

Mesure de champ magnétique pour détecter le court-circuit dans le convertisseur de puissance

Tien Anh NGUYEN¹, Pierre-Yves JOUBERT², Stéphane LEFEBVRE¹, Denis LABROUSSE¹, Gérard CHAPLIER³, Mickael PETIT¹, François COSTA⁴

¹SATIE, CNRS UMR 8029, CNAM, Paris, France.

²Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies, CNRS, Université Paris-Sud, Palaiseau, France.

³SATIE, CNRS UMR 8029, ENS Paris-Saclay, Gif-sur-Yvette, France.

⁴SATIE, CNRS UMR 8029, Université Paris Est Créteil, France.

RESUME – Les capteurs de courant jouent un rôle important en électronique de puissance tant pour la protection des convertisseurs que pour leur contrôle. Ce papier propose une méthode de détection des événements de court-circuit à travers des mesures du champ magnétique rayonné par les circuits PCB des convertisseurs de puissance. Deux technologies de capteurs (AMR et bobines d'induction) sont évaluées. La cartographie du champ magnétique à proximité du PCB permet d'estimer les positions favorables permettant la détection des courts-circuits. Les résultats obtenus montrent que les bobines d'induction sont de bonnes candidates non seulement pour détecter un court-circuit mais aussi pour effectuer une mesure de courant sans contact et non intrusive dans le convertisseur de puissance. Ce travail ouvre la voie au développement de l'intégration de capteur de courant sans contact au sein de PCB, ou de drivers intelligents intégrant la protection contre les courts-circuits (ou les surintensités), spécialement dédiés aux composants à grand gap en GaN et SiC qui présentent de faibles capacités de court-circuit.

Mots-clés— *cartographie de champ magnétique, court-circuit, capteur de courant sans contact.*

1. INTRODUCTION

L'amélioration de l'efficacité et de la fiabilité des convertisseurs de puissance est l'un des objectifs importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Dans le cadre de cette étude, l'intégration des capteurs de courant est considérée pour aider à la protection et à la mesure de courant de convertisseurs fortement intégrés [1-2]. L'estimation du courant est indispensable au contrôle, au diagnostic, ainsi qu'à la protection des convertisseurs [3-4]. En pratique, la solution technologique retenue doit être compacte pour être facilement intégrée et avoir une large bande passante pour pouvoir protéger des transistors (SiC et GaN) commutant très rapidement (CC) [5-6].

Ainsi, les méthodes de mesure de courant bien adaptées à l'intégration de puissance doivent être étudiées. Dans le contexte de cette étude, les caractéristiques attendues du capteur sont guidées par les contraintes suivantes :

- Bande passante élevée.
- Grande fiabilité.
- Faible encombrement.
- Rapidité.
- Faible intrusivité.
- Immunité élevée au bruit.

- Stabilité sur une large gamme de température de fonctionnement.

- Processus de packaging répétable.
- Coût raisonnable.

Plusieurs technologies de capteurs [7] sont actuellement disponibles pour des applications en électronique de puissance et sont analysées dans les paragraphes ci-dessous.

La mesure par shunt coaxial [8] présente une bande passante élevée (DC jusqu'à quelques centaines MHz) mais a l'inconvénient de ne pas assurer d'isolation galvanique. Elle est également invasive et peut-être responsable de pertes supplémentaires à fort courant et ajoute une inductance parasite [9]. A haute fréquence, l'effet de peau peut produire des erreurs de mesure. Enfin, la taille relativement élevée des shunts coaxiaux ne se prête pas bien à l'intégration.

Les transformateurs de courant sont largement utilisés pour la mesure de courant alternatifs avec leur bande passante allant jusqu'à plusieurs centaines de MHz pour la mesure de courant de faible intensité. Ils assurent l'isolation galvanique et consomment peu d'énergie. Le transformateur de courant est également intrusif (inductance parasite supplémentaire et volume important). L'hystérésis et la saturation du noyau magnétique peuvent dégrader la précision de la mesure, particulièrement pour les structures en couche planar privilégiées en intégration. Les conceptions permettant un fonctionnement efficace à basse fréquence sont d'autre part incompatibles avec celles établies pour les opérations à haute fréquence [10]. La présence d'un noyau magnétique limite également la température de fonctionnement du capteur [11].

Une solution alternative peut être envisagée par l'utilisation du capteur Rogowski. Sans noyau magnétique, le capteur Rogowski est faiblement invasif (le circuit doit toutefois être conçu pour l'accueillir), il présente de faibles pertes, et une excellente linéarité. Les capteurs Rogowski du commerce sont toutefois difficiles à intégrer directement à un module de puissance [12]. Pour être intégré, le capteur doit être spécifiquement conçu, dans [12] les auteurs présentent une application jusqu'à 10 MHz pour laquelle un capteur Rogowski a été enterré dans un PCB quatre couches avec une configuration des pistes particulière pour la génération du flux pénétrant dans la bobine Rogowski.

Les techniques de mesure de courant se basant sur la mesure directe de champ magnétique semblent donc donner plus de

liberté pour la conception de capteurs intégrés et non invasifs. Différentes techniques ont également été appliquées depuis longtemps en électronique de puissance telles que : l'effet Hall, la magnétorésistance, et la bobine d'induction.

Le capteur à effet Hall possède une bande passante modérée (DC à moins de 1 MHz) et est sensible à la température. La sensibilité d'un capteur à effet Hall à l'induction magnétique est faible et peut nécessiter un circuit magnétique afin de concentrer le flux à mesurer [13-14]. Donc, même si les capteurs à effet Hall sont populaires, ils sont peu adaptés à l'intégration.

Différents principes de magnétorésistance ont été également étudiés dans le contexte de l'intégration : magnétorésistance anisotrope (AMR) et magnétorésistance géante (GMR). Ces deux technologies possèdent une bonne sensibilité. Celle des GMR est beaucoup plus élevée que celle des AMR, le maximum de variation de résistance AMR est de l'ordre de 3 à 4 %, tandis que celle de GMR atteint 50 %. Le capteur GMR réagit à l'intensité du champ et non à son signe. La réponse d'un capteur GMR est donc unipolaire, i.e. pour un champ alternatif mesuré, la réponse du capteur GMR est le signal redressé [15]. En revanche, la réponse d'un capteur AMR est bipolaire [15]. Enfin, les capteurs AMR présentent une réponse plus linéaire avec moins d'hystérésis que les capteurs GMR [15]. Dans [16], les auteurs présentent une application de capteurs GMR pour mesurer différents types de courants (courants de commutation, des capacités du bus DC et de sortie au nœud AC de l'onduleur) dans une carte d'évaluation de GaN SYSTEMS. La simulation de champ rayonnée sur le PCB a permis de sélectionner les positions les plus favorables sur la carte d'évaluation pour mesurer les courants « in situ » (sans piste de courant ajoutée). Le test expérimental montre un fonctionnement satisfaisant du capteur jusqu'à 100 kHz.

Une autre étude a également utilisé un capteur GMR pour détecter une surintensité. Le capteur avec son conditionnement est intégré dans le driver d'une carte pour tests double pulses [2]. Le test expérimental montre un retard de protection d'environ 12 μ s après l'apparition de la surintensité. Une compensation de température de la réponse de capteur GMR est également nécessaire dans les applications à haute température [2].

Des solutions « hybrides » ont été également développées. Par exemple, la combinaison entre un capteur AMR avec une sonde Rogowski permet d'atteindre une bande passante étendue (de DC jusqu'à 10 MHz) [17]. Dans la conception de ce système de capteur « hybride », le capteur AMR a été installé en dessous d'un plan de concentration de champ magnétique « Planar magnetic field concentrator » en utilisant une plaque de matériau conducteur dont les dimensions sont optimisées, ce qui permet d'uniformiser la distribution du champ magnétique généré par le courant sur une large gamme de fréquence afin d'augmenter la performance du capteur AMR.

Une autre solution « hybride » est obtenue à l'aide d'une combinaison entre un capteur à effet Hall et une sonde Rogowski, pour une bande passante de DC à 15,3 MHz [18]. Les deux capteurs sont complètement intégrés « on-chip ». La validation est effectuée lors de la mesure du courant dans un banc de test double pulse à IGBT (amplitude de 60A, 1kA/ μ s). Une sensibilité du capteur de l'ordre de 3,1 mV/A est constatée.

Les performances des différentes techniques de mesure de courant sont encore controversées dans le contexte de l'intégration et nécessitent d'être évaluées et comparées précisément. Enfin, les meilleures solutions techniques pourraient devoir être sélectionnées en se basant sur la compatibilité avec le processus d'intégration retenu.

Dans cet article, nous recherchons à mesurer le courant par l'intermédiaire du champ magnétique rayonné au moyen de deux types de capteurs : AMR et bobines d'induction, pour détecter les événements de CC dans un convertisseur statique et afin d'assurer une mesure non invasive de courant dans un convertisseur fortement intégré. La sonde de courant AMR a été conçue en se basant sur un capteur AMR du commerce (Honeywell) avec un conditionnement électronique réalisé par un prestataire en France (la société ValoTec). Nous nous focaliserons sur l'instrumentation électronique de la bobine d'induction et sur la vérification des performances de ces deux techniques de mesure. Tous les essais sont réalisés sur des convertisseurs intégrant des composants discrets pour tout d'abord estimer quelle méthode de mesure sans contact serait la plus favorable dans une optique future d'intégration. Des PCBs simplifiés sont conçus pour tester la performance des systèmes de capteurs. Les cartographies de champ magnétique à la surface du PCB à tester sont également effectuées, ce qui permet d'estimer les positions favorables pour la mesure du courant ou la détection de CC, mais également pour connaître la distribution du champ magnétique en régime de CC.

Dans cet article, la section 2 présente le protocole expérimental de l'étude. Les sections 3 et 4 décrivent en détail les instrumentations et les performances pour les systèmes de capteur AMR et à bobine d'induction, respectivement. Enfin, la section 5 donnera les conclusions et les perspectives de ces travaux.

2. PROTOCOLE EXPERIMENTAL

Dans cette section, nous allons présenter le protocole expérimental utilisé afin de caractériser le champ magnétique rayonné par les PCBs de convertisseurs de puissance en régime de CC.

2.1. Systèmes à capteurs de champ magnétique étudiés

Dans ce papier, deux types de capteur de champ magnétique ont été utilisés afin de détecter les événements de CC : les capteurs AMR et les capteurs à bobine d'induction. Les capteurs sont déplacés par un robot 3 axes et connectés à un oscilloscope d'acquisition de données, tous deux pilotés par un ordinateur permettant de cartographier la distribution 3D des composantes Bx, By et Bz du champ magnétique induit au-dessus de l'éprouvette étudiée (PCB).

2.1.1. Système de capteur AMR

La Figure 1 présente le système de capteur AMR. Nous avons utilisé des capteurs intégrés trois axes HMC 1053 et deux axes HMC 1052 commercialisés par Honeywell. Le Tableau 1 présente les caractéristiques principales de ce capteur AMR.

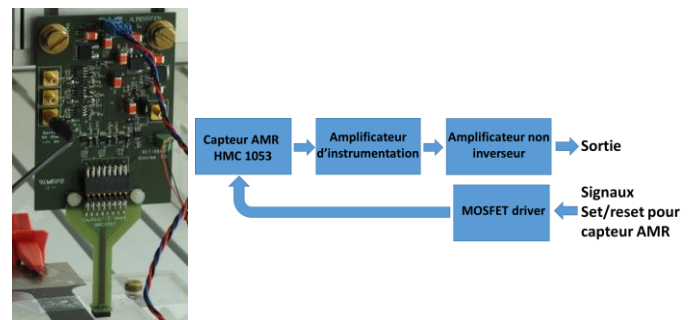


Fig. 1. Conditionnement du capteur AMR

La sensibilité des capteurs est de 10 μ V/V/ μ T. Lorsque la tension d'alimentation est égale à 5 V, on obtient donc une sensibilité de 50 μ V/ μ T. La datasheet du fabricant montre que

la bande passante de ce capteur AMR est de 5 MHz. Le capteur possède deux sorties dont leur différence de tension est à l'image du champ magnétique.

Tableau 1. Paramètres des capteurs AMR Honeywell HMC 1053 & 1052

Paramètre	Conditions	Min	Typique	Max	Unité
Alimentation (V_{Supply})	-	1,8	3	20	V
Range de mesure (FS)	-	- 600		+ 600	μT
Erreur de linéarité	Ligne de réf. $\pm 100 \mu T$ $\pm 300 \mu T$ $\pm 600 \mu T$	-	0,1 0,5 1,8	-	% FS
Sensibilité	Courant set/reset = 0,5A	8	10	12	$\mu V/V/\mu T$
Résolution	$V_{Supply} = 5V$	-	0,012	-	μT
Erreur de hystérésis	$\pm 300 \mu T$	-	0,06	-	%FS
Erreur de répétabilité	$\pm 300 \mu T$	-	0,1	-	%FS
Bande passante	-	-	5	-	MHz

Un circuit électronique associé est réalisé pour mettre en œuvre ce capteur. L'ensemble est monté sur un support mécanique permettant de fixer le capteur sur le robot, tout en garantissant un encombrement minimum dans la zone de mesure (Fig. 1). Pour acquérir le signal, plusieurs amplificateurs sont utilisés : un amplificateur différentiel d'instrumentation large bande (AD8421), et un amplificateur opérationnel (AOP) faible bruit large bande (ADA4817). La bande passante théorique de la chaîne complète est de 5MHz. Le gain total de la chaîne est fixé à 100. Le conditionnement électronique de capteur AMR demande également un système de Set/Reset qui permet de réinitialiser l'orientation des moments magnétiques dans la magnétorésistance sous l'effet du fort champ magnétique mesuré ou de la variation de température ambiante.

2.1.2. Système de capteur à bobine d'induction

La Figure 2 présente le système de capteur à bobine d'induction. Deux types de bobine d'induction sont réalisés pour cette étude (une bobine avec noyau ferromagnétique et une bobine à air).

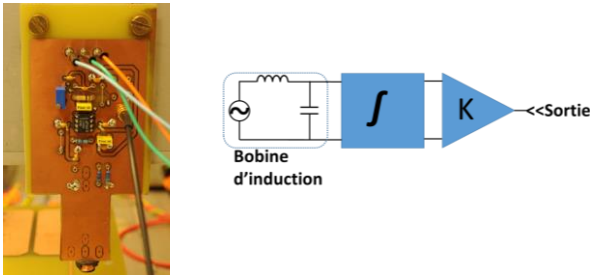


Fig. 2. Conditionnement de la bobine d'induction

Les impédances des bobines d'induction sont caractérisées par un pont d'impédance HP 4194A. La Figure 3 illustre un modèle de circuit électrique équivalent à la bobine d'induction [19].

Dans ce modèle, L et R sont respectivement l'inductance propre de la bobine et la résistance des enroulements en série. La capacité C modélise des capacités parasites (inter spires). Une autre résistance R_0 en parallèle représente le comportement non-linéaire de la résistance en série de l'inductance ainsi que les pertes fer pour la bobine avec noyau de ferrite. Cette résistance R_0 nous permet d'atteindre un facteur de qualité de la bobine cohérent par rapport à celui mesuré en expérimentation.

L'impédance de la bobine d'induction est donc représentée par la formule suivante :

$$Z = \frac{R + j\omega_0 \left(\sqrt{\frac{L}{C}} \right)}{\left(1 + \frac{R}{R_0} \right) + j\omega_0 \left(\frac{L + RR_0 C}{R_0} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \right) - \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (1)$$

Où $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, nous noterons (f_R) la fréquence de résonance de la bobine.

En utilisant ce modèle, les paramètres (R, L, C, R_0) des deux bobines d'induction ont été estimés. Pour la bobine avec noyau ferromagnétique, nous avons obtenu $R = 0,3 \Omega$, $L = 93,3 \mu H$, $C = 8,2 pF$, correspondant à une fréquence de résonance, $f_R = 5,8$ MHz. Et pour la bobine à air, les paramètres de la bobine sont identifiés avec $R = 1,5 \Omega$, $L = 29,5 \mu H$, $C = 3,75 pF$, ceux-ci correspondent à la fréquence de résonance $f_R = 15,2$ MHz. Les valeurs de résistance R_0 de 100 k Ω et de 50 k Ω sont estimées pour la bobine à air et la bobine avec noyau ferromagnétique, respectivement.

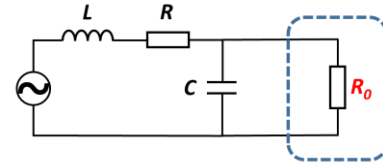


Fig. 3. Circuit équivalent de la bobine d'induction

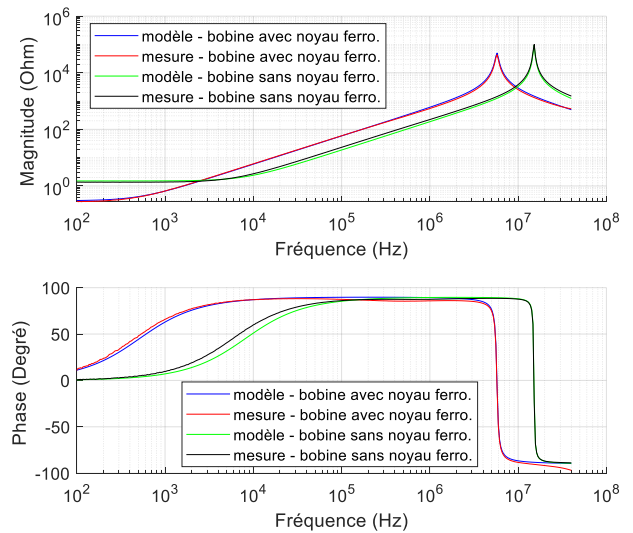


Fig. 4. Caractéristiques fréquentielles des bobines d'induction

La figure 4 présente les diagrammes des impédances mesurées expérimentalement et modélisées par le modèle équivalent de la bobine d'induction ci-dessus, caractérisés de 100 Hz à 40 MHz. En souhaitant obtenir une bande passante élevée du système de mesure de champ magnétique, nous avons fait le choix de la bobine à air qui présente une fréquence de résonance plus élevée afin de développer le système de conditionnement électrique dédié à la mesure de champ magnétique. La chaîne de conditionnement électronique pour la bobine d'induction a été élaborée. En général, le conditionnement se compose de deux étages : l'intégrateur et l'amplificateur (Fig. 2). Le détail de l'instrumentation électronique sera donné dans la section 4.

2.1.3. Caractéristiques fréquentielles des deux types de capteurs de champ magnétique

Les deux types de capteur sont caractérisés par leur fonction de transfert. Une antenne haute fréquence est utilisée pour créer le champ de magnétique de l'excitation à mesurer. L'antenne est alimentée par l'oscillateur d'un analyseur HP 4194A, le courant traversant l'antenne est mesuré par un transformateur de courant (la sonde CT2 Tektronix – bande passante : 1,2 kHz- 200 MHz).

En rapprochant l'antenne du capteur à étudier sur l'axe privilégié de la composante de champ magnétique mesuré, les diagrammes de Bode sont caractérisés. Les fonctions de transfert

sont ensuite corrigées en tenant compte de la caractéristique de la sonde CT2. Les résultats obtenus sont présentés à la figure 5.

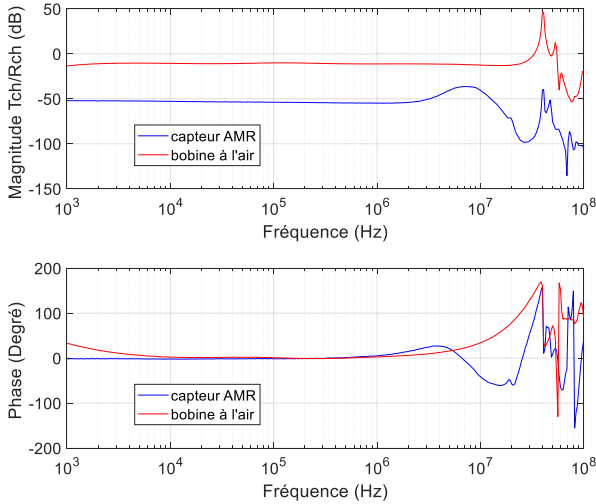


Fig. 5. Caractéristiques fréquentielles des systèmes de capteur étudiés

Les réponses en fréquences mesurées font apparaître une bande passante d'environ 1 MHz pour le système de capteur AMR, et une bande passante plus élevée d'environ 20 MHz pour le système de bobine d'induction (Fig. 5). Des analyses détaillées des réponses de ces capteurs ainsi que le conditionnement électronique dédié au capteur à bobine d'induction sont données dans les sections 3 et 4 de l'article.

2.2. Prototypes de PCBs de convertisseur de puissance

Dans le contexte de cette étude, deux prototypes de PCB de puissance ont été conçus pour analyser et étudier la possibilité de détecter les contraintes de CC. Un PCB simple face, comportant une grande boucle de courant a été utilisé afin de valider le principe de la méthode (Fig. 6.a). Un seul MOSFET SiC est utilisé. Le MOSFET est commandé par un driver isolé afin d'assurer une bonne isolation galvanique entre les signaux logiques et la puissance pendant les cycles de CC. Les deux résistances R_{ext_ON} et R_{ext_OFF} permettent de régler les vitesses de commutation de l'interrupteur (Fig. 7.a). Des tests de CC ont été délibérément effectués à basse tension de CC de 30 V afin de garantir la répétabilité des CC et afin de ne pas endommager les transistors lors de l'ouverture du courant de CC. Celui-ci est mesuré grâce à une sonde de Rogowski commerciale (PEM / CWT MiniHF 06 ayant une bande passante de 30 MHz).

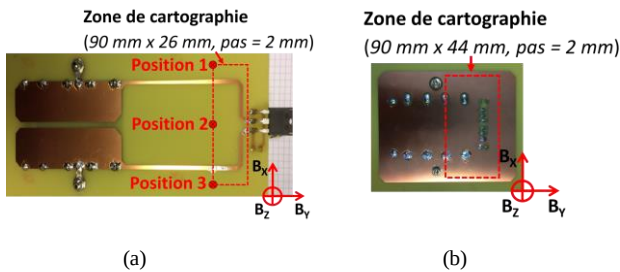


Fig. 6. Prototypage de PCB simple face (a) et double face (b)

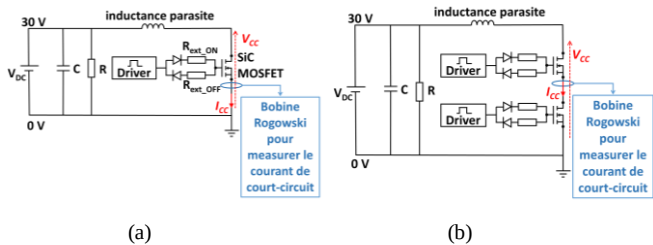


Fig. 7. Schéma électrique du PCB simple face (a) et du PCB double face (b)

Un autre prototype de PCB double face optimisé a été réalisé afin de réduire les inductances parasites (Fig. 6.b). La structure du PCB double face se rapproche de celle d'un bras d'onduleur avec deux MOSFETs SiC (High side et Low side) (Fig. 7.b). Les cycles de CC seront déclenchés en commandant simultanément deux interrupteurs.

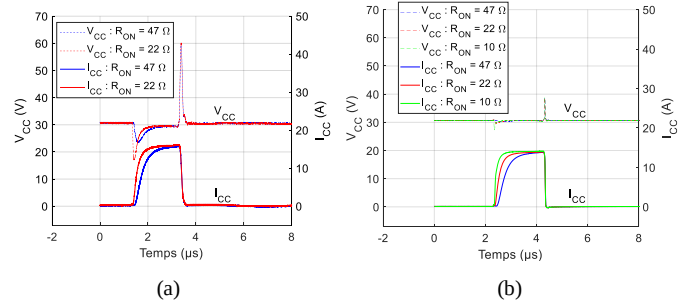


Fig. 8. Formes d'ondes de court-circuit testées sur PCB simple face (a) et sur PCB double face (b)

La figure 8 présente les formes d'onde de CC typiques sur deux PCB testés. En diminuant la valeur de R_{ext_ON} or R_{ext_OFF} , nous pouvons observer clairement l'effet de l'inductance parasite du circuit de puissance sur la forme d'onde de CC pour les deux PCBs. Dans le PCB simple face, avec $R_{ext_ON} = 47 \Omega$, une chute de tension de plus de 10 V de V_{CC} est observée au moment de l'amorçage de l'interrupteur. En revanche, et même avec une faible $R_{ext_ON} = 10 \Omega$, on observe une faible chute de tension d'environ 2 V au moment de l'amorçage des interrupteurs dans le PCB double face. Cela montre que l'inductance parasite du PCB double face est beaucoup plus faible que celle du PCB simple face.

3. SYSTEME DE CAPTEUR AMR

Dans cette section, nous allons analyser les réponses des capteurs AMR suite à un CC ainsi que la cartographie du champ magnétique au-dessus des PCBs.

3.1. Analyse des reponses impulsionnelles du systeme de capteur AMR

Tout d'abord, en plaçant le capteur AMR en position 1 sur le PCB simple face à la hauteur de 4 mm (Fig. 6.a), nous mesurons les réponses impulsionnelles du capteur AMR pendant les cycles de CC avec différentes valeurs de $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}]$. La Fig. 9.a présente une réponse impulsionnelle typique du capteur AMR (composante B_x du champ magnétique) lorsque $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}] = [47 \Omega, 220 \Omega]$.

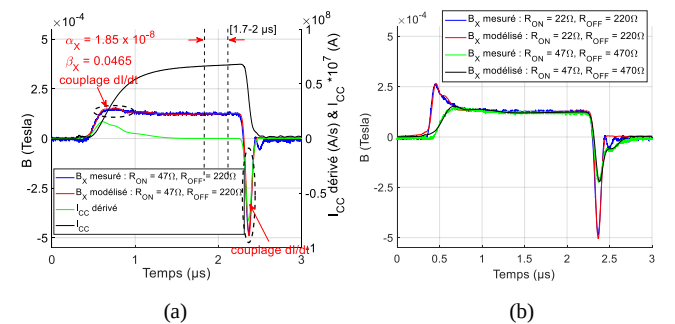


Fig. 9. Réponses impulsionnelles du capteur AMR pour le stress de CC en position 1 sur le PCB simple face à hauteur de 4 mm, avec $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}] = [47 \Omega, 220 \Omega]$ (a), et avec $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}] = [22 \Omega, 220 \Omega], [47 \Omega, 470 \Omega]$ (b).

En observant les réponses impulsionnelles du capteur AMR, les pics de champ magnétique mesuré apparaissent aux moments des commutations de courant de CC (à l'amorçage et au blocage de l'interrupteur). Afin de trouver l'origine de ces impulsions,

nous avons développé un modèle en fonction de l'amplitude du courant de CC ainsi que de sa dérivée.

$$B_X = \alpha_X \cdot \left(\frac{dI_{CC}}{dt} \right) + \beta_X \cdot I_{CC} \quad (2)$$

L'expression (2) peut être utilisée pour déterminer le coefficient β_X sur l'intervalle de $[1,7 \mu s - 2 \mu s]$ lorsque le courant de CC est approximativement constant (sur le plateau de la forme d'onde). On peut ensuite déduire la valeur α_X par :

$$\alpha_X = \frac{(B_X - \beta_X \cdot I_{CC})}{\left(\frac{dI_{CC}}{dt} \right)} \quad (3)$$

Le calcul numérique montre un couple de valeur $[\alpha_X, \beta_X] = [1,85 \cdot 10^{-8}, 0,0465]$ qui représente le couplage magnétique en direction de l'axe X du champ magnétique entre le système de capteur AMR et le PCB simple face, à la position 1 de hauteur $h = 4 \text{ mm}$ sur le PCB simple face. Afin de vérifier la performance de ce modèle, les différentes valeurs de résistances R_{ext_ON} et R_{ext_OFF} sont également rajoutées afin d'obtenir les différentes allures dynamiques des formes d'onde.

Les figures 10.a, 10.b, 10.c présentent les formes d'onde de courant de CC avec ses dérivées filtrées, dans le PCB simple face, correspondant à $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}] = [47 \Omega, 220 \Omega]$, $[22 \Omega, 220 \Omega]$, $[47 \Omega, 470 \Omega]$, respectivement. En appliquant le modèle estimé au-dessus en cas de $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}] = [22 \Omega, 220 \Omega]$ et $[47 \Omega, 470 \Omega]$ pour les réponses impulsionnelles mesurées en position 1 sur le PCB simple face, nous constatons que l'estimation du modèle est également bien cohérente par rapport aux mesures expérimentales (Fig. 9.b).

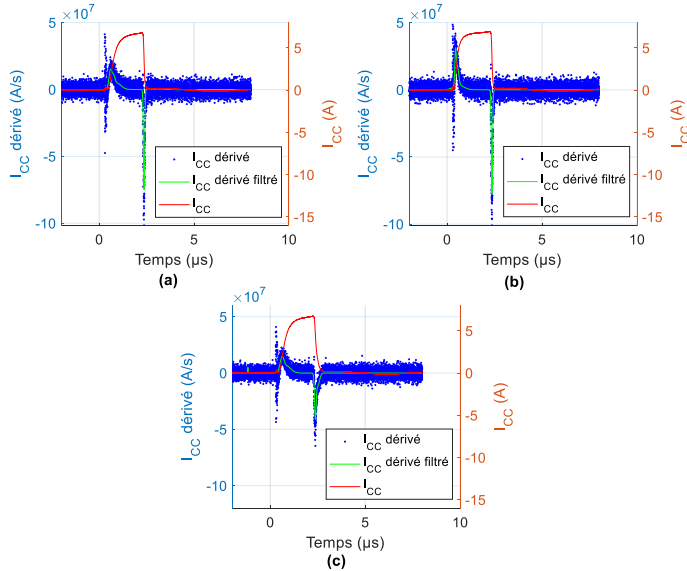


Fig. 10. Formes d'ondes de courant de CC et ses dérivées testées sur PCB simple face correspondant à $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}] = [47 \Omega, 220 \Omega]$ (a), $[22 \Omega, 220 \Omega]$ (b), $[47 \Omega, 470 \Omega]$ (c).

D'autre part, afin de vérifier la généralité du modèle dans ce cas d'étude, nous avons réalisé une cartographie des réponses impulsionnelles (composantes B_X du champ magnétique) du capteur AMR en régime de CC sur une ligne droite entre les positions 1 et 2 sur le PCB simple face, avec un pas de déplacement de 2 mm (Fig. 6.a). La figure 11.a illustre une telle cartographie des réponses impulsionnelles. En transférant le modèle développé ci-dessus à la forme matricielle, il vient donc :

$$[B_X] = [\alpha_X] \cdot \frac{dI_{CC}}{dt} + [\beta_X] \cdot I_{CC} \quad (4)$$

Nous obtenons une distribution des coefficients α_X et β_X sur cette ligne de cartographie (Fig. 11.b). Chaque point de mesure est représenté par un couple de valeur $[\alpha_X, \beta_X]$ qui présente son

propre couplage magnétique entre le système de capteur AMR et le PCB. A partir de ce modèle, avec les coefficients $[\alpha_X, \beta_X]$ identifiés, nous estimons également les réponses des capteurs AMR dans les cas des différentes valeurs $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}] = [22 \Omega, 220 \Omega]$ et $[47 \Omega, 470 \Omega]$. Les résultats de l'estimation à l'aide du modèle et de la mesure expérimentale sont présentés dans les Fig. 11.c et 11.d. Une bonne cohérence entre le modèle et la mesure expérimentale est également constatée dans ce cas.

Ensuite, de même façon, une estimation à l'aide de ce modèle est également effectuée sur le PCB double face (Fig. 6.b). Malheureusement, les résultats estimés par ce modèle sont moins cohérents avec les mesures expérimentales effectuées sur le PCB double face. Il semble donc que le modèle (2) soit uniquement validé dans quelques configurations de test (PCB) favorables. Il dépend de la structure du PCB, et de la position relative entre le système de capteur et le PCB, un modèle personnalisé sera donc nécessaire pour chaque prototype. Pourtant, le développement d'un tel modèle fiable dédié à un type de convertisseur sera obligatoire dans l'avenir, une fois que l'on souhaitera utiliser le capteur de champ afin de mesurer le courant sans contact dans le convertisseur.

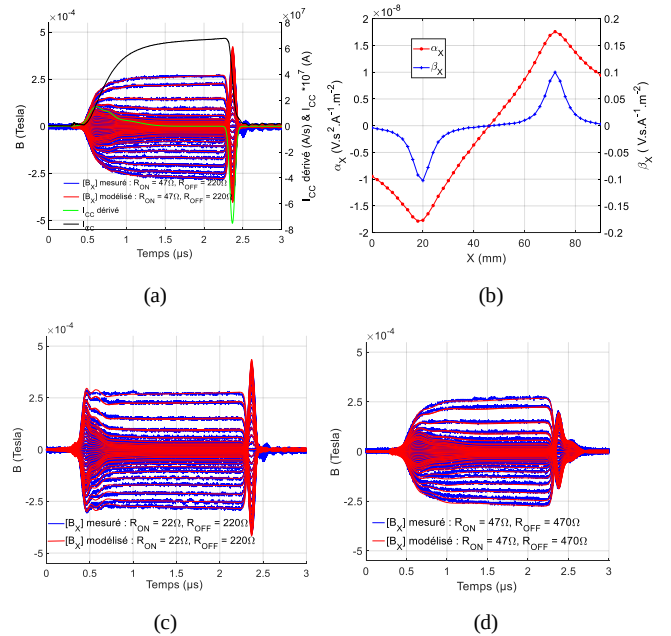


Fig. 11. Cartographie des réponses impulsionnelles sur la ligne droite entre les positions 1 et 2, sur PCB simple face, correspondant à $[R_{ext_ON}, R_{ext_OFF}] = [47 \Omega, 220 \Omega]$ (a), $[22 \Omega, 220 \Omega]$ (b), $[47 \Omega, 470 \Omega]$ (c).

3.2. Cartographie de champ magnétique sur les PCBs mesuré par le capteur AMR

Des cartographies du champ magnétique 3D à l'aide de système de capteur AMR sont réalisées sur les PCBs. Les zones de cartographie sont illustrées dans la figure 6. Chaque point de la cartographie a besoin d'un cycle de CC lancé pour mesurer le champ rayonné en ce point. La valeur moyenne de champ magnétique calculée pendant l'intervalle $[1,7 \mu s - 2 \mu s]$ de cycle de CC, sera ensuite illustrée sur la cartographie. La répétition de plusieurs cycles de CC sera donc nécessaire afin de réaliser une cartographie. C'est la raison pour laquelle, le cycle de CC est réglé à faible énergie afin d'éviter d'endommager le composant et d'assurer au maximum une reproductivité des cycles de CC pendant la cartographie.

Les figures 12 et 13 décrivent respectivement les images des cartographies (B_X , B_Y , et B_Z) sur le PCB simple face et double face, à l'aide du système de capteur AMR.

La cartographie du champ magnétique 3D à la hauteur de 4 mm sur le PCB double face montre que le champ magnétique

rayonné autour de plusieurs positions tels que les plots de puissance traversant ou les via, ne peut pas être totalement éliminé par conception (Fig. 13). Cela permet de déterminer des positions appropriées pour la détection des contraintes de CC par des mesures de champ magnétique.

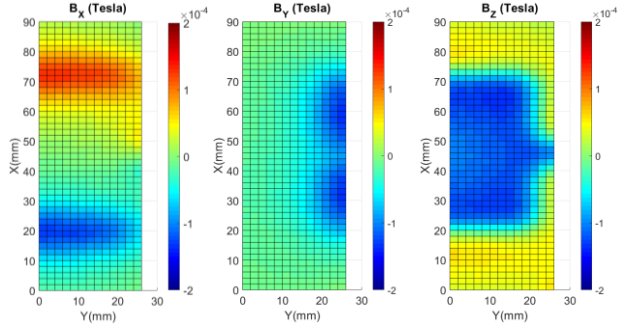


Fig. 12. Cartographie de champ magnétique sur le PCB simple face, $h = 4$ mm

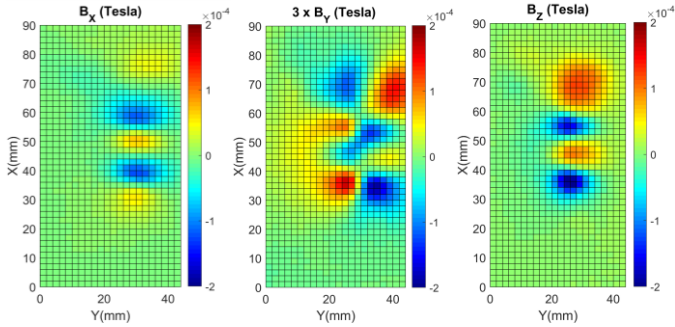


Fig. 13. Cartographie de champ magnétique sur le PCB double face, $h = 4$ mm

4. SYSTEME DE CAPTEUR A BOBINE D'INDUCTION

Dans cette section, nous allons présenter le développement du système de conditionnement électronique dédié à l'augmentation de la bande passante de mesure pour la bobine d'induction ainsi que les résultats obtenus.

4.1. Analyse du système de conditionnement électronique du capteur à bobine d'induction

Le conditionnement électronique du capteur à bobine d'induction se compose de deux étages principaux : l'intégrateur et l'amplificateur. L'étage d'amplification est réalisé à l'aide d'un montage d'amplificateur non inverseur avec un AOP ADA4899 de large produit gain bande (600 MHz), et le gain de l'étage d'amplification est réglé à $K = 11$. La bande passante de l'ensemble dépend donc forcément de l'optimisation de la bande passante de l'étage intégrateur.

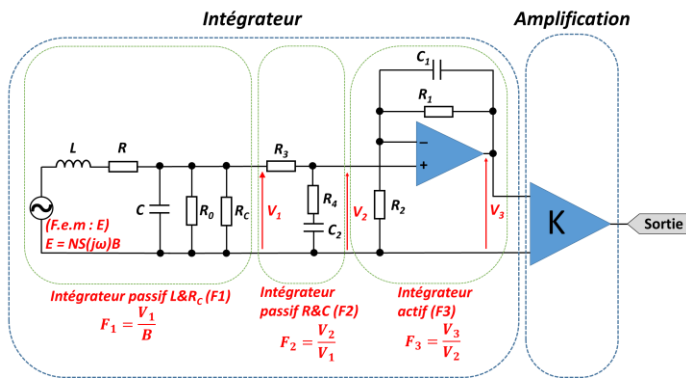


Fig. 14. Schéma équivalent de conditionnement électronique du système de capteur à bobine d'induction.

Pour faciliter le dimensionnement, l'étage intégrateur est constitué de trois étages élémentaires comme le montre la figure

14 [20]. Plusieurs études précédentes montrent que le dimensionnement de l'intégrateur actif à haute fréquence (plus de 1 MHz) devient difficile à cause de la limitation en fréquence de l'AOP. Cela est due aux comportements non linéaires des composants passifs associés à la gamme haute fréquence, ainsi que le compromis entre la bande passante et le rapport signal sur bruit [21]. Ainsi, dans notre étude, nous avons décidé de positionner l'étage intégrateur actif pour les basses fréquences d'environ 700 Hz jusqu'à 100 kHz. Nous allons décrire ci-dessous en détail les dimensionnements de chaque étage élémentaire de l'intégrateur.

Le premier étage de l'intégrateur est dit « self-intégrateur », chargeant la bobine d'induction par une résistance $R_C = 56 \Omega$. Le rôle de la résistance R_C permet d'obtenir un plateau de bande passante autour de la fréquence de résonance de l'inductance. Le self-intégrateur est dimensionné afin d'assurer la fonction d'intégration dans la gamme de fréquence de plus de 300 kHz. Le modèle de la fonction de transfert (F_1) de cet étage d'intégrateur est exprimé par :

$$F_1 = \left(\frac{\frac{R_C R_0}{j\omega R_0 R_C C + R_C + R_0}}{\frac{R_C R_0}{j\omega R_0 R_C C + R_C + R_0} + j\omega L + R} \right) (j\omega N S) \quad (5)$$

Où : N : nombre de spires de la bobine, S : surface active de la bobine.

Le deuxième étage est un intégrateur passif ($R&C$), il est conçu pour permettre d'intégrer le signal dans la gamme 100 kHz à 300 kHz. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F_2 = \frac{R_4 + \frac{1}{j\omega C_2}}{R_3 + R_4 + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (6)$$

Le troisième étage est un intégrateur actif. Celui-ci est conçu pour la gamme de fréquence de 700 Hz à 100 kHz. Dans le calcul de la fonction de transfert du 3^{ème} étage, la caractéristique fréquentielle réelle de l'AOP utilisé a été également prise en compte. L'expression de F_3 est alors :

$$F_3 = \frac{A_d}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{A_d}{k_1}} \quad (7)$$

Où A_d et ω_0 sont respectivement le gain et la pulsation de coupure en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel utilisé dans l'intégrateur actif, avec l'expression

$$k_1 = \frac{R_1 + R_2 + j\omega R_1 R_2 C_1}{R_2 + j\omega R_1 R_2 C_1}$$

Le calcul de la fonction de transfert totale ainsi modélisée conduit à :

$$F_{total} = K \cdot F_1 \cdot F_2 \cdot F_3 \quad (8)$$

En appliquant les valeurs réelles des composants utilisés dans la carte électronique de conditionnement ainsi que les paramètres équivalents de la bobine à air identifiés dans la section 2.1.2, une comparaison entre les fonctions de transfert expérimentalement mesurée et modélisée est donnée à la figure 15. Les deux courbes sont presque exactement superposées dans la gamme de fréquence jusqu'à 20 MHz. Elles présentent la même fréquence de coupure de l'ordre de 20 MHz. Toutefois, les pics présents au-delà de 20 MHz dans la mesure expérimentale, dus aux résonances dans la bobine et à des couplages parasites, n'ont pas été prises en compte dans ce modèle simplifié. Ce sera l'objet d'un futur travail.

Dans l'avenir, un modèle complexe de la fonction de transfert du système de capteur à bobine d'induction en se basant sur ce principe serait intéressant à approfondir pour le dimensionnement du système de conditionnement électronique

dédié à la bobine d'induction dans la bande passante utile. Des algorithmes d'optimisation pourraient nous permettre de trouver un conditionnement électronique adapté pour une bobine d'induction donnée.

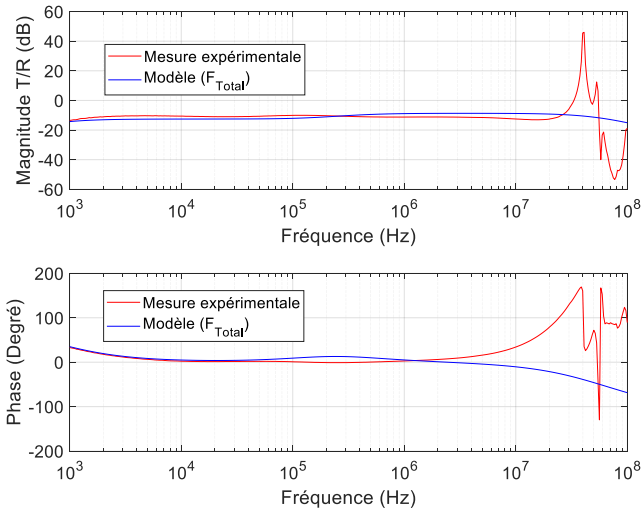


Fig. 15. Comparaison de la fonction de transfert entre la mesure expérimentale et la modélisation du système de capteur à bobine d'induction.

4.2. Réponses du système de capteur à bobine d'induction en régime de CC

Les premiers essais de ce nouveau système de capteur à bobine d'induction ont été réalisés afin d'évaluer ses performances. Tout d'abord, nous utilisons le capteur pour détecter les événements de CC sur le PCB simple face. Trois allures dynamiques de courant de CC ont été relevées correspondant à trois différentes valeurs de la résistance $R_{ON} = 10 \Omega$, 22Ω , et 47Ω , la résistance R_{OFF} est toujours maintenue à 220Ω . La figure 16.a illustre les trois formes d'onde de courant de CC à détecter.

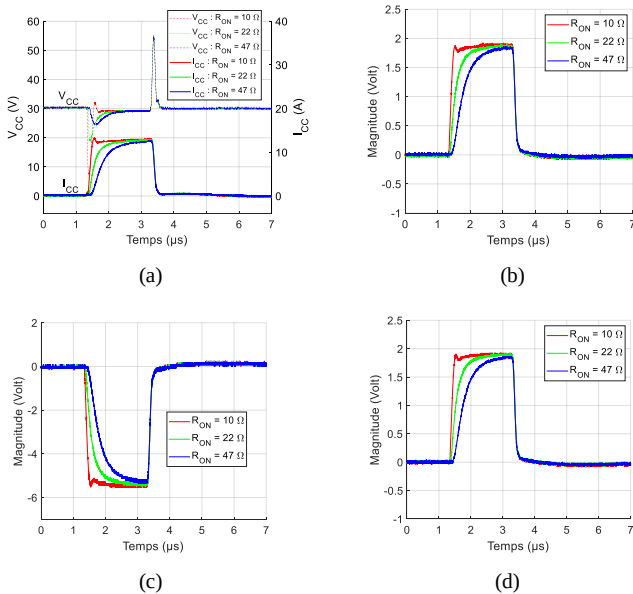


Fig. 16. Formes d'onde de CC dans le PCB simple face (a), réponses impulsionnelles mesurées par la bobine d'induction en position 1 (b), en position 2 (c) et en position 3 (d) sur le PCB simple face en régime de CC

Ensuite, le capteur à bobine d'induction est déplacé en position P1, P2 et P3 à 4 mm au-dessus du PCB simple face (Fig. 6.a) afin de mesurer les événements de CC. Les figures 16.b, 16.c, et 16.d présentent les réponses impulsionnelles du capteur en position 1, position 2, et position 3, respectivement. On trouve que le capteur à bobine d'induction permet d'obtenir un signal

plus directement utilisable que le capteur AMR (Fig. 9). Il semble qu'un niveau de bruit plus faible soit constaté sur les mesures effectuées par le système de bobine d'induction par rapport à celles mesurées par le système de capteur AMR.

De plus, les signaux obtenus avec la bobine d'induction aux trois positions P1, P2, et P3 (Fig. 16.b, 16.c et 16.d) sont quasiment proportionnels à l'amplitude du courant de CC circulant dans le circuit de puissance du PCB mesurée par la sonde Rogowski commerciale (PEM / CWT MiniHF 06 avec la bande passante de 30 MHz). En conséquence, les bobines d'induction peuvent être utilisées non seulement comme des capteurs de champ magnétique pour la détection de contraintes de CC, mais aussi comme capteurs de courant sans contact.

Nous avons également réalisé les cartographies de composantes B_z de champ magnétique sur les PCBs. Les cartographies mesurées par le système de capteur à bobine d'induction ont donné des allures de distribution similaires à celles mesurées par le capteur AMR (Fig. 12 et Fig. 13).

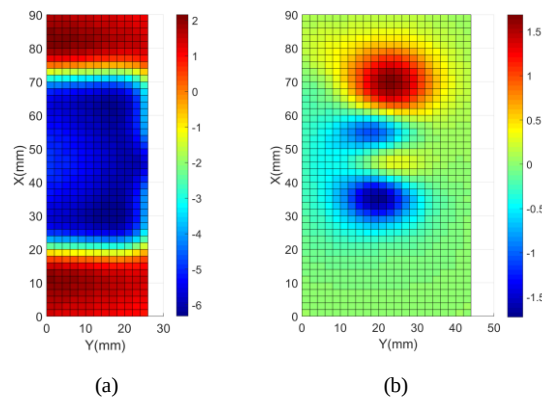


Fig. 17. Images de la cartographie de composante B_z de champ magnétique mesuré par la bobine d'induction sur le PCB simple face (a) et sur le PCB double face (b) en régime de CC

En comparant la cartographie de la composante B_z obtenue par le capteur AMR sur PCB double face (Fig. 13), la cartographie présentée dans la figure 17.b montre que la résolution spatiale du capteur à bobine d'induction est plus faible que celle du capteur AMR, à cause de la plus grande dimension de la bobine d'induction réalisée.

A la suite des premiers essais de validation, nous constatons que ce type de capteur d'induction présente des avantages par rapport au capteur AMR. Le système à bobine d'induction possède une bande passante considérablement plus élevée jusqu'à 20 MHz, avec un conditionnement électronique plus simple, moins sensible aux bruits et qui présente moins de couplage magnétique avec les PCBs de puissance à tester.

5. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Cet article investigate une technique de mesure du courant sans contact à l'aide de deux types de capteur de champ magnétique (AMR et bobine d'induction) afin de détecter les stress de CC ou permettre une mesure de courant sans contact. Les premiers résultats obtenus montrent que les bobines d'induction se présentent comme de bons candidats, non seulement pour détecter les contraintes impulsionnelles de CC, mais aussi pour mesurer sans contact le courant dans un convertisseur de puissance sans être intrusif. La cartographie de champ magnétique sur un PCB double face optimisé permet d'estimer les positions potentielles et favorables pour détecter les CC et/ou mesurer le courant dans le convertisseur.

Dans l'avenir, en réduisant la taille de la bobine d'induction, cette étude ouvre la voie au développement de drivers intelligents intégrant la protection contre les CC (ou les surintensités) spécialement dédiés aux composants GaN et SiC, ainsi que d'intégration de capteur de courant sans contact dans les PCB multicouches pour convertisseurs fortement intégrés. Un modèle complexe du conditionnement électronique de la bobine d'induction serait intéressant à développer, ce qui pourraient nous permettre de rapidement développer et dimensionner les systèmes électroniques associés aux bobines d'induction de différentes dimensions pour différentes applications.

6. REFERENCES

- [1] C. Xiao et al., « An overview of integratable current sensor technologies », in Proc. 38th IEEE IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003, UT, USA, Oct. 2003, pp. 1251-1258.
- [2] W. Kim et al., « Integrated current sensor using giant magneto resistive (GMR) field detector for planar power module », in Proc. 28th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), CA, USA, Mar. 2013, pp. 2498-2505.
- [3] L. Beghou et al., « EMI - Based current and voltage sensing for the control of power electronic converters », IEEE Trans. Circuits and Systems II : Express Briefs, vol. 65, no. 7, pp. 918-922, Jul. 2018.
- [4] J. Wang et al., « Design of a high-bandwidth Rogowski current sensor for gate-drive shortcircuit protection of 1.7 kV SiC MOSFET power modules », IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), Blacksburg, VS, USA, Nov. 2015, pp. 104-107.
- [5] N. Badawi et al., « Robustness in short-circuit mode: Benchmarking of 600V GaN HEMTs with power Si and SiC MOSFETs », in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, WI, USA, Sep. 2016, pp. 1-7.
- [6] C. Chen et al., « Study of short-circuit robustness of SiC MOSFETs, analysis of the failure modes and comparison with BJTs », Microelectron. Reliab., vol. 55, nos. 9-10, pp. 1708-1713, Aug./Sep. 2015.
- [7] F. Costa et al., « The current sensors in power electronics, a review », European power electronic journal, vol. 11, no. 1, pp. 7-18, Jan. 2001.
- [8] C. M. Johnson et al., « Current measurement using compensated coaxial shunts », IEE Proceedings of Science, Measurement and Technology, vol. 141, No. 6, pp. 471 -480, Nov. 1994.
- [9] M. Spang et al., « Evaluation of current measurement accuracy for a power module with integrated shunt resistors », in Proc. PCIM Europe 2017, Nuremberg, Germany, May 2017, pp. 438-445.
- [10] F. Costa et al., « Wide Bandwidth, Large AC Current Probe for Power Electronics and EMI Measurements », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 4, pp. 502-511, Aug. 1997.
- [11] A. T. Bui et al., « Characterization and modeling of a current transformer working under thermal », IEEE Trans. Magn., vol. 48, no. 10, pp. 2600-2604, Oct. 2012.
- [12] L. Zhao et al., « Planar embedded pick-up coil sensor for power electronic modules », in Proc. 19th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), CA, USA, Feb. 2004, pp. 945-951.
- [13] P. M. Drljača et al., « Design of planar magnetic concentrators for high sensitivity Hall devices », Sens. Actuators A, vol. 97-98, pp. 10-14, Apr. 2002.
- [14] P. M. Drljača et al., « Integrated Hall-effect magnetic sensors », Sens. Actuators A, vol. 91, pp. 46-50, Jun. 2001.
- [15] S. J. Nibir et al., « Characterization of magnetoresistors for contactless current sensing in power electronic applications », in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Oct. 2017, OH, USA, pp. 433-438.
- [16] M. Sheng et al., « GaN PCB integrated sensing system for switch and capacitor currents », in Proc. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), CA, USA, Mar. 2019, pp. 1004-1009.
- [17] S. J. Nibir et al., « A non-invasive DC-10-MHz wideband current sensor for ultra-fast current sensing in high-frequency power electronic converters », IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 9, pp. 9095-9104, Sep. 2019.
- [18] T. Funk et al., « An integrated and galvanically isolated DC-to-15.3 MHz hybrid current sensor, in Proc. 34th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) », CA, USA, Mar. 2019, pp. 1010-1013.
- [19] S. Tumanski, « Induction coil sensors- a review », Meas. Sci. Technol., vol. 18, no. 3, pp. 31-46, Jan. 2007.
- [20] J.A.J. Pettinga et al., « A polyphase 500 kA current measuring system with Rogowski coils », IEE Proceedings B - Electric Power Applications, vol. 130, no. 5, Sep. 1983.
- [21] H. Li et al., « Extended wide-bandwidth rogowski current sensor with pcb coil and electronic characteristic shaper », IEEE Trans. Power Electron Letters, vol. 36, no. 1, pp. 29-33, Jan. 2021.