

Instrumentation pour estimer les pertes de semi-conducteur par la méthode d'opposition

Tien Anh NGUYEN¹, Mickael PETIT¹, Denis LABROUSSE¹, Gérard CHAPLIER¹, Stéphane LEFEBVRE¹

¹SATIE, UMR CNRS 8029, ENS Paris Saclay – CNAM, F-75141 Paris Cedex 03, France.

RESUME - L'estimation précise des pertes de puissance est importante pour la conception en électronique de puissance. Cet article décrit un banc d'essai basé sur la méthode d'opposition et la méthode calorimétrique pour caractériser les pertes d'un module MOSFET SiC. Un système fin d'instrumentation électronique est mis en place pour mesurer la température différentielle, le débit, la pression et le courant. Afin de diminuer l'inductance parasite, le circuit de puissance est conçu sous forme de bus-bars. Les premiers tests expérimentaux se concentrent sur la calibration du nouveau système de mesure et tentent d'estimer les différents facteurs qui influencent la précision des mesures de pertes de semi-conducteur.

Mots-clés— Pertes de semi-conducteur, méthode d'opposition, méthode calorimétrique, module MOSFET SiC.

1. INTRODUCTION

Plusieurs variantes de topologies ZCS et ZVS de convertisseurs de puissance utilisant des MOSFET SiC peuvent permettre d'augmenter l'efficacité des convertisseurs de puissance à plus de 99 % [1, 2, 3]. L'évaluation précise des pertes de puissance du système électronique de puissance à rendement élevé et à hautes fréquences de fonctionnement devient donc un défi. C'est pourquoi, la mesure des pertes du module de puissance avec une grande précision joue un rôle important pour la conception du convertisseur de puissance mais aussi pour estimer la fiabilité et les performances globales du système de convertisseur [4, 5]. Différentes techniques d'estimation des pertes dans les systèmes d'électronique de puissance sont décrites dans l'article [6], avec deux grandes catégories de techniques de mesure des pertes : les méthodes de mesure électrique et calorimétrique.

Les méthodes électriques, telles que la méthode à double impulsion et la méthode d'opposition, calculent la puissance instantanée ou moyenne en fonction des mesures de la tension et du courant. Généralement, les pertes de commutation sont estimées en utilisant la méthode à double impulsion pendant l'amorçage et le blocage de l'interrupteur. Cependant, pour une fréquence de fonctionnement élevée, la précision des formes d'onde mesurées diminue fortement en raison de la bande passante limitée et de la réponse dynamique en fréquence des sondes de tension et courant conventionnels. Ainsi, une grande imprécision peut être introduite dans la mesure des pertes de commutation, en particulier pour la commutation douce en utilisant cette méthode [7]. La méthode d'opposition a été considérée comme une mesure directe des pertes totales en utilisant un analyseur de puissance [8]. La qualité de cette méthode dépend de différents facteurs : la précision de l'analyseur de puissance, la fiabilité de l'estimation d'autres pertes élémentaires telles que les pertes dans les éléments passifs (condensateur et inductance) dans les connexions.

Contrairement à la méthode électrique, la méthode calorimétrique est utilisée en mesurant directement les pertes à partir de la chaleur absorbée par le fluide caloporteur. Grâce à une grande constante de temps thermique, la méthode

calorimétrique permet d'atteindre une précision plus élevée par rapport à la méthode électrique, mais un temps de mesure plus long est nécessaire pour atteindre la stabilité de thermique [6], [9]. Une autre tâche difficile est la capacité de séparer les pertes de commutation et de conduction en utilisant cette méthode [2], [9].

Dans cette étude, nous proposons la caractérisation des pertes du module SiC MOSFET (CAS325M12HM2) du fabricant Wolfspeed. En tant que combinaison de méthode de mesure électrique et calorimétrique, le montage expérimental du pont H complet basé sur la méthode d'opposition avec module de puissance monté sur une plaque de refroidissement à eau a été développé afin d'évaluer les pertes générées par ces modules pour différentes tensions et courants et pour différentes fréquences de découplage. Dans la figure 1, deux modules de puissance demi-pont sont associés en opposition, l'un des modules fonctionne en générateur, l'autre reste en récepteur. L'inductance d'opposition ($L_{\text{opposition}}$) comme une source de courant équivalente est insérée entre deux bras d'onduleur pour limiter la variation de courant induite par la tension différentielle instantanée entre deux bras d'onduleur [8]. Ainsi, la source d'alimentation ne délivre que les pertes du système. Le bras d'onduleur en tant que générateur est réglé sur une commande en boucle ouverte et le courant circulant dans l'inductance d'opposition est contrôlé par le bras d'onduleur en tant que récepteur fonctionnant en boucle fermée.

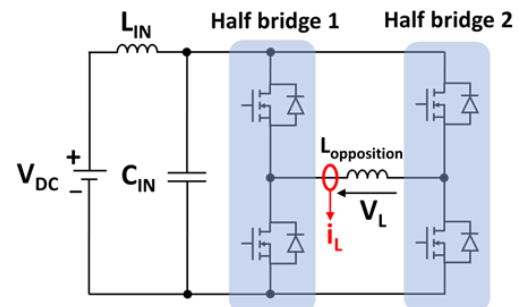


Fig. 1. Deux bras d'onduleur associés dans la méthode d'opposition

Nous avons réalisé un tel banc de test décrit dans l'article [10] où la température du liquide de refroidissement mesurée par thermocouple de type K ne permet pas de mesurer précisément la faible variation de température différentielle dans le système de refroidissement à faible courant. De plus, l'inductance parasite importante du circuit de puissance à des vitesses de commutation élevées a induit une surtension au blocage qui a également affecté l'estimation des pertes de commutation.

Afin d'améliorer notre banc de test antérieur, ce papier proposera un nouveau système fin d'instrumentation électronique permettant de mesurer plus précisément la température, le débit, la pression, et le courant. Le synopsis du nouveau banc est présenté dans la figure 2. La nouvelle conception de bus-bars pour le circuit de puissance a été introduite pour minimiser l'inductance parasite.

très haute précision, et d'un amplificateur avec une tension d'offset extrêmement faible. Les chutes de tension mesurées sur les résistances PT100 sont transmises à des amplificateurs d'instrumentation à faible bruit, puis les signaux sont interfacés avec un ADC 16 bits de type « Delta-Sigma » (ADS1115IDGSR) correspondant au protocole de communication I2C.

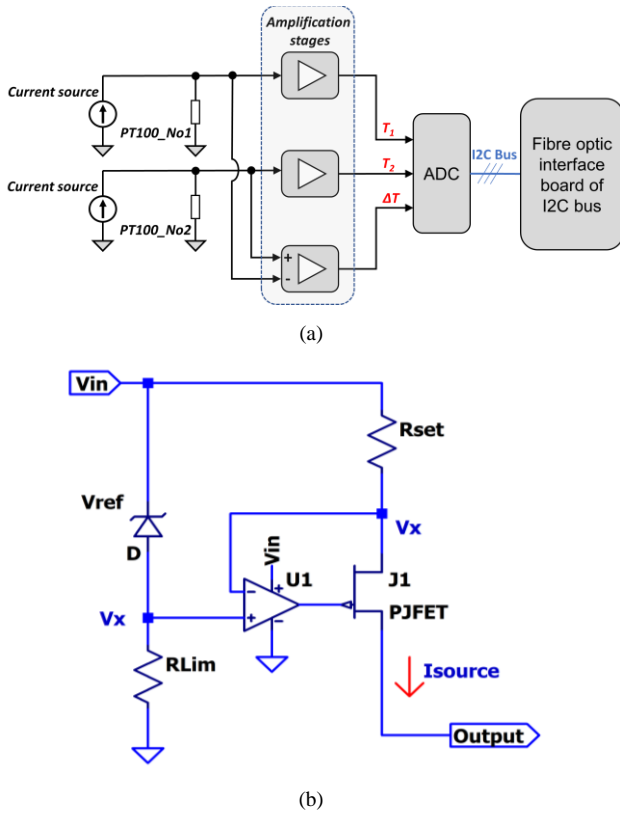


Fig. 4. Configuration d'une carte de conditionneur pour la mesure de la température (a) et la source de courant « contre réaction » de la sonde PT100 pour la mesure de température (b)

L'étage d'amplification utilise des résistances de configuration de gain d'une précision de 0,01% pour assurer la haute précision de la température estimée. La carte de conditionnement pour la mesure de température permet d'estimer la température absolue dans les quatre plages de température différences : [20°C à 40°C], [40°C à 60°C], [60°C à 80°C] et [80°C à 100°C], afin d'obtenir la meilleure résolution de l'ADC, dans lequel la mesure de la température différentielle est réglée dans la plage de 20°C avec une précision de $\leq \pm 0,03^\circ\text{C}$ et une résolution d'environ $0,01^\circ\text{C}$. Le débit de l'eau du système de refroidissement est mesuré par un débitmètre de l'effet Coriolis FMC-5000 fabriqué par Omega. Le débitmètre permet d'atteindre une précision de 0,2% sur la plage de débit de 150 à 3000 kg/heure.

De plus, pour estimer la chute de pression pendant le processus de transfert de chaleur au sein de plaque de refroidissement, nous mettons également en œuvre la mesure de la pression différentielle entre l'entrée et la sortie de l'eau de refroidissement dans la plaque de refroidissement. La pression différentielle est mesurée à l'aide du transducteur de pression différentielle PX409-015DWUI fabriqué par Omega avec une précision de 0,08 % sur la plage de pression différentielle de 0 à 15 Psi.

2.3. Mesure de courant

Afin de mettre en œuvre une régulation en boucle fermée du courant de l'inductance, la mesure du courant de l'inductance et la stratégie d'échantillonnage du courant ont été étudiées. Le

capteur de courant IT 405-S du fabricant LEM a été utilisé afin de mesurer le courant de l'inductance. Nous avons développé la carte d'interface de mesure de courant qui permet de transférer les données de mesure du capteur de courant vers la carte DSP en utilisant le protocole de communication SPI (Figure 5)

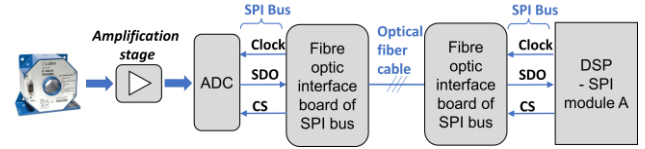


Fig. 5. Configuration de la carte du conditionnement électronique pour la mesure du courant

Un ADC de type « Successive Approximation – SAR » 16 bits 2,5 MSP (AD7985) a été utilisé pour mettre en œuvre l'échantillonnage de la mesure du courant. La bande passante Nyquist de l'ADC sélectionné est beaucoup plus élevée que la fréquence de commutation ($< 300\text{ KHz}$). D'après son datasheet, l'ADC peut fonctionner à une fréquence d'horloge typique de 19 MHz.

Le DSP TMS320F28379D peut être configuré pour obtenir le débit en bauds de SPI souhaité en calculant LSPCLK (low-speed peripheral clock) de 200 MHz divisée par le facteur de débit en bauds (baud rate factor - SPIBRR) entre 3 et 127, on obtient alors :

$$\text{SPI Baud rate} = \frac{\text{LSPCLK}}{(\text{SPIBRR} + 1)} \quad (1)$$

Par exemple, pour recevoir le débit en bauds souhaité de 19 Mbps, SPIBRR sera réglé sur 10 pour atteindre le débit en bauds le plus proche d'environ 18,2 Mbps. Ainsi, le temps de transmission théorique de ADC utilisant 16 cycles d'horloge pour la transmission de données est estimé par :

$$t_{\text{transmission}} = \frac{1}{18,2 \times 10^6} \times 16 \approx 0,88 \mu\text{s} \quad (2)$$

Il est donc important de noter que le temps de transmission des données doit être suffisamment court pour permettre l'exécution de l'algorithme de régulation pendant le temps restant de la période de découplage. Par exemple, avec une fréquence de découplage de 50 kHz, le temps total nécessaire pour prendre en compte deux commutations (amorçage et blocage) du transistor sera de $10 \mu\text{s}$. Par conséquent, le temps de transmission des données pour les échantillons ne prend qu'une petite fraction de la demi-période laissant une bonne marge pour effectuer les tâches restantes.

2.4. Conception de circuit de puissance

Dans l'article [10], la méthode d'opposition consiste en deux demi-ponts commandés afin d'assurer des courants équilibrés dans tous les interrupteurs d'un demi-pont (transistors et diodes). La charge inductive placée au milieu des demi-ponts permet de minimiser l'énergie délivrée par la source de courant continu. En effet, la source fournit seulement les pertes générées par les composants semi-conducteurs et les pertes dans l'inductance (pertes cuivre et fer). Cette stratégie de commande permet de minimiser la valeur de l'inductance.

Pour minimiser l'inductance parasite du circuit de puissance, une structure de DC bus-bar a été proposée. Les bus-bars sont composées de deux segments de bus-bar directement opposés et sont symétriques en miroir (Fig. 6). L'isolation entre les bus-bars a été réalisée par le film de polyester mylar de type A, dont l'épaisseur est de 100 μm .

Dans la figure 7, le banc de test se constitue de deux bras d'onduleur, chacun est monté sur une plaque de refroidissement avec les cartes de driver de commande et sa carte d'interface de fibre optique.

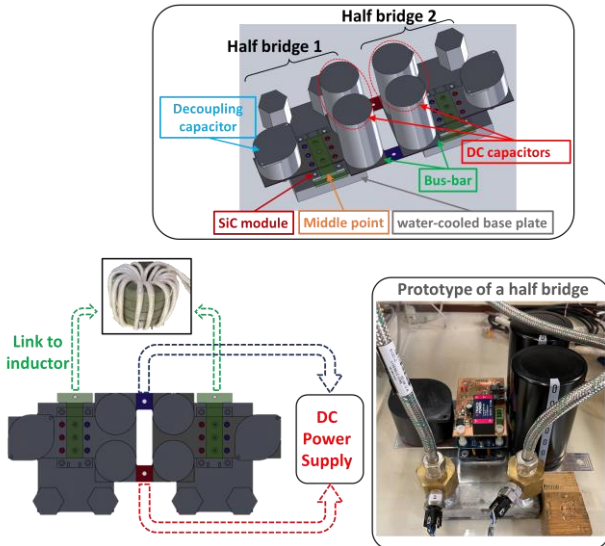


Fig. 6. Concept de bus bars DC pour le circuit de puissance

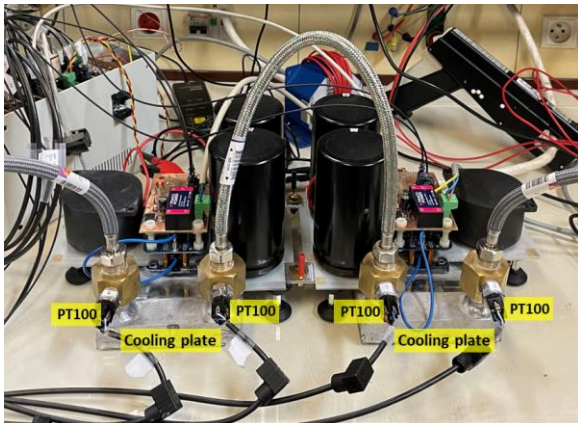


Fig. 7. Deux bras d'onduleur montés sur les plaques de refroidissement à eau

3. CALIBRATION DES SYSTEMES D'INSTRUMENTATION ELECTRONIQUE

Pour obtenir une estimation précise des pertes de puissance en utilisant la méthode calorimétrique, les calibrations des systèmes d'instrumentation de mesure tels que la température et le débit d'eau sont indispensables.

3.1. Mesure de température

Pour calibrer le système de mesure de température, deux sondes PT100 de chaque plaque de refroidissement sont placées dans une enceinte climatique. Ces deux sondes PT100 sont insérées dans un cube en cuivre pour assurer le même point de température pendant le processus de calibration.

L'enceinte climatique est configurée pour 5 valeurs de température différentes (20°C, 25°C, 30°C, 35°C et 38°C). A chaque température fixée, on attend une heure pour atteindre la

stabilité thermique à l'intérieur de l'enceinte, puis l'acquisition des données de mesure de température s'effectue pendant 3 minutes pour 100 mesures.

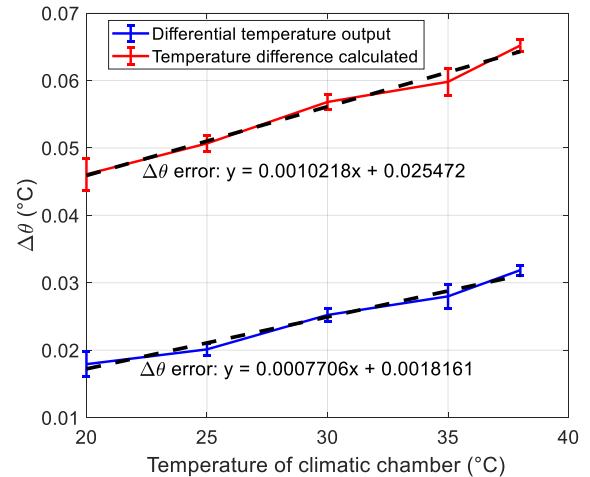


Fig. 8. Différence de température de deux sondes PT100 du bras d'onduleur 1 en fonction de la température de l'enceinte climatique

La figure 8 présente l'évolution de la différence de température ($\Delta\theta$) de deux sondes PT100 du bras d'onduleur 1 en fonction de la température de l'enceinte climatique avec sa valeur moyenne et l'écart type de 100 mesures à chaque point de température. Idéalement, la différence de température ($\Delta\theta$) devrait être nulle. La ligne rouge illustre la différence de température calculée mathématiquement à partir des températures absolues mesurées de ces deux sondes PT100. La ligne bleue correspond à la température différentielle obtenue directement à partir de la sortie de température différentielle de la carte de mesure de température (comme la configuration de mesure illustrée dans la figure 4.a).

L'erreur d'offset plus élevée indiquée dans la différence de température calculée (ligne rouge) signifie que cette erreur est causée par l'erreur de différence de gain des deux étages d'amplification correspondant aux deux mesures de température absolues. La tendance de l'augmentation linéaire en fonction de la température de l'enceinte thermique identifiée dans les deux approches d'estimation de la température différentielle (lignes rouges et bleues) montre également qu'il existe une différence entre les valeurs de source de courant appliquées aux ces deux sondes PT100 ainsi que la dispersion des valeurs des résistances des sondes PT100 utilisées.

Dans la figure 8, la ligne pointillée noire correspond à l'erreur de température différentielle estimée en fonction de la température de l'enceinte thermique. Ces équations d'erreur vont être utilisées afin de supprimer l'erreur d'offset et de gain des étages d'amplification pour obtenir la mesure plus précise. Il est important de noter que la sortie de température différentielle pourrait ainsi donner une précision de $\leq \pm 0,03^\circ\text{C}$ et une résolution d'environ $0,01^\circ\text{C}$ sur une plage de température de 20°C à 40°C .

3.2. Validation de la mesure du débit

Pour valider la mesure de débit d'eau à l'aide de la carte d'instrumentation électronique développée dans le banc de test expérimental, le débit mesuré par notre système de mesure sera comparé à la mesure de débit affichée sur l'écran LCD du débitmètre Coriolis FMC-5000, en supposant être la « référence ». La pompe centrale contrôle le débit d'eau dans la plage de fonctionnement du débitmètre Omega FMC-5000 de 150 à 3000 kg/heure. A chaque valeur de débit fixe, nous avons effectué une série de 100 mesures pendant trois minutes.

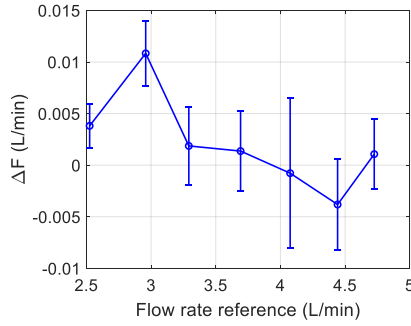


Fig. 9. Validation de la mesure de débit

La Fig. 9 présente la différence entre le débit mesuré et l'indice affiché sur le FMC-5000 avec la valeur moyenne et l'écart type du débit mesuré à chaque point de mesure. Le débit maximum délivré par la pompe centrale est de 4,72 L/min (correspondant à 283 kg/heure de l'eau de refroidissement).

L'incertitude de la mesure du débit peut résulter de l'instabilité de la pompe centrale et/ou de l'imprécision du débitmètre en basant l'effet de Coriolis dans la plage de bas débit. La figure 9 montre la différence la plus élevée d'environ 0,3 % seulement entre le débit mesuré et l'indice affiché sur le débitmètre FMC-5000.

4. CALIBRATION DE PLAQUE DE REFROIDISSEMENT A EAU

Afin de caractériser la plaque de refroidissement à eau, une dissipation de puissance fixe est injectée, et la différence de température ($\Delta\theta$) entre l'entrée et la sortie d'eau de refroidissement de la plaque de refroidissement est mesurée en fonction du débit de l'eau (Q_v). Deux résistances de puissance de $33 \Omega \pm 0,05 \%$ sont montées sur une plaque de base en cuivre conçue avec les mêmes dimensions que la semelle du module de puissance SiC. Ces deux résistances servent à injecter la puissance dissipée (P). Les surfaces de la plaque de refroidissement sont recouvertes de fibre de verre afin d'assurer l'isolation thermique avec l'ambiance (comme illustré dans la figure 10).

La figure 11 montre les évolutions de température différentielle ($\Delta\theta$) mesurées en fonction du débit d'eau (Q_v) pour les trois injections de puissance (P) et les résultats obtenus sont comparés par rapport à la différence de température théorique donné par la relation (3).

$$\Delta\theta = \frac{P}{\rho \times C_p \times Q_v} \quad (3)$$

Où l'eau de refroidissement est considérée avec une capacité calorifique spécifique (C_p) de $4,182 \times 10^3 \text{ J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$ et une masse volumique (ρ) de $998,2 \text{ kg.m}^{-3}$ à 20°C .

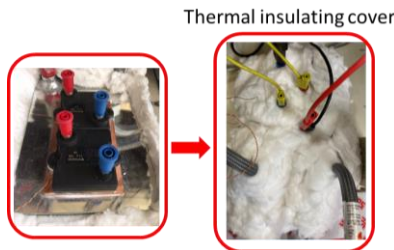


Fig. 10. Banc d'essai pour la calibration de plaque de refroidissement à eau

La figure 11 montre qu'il existe des écarts entre la différence de température mesurée expérimentalement et celle théorique, ils sont plus élevés lorsque le débit d'eau est faible et devient faible lorsque le débit d'eau est plus élevé.

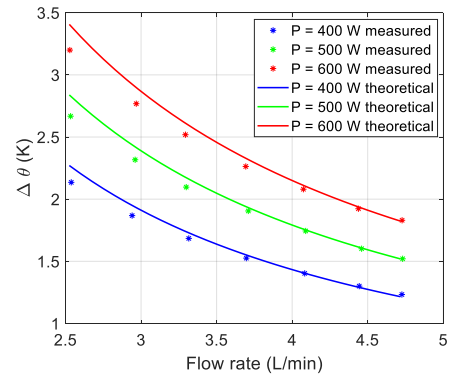


Fig. 11. Calibration de plaque de refroidissement

En effet, plusieurs hypothèses peuvent être interprétées quant à l'origine de ces écarts. La perte de chaleur à travers la paroi n'est pas négligeable et dépend donc du débit de l'eau de refroidissement. D'autre part, l'erreur de débit mesurée par le débitmètre de l'effet de Coriolis pourrait expliquer la dispersion plus élevée à faible valeur de débit d'eau.

5. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

L'article présente la calibration d'un banc de mesure calorimétrique utilisant la méthode d'opposition afin d'effectuer la caractérisation des pertes des modules SiC MOSFET. Le système de l'instrumentation mis en œuvre permet d'obtenir une mesure précise de la température, du débit d'eau, de la pression et du courant. À l'avenir, les tests se concentreront sur la mesure des pertes des semi-conducteurs et tenteront d'estimer séparément les pertes de commutation et de conduction [11, 12].

6. REFERENCES

- [1] J. Biela, & al., SiC versus Si Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC-DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 7, July 2011, pp. 2872-2882.
- [2] G. Fortes, & al., Characterization of A 300 KW Isolated DC-DC Converter Using 3.3 Kv SiC-MOSFETS, PCIM Europe, 2021.
- [3] D. Rothmund, & al., Operating Behavior and Design of The Half Cycle Discontinuous Conduction Mode Series Resonant Converter with Small DC Link Capacitors, IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013.
- [4] M.N. Ngo, & al., Performance Evaluation of SiC MOSFETS for Isolated DC-DC Conversion in Medium Voltage Photovoltaic Power Plants, PCIM Europe, 2022.
- [5] J. Fabre, & al., Characterization in ZVS Mode of SiC MOSFET Modules for MVDC Applications, ICCEP, Otranto, Italy, 2019.
- [6] C. Xiao, & al., Overview of Power Loss Measurement Techniques in Power Electronics Systems, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, No. 3, May/June 2007, pp. 657-664.
- [7] S. Tiwari, & al., Hard and Soft Switching Losses of a SiC MOSFET Module under Realistic Topology and Loading Conditions, EPE'17 ECCE Europe, 2017.
- [8] F. Forest, & al., Use of Opposition Method in the Test of High-Power Electronic Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, April 2006, pp. 530-541.
- [9] D. Christen, & al., Calorimetric Power Loss Measurement for Highly Efficient Converters, International Power Electronics Conference - ECCE ASIA, 2010.
- [10] R. Mattar, & al., Losses Measurements on a SiC Power Module, PCIM Europe 2019.
- [11] D. Rothmund, & al., Accurate Transient Calorimetric Measurement of Soft-Switching Losses of 10kV SiC MOSFETS, IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2016.
- [12] B. Cougo, & al., Characterization of Low Inductance SiC Module with Integrated Capacitors for Aircraft Applications Requiring Low Losses and Low EMI Issues, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 36, No. 7, July 2021, pp. 8230-824.

Réponses aux commentaires des relecteurs :

+ Relecteur 1

Correspondance aux thèmes du symposium : 10 - Bonne

Positionnement scientifique par rapport à l'état de l'art : 10 - Bon

Contenu scientifique : 10 - Bon

Originalité : 6 - Moyenne

Décision : 6 - Tend vers une acceptation

Commentaire : Le cœur du résumé porte sur la conception et la mise en œuvre d'une chaîne de mesure température - pression - débit à très haute précision pour l'estimation des pertes de puissance d'un module SiC par une méthode calorimétrique fluide. Une comparaison est envisagée avec une méthode électrique par opposition. Le texte est très bien écrit, clair et le sujet d'actualité. La démarche vise une amélioration technique de procédés existants en recherchant un haut niveau de précision et de performances. suggestions aux auteurs pour l'article final : - pourquoi vouloir utiliser un analyseur de puissance avec une méthode d'opposition puisque le produit $V_{bus} \times I_{bus}$ est suffisant (avec des instruments de précision bien sûr mais sur des calibres adaptés au niveau des pertes seules et non pas à la puissance totale traitée) ? l'analyseur reste indispensable pour une mesure directe du rendement, - la précision $\pm 0.03^\circ\text{C}$ et la résolution 0.01°C sont-elles théoriques (ou datasheet) ? ont-elles été vérifiées en pratique ? - le blindage CEM (+ moyennage des mesures) de la chaîne a-t-il été intégré à la conception pour immuniser la mesure des dv/dt des modules ?

Réponses aux commentaires de relecteur 1 :

Tout d'abord, je vous remercie les commentaires pour améliorer notre article.

En dessous, je me permets de répondre à vos commentaires.

En utilisant l'analyseur de puissance avec $V_{bus} \times I_{bus}$, les pertes d'estimation va prendre en compte les pertes des éléments passifs (condensateur, inductance, connexion, ...), et l'incertitude de l'appareil de mesure. En revanche, dans notre étude, la combinaison de deux méthodes : la méthode calorimétrique et la méthode d'opposition, nous souhaitons relever plus précisément les pertes générées seulement par le module de puissance pour différentes tensions et courants et pour différentes fréquences de découplage. Dans les prochains travaux à l'avenir, les pertes estimées par la méthode calorimétrique seront également comparées par rapport à celles estimées par l'analyseur de puissance.

Dans cet article final, notre travail se focalise sur la présentation de réalisation du nouveau banc de test, la conception des systèmes fins d'instrumentation électronique pour la mesure de la température, du débit, de la pression, et du courant). Cet article a montré le processus de la calibration des systèmes de la mesure de température, de débit et de plaque de refroidissement à eau.

La précision ($\leq \pm 0,03^\circ\text{C}$) et la résolution ($0,01^\circ\text{C}$) de la mesure de température différentielle de l'eau de refroidissement ont été expérimentalement montrées dans la partie de calibration de la mesure de température.

Dans ce papier, nous n'avons pas eu le temps suffisant afin d'effectuer tous les aspects souhaités concernant l'estimation de pertes réelles.

Dans la future, le travail doit être concentré sur la mise en œuvre de la boucle de régulation du courant d'inductance et la mesure des pertes des semi-conducteurs. L'effet de blindage CEM, dv/dt sur la mesure de perte doit être évalué dans ces prochains travaux.