modèle thermique a été testé dans la moitié du module de puissance à six phases de 540V/15kW présenté en [8]. Comme on peut le voir sur la Fig. 1, ce demi-circuit est composé d'un DBC contenant six MOSFET SiC 1200V/80m Ω de CREE (référence CPM2-1200-0080B) pour former trois bras de commutation. A titre d'exemple, la Fig. 1 montre une image thermique du module de puissance en zoomant sur le composant côté haut de la cellule 1, où un courant sinusoïdal de 50Hz et 17,6A efficace lui est appliqué.

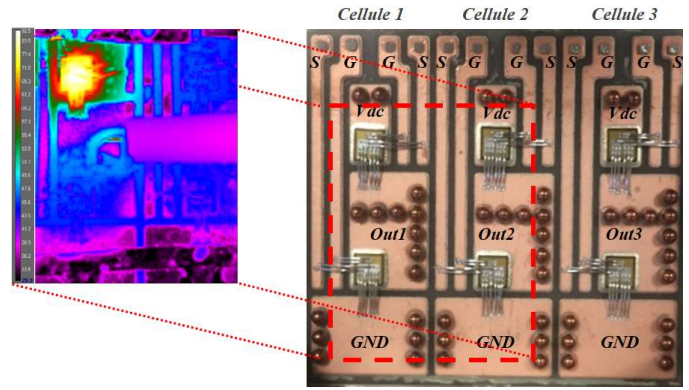


Fig. 1 – Module de puissance SiC avec 3 cellules de commutation utilisant des MOSFET SiC 1200V/80m Ω et exemple d'image thermique.

Les 6 puces ont été couvertes avec une fine couche de peinture noire afin que la température de la surface de la puce puisse être visible avec une caméra thermique infrarouge rapide. La caméra utilisée est une FLIR X6900sc qui a une résolution de température de 20mK, et à la résolution 320x256 pixels peut enregistrer 2906 images par seconde.

Comme pour la détermination classique des impédances thermiques, l'idée est d'imposer des pertes constantes et bien connues sur la puce et de mesurer la variation de température dans la puce dans le temps. Pour cela, le circuit de la Fig. 2 a été monté en laboratoire.

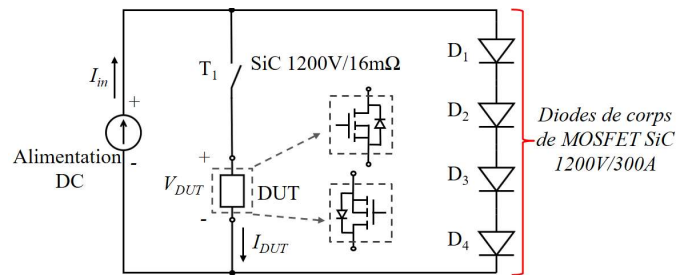


Fig. 2 – Circuit électrique pour imposition de courant constant (et pertes quasi-constantes) sur puces SiC pour caractérisation d'impédance thermique.

Dans ce circuit, une alimentation DC limitée en courant est utilisée pour imposer un courant sur le circuit. Par contre, étant donné la lenteur de la montée du courant dans cette alimentation (de l'ordre de 500ms pour un courant de 25A), le courant désiré doit d'abord être établi sur les diodes.

Le montage expérimental de ce circuit est montré Fig. 3 et les étapes de fonctionnement de ce circuit pour la caractérisation sont données ci-dessous :

1 – L'alimentation est allumée avec une limitation de courant au niveau désiré pour l'imposition de pertes dans la puce SiC (DUT, en anglais, dans la Fig. 2).

2 – L'interrupteur T1 (un MOSFET SiC 1200V/16m Ω dans ce cas spécifique) étant initialement bloqué, le courant prend des centaines de millisecondes pour s'établir sur les diodes D1, D2, D3 et D4 connectés en série. Ce sont des diodes SiC fort courant qui chauffent très peu avec des courants de 0 à 30A qui devront être imposés sur le DUT (« Device Under Test », en anglais).

3 – Après que le courant de l'alimentation arrive en régime stationnaire, limité au courant désiré (I_{ref}), T1 est allumé. Le courant de qui passe dans les diodes est transféré au DUT. La dynamique de transfert dépend principalement des résistances et inductances entre les diodes, T1 et DUT. Dans le cas du circuit expérimental montré Fig. 3, le courant prend environ 500 μ s pour s'établir sur le DUT.

4 – Le courant circule à travers le DUT pendant environ 1s, le temps suffisant pour déterminer l'impédance thermique du

module de puissance. Le courant du DUT est presque égal au courant imposé par l'alimentation. La différence est le courant dans les diodes, qui est très faible à la chute de tension sur le DUT et T1. Le nombre (et type) de diodes à être mis en série doivent être adaptés pour que presque tout le courant soit dévié au DUT lorsque T1 est allumé.

5 – T1 se bloque, le courant de l'alimentation est dévié vers les diodes, et quelques centaines de millisecondes après, l'alimentation est éteinte.

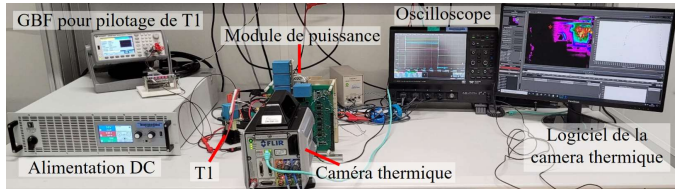


Fig. 3 – Montage expérimental pour détermination d'impédance thermique des puces SiC.

Le temps que T1 est allumé, le courant passe par le DUT et crée des pertes qui chauffent le DUT. Ces pertes, pour un niveau de courant donné, dépendent du sens du courant dans le DUT et de la tension grille-source (V_{gs}) du DUT. Dans le fonctionnement normal d'un MOSFET SiC, les 3 cas de conduction de courant ci-dessous sont possible :

- Le MOSFET SiC est amorcé avec V_{gs} élevé (égale à 20V pour le composant utilisé dans cet article) et le courant circule du drain vers la source. On l'appelle ici un courant positif à $V_{gs} = 20V$.
- Le MOSFET SiC est amorcé avec V_{gs} élevé et le courant circule de la source vers le drain. On l'appelle ici un courant négatif à $V_{gs} = 20V$.
- Le MOSFET SiC est bloqué avec V_{gs} négatif (ou égale à zéro dans cet article), mais le courant circule de la source vers le drain par la diode de corps. On l'appelle ici un courant négatif à $V_{gs} = 0V$. Ce mode de fonctionnement correspond principalement aux MOSFET SiC pendant le temps mort d'un bras de commutation.

Pour chaque un de ces 3 types de fonctionnement, les pertes sont différentes pour un courant donné, et l'impédance thermique associée aussi, comme sera vu dans la Section 3.

2.2. Justification de l'utilisation de caméra thermique pour mesure d'impédance thermique de la puces SiC

La température des puces peut être mesurée par trois types de mesures : les méthodes optiques, les méthodes par contact physique et les méthodes électriques.

Les méthodes optiques (ex. : infrarouge, effet thermo-optique, luminescence, réflectance et etc.) donnent généralement une cartographie de la température sur la puce et autour, mais le coût des appareils de mesure est élevé et il faut un accès à la puce (donc, un module de puissance ouvert avec accès à la puce, sans gel).

Les méthodes par contact (ex. : thermocouple, thermistance, microscope thermique à balayage, fibre optique et etc.) nécessitent un contact physique, ce qui peut influencer la mesure elle-même. Par contre, ces méthodes donnent aussi une cartographie et potentiellement une bonne résolution spatiale.

Les méthodes électriques (ex. : tension directe ou inverse de jonction, tension de seuil, résistance à l'état passant, courant de grille) ne nécessitent pas de contact physique avec la puce (non intrusif) mais il donne une température moyenne de la puce.

Dans le montage expérimental de la Fig. 3, la température de la puce peut être mesurée directement avec la caméra thermique

ou indirectement par la mesure de la chute de tension sur le DUT pendant que le courant circule sur le DUT. La variation de cette chute de tension avec la température peut être trouvée dans les caractéristiques $I(V)$ (ou R_{DSon}) versus température de jonction (T_j) données dans les datasheet des composants. Comme seulement quelques courbes sont données dans ces datasheets, des interpolations et extrapolations doivent être faites pour la détermination de T_j pour toutes chutes de tension et courants mesurés sur le composant.

Une façon plus précise d'avoir la caractéristique $I(V)$ versus T_j de la puce est de mesurer la tension sur le DUT pour des impulsions de courant sur lui, avec une température imposée et mesurée par une caméra thermique.

Pour le faire, le montage de la Fig. 3 a été utilisé. Par contre, différemment des 5 pas du fonctionnement de circuit montré dans la Section 2.1, ici les impulsions de courant sur le DUT ont de durées très courte (environ 1ms) de telle sorte que le DUT ne chauffe pas (ou très peu) pendant que le courant passe par lui. En plus, la température du DUT (T_j) est imposée par un flux d'air chaud sur le DUT.

La caractéristique R_{DSon} versus T_j de la puce MOSFET SiC 1200V/80mΩ de cette étude donnée dans le datasheet (adapté à la résistance mesurée à 25°C) et celle mesurée par la méthode décrite ci-dessus, est montrée à travers des courbes de la Fig. 4, où des mesures ont été faites pour les courants de 15, 20 et 25A (positifs et négatifs) sur la puce, et pour des températures imposées entre 25 et 100°C.

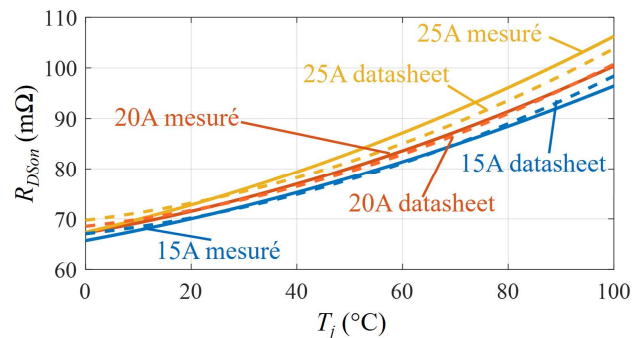


Fig. 4 – Caractéristique R_{DSon} versus T_j pour différents courants, donnée par le datasheet (traits pointillés) et celle mesurée avec caméra thermique (traits pleins), de la puce MOSFET SiC 1200V/80mΩ.

Noter dans la Fig. 4 qu'il y a une différence faible (maximum 5%) entre la caractéristique R_{DSon} versus T_j donnée dans le datasheet et mesurée en utilisant la caméra thermique. Cette différence importante peut être expliquée par une différence due à la dispersion de fabrication du composant ou bien par la méthode de mesure de la température du composant : par caméra thermique dans cet article, ou par thermocouples comme c'est généralement fait par les fabricants de composants de puissance. De ce fait, nous déterminerons le modèle d'impédance thermique par mesure de température directe par caméra infrarouge uniquement.

2.3. Détermination du modèle thermique de la puce SiC

Le modèle thermique est estimé par la courbe d'augmentation de la température de la puce mesurée par la caméra thermique pendant la période de 1s que le courant est imposé dans le DUT, tel que décrit dans la Section 2.1.

Comme exemple, la Fig. 5 montre le courant appliqué ainsi que la tension, la puissance et la température mesurées sur la puce, pour un courant appliqué de 25A. Noter que, après 1s, la température dans la puce monte de 23°C à 131°C. Sa résistance à l'état passant monte également, et par conséquent les pertes augmentent de 49W à 81W.

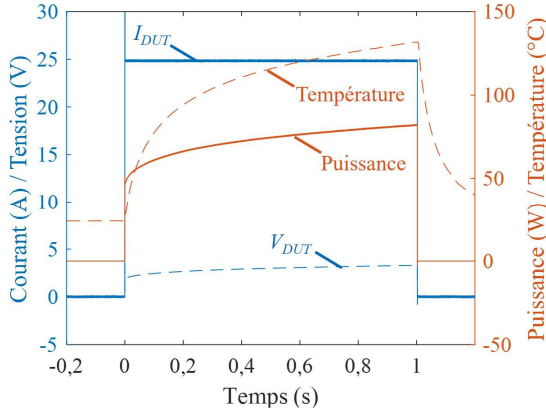


Fig. 5 – Résultats expérimentaux montrant la variation temporelle de la température du DUT mesurée par la caméra thermique, superposée aux courbes de courant, tension et puissance mesurées sur le même DUT, pour un courant appliqué de 25A.

Pour déterminer le modèle thermique, le modèle du type FOSTER est utilisé, qui consiste à un réseau composé d'un certain nombre d'éléments RC parallèle connectés en série. Le nombre d'éléments RC en série doit être le plus faible possible pour diminuer l'effort de calcul de la température de jonction, par contre il doit représenter avec précision les courbes expérimentales.

La détermination des valeurs de résistances thermiques (R_i) et capacités thermiques (C_i) se fait par le calcul de l'augmentation de la température de jonction dans le temps sur ce réseau RC, en utilisant la courbe expérimentale des pertes mesurées sur le DUT. Tous les R_i et C_i sont déterminés par ajustement de courbes, dans le cas présent en utilisant la méthode des moindres carrés. A titre d'exemple, les courbes expérimentales de la Fig. 5 donnent une impédance thermique composée de 6 éléments RC parallèle connectés en série donnés en Fig. 6.

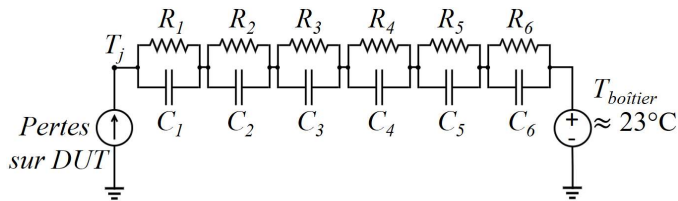


Fig. 6 – Circuit RC (modèle FOSTER) représentant l'impédance thermique qui relie la puce SiC au boîtier (équivalent du dissipateur thermique dans ce montage).

3. RESULTATS EXPERIMENTAUX POUR LA DETERMINATION DU MODELE THERMIQUE

Cette méthode de calcul des éléments RC ci-dessus sera appliquée pour la détermination du modèle global d'impédance thermique des puces SiC, comme sera montré ci-dessous. Les courbes montrées Fig. 5 seront obtenues pour un courant positif ou négatif sur le DUT égale à 15, 20 et 25A si V_{gs} est égale à 20V (c'est-à-dire si le DUT est amorcé) ou bien égale à 5, 10, 15A si le courant est négatif et V_{gs} est égale à 0V (c'est-à-dire si le DUT est bloqué mais le courant passe par sa diode de corps).

3.1. Variation de l'impédance thermique avec les pertes

Des courants de différentes valeurs ont été appliqués au DUT de tel sorte à avoir le modèle pour différentes puissances appliquées au DUT. Le graph de la Fig. 7 à gauche montre la variation de température sur le DUT pour des courants positifs de 15, 20 et 25A quand V_{gs} est égale à 20V. Celui de la droite montre des courbes qui sont un résultat de la division de la variation de température par la puissance instantanée, ce qui donne une sorte d'impédance thermique instantanée, pour les 3 courants imposés. Noter que les 3 courbes sont très proches une

des autres, ce que nous indique qu'un modèle thermique précis pourrait être utilisé pour toutes valeurs de pertes sur les puces SiC. Une moyenne de ces courbes est utilisée pour la détermination des paramètres R et C du modèle thermique.

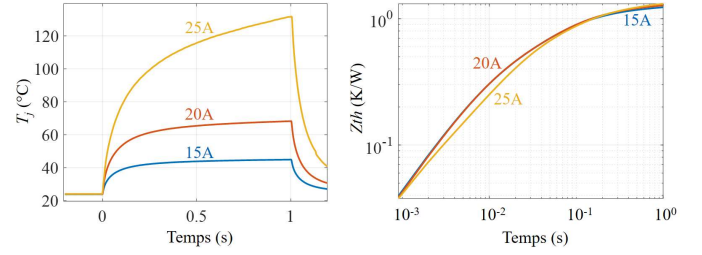


Fig. 7 – Variation de la température du DUT pour un courant positif de 15, 20 et 25A (graph à gauche) et impédance thermique instantanée pour ces différents courants et puissances appliqués (graph à droite).

3.2. Variation de l'impédance thermique avec la direction du courant

Des courants de différentes valeurs ont été appliqués au DUT dans le sens positif (du drain vers la source) et dans le sens négatif (de la source vers le drain), quand le DUT était amorcé avec un V_{gs} égal à 20V. Pour couvrir certains cas de fonctionnement des convertisseurs pendant le temps mort d'un bras de commutation ou bien quand le transistor est bloqué mais utilisé comme une diode, nous avons aussi fait des tests en appliquant un courant dans le sens négatif (de la source vers le drain), quand le DUT était bloqué avec un V_{gs} égal à 0V.

La Fig. 8 montre 3 courbes d'impédance thermique instantanée (le ratio entre la variation de température et la puissance instantanée). Chaque courbe est la moyenne de courbes issues de mesures faites pour différentes valeurs de courant imposé. Chacune de ces courbes correspond à une direction du courant et V_{gs} associé.

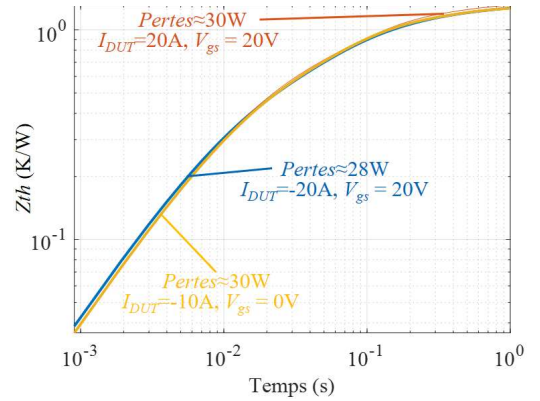


Fig. 8 – Impédance thermique instantanée pour le courant appliqué dans le sens positif et négatif sur le DUT, et à différents V_{gs} .

Noter que les 3 courbes sont différentes, ce qui indique que l'échauffement de la puce SiC dans le temps, pour des pertes identiques, se passe différemment si le courant est dans des sens différents et pour des V_{gs} différents. Cela peut être expliqué par la région par où passe le courant dans ces différents modes de conduction de courant, comme discuté en [9].

- Quand le courant est dans le sens négatif avec V_{gs} élevé, le courant passe par le canal du MOSFET et aussi par la diode de corps. Donc, le courant se situe dans un volume conséquent de la puce et aussi dans un volume conséquent tout autour des métallisations de source (jonction PN). Cela crée non seulement moins de pertes que dans les autres modes de conduction de courant, et étant donné que les pertes sont bien distribuées dans le volume de la puce, l'impédance thermique équivalente est plus faible dans les premiers instants (jusqu'à environ 25ms), mais plus résistif après, par rapport aux autres configurations.

- Quand le courant est dans le sens positif avec V_{gs} élevé, le courant passe uniquement par le canal du MOSFET, qui se situe dans un volume conséquent de la puce, mais que, proche des sources, il se concentre dans la région entre source et grille. Dans ce cas, comme les pertes se situent dans un volume réduit entre les terminaux de source, il y a plus de résistance thermique équivalente et donc l'impédance thermique est plus élevée dans les premiers instants, mais devient plus faible après 25ms que celle quand le courant est dans sens négatif.
- Quand le courant est dans le sens négatif avec V_{gs} au-dessous de la tension de seuil (entre -5V et environs 2V, dans notre cas égal à 0V), le courant passe uniquement par la diode de corps. Dans ce cas, les pertes sont plus élevées (pour un courant donné) que celles quand le courant passe par le canal (courant positif), par contre, elles se concentrent dans la jonction PN, au-dessous de la région métallisation de source. Cette région est presque aussi grande que celle quand le V_{gs} est élevé. Nous notons donc une impédance faible au début et à la fin de la courbe d'impédance thermique.

En résumé, le mode de conduction du courant change la concentration des pertes dans les régions proches de la métallisation de source du MOSFET, ce qui entraîne des échauffements différents dans la métallisation de source (surface visible par la caméra thermique), et par conséquent, des impédances thermiques équivalentes.

Pour cette raison, le modèle développé dans cet article utilise un modèle d'impédance thermique du type FOSTER pour chaque mode de courant conduit. Les valeurs des résistances et capacités thermiques pour les 3 courbes de la Fig. 8 sont données Tableau 1.

Tableau 1. Valeurs de résistances et capacités thermiques de la puce SiC dans un module de puissance, pour les différents modes de conduction de courant.

Elément RC (i)	Courant positif $V_{gs} = 20V$		Courant négatif $V_{gs} = 20V$		Courant négatif $V_{gs} = 0V$	
	R_t	C_t	R_t	C_t	R_t	C_t
1	0,216	3,770	0,068	0,172	0,021	0,480
2	0,402	0,349	0,135	0,070	0,258	0,038
3	0,452	0,101	0,262	0,443	0,304	1,193
4	0,265	0,031	0,290	1,415	0,534	0,138
5	0,065	0,475	0,091	0,101	0,132	0,268
6	0,040	4,869	0,492	0,108	0,037	0,897

3.3. Impédance thermique des puces voisines à la puce active

Dans un module de puissance, la proximité des puces cause un échauffement croisé entre les différentes puces. Dans le module de puissance de cette étude, nous avons appliqué au DUT (puce SiC dans le coin gauche supérieur de la Fig. 1) un courant positif de 25A, pendant 1s, comme pour les tests de la Session 3.1. La Fig. 9 montre l'augmentation de température du DUT mesurée avec la caméra thermique. Dans cette figure, nous montrons aussi la température mesurée des 3 puces SiC voisines au DUT. Les puces voisines au DUT ne conduisent aucun courant et n'ont donc pas de pertes. Les températures mesurées sont la moyenne de la température de tous les pixels correspondants aux surfaces des puces.

Noter dans la Fig. 9 que les puces voisines au DUT prennent plus de 100ms pour commencer à chauffer après le début d'échauffement du DUT. Plus la puce est éloignée du DUT, plus de temps elle prend pour commencer à chauffer, étant donnée l'impédance thermique entre cette puce et le DUT.

Noter aussi que, pendant l'application de 1s d'un courant de 25A sur le DUT, sa température a augmenté de 108°C, tandis que celle de la puce la plus proche a augmenté de 3,4°C. A 50ms

après début d'échauffement, le DUT a augmenté de 37°C, tandis que celle de la puce la plus proche a augmenté moins de 0,1°C, ce qui fait une différence de plus 370 fois. Cette différence élevée montre que l'impédance thermique entre les puces (due au cuivre et la céramique entre elles) est aussi très élevée à des fréquences autour de quelques dizaines de Hertz. Or, dans un module de puissance utilisé dans une application onduleur, les pertes sur les interrupteurs varient à une fréquence égale à celle du courant de phase (quelques dizaine ou centaine de Hertz). Par conséquent, l'impédance thermique élevée entre les puces garantissent que la variation de température à la fréquence fondamentale du courant d'une puce qui conduit ce courant, n'induit pas de variation de température aux puces voisines, comme montré également en [9]. Pour cette raison, le modèle thermique développé dans cette étude ne prend pas en considération l'impédance thermique entre les puces d'un module de puissance.

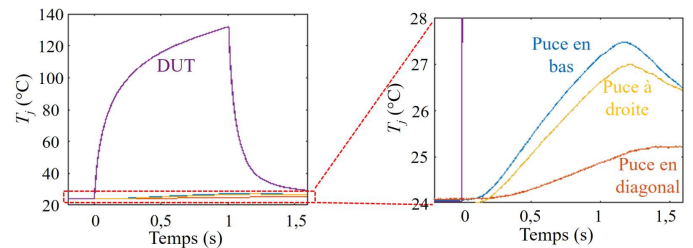


Fig. 9 – Mesure de la température instantanée de la puce SiC (moyenne sur la surface de la puce) ainsi que des 3 puces voisines, pour un courant de 25A (positif) appliqué à seulement une de ces puces.

4. VALIDATION PARTIALE DES MODELES THERMIQUES

Pour la validation du modèle thermique, nous avons utilisé le montage expérimental montré Session 3. Il a été décidé, dans un premier temps, de ne pas travailler en commutation à haute tension pour minimiser le risque de casse du module de puissance dû à la haute tension (540V dans une application aéronautique) étant donné le manque de silicone isolant autour des puces. Alors, nous avons décidé d'imposer des courants sinusoïdaux représentatifs des courants qui pourraient avoir dans ces applications d'un onduleur triphasé 540V/7,5kW.

Un courant sinusoïdal de 0 à 17,6A efficace est appliqué à une seule puce, qui est la même utilisée pour la détermination de l'impédance thermique. La tension grille-source de cette puce est fixée à 20V. La Fig. 10 montre le courant (I_{ds}) et la tension drain-source (V_{ds}) mesurés sur cette puce à l'aide d'un oscilloscope. On remarque que, lorsque le courant est positif, sa valeur crête est plus élevée que lorsqu'il est négatif, et que la tension est l'inverse. Ceci est dû au fait que le MOSFET SiC a une résistance à l'état passant plus faible pour les courants négatifs (de la source au drain) en raison de la conduction de sa diode de corps. Par conséquent, les pertes aux demi-cycles de courant positif et négatif sont légèrement différentes.

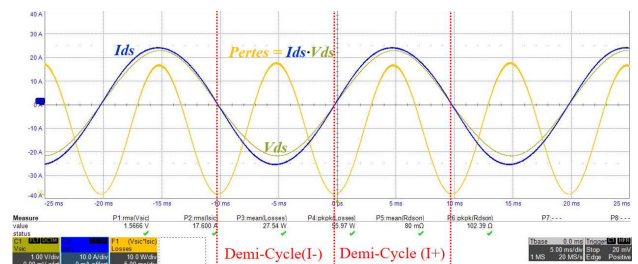


Fig. 10 - Courant sinusoïdal (I_{ds}) et tension (V_{ds}) mesurés sur la puce SiC et pertes instantanées calculées dans la puce à 50Hz et 17,6A.

La Fig. 11 montre la température instantanée mesurée de la puce, qui est calculée comme la température moyenne de tous les pixels dans le carré correspondant à la puce, comme fait pour la détermination de l'impédance thermique. Dans cette figure,

nous montrons également les pertes instantanées dans la puce. Nous rajoutons également à ce graph la variation de la température de la puce calculée en utilisant les pertes mesurées et le modèle d'impédance thermique déterminé pour cette puce SiC, montré dans le Tableau 1. Noter que, pour le demi-cycle où le courant est positif, nous utilisons le réseau RC donné pour le courant passant dans le sens positif (colonne 2 et 3 du Tableau 1). Pour le demi-cycle où le courant est négatif, nous utilisons le réseau RC donné pour le courant passant dans le sens négatif avec $V_{gs} = 20V$ (colonnes 4 et 5 du Tableau 1).

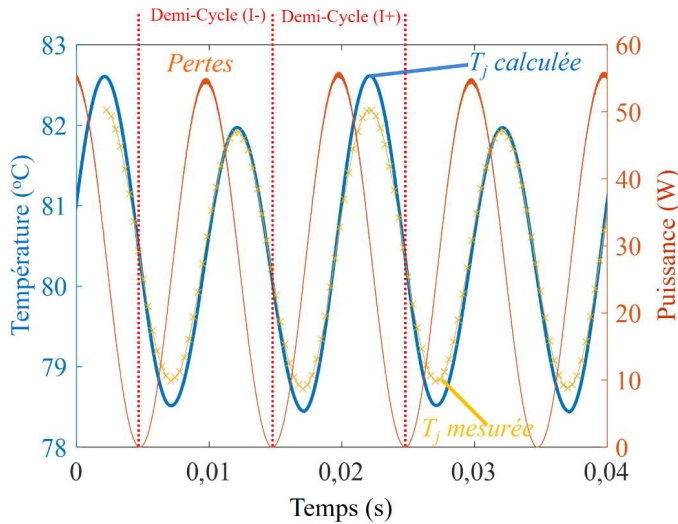


Fig. 11 - Température et pertes instantanées mesurées dans la puce SiC en utilisant, respectivement, une caméra thermique rapide et un oscilloscope.

La Fig. 11 montre que la variation de température de la puce mesurée est proche de celle calculée en utilisant le modèle développé dans cette étude. Noter que, bien que l'amplitude des pertes de chaque demi-cycle de courant soit pratiquement la même, l'amplitude des cycles de température ne l'est pas. Dans la mesure de température par la camera, elle est environ 10% plus élevée lorsque le courant est positif ce qui est dû au fait que l'impédance thermique de la puce pour un courant positif est plus élevée que pour un courant négatif, comme montré Fig. 8.

Les amplitudes de température et de pertes (respectivement ΔT et ΔP) ont été acquises pour des courants sinusoïdaux I_{ds} de 9,6 à 17,6A (à 50Hz) et pour des fréquences f de 10 à 200Hz (au courant maximum). L'impédance thermique équivalente ($Z_{th} = \Delta T / \Delta P$) est calculée pour tous les points et ils sont représentés sur la Fig. 12. Dans cette figure, l'impédance thermique est toujours inférieure d'environ 10% pour le demi-cycle 2 (lorsque le courant circule de la source vers le drain).

Dans le graphique de gauche, comme prévu et montré dans la Section 3.1, l'impédance thermique (Z_{th}) ne varie pas significativement avec l'amplitude des pertes. Elle diminue légèrement lorsque l'amplitude des pertes augmente.

Le graphique de droite montre que Z_{th} diminue avec la fréquence de variation des pertes. Ce graphique est donné en échelle logarithmique et montre que l'impédance thermique est relativement élevée pour les fréquences de l'ordre de celles des courants des moteurs. Par exemple, elle est de l'ordre de 0,2K/W pour la fréquence de 20Hz, ce que veut dire que si nous avons une variation de 100W sur cette puce, il y aurait une variation de température de 20°C, 20 fois par seconde, ce qui réduirait de façon importante la durée de vie de ce module de puissance.

La température a également été mesurée dans les puces voisines de la puce alimentée. Les résultats montrent que, quelle que soit la valeur du courant (0 à 17,6A) et la fréquence (10 à 200Hz), l'amplitude des cycles thermiques est plus faible que le bruit de mesure ($<0,1^\circ C$) de la caméra. Cela signifie que, comme

montré dans la Section 3.3, la capacité thermique du cuivre et de la céramique entre ces différentes puces est suffisamment élevée pour que nous puissions considérer qu'il n'y a pas de couplage thermique entre les puces, concernant l'oscillation de température à la fréquence fondamentale du courant de sortie de l'onduleur triphasé.

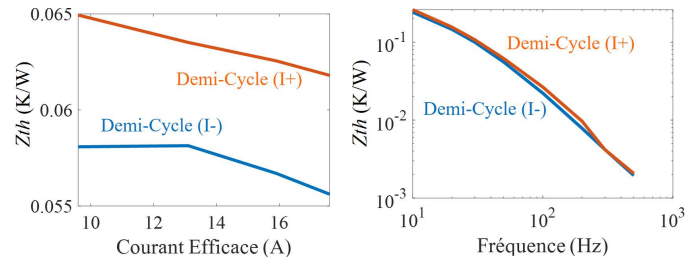


Fig. 12 - Impédance thermique équivalente de la puce SiC calculée pour différentes pertes dans la puce (à gauche) et pour différentes fréquences du courant appliqué à la puce (à droite).

5. CONCLUSIONS

Cet article présente une méthode permettant d'estimer avec précision la variation de température des puces SiC utilisées dans les onduleurs triphasés dans le but d'estimer la durée de vie des composants. Cette méthode est basée sur des mesures de température effectuées à l'aide d'une caméra thermique rapide et précise, pour différentes valeurs de courant et direction de ce courant.

Il a été observé que l'impédance thermique de la puce ne varie pas significativement avec ses pertes, mais elle varie de 10 à 20% par rapport à la direction du courant dans la puce.

Le modèle développé a été partiellement validé avec du courant sinusoïdal sur la puce SiC. La variation de température de ces puces SiC à la fréquence du courant est importante ce qui peut réduire de façon significative la durée de vie des modules à base de composants SiC.

6. REFERENCES

- [1] Uwe Scheuermann, Marion Junghaene, "Limitation of Power Module Lifetime Derived from Active Power Cycling Tests", pp. 78-87, CIPS 2018.
- [2] A. Testa, S. De Caro, S. Panarello, S. Patane, "Stress Analysis and Lifetime Estimation on Power MOSFETs for Automotive ABS Systems" 2008 IEEE PESC, Rhodes, Greece, 2008, pp. 1169-1175.
- [3] M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco and M. -H. Poech, "Fast power cycling test of IGBT modules in traction application," Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, 1997, pp. 425-430 vol.1.
- [4] P. Ning et al., "SiC Wirebond Multichip Phase-Leg Module Packaging Design and Testing for Harsh Environment," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 1, pp. 16-23, Jan. 2010.
- [5] A. Ibrahim and Z. Khatir, "Power cycling ageing tests at 200°C of SiC assemblies for high temperature electronics," 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France, 2013.
- [6] B. Cougo, L. M. F. Morais, G. Segond, R. Riva, and H. Tran Duc, "Influence of PWM Methods on Semiconductor Losses and Thermal Cycling of 15-kVA Three-Phase SiC Inverter for Aircraft Applications," Electronics, vol. 9, no. 4, Art. no. 4, Apr. 2020.
- [7] J. Fabre, P. Ladoux and M. Piton, "Characterization and Implementation of Dual-SiC MOSFET Modules for Future Use in Traction Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 8, pp. 4079-4090, Aug. 2015.
- [8] B. Cougo, H. H. Sathler, R. Riva, V. Dos Santos, N. Roux, B. Sareni. Characterization of Low-Inductance SiC Module With Integrated Capacitors for Aircraft Applications Requiring Low Losses and Low EMI Issues, IEEE Transactions on Power Electronics, 36, 7, 8230-8242, 2020.
- [9] Quang Chuc Nguyen, "Développement d'outils électrothermiques pour la localisation de défauts et pour l'optimisation de la performance de modules mécatroniques de puissance SiC", these de doctorant, INSA Toulouse, 2021.