



HAL
open science

Méthode non intrusive de mesure de température de puce pour le refroidissement diphasique par immersion de composants semiconducteurs de puissance

Clément Hugon, Samuel Siedel, Yvan Avenas, Sébastien Flury

► To cite this version:

Clément Hugon, Samuel Siedel, Yvan Avenas, Sébastien Flury. Méthode non intrusive de mesure de température de puce pour le refroidissement diphasique par immersion de composants semiconducteurs de puissance. Congrès annuel de la société française de thermique (SFT 2023), May 2023, Reims, France. hal-04771703

HAL Id: hal-04771703

<https://hal.science/hal-04771703v1>

Submitted on 7 Nov 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Méthode non intrusive de mesure de température de puce pour le refroidissement diphasique par immersion de composants semiconducteurs de puissance

Clément HUGON^{1,2}, Samuel SIEDEL², Yvan AVENAS^{1*}, Sébastien FLURY¹

¹Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

²Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, SIMAP, F-38000 Grenoble, France

*(auteur correspondant : yvan.avenas@g2elab.grenoble-inp.fr)

Résumé - Le refroidissement diphasique par immersion des composants semiconducteurs de puissance trouve un regain d'intérêt de par le développement de nouveaux fluides plus respectueux de l'environnement. Afin de caractériser ce type de refroidissement dans un environnement très proche de l'application, cet article présente une méthode de mesure de la température de ces composants via un de leurs paramètres électriques thermosensibles, la tension grille/source. Dans l'exemple choisi, la caractérisation de ce paramètre montre que l'erreur sur l'estimation de la température est inférieure à 0.2 °C. Par ailleurs, un banc expérimental est mis en œuvre, montrant des résultats encourageants avec une erreur sur l'estimation de la résistance thermique inférieure à 2 %.

Nomenclature

I_D courant traversant le composant, A
 L_V chaleur latente de vaporisation, kJ/kg
 q densité de flux surfacique, W/m²
 $P_{dissipée}$ puissance thermique dissipée, W
 P_{sat} température de saturation, Pa
 R_{shunt} résistance de mesure de courant, Ω
 $R_{th\text{ ébullition}}, R_{th\text{ global}}, R_{th\text{ jc}}$ résistance thermique, °C/W
 V_{dc} tension continue d'alimentation, V
 V_{DS} tension drain-source, V
 V_{GS} tension grille-source, V
 V_S potentiel de la source du MOSFET, V
 T_j température du composant, °C
 T_{sat} température de saturation, °C
 ΔT_j erreur absolue de la température T_j , °C
 ε_{rel} erreur relative

Symboles grecs

σ tension de surface, N/m
 ρ masse volumique, kg.m⁻³

Indices et exposants

l liquide
 v vapeur
 c critique

Acronymes

CHF Critical Heat Flux
IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
ONB Onset Of Boiling
PETS Paramètre Electrique Thermo-Sensible

1. Introduction

L'augmentation des puissances dissipées dans les composants semiconducteurs de puissance et leur miniaturisation conduit à une augmentation des densités de flux thermiques à évacuer. Il est donc nécessaire de développer de nouvelles méthodes de refroidissement afin de diminuer la résistance thermique globale entre l'élément actif semiconducteur et la source froide, permettant ainsi une intensification des transferts de chaleur associés. La solution de refroidissement étudiée, déjà utilisée dans d'autres applications comme les datacenters, est le refroidissement diphasique par immersion. Ce type de refroidissement nécessite un fluide électriquement isolant car les composants sont directement immergés dans la phase liquide.

Ces fluides n'ont généralement pas d'excellentes propriétés thermiques. Ainsi, de nombreuses études ont cherché à améliorer les transferts thermiques lors de l'ébullition. Par exemple, différents traitements de surface ont été étudiés [1]–[3] afin d'augmenter le flux critique et les coefficients d'échanges. Pour évaluer ces paramètres, il est nécessaire de mesurer la température de la surface d'échange. Le mode opératoire commun à ces études consiste à utiliser une source de chaleur résistive à la place du composant électronique et à mesurer la température de surface à l'aide de thermocouples. Les sources de chaleur utilisées fournissent en général une densité de flux de chaleur et une température uniformes au niveau de la surface d'échange. Or les flux de chaleurs issus des composants semiconducteurs sont non homogènes et induisent de forts gradients de température au niveau de la surface d'échange. L'utilisation du composant lui-même comme source de chaleur permet donc d'étudier les transferts de chaleur dans le cas réel. De plus, les forts gradients ainsi que la forte intégration des composants électroniques rendent difficile l'utilisation de capteurs externes, tels que les thermocouples, pour la mesure de la température du composant.

Ce dernier peut alors être utilisé à la fois comme source de chaleur et capteur de température en utilisant un de ses paramètres électriques thermosensibles (PETS). Dans ce cas, il s'agit de mesurer des tensions ou courants caractéristiques du composant dépendants de sa température. Il en existe plusieurs, dont les méthodes de mise en œuvre et la sensibilité vis-à-vis de la température diffèrent [4]. Barnes et Tuma [5] ont notamment utilisé un paramètre thermosensible afin de déterminer les performances du refroidissement diphasique par immersion d'IGBT (Transistor Bipolaire à Grille Isolée) dans un liquide hydrofluoroether (HFE 7000). Cependant la mesure de température via ce paramètre thermosensible impose d'interrompre son fonctionnement normal pendant la mesure et modifie donc la puissance thermique dissipée.

Cet article vise à présenter et évaluer un autre paramètre thermosensible mieux adapté au refroidissement diphasique par immersion, qui permettra de mesurer la température de composants semiconducteurs pendant leur fonctionnement. Cette méthode de mesure sera également appliquée au refroidissement par ébullition libre dans un bain de HFE 7200.

2. Méthodologie

2.1. Paramètre thermosensible V_{GS}

Chaque composant électronique ayant des caractéristiques propres, il doit au préalable être caractérisé afin d'étalonner la réponse en température du PETS visé. Certains paramètres thermosensibles peuvent être mesurés alors que le composant dissipe une puissance importante, alors que d'autres paramètres ne peuvent être mesurés qu'à faible puissance dissipée. Le PETS choisi ci-après, présente l'intérêt de pouvoir mesurer la température moyenne (T_j) du composant électronique simultanément à son échauffement dans des ordres de grandeurs similaires à son fonctionnement habituel.

La *Figure 1* présente le schéma d'un composant semiconducteur, de technologie MOSFET (Transistor à Effet de Champ à Grille Oxydée) avec ses tensions et courants caractéristiques. La puissance transite entre le drain (D) et la source (S). La grille (G) est utilisée pour piloter la fermeture et l'ouverture via la tension de commande V_{GS} . Pour une tension aux bornes du composant (V_{DS}) et un courant (I_D) le traversant donnés, la tension de commande V_{GS} correspondante dépend de la température (*Figure 2*). Ce paramètre thermosensible V_{GS} est le paramètre sélectionné dans le cadre de cette étude.

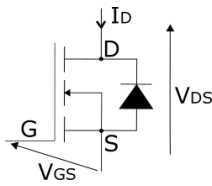


Figure 1 : Schéma d'un MOSFET avec ses grandeurs caractéristiques

2.2. Mise en œuvre de la mesure

Cette méthode de mesure via le PETS V_{GS} peut être mise en œuvre de différentes façons [4]. Dans cette étude, une tension V_{dc} impose la tension aux bornes d'un circuit comprenant un MOSFET et une résistance R_{shunt} en série (

Figure 3). Pour fixer le courant I_D , la tension V_S aux bornes de la résistance R_{shunt} est réglée par un circuit externe. Ce courant est égal au rapport entre la tension V_{shunt} et la résistance R_{shunt} . Le circuit externe impose un potentiel plus ou moins élevé sur la grille du composant pour le rendre plus ou moins passant. Afin de rendre le circuit peu dépendant de la température ambiante et de l'auto-échauffement de R_{shunt} , cette résistance est choisie de manière à ce que sa valeur soit peu dépendante de la température. Son coefficient de température est de 0.05 ppm/°C, permettant de limiter la variation de la résistance avec la température pour avoir un courant et donc une puissance la plus constante possible. De même, afin de limiter la dissipation dans la résistance, sa valeur a été choisie à 0.1 Ω , provoquant des pertes thermiques de 0.4 W pour un courant I_D de 2 A.

La puissance dissipée par le composant pendant la mesure du PETS est le produit de la tension V_{DS} et du courant I_D . En imposant des valeurs de V_{DS} et I_D suffisamment élevées, la puissance dissipée peut conduire à une augmentation significative de la température du composant.

La Figure 2 montre également l'influence de I_D et V_{DS} sur ce paramètre thermosensible pour un composant MOSFET (de l'ordre de 0.4 mV/V suivant V_{DS} et de 300 mV/A suivant I_D). Par ailleurs, Tran [6] a trouvé une sensibilité de V_{GS} par rapport au courant I_D de l'ordre de 100 mV/A. On choisira donc de garder un courant I_D constant et d'agir plutôt sur la tension V_{DS} pour contrôler la puissance dissipée. Ainsi, le paramètre thermosensible V_{GS} restera principalement dépendant de la température du composant et peu dépendant de la puissance qu'il dissipe.

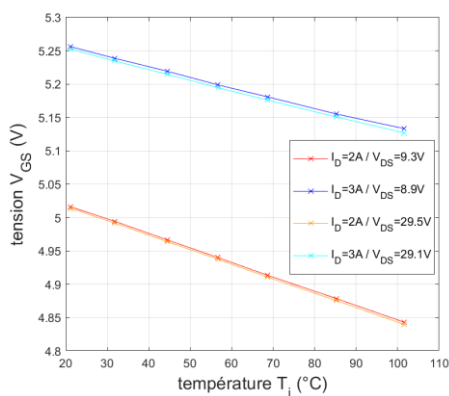


Figure 2 : Exemple de caractéristique de la tension V_{GS} en fonction de la température

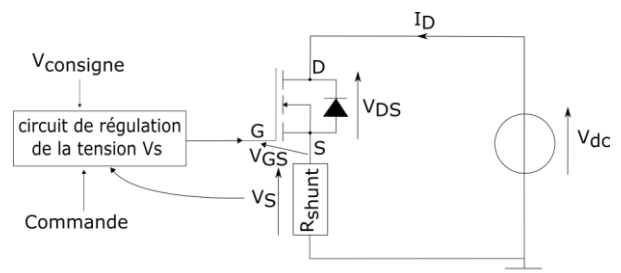


Figure 3 : Schéma de principe du contrôle de la tension V_S

3. Caractérisation du PETS

3.1. Méthode

Le composant étudié ici est un MOSFET IRF520N de calibre en tension de 100 V et de surface d'échange 2 cm² (Figure 4). Afin de caractériser la dépendance de son paramètre thermosensible V_{GS} à la température et à la tension V_{DS} , le composant est préalablement porté hors fonctionnement à une température imposée au moyen d'un four, entre 30°C et 120°C. Une fois la température stabilisée, le composant est mis en fonctionnement pendant une courte impulsion de 500 μ s afin de limiter son échauffement. Le courant est fixé à 2 A. La tension V_{dc} est fixée dans une plage allant de 5 V à 50 V avec un pas de 5 V. Le fonctionnement reste donc bien en deçà du calibre en tension du composant et la puissance résultante dissipée varie de 7 W à 95 W. Les tensions V_{GS} et V_{DS} sont mesurées pendant l'impulsion de courant. Malgré sa courte durée, la puissance dissipée à travers le composant peut élever sa température de quelques degrés. Cela a pour effet de diminuer la tension V_{GS} mesurée pendant l'impulsion de courant comme présenté sur la Figure 5. De plus, cette figure met en évidence la présence d'un transitoire électrique d'une durée d'environ 20 μ s lorsque le composant passe de l'état bloqué à l'état passant. Une extrapolation doit donc être effectuée afin de déterminer la valeur de la tension V_{GS} à l'instant initial lorsqu'il était encore à la température imposée par le four [7].

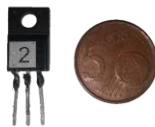


Figure 4 : Photographie d'un composant MOSFET IFR520N

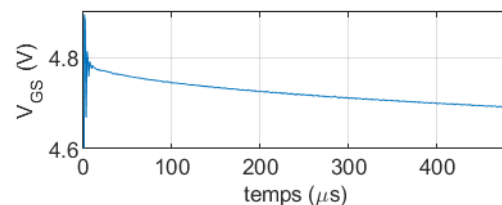


Figure 5 : Enregistrement de V_{GS} pendant une impulsion de courant ($I_D=2$ A - $V_{dc}=50$ V - $T_j=120$ °C)

3.2. Obtention du V_{GS} initial

La réponse temporelle de la température à une densité surfacique de chaleur dans un solide semi-infini étant proportionnelle à la racine carrée du temps [8], une extrapolation linéaire de V_{GS} en fonction de la racine carrée du temps est employée afin de déterminer la valeur initiale de V_{GS} comme cela est largement proposé dans la littérature [4]. L'extrapolation est faite en utilisant les mesures à partir de 60 μ s et jusqu'à la fin de l'enregistrement, pour être sûr que le transitoire soit terminé pour chaque couple (T_j/V_{dc}). Grâce à la droite extrapolée, la tension V_{GS} initiale est déterminée par l'ordonnée à l'origine. Chaque point de mesure est calculé en moyennant les valeurs de cinq mesures indépendantes obtenues dans les mêmes conditions.

La Figure 6 représente les courbes caractéristiques V_{GS} en fonction de T_j pour les différentes tensions V_{DS} mesurées. Afin d'évaluer la précision de cette méthode de mesure, les sensibilités du paramètre V_{GS} par rapport à T_j et V_{DS} sont calculées. La sensibilité maximale de V_{GS} vis-à-vis de la température T_j est de -2.3 mV/°C. Celle de V_{GS} par rapport à V_{DS} est de -0.74 mV/V.

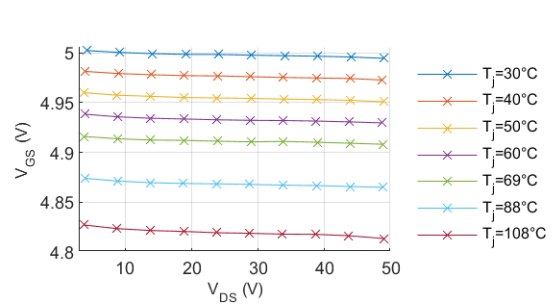
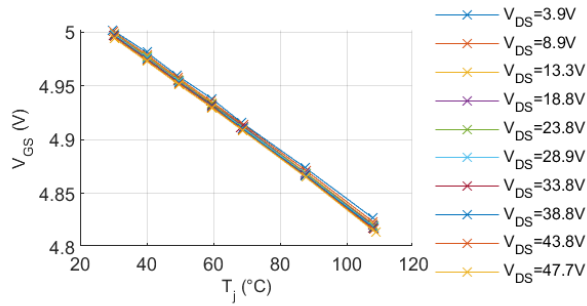


Figure 6: V_{GS} en fonction de la température T_j pour différentes tensions V_{DS} Figure 7: V_{GS} en fonction de V_{DS} pour différentes températures T_j

En fonctionnement, la puissance sera imposée par le même courant que lors des caractérisations et par la tension V_{dc} . Suivant le pas de tension choisi et les chutes de tensions le long des fils, les tensions V_{DS} peuvent ne pas être les mêmes que celles obtenues lors des caractérisations. Une interpolation est donc réalisée afin d'établir une fonction liant la température T_j à la tension V_{DS} et à la tension V_{GS} . Cette relation sera valable dans la plage de mesure couverte par la caractérisation du composant : de 4.81 V à 5 V pour V_{GS} et de 3.7 V à 49 V pour V_{DS} .

3.3. Interpolation

La dépendance de T_j en fonction de V_{GS} (Figure 6) peut être approximée par une fonction quadratique [9]. D'après la Figure 7, l'allure des courbes de V_{GS} en fonction de V_{DS} s'approche d'une fonction polynômiale du troisième ordre. La fonction testée est de la forme suivante :

$$T_j = a_0 + a_1 V_{GS} + a_2 V_{DS} + a_3 V_{DS} V_{GS} + a_4 V_{DS}^2 + a_5 V_{GS}^2 + a_6 V_{DS}^2 V_{GS} + a_7 V_{DS} V_{GS}^2 + a_8 V_{DS}^3 \quad (1)$$

La méthode des moindres carrés est utilisée, afin de trouver les coefficients de la fonction globale, permettant ainsi d'obtenir la température pour n'importe quel couple de tension (V_{GS}/V_{DS}). L'allure de la température interpolée suit celle des mesures de T_j avec un écart maximal parmi tous les couples (V_{DS}/T_j) de -0.49 °C et un écart moyen de 0.18 °C.

Cette méthode permet d'estimer des écarts entre la température exacte du composant et la température calculée via l'équation (1) mais ne permet pas de prendre en compte les incertitudes de mesure des tensions V_{GS} et V_{DS} , puisque les coefficients trouvés sont indépendants des incertitudes de mesure. Une méthode plus complète, qui fera l'objet d'une prochaine étude, consiste à déterminer le modèle direct par une boucle d'optimisation. Elle permet d'estimer la température en prenant en compte les incertitudes des mesures des tensions [10].

4. Application de cette méthode de mesure à l'ébullition libre

4.1. Banc d'essai

Le banc d'essai (Figure 8) est constitué d'une cellule de test en inox thermiquement isolée et préalablement mise sous vide pour introduire le fluide HFE 7200. Un bain thermostaté connecté à un condenseur dans la partie supérieure ainsi qu'une résistance chauffante de 50 Ω , installée sur le pourtour inférieur de la cellule, permettent de préchauffer et de maintenir à la température souhaitée le mélange diphasique. Cinq thermocouples de type T mesurent la température à l'intérieur de la cellule afin de vérifier l'homogénéité des températures et donc

l'état de saturation du liquide et de la vapeur. Un capteur de pression permet de mesurer la pression de la vapeur, et ainsi vérifier que celle-ci soit égale à la pression de saturation correspondant à la température du mélange diphasique. La pression et les différentes températures sont mesurées en temps réel par une centrale d'acquisition *Keysight 34972A*. Le composant d'essai est brasé sur un circuit imprimé permettant de le connecter à la source de puissance et à la commande de grille. Les tensions V_{GS} et V_{DS} sont directement mesurées sur les pattes du composant par l'enregistreur de données *GEN3i* qui a servi aux mesures pour la caractérisation de V_{GS} .

Le fluide HFE 7200 est d'abord dégazé en le chauffant via la résistance jusqu'à une température légèrement supérieure à $75\text{ }^{\circ}\text{C}$ pour avoir une pression supérieure à la pression atmosphérique et en purgeant la vapeur par l'intermédiaire d'une vanne d'échappement. Sa température est ensuite ajustée et stabilisée à la température de saturation (T_{sat}) désirée pour l'expérience. Afin de maintenir la cellule à température constante, la résistance chauffante dissipe une puissance thermique, dépendante de la température de saturation, pour pallier la déperdition de chaleur au travers des parois de la cellule et de l'isolant. Dans la phase vapeur, le condenseur est alimenté par de l'eau du bain thermostaté. La température de ce bain est contrôlée afin de se maintenir à quelques degrés sous la température de saturation dans la cellule d'essai.

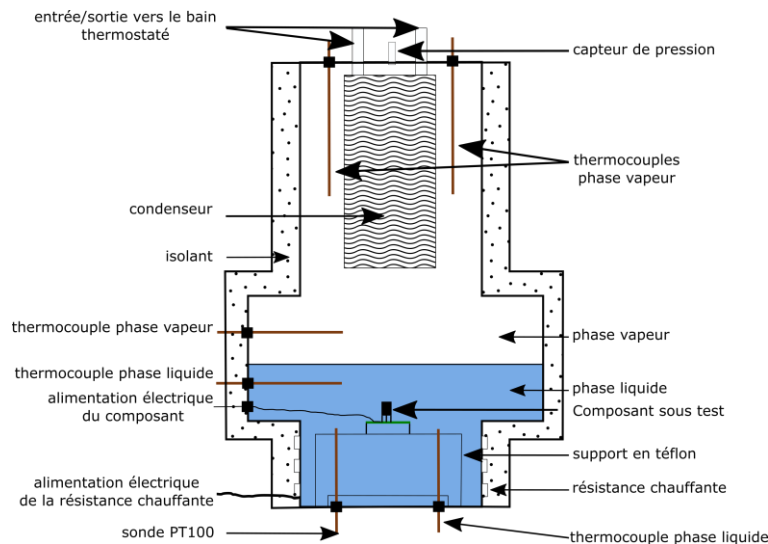


Figure 8 : Schéma de la cellule de test

Les propriétés du fluide HFE 7200 à différentes températures de saturation permettent d'estimer le flux critique (CHF) par la relation de Zuber (2) :

$$q_c = \frac{\pi}{24} L_v \rho_v \left(\frac{\sigma g (\rho_l - \rho_v)}{\rho_v^2} \right)^{1/4} \quad (2)$$

où q_c est la densité de flux thermique critique, L_v la chaleur latente de vaporisation, σ la tension de surface liquide-vapeur, ρ_v et ρ_l respectivement les masses volumiques de la vapeur et du liquide et g est l'accélération de la gravité terrestre. Les propriétés physiques du fluide sont considérées comme constantes dans la gamme de conditions opératoires.

Le CHF correspond à la densité de flux marquant la transition entre le régime d'ébullition nucléée et le régime d'ébullition par film. Cette transition se traduit par un assèchement de la surface chauffée et par une augmentation brutale de sa température. Comme cette augmentation

de température du composant pourrait endommager celui-ci, des précautions sont prises afin d'éviter d'atteindre le flux critique. La puissance correspondant à la densité de flux critique à la température de saturation de 50°C est de 26 W. La tension V_{DS} à ne pas dépasser pour un courant I_D de 2 A est donc de 13 V.

4.2. Résistances thermiques obtenues

La puissance dissipée dans le composant est incrémentée en faisant varier la tension d'alimentation V_{dc} à partir de 1 V avec un incrément de 0,5 V, le courant étant réglé à 2 A. Les mesures de V_{GS} et de V_{DS} sont faites pendant 2 s en régime stationnaire et sont moyennées sur ce temps d'acquisition. La puissance dissipée est calculée à l'aide de la tension V_{DS} mesurée et du courant I_D imposé. La température de jonction est calculée à l'aide de la fonction d'interpolation (1) obtenue lors de la calibration. Le déclenchement de l'ébullition (ONB) est observé pour une puissance d'environ 4 W (soit une tension $V_{DS}=2$ V).

La puissance dissipée maximale afin d'éviter d'atteindre le flux critique étant relativement modeste comparée au calibre du composant et à sa gamme de calibration, les points de mesure se concentrent dans la gamme inférieure de la plage de tension V_{GS} utilisée pour la calibration. De plus, les températures calculées aux flux maximum dépassent les températures maximales imposées lors de la calibration. Ainsi, certaines estimations de température aux extrémités de la courbe présentée en *Figure 9* présentent une précision limitée. Ces mesures de températures, restreintes aux plages de calibration, permettent de calculer les performances de ce refroidissement, notamment la résistance thermique. La résistance thermique globale peut être estimée par la relation (3).

$$R_{th_{globale}} = \frac{T_j - T_{sat}}{P_{dissipée}} \quad (3)$$

Elle peut également être modélisée par la relation (4), $R_{th_{jc}}$ étant la résistance thermique du composant entre la puce et la surface dédiée au refroidissement. Le fabricant indique une valeur de celle-ci de 3,1 °C/W, qui est très importante, 77% de la résistance globale calculée (*Figure 10*).

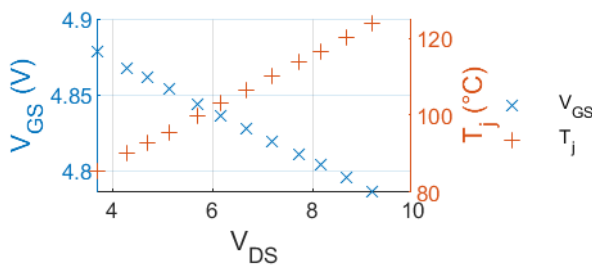


Figure 9 : Mesure de V_{GS} et calcul de T_j en fonction du V_{DS} mesuré ($T_{sat}=50$ °C)

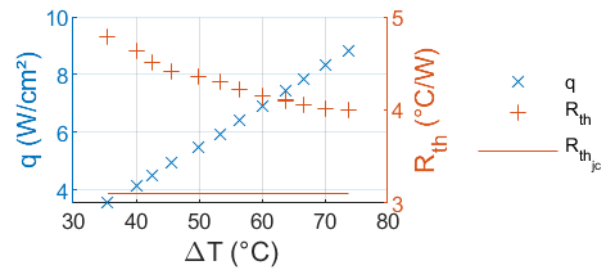


Figure 10 : Densité de flux moyenne (q) et résistance thermique globale entre la puce et le mélange diphasique à $T_{sat}=50$ °C

La résistance thermique liée au transfert par changement de phase $R_{th_{\text{ébullition}}}$ étant plutôt faible par rapport à la résistance $R_{th_{jc}}$, la décroissance de la résistance thermique globale est limitée.

$$R_{th_{globale}} = R_{th_{jc}} + R_{th_{\text{ébullition}}} \quad (4)$$

L'erreur relative maximale obtenue liée au calcul de la température sur la résistance thermique globale à $T_{sat}=50^{\circ}\text{C}$ est de 1.4% en considérant que la mesure de puissance n'apporte pas d'erreur. Elle est donnée par la relation (5).

$$\varepsilon_{rel} = \frac{\Delta R_{th_{jc}}}{R_{th_{jc}}} = \frac{\frac{\Delta T_j}{P}}{R_{th_{jc}}} = \frac{\Delta T_j}{T_j - T_{sat}} \quad (5)$$

5. Conclusion

Le paramètre thermosensible V_{GS} a été utilisé pour mesurer la température d'un composant MOSFET lors d'un refroidissement par ébullition libre. Il a d'abord été calibré afin d'obtenir la température pour chaque couple (V_{DS}/V_{GS}) pour un niveau de courant donné, puis a permis de caractériser les transferts de chaleur. La sensibilité par rapport à la température est de $-2.3 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ et celle par rapport à la tension V_{DS} est de $-0.74 \text{ mV}/\text{V}$ pour le composant testé. La méthode d'interpolation apportant peu d'erreur sur la température (écart moyen de 0.18°C), les résultats en découlant comme la résistance thermique sont peu entachés d'erreur sur la plage de calibration. C'est une méthode de mesure qui pourra être comparée à une méthode plus classique à l'aide du paramètre thermosensible V_{DS} à faible courant et qui pourra permettre de caractériser les transferts de chaleur sur des dissipateurs étudiés dans les travaux futurs.

Références

- [1] C. K. Yu et D. C. Lu, « Pool boiling heat transfer on horizontal rectangular fin array in saturated FC-72 », *Int. J. Heat Mass Transf.*, vol. 50, n° 17-18, p. 3624-3637, août 2007, doi: 10.1016/j.ijheatmasstransfer.2007.02.003.
- [2] W. Wu, H. Bostanci, L. C. Chow, Y. Hong, M. Su, et J. P. Kizito, « Nucleate boiling heat transfer enhancement for water and FC-72 on titanium oxide and silicon oxide surfaces », *Int. J. Heat Mass Transf.*, vol. 53, n° 9-10, p. 1773-1777, avr. 2010, doi: 10.1016/j.ijheatmasstransfer.2010.01.013.
- [3] M. S. El-Genk et A. F. Ali, « Enhanced nucleate boiling on copper micro-porous surfaces », *Int. J. Multiph. Flow*, vol. 36, n° 10, p. 780-792, oct. 2010, doi: 10.1016/j.ijmultiphaseflow.2010.06.003.
- [4] Y. Avenas, L. Dupont, et Z. Khatir, « 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, doi: 10.1109/TPEL.2011.2178433.
- [5] C. M. Barnes et P. E. Tuma, « Practical considerations relating to immersion cooling of power electronics in traction systems », in *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, sept. 2009, p. 614-621. doi: 10.1109/VPPC.2009.5289790.
- [6] D. P. U. Tran, « Méthodes calorimétriques dynamiques pour l'estimation des pertes dans les composants semi-conducteurs de puissance », p. 146.
- [7] D. P. U. Tran, S. Lefebvre, et Y. Avenas, « Discrete Power Semiconductor Losses Versus Junction Temperature Estimation Based on Thermal Impedance Curves », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 10, n° 1, p. 79-87, janv. 2020, doi: 10.1109/TCPMT.2019.2939617.
- [8] H. D. Baehr et K. Stephan, *Heat and Mass Transfer*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011. doi: 10.1007/978-3-642-20021-2.
- [9] Y. Avenas et L. Dupont, « Evaluation 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, doi: 10.1016/j.microrel.2012.03.032.
- [10] D. Petit et D. Maillet, « Techniques inverses et estimation de paramètres. Partie 1 », 2008.