

Cyclage de puissance à haute fréquence des onduleurs triphasés pour les applications aéronautiques

Alice TEIXEIRA², Bernardo COUGO¹, Lenin M. F. MORAIS², Marco ANDRADE¹

¹IRT Saint Exupéry, Toulouse, France ²Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brésil

RESUME - Cet article étudie le comportement thermique de puces SiC dans les onduleurs triphasés, en se concentrant sur la modélisation thermique et les cycles de puissance. Un modèle thermique de type FOSTER a été développé à partir de la courbe d'élévation de la température de la puce SiC, mesurée à l'aide d'une caméra thermique haute vitesse, et validée dans le cadre d'un fonctionnement réaliste de l'onduleur. Pour la première fois dans la littérature, des cycles thermiques de l'ordre de 25K à 50Hz ont été mesurés dans des puces SiC utilisées dans un module de puissance pour une application onduleur. Cette variation de température relativement haute, et à haute fréquence, pourrait réduire la durée de vie du module SiC de façon significative. L'amplitude de ces cycles thermiques ont été investigués et nous montrons expérimentalement comment elle change avec différents paramètres de l'onduleur. Ces résultats valident le modèle thermique et le modèle de pertes développés pour les puces SiC dans un module de puissance.

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

1. INTRODUCTION

Les onduleurs triphasés haute performance sont de plus en plus conçus à l'aide de transistors en carbure de silicium (SiC). Bien que les composants grand gap (WBG), tels que les transistors SiC et GaN, présentent des performances supérieures à celles de leurs équivalents en silicium, leur fiabilité est souvent insuffisamment documentée. Certains travaux ont mis en évidence une fiabilité réduite des puces SiC par rapport aux interrupteurs à base de silicium, en raison de la dégradation de l'interface oxyde-semiconducteur [1] ou des caractéristiques de la diode de corps [2]. Les cycles thermiques, induits par la fatigue mécanique résultant des dilatations et contractions répétées, constituent l'une des principales causes de défaillance dans les modules de puissance [3]. Ce phénomène est particulièrement critique dans les modules intégrant des puces SiC, car leur taille réduite accentue les effets des cycles thermiques, impactant négativement la fiabilité. Par conséquent, l'amélioration de la fiabilité des convertisseurs à base de SiC nécessite l'adoption de stratégies de contrôle et d'atténuation des cycles thermiques.

Lors du fonctionnement nominal d'un convertisseur de puissance, la température de jonction des dispositifs varie en fonction de la charge et des conditions ambiantes, ce qui peut générer des contraintes de fiabilité au niveau des puces ou de l'encapsulation. Les technologies de boîtier des MOSFETs SiC s'inspirent généralement des conceptions développées pour les dispositifs en silicium, et reposent sur un empilement de couches ayant des coefficients de dilatation thermique (CTE) différents.

Ce désaccord de CTE, combiné aux gradients thermiques internes, induit des contraintes thermomécaniques cycliques susceptibles d'endommager la couche de brasure (« die attach » en anglais) et les fils de connexion (ou les fils de « bonding ») [4].

Les essais de cyclage de puissance actifs (Power Cycling Tests – PCT) sont couramment utilisés pour évaluer la fiabilité des encapsulations des IGBT en silicium, et des tests analogues ont été appliqués aux MOSFETs SiC [5], [6]. Les mécanismes de dégradation observés lors des PCT incluent principalement l'arrachement des fils de connexion, les fissures au niveau de la base des fils [7], le délaminage des couches de brasure, ainsi que la reconstruction de la métallisation en aluminium à la surface de la puce.

L'étude présentée dans [8] examine les performances au cyclage de puissance de modules MOSFET SiC soumis à de relativement faibles amplitudes de variation de température de jonction (ΔT_j). En général, pour évaluer la fiabilité thermomécanique, les tests de cyclage sont effectués avec de fortes amplitudes de température, typiquement de l'ordre de 80 à 120K. Pour les faibles ΔT_j , des extrapolations sont réalisées à l'aide de modèles de durée de vie existants, en fonction des conditions de fonctionnement. Les modèles les plus largement utilisés ont été développés pour les IGBT en silicium, et bien qu'ils soient adaptés à ces composants, leur validité pour les MOSFETs SiC reste à démontrer. Dans les travaux de [9], il est démontré que, pour un courant nominal, une tension de blocage et une encapsulation identiques, les dispositifs SiC présentent une surface de puce significativement inférieure, entraînant une résistance thermique (R_{th}) plus élevée que celle des modules IGBT en silicium. Il y est également montré que les modules de puissance SiC présentent une durée de vie inférieure à celle de leurs homologues en silicium, comme illustré à la Fig. 1, extraite de [9], ce qui corrobore certains modèles de durée de vie proposés dans la littérature. Toutefois, à ce jour, aucun modèle ne permet d'évaluer précisément les effets combinés de cycles thermiques de faible amplitude (10 à 40K) et de haute fréquence (de l'ordre de 10 à 100Hz).

Le travail présenté ici se concentre sur deux objectifs principaux :

1 - Montrer la variation réelle de la température de la surface d'une puce SiC dans un convertisseur traversé par un courant alternatif, tel qu'un onduleur triphasé, et l'influence de différents paramètres du convertisseur sur cette variation. Cette influence des paramètres de l'onduleur a été initialement montré de façon théorique en [10]. Ici nous le prouvons expérimentalement et nous confirmons que, pendant un fonctionnement « normal »,

les puces SiC dans un onduleur peuvent avoir des cycles thermiques d'amplitude importante (>20K) à haute fréquence (50Hz). Ces cycles thermiques, jamais observés avant, peuvent réduire la durée de vie des modules de puissance SiC.

2 - Valider le modèle électrothermique afin qu'il puisse être utilisé dans les algorithmes d'estimation de la durée de vie d'un module de puissance SiC.

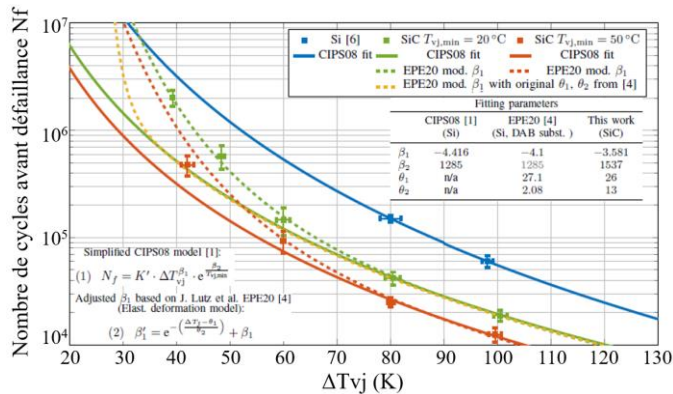


Fig. 1 - Résultats des tests et modèles de durée de vie des puces IGBT Si et MOSFET SiC dans un module de puissance, extrait de la référence [8].

Cet article est organisé comme suit : tout d'abord, le modèle d'impédance thermique pour le transistor SiC dans le module de puissance à l'aide d'une mesure rapide par caméra thermique sera présenté. Ensuite, la section 3 montre la variation de température mesurée sur la métallisation de « source » des puces SiC à l'intérieur d'un module de puissance utilisé dans un onduleur triphasé pour les applications aéronautiques. Enfin, la section 4 montre la comparaison entre la température mesurée et la température calculée par le modèle, dans le but de valider ce modèle électrothermique.

2. MODELE THERMIQUE DE LA PUCE SiC

La plupart des modèles thermiques sont représentés par des courbes d'impédance thermique, qui montrent l'impédance thermique de la jonction au boîtier en fonction du rapport cyclique des pertes appliquées et de la durée d'impulsion de ces pertes, et qui sont généralement données pour un seul interrupteur. Pour trouver cette impédance thermique, la mesure de la « température de jonction » du composants (ou des composants en parallèle) est faite en utilisant un paramètre électrique sensible à la thermique (TSEP en anglais) du composant, généralement la résistance à l'état passant d'un MOSFET, sa tension de seuil, ou la chute de tension de la diode de corps, entre autres. La température mesurée donne une idée de la température moyenne dans la jonction du composant ou des jonctions de composants (quand ils sont mis en parallèle). L'utilisation d'un TSEP ne permet pas l'estimation de la température des métallisations de source des différentes puces dans un module de puissance, principalement sur des cycles thermiques haute fréquence (>10Hz).

Le modèle thermique que nous intéressons ici est un modèle qui nous permettra de trouver la forme d'onde et l'amplitude de la variation de température de la métallisation « source » de la puce SiC. Cette métallisation est la partie mécanique de la puce qui subit la plus grosse variation de température à haute

fréquence [11], et par conséquent est celle qui peut souffrir plus de fatigue mécanique.

Ce modèle thermique a initialement été montré en [12]. La différence dans l'article ici, c'est que nous faisons une analyse détaillée de la mesure de température avec la caméra thermique.

Le montage expérimental pour la détermination de l'impédance thermique est illustré à la Fig. 2. Le modèle thermique a été testé dans la moitié d'un module de puissance 540V/15kW à six phases qui consiste en une céramique (DBC) contenant six MOSFET SiC 1200V/80mΩ du fabricant CREE (référence CPM2-1200-0080B) pour former trois bras de commutation. Les 6 puces ont été recouvertes d'une fine couche de peinture noire afin que la température de la surface de la puce puisse être observée à l'aide d'une caméra thermique infrarouge rapide (FLIR X6900sc).

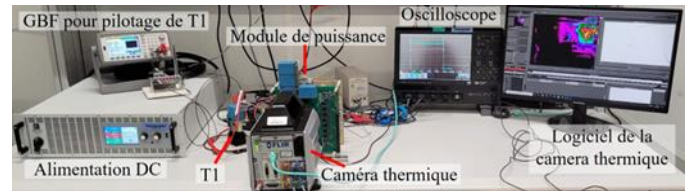


Fig. 2 - Montage expérimental pour détermination d'impédance thermique des puces SiC.

Le modèle thermique est estimé par la courbe d'augmentation de la température de la puce mesurée par la caméra thermique pendant la période d'une seconde au cours de laquelle le courant est imposé à l'objet sous essai. À titre d'exemple, la Fig. 3 montre le courant appliqué ainsi que la tension, la puissance et la température mesurées sur la puce, pour un courant de 25A appliqué au dispositif testé (DUT).

Ce que nous intéressons dans la présente étude est uniquement l'amplitude des cycles thermiques à haute fréquence (entre 10 et 100Hz, par exemple), et pas sa valeur moyenne. Pour cette raison, ce qui est important dans la Fig. 3 seulement est la température mesurée entre 1ms et 500ms.

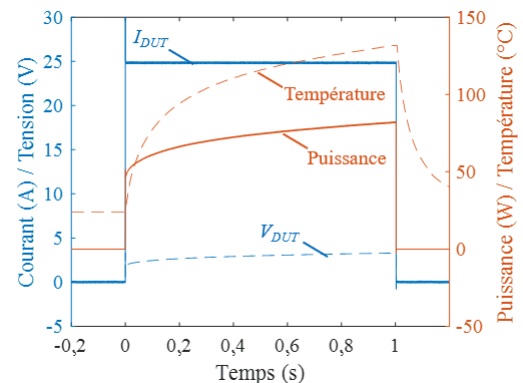


Fig. 3 - Tension, puissance et température mesurées sur la puce, pour un courant de 25A appliqué au dispositif testé (DUT).

Pour déterminer le modèle thermique, un modèle de type FOSTER est utilisé. Celui-ci consiste en un réseau composé de plusieurs éléments RC en parallèle, connectés en série, comme illustré à la Fig. 4. Le nombre d'éléments RC en série doit être maintenu aussi faible que possible afin de réduire l'effort de

calcul de la température de jonction, tout en représentant avec précision les courbes expérimentales.

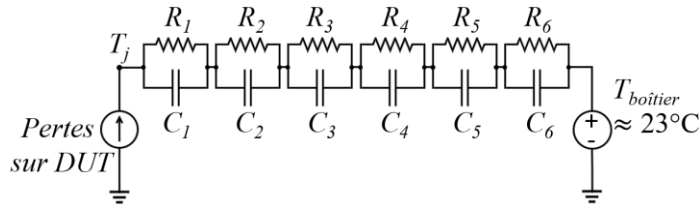


Fig. 4 - Circuit RC (modèle FOSTER) représentant l'impédance thermique reliant la puce SiC au boîtier (équivalent au dissipateur thermique dans cet assemblage).

2.1. Difficulté de choisir la température à être utilisée dans le modèle :

La caméra thermique mesure la température de surface supérieure de la puce SiC, qui est influencée par des facteurs tels que les fils de bonding qui recouvrent la surface de métallisation. Ces fils, en aluminium, conduisent en partie la chaleur de la puce et ils ont également des pertes joules. Pour cette raison, ils n'ont pas la même température que la métallisation de la puce. Pour analyser l'impact des régions de mesure, cinq régions d'intérêt (ROI) ont été testées : deux carrés (appelés « Box 1 » et « Box 2 ») et trois curseurs (« Cursor ») à pixel unique. Chaque ROI a fourni des températures et des dynamiques d'échauffement différentes pour le même courant, comme le montre la Fig. 5.

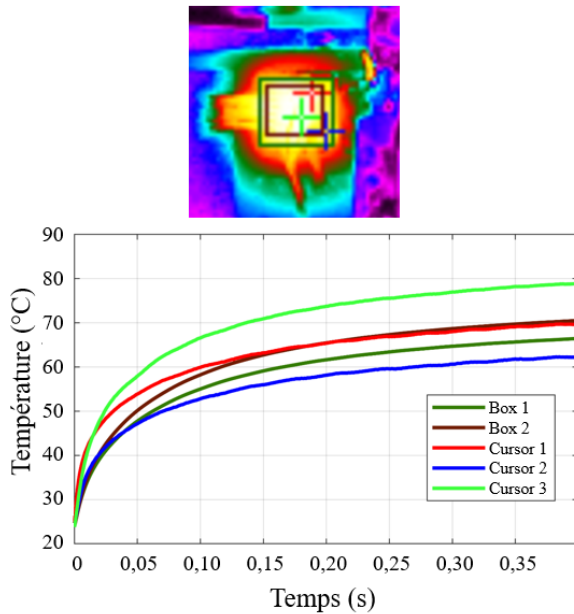


Fig. 5- Températures de la puce mesurées par la caméra pour différentes zones d'intérêt (ROI).

Dans ce travail, nous avons calculé l'impédance thermique en considérant 2 points de mesures de température différent. Dans le premier, qui est utilisé pour la plupart des analyses montrées ici, la température a été mesurée comme la moyenne de la température des tous les pixels d'un carré de la taille de la puce, comme le montre la boîte verte sur l'image (Box 1), bien que les températures visualisées dans ce carré tiennent également compte de la température des fils de bonding. Dans le deuxième, nous avons pris un pixel central de l'image de la puce, qui est localisé sur la métallisation de source de la puce, entre 2

fils de bonding. Ce pixel est celui qui donne la plus haute température de la métallisation de la puce. Le modèle d'impédance thermique avec la température mesurée sur ce pixel et des résultats expérimentaux seront montré en Section 5.

Noter en Fig. 5 que la température finale (à environ 0,4s dans cette figure), la température moyenne de « Box 1 » est de 66°C (donc augmentation de température de 66-23=43K) tandis que le Cursor 3 a une température de 79°C (donc augmentation de température de 79-23=56K). Cela veut dire que différentes façons de mesurer la température de la puce donneront différentes « impédances thermiques ». Noter également que la différence de température (à 0,4s) entre Cursor 3 (au centre de la puce) et Cursor 2 (sur le coin de la puce) est de 79-62=17K, ce qui montre aussi que les fils de bonding au centre de la puce et ceux au bord de la puce ne voient pas la même température moyenne, ni les mêmes variations de température, et par conséquent, ils sont subissent des stress mécanique différent. Ces différentes températures entre différent points de la puce génèrent de difficultés supplémentaires au moment de définir les modèles de durée de vie de modules de puissance avec ces puces.

3. CYCLE DE PUISSANCE DE LA PUCES SiC DANS UN ONDULEUR TRIPHASÉ

L'idée de cette section est de montrer comment les cycles thermiques dans les puces SiC utilisées dans les onduleurs triphasés sont significatifs à la fréquence du courant de sortie du convertisseur et, en même temps, de valider le modèle thermique présenté Section 2. Pour ce faire, des tests ont été effectués sur la moitié du module de puissance 540V/15kW à six phases dans un fonctionnement réel d'onduleur triphasé. Le circuit électrique est illustré à la Fig. 6.

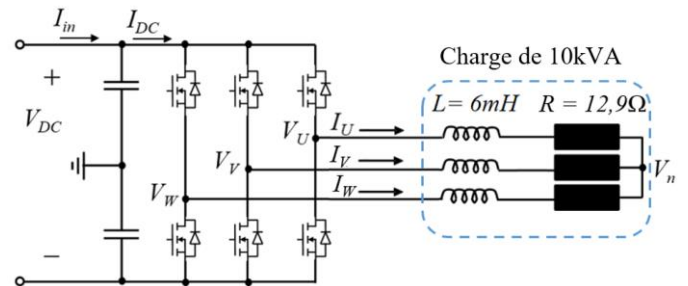


Fig. 6 - Circuit électrique d'un onduleur triphasé avec puces SiC. Les interrupteurs sont contrôlés par une modulation de largeur d'impulsion (PWM) à travers un pilote de grille avec une résistance de 10Ω.

La Fig. 7 montre l'image thermique des 6 puces SiC capturées par la caméra pour l'onduleur en fonctionnement et la Fig. 8 montre T_j dans les puces du côté bas dans chaque bras de l'onduleur (mesurée par la température moyenne dans un carré de la taille de la puce). Noter que la température suit la dynamique du courant et est déphasée de 120 degrés entre chaque puce étant donné que chaque puce appartient à un bras de commutation (ou une phase) d'un onduleur triphasé.

Les tests ont été effectués sous des paramètres de fonctionnement conçus pour répondre aux exigences des applications aéronautiques et l'objectif est de mesurer la température de la puce sous différentes charges (courant RMS, fréquences fondamentale de sortie f_{fund} et facteurs de puissance PF), indices de modulation M_i , méthodes PWM et fréquences de commutation f_{sw} , et de comparer ces températures avec

celles calculées à l'aide du modèle d'impédance thermique proposé.

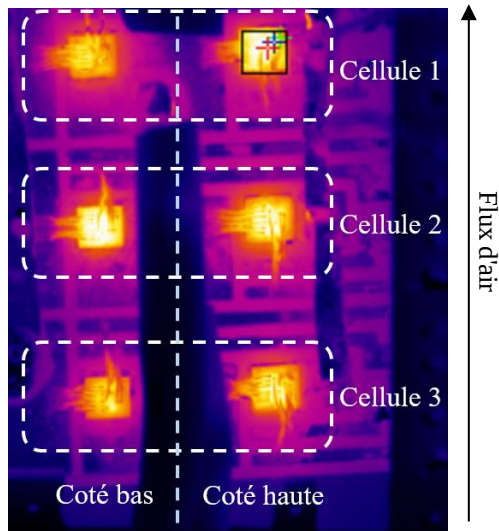


Fig. 7 - Image thermique du module de puissance SiC à $V_{dc} = 540V$, $F_{fund} = 50Hz$, $F_{sw} = 50kHz$, $M_i = 0,85$, $I_{rms} = 14,73A$ et méthode SPWM.

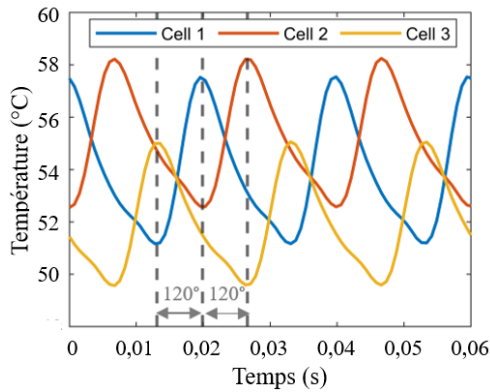


Fig. 8 - Mesure de la température dans les puces du côté bas dans chaque bras de l'onduleur à $V_{dc} = 540V$, $F_{fund} = 50Hz$, $F_{sw} = 50kHz$, $M_i = 0,85$, $I_{rms} = 14,73A$ et méthode SPWM.

La forme d'onde de la température mesurée pour la variation de M_i , de F_{sw} et de la méthode PWM est illustrée Fig. 9, en enlevant la température moyenne pour que l'analyse sur les cycles thermiques soient plus simple. En analysant la Fig. 9a, nous observons que ΔT_j augmente à mesure que l'indice de modulation augmente car les pertes par conduction deviennent plus inégales entre les courants positifs et négatifs du demi-cycle.

Sur la Fig. 9b, il y a des plus faibles variations de température pour les méthodes PWM discrètes (DPMIN, DPMAX, D0 et D1) pour deux raisons : 1 – Elles produisent moins de pertes en commutation, et par conséquent entraînent la température moyenne la plus basse. Avec une température moyenne réduite, la résistance à l'état passant du MOSFET SiC est plus faible, ce qui réduit les pertes en conduction. Par conséquent, la variation de température est également minimisée. 2 – Les méthodes PWM discrètes annulent les pertes par commutation pendant 1/3 de la période de la sinusoïde. Cela crée des oscillations de pertes instantanées plus faibles et ainsi la variation de température est plus faible.

Sur la Fig. 9c, ΔT_j est plus faible pour les fréquences fondamentales plus élevées. La variation de température passe de 23K à 10Hz à 0,9K à 200Hz.

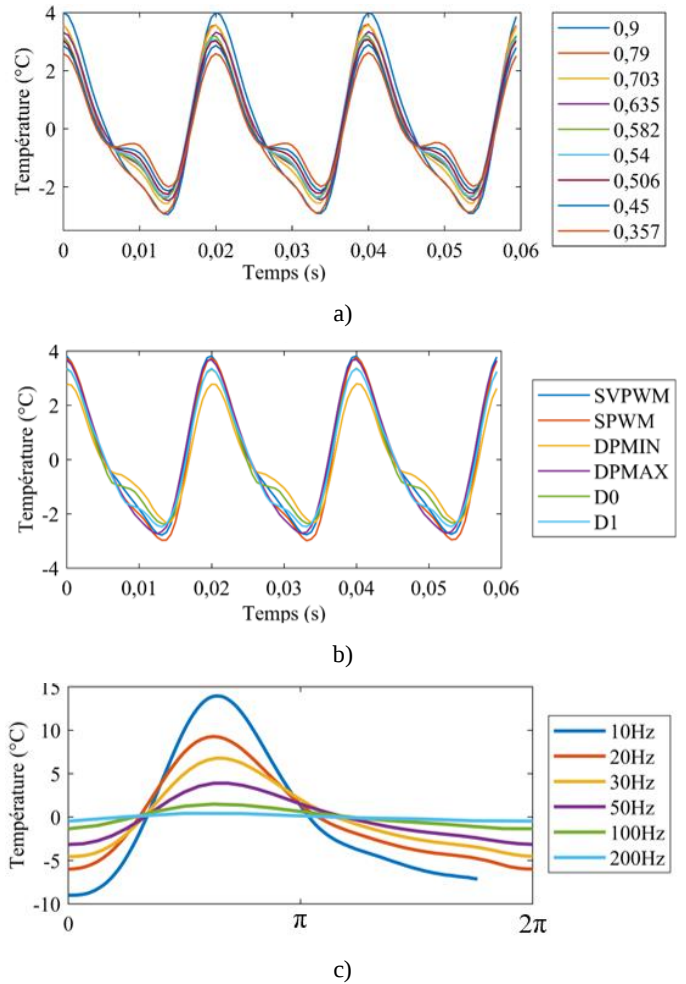


Fig. 9 - Température mesurée pour la variation de a) M_i , b) de la méthode PWM et c) de la fréquence fondamentale.

4. MODELE ELECTROTHERMIQUE DE LA PUCE SIC

La plupart des pertes dans un onduleur triphasé proviennent des pertes dans les transistors de puissance, qui dépendent des pertes par conduction et des pertes par commutation. Les pertes par conduction instantanées dans un bras de commutation peuvent être simplement calculées comme suit :

$$P_{cond} = R_{DSon} \cdot I_{inst}^2 \quad (1)$$

où I_{inst} est la valeur instantanée du courant dans chaque bras (composée de la valeur fondamentale et des harmoniques), et R_{DSon} est la résistance à l'état passant d'un MOSFET pour une température de jonction donnée.

Les pertes par commutation sont nettement plus complexes à estimer, car les données fournies par les fabricants sont souvent insuffisantes ou peuvent ne pas être représentatives des pertes réelles dans le convertisseur. Il est nécessaire de déterminer les énergies de commutation pour estimer ces pertes. La méthode du 'double pulse' est souvent utilisée dans les fiches techniques, mais elle présente certains inconvénients, car elle nécessite la mesure du courant dans le composant. Par conséquent, une

méthode plus précise pour les composants rapides, appelée « méthode d'opposition modifiée », proposée dans [11], est utilisée pour caractériser les énergies de commutation. La caractérisation du module de puissance utilisé dans le présent travail a été publiée en [10]. La forme d'onde du courant de du convertisseur et les énergies de commutation mesurées peuvent être utilisées pour le calcul précis de pertes en commutation moyennes dans une période du courant sinusoïdal mais aussi moyennes dans une période de commutation (que nous appelons ici des « pertes instantanées » moyennées sur la période de commutation. Ces différentes façons de calculer les pertes sont montré en [10].

Les formes d'onde des pertes instantanées en conduction, en commutation et totales (moyennées dans la période de commutation) pour le transistor supérieur (ligne bleue) et inférieur (ligne rouge) d'une cellule de commutation de l'onduleur sont présentées Fig. 10 pour un point spécifique de fonctionnement.

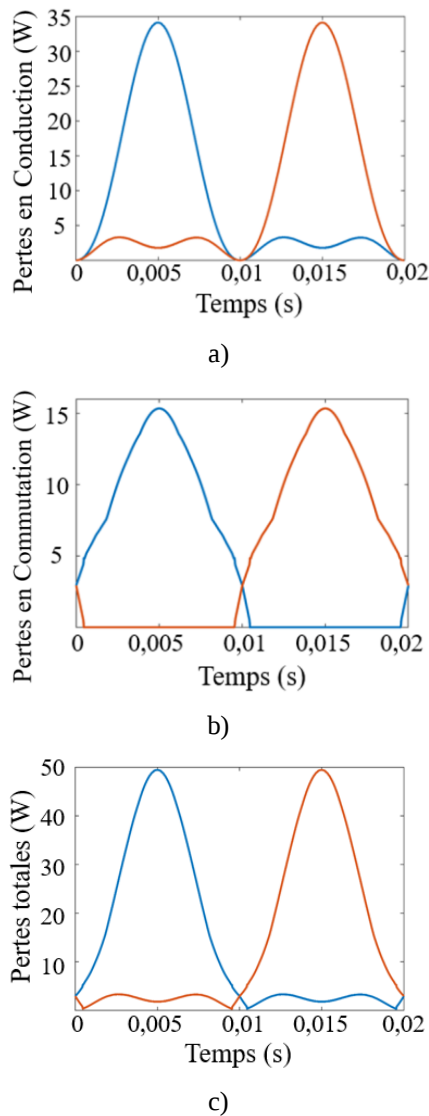


Fig. 10 - Pertes dans les MOSFETs SiC d'un onduleur triphasée. a) Conduction, (b) Commutation et (c) Pertes totales. Fonctionnement avec un courant de fréquence fondamentale de 50Hz, fréquence de découpage de 50kHz, modulation du type SPWM et indice de modulation de 0,9.

L'estimation de la température instantanée de la puce T_j peut être réalisée en appliquant le signal temporel des pertes dans chaque composant au modèle thermique de la puce SiC. La Fig. 11 montre la variation de température dans la puce SiC mesurée par la caméra thermique et calculée à l'aide du modèle thermique associée : a) avec la température moyenne d'un carré de taille de la puce et b) avec la température d'un pixel au centre de la puce. Il est à noter en Fig. 11a que ΔT_j mesurée par la caméra est de 6,3K et celle calculée par le modèle est de 5,6K, soit une différence de 0,7K (ou 11%). En Fig. 11b, ΔT_j mesurée par la caméra est de 12,5K et celle calculée par le modèle est de 14,4K, soit une différence de 1,9K (ou 15%).

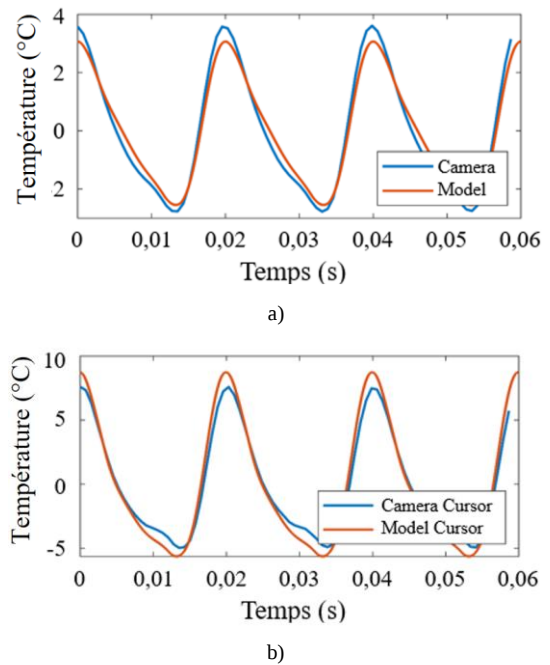


Fig. 11 - Température de jonction dans la puce SiC mesurée et calculée à l'aide du modèle thermique développé ($F_{fund} = 50\text{Hz}$, $F_{sw} = 50\text{kHz}$, $M_i = 0,9$, $I_{rms} = 15\text{A}$ et méthode SPWM), en utilisant la mesure de a) la température moyenne d'un carré de la taille de la puce et b) la température d'un pixel au centre de la puce.

La variation de température ΔT_j dans un cycle de la fondamentale a été calculée pour chaque essai réalisé, dans le but de montrer l'impact de chaque paramètre de l'onduleur sur cette variation de température. La Fig. 12 montre la relation de la variation de température ΔT_j avec la valeur du courant RMS, en utilisant les valeurs mesurées et celles calculées par les modèles développés. Noter que la différence entre les valeurs calculées en utilisant le modèle et ceux mesurés sont très proche, et que leur différence est plus importante à fort courant quand les pertes et la température sont plus importants. Plus le courant est important, plus les pertes le sont, et par conséquent, plus importante est la variation de température (ou les cycles thermiques).

La Fig. 13 montre la variation de ΔT_j avec la fréquence fondamentale du courant de l'onduleur. Le modèle reproduit bien les mesures. Plus haute est la fréquence fondamentale, plus faible est ΔT_j , ce qui est cohérent avec des courbes d'impédance thermique des semiconducteurs. L'amplitude des cycles thermiques ont des valeurs significatives ($>10\text{K}$) pour des fréquences plus faibles que 30Hz.

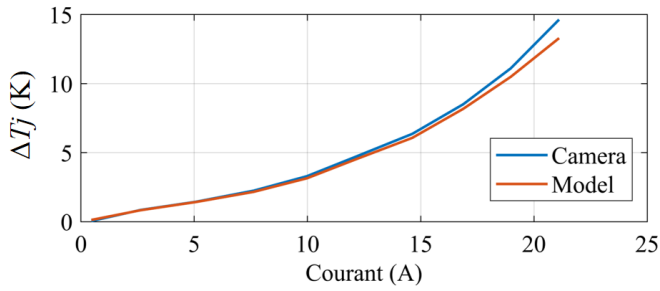


Fig. 12 – Variation de température dans une cycle de la fondamentale, mesurée avec la caméra thermique et calculé avec le modelé en fonction du courant RMS ($F_{fund} = 50\text{Hz}$, $F_{sw} = 50\text{kHz}$, $M_i = 0,9$ et méthode SPWM).

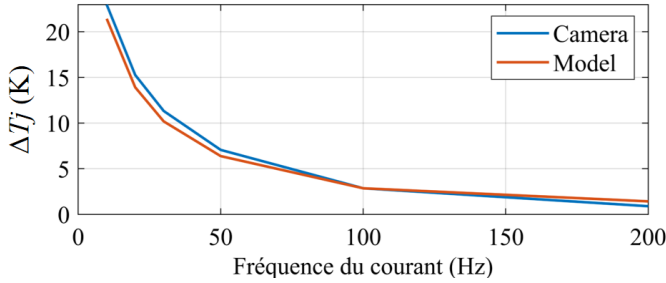


Fig. 13 - Variation de température dans une cycle de la fondamentale, mesurée avec la caméra thermique et calculé avec le modelé en fonction de la fréquence de la fondamentale ($I_{rms} = 15\text{A}$, $F_{sw} = 50\text{kHz}$, $M_i = 0,9$ et méthode SPWM).

Les modèles étant validés, ils pourront être utilisés pour déterminer la variation de température des puces SiC dans une application onduleur ou redresseur, et ces variations de température avec les modèles de durée de vie de module SiC peuvent être utilisés pour l'estimation de la durée de vie de ces modules.

5. CONCLUSIONS

Ce travail a présenté une étude du comportement thermique de puces SiC utilisées dans les onduleurs triphasés. Pour cela, nous avons montré une méthode pour la caractérisation d'impédance thermique des semiconducteurs SiC basée sur des mesures de température par caméra infrarouge rapide. Ce modèle ainsi que le modèle de pertes instantanées, ont été utilisés pour estimer la variation de température du semiconducteur dans un onduleur triphasé pour des applications aéronautiques. Cette estimation de variation de température (c'est-à-dire des cycles thermiques) a été faite pour différents points de fonctionnement de l'onduleur, comprenant des variations de l'amplitude de courants, fréquences fondamentales, indice de modulation et méthodes PWM. Nous avons montré l'impact de chacun de ces paramètres sur les cycles thermiques subis par les semiconducteurs dans un onduleur. Finalement ces points de fonctionnement ont été reproduits expérimentalement en mesurant la température de jonction avec la caméra thermique. Ainsi les résultats des modèles ont été validés par les résultats expérimentaux. Les variations de température calculées et mesurées sont assez importantes ($>20\text{K}$) pour les faibles fréquences fondamentales, ce qui pourrait être déterminant pour la durée de vie des composants SiC.

6. REFERENCES

- [1] R. Kaplar. et al., "Characterization and reliability of sic-and gan-based power transistors for renewable energy applications", IEEE Energytech, p. 1–6, 2012.
- [2] T. Ueda, "Reliability issues in gan and sic power devices", IEEE International Reliability Physics Symposium, p. 3D.4.1–3D.4.6, 2014.
- [3] U. Scheuermann, M. Junghaenel, "Limitation of power module lifetime derived from active power cycling tests", 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, p. 1–10, 2018.
- [4] J. Wang, X. Jiang, "Review and analysis of sic mosfets' ruggedness and reliability". IET Power Electronics, v. 13, n. 3, p. 445–455, 2020.
- [5] J. P. Kozak et al, "Impact of accelerated stress-tests on sic mosfet precursor parameters". In: 2018 Second International Symposium on 3D Power Electronics Integration and Manufacturing (3D-PEIM). [s.n.], p. 1–5, 2018.
- [6] E. Ugur, B. Akin, "Aging assessment of discrete sic mosfets under high temperature cycling tests". In: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [s.n.], p. 3496–3501, 2017.
- [7] I. Kovacevic-Badstuebner et al, "Power cycling reliability of sic mosfets in discrete and module packages". In: 2022 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS), p. 10C.3–1–10C.3–6, 2022.
- [8] F. Hoffmann, S. Schmitt, N. Kaminski, "Lifetime Modeling of SiC MOSFET Power Modules During Power Cycling Tests at Low Temperature Swings," ISPSD, pp. 294–297, 2023.
- [9] F. Hoffmann, N. Kaminski, S. Schmitt, "Comparison of the power cycling performance of silicon and silicon carbide power devices in a baseplate less module package at different temperature swings". In: 2021 33rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD). pp. 175–178, 2021.
- [10] B. Cougo, L. M. F. Morais, G. Segond, R. Riva, 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.
- [11] A. Marie, B. Cougo, L. Renaudie, T. Kaounogji, J.P. Fradin. "Precise 3D modelling of SiC die temperature oscillation for lifetime prediction of power modules used in DC/AC power converters", THERMINIC, Toulouse, France, 2024.
- [12] A. Teixeira, B. Cougo, G. Segond, L. M. F. Morais, M. Andrade, D. H. Tran, "Precise estimation of dynamic junction temperature of SiC transistors for lifetime prediction of power modules used in three-phase inverters," Microelectronics Reliability, v. 150, pp.115–137, November 2023.
- [13] B. Cougo, H. Schneider, T. Meynard, "Accurate switching energy estimation of wide bandgap devices used in converters for aircraft applications", 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 1–10, 2013.