

Analyse des Convertisseurs SiC Haute Bande Passante pour les Applications Automobiles et Aéronautiques

Israel DIVAN^{1,2}, Bernardo COUGO¹, Lenin M. F. MORAIS²

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

RESUME – Cet article explore l'influence de la technologie des semiconducteurs sur la bande passante des convertisseurs de puissance, en se concentrant particulièrement sur les mécanismes de pertes des MOSFET en carbure de silicium et les non-idéalités des cellules de commutation. Un modèle pour le contenu harmonique en fonction de la fréquence de commutation est introduit afin d'évaluer les limites potentielles de la bande passante en se basant sur la distorsion harmonique totale du courant de sortie. Étant donné que la relation entre la bande passante et la fréquence de commutation est directement proportionnelle à la limite de THD du courant de sortie, il devient crucial d'étudier les limitations de température et les mécanismes de pertes des composants utilisés dans la cellule de commutation afin de garantir un convertisseur viable. Des résultats de simulation et expérimentaux sont utilisés pour vérifier la précision des modèles de pertes et évaluer la relation entre la THD et la fréquence de commutation, en tenant compte de l'ondulation du courant, de l'effet de la capacité parasite de l'inductance de sortie, de la saturation du noyau magnétique, ainsi que de l'impact du temps mort.

Mots-clés – Convertisseur haute bande passante, application à large bande passante, technologie des semiconducteurs, MOSFET SiC.

1. INTRODUCTION

L'e-mobilité [1] et le concept d'avion plus électrique [2] stimulent le passage des moteurs à combustion interne aux moteurs électriques et aux batteries, reposant fortement sur les avancées en électronique de puissance et en technologie de batteries. Les semiconducteurs à grand gap comme le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN) sont essentiels pour rendre l'électronique de puissance plus efficace et compacte, tant pour les véhicules électriques que pour les avions. Ces technologies permettent des fréquences de commutation plus élevées, une meilleure gestion thermique, ainsi qu'une réduction de la taille et du poids des composants [3], améliorant ainsi les performances des véhicules électriques et l'efficacité des systèmes d'avions plus électriques.

Les technologies à grand gap ont transformé l'électronique de puissance en permettant des puissances et des fréquences de commutation élevées, les rendant adaptées aux applications auparavant dominées par des solutions linéaires. Parmi les exemples, on peut citer les filtres actifs de puissance pour la compatibilité électromagnétique [4], les amplificateurs de classe D pour les simulations Power-Hardware-In-the-Loop [5], et le chauffage par induction à fréquence MHz [6].

Dans le domaine de la mobilité électrique et des avions plus électriques (MEA), la demande de convertisseurs à haute bande passante est motivée par deux besoins clés, comme le montre la figure 1 :

- (a) P-HIL (Power-Hardware in the Loop) pour la spectroscopie de puissance, ciblant une bande passante de 150 kHz. Cela nécessite une superposition d'un niveau de tension continu de 540 V ou 800 V avec un signal haute fréquence, pour la caractérisation de l'impédance d'un réseau électrique ou d'un équipement [7].
- (b) Filtrage actif de mode différentiel à haute bande passante (HBWPC) : La référence [8] indique que, pour un convertisseur de puissance SiC embarqué dans un avion, les

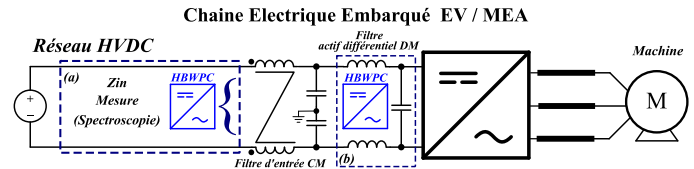


FIG. 1. Exemples d'applications pour un convertisseur de puissance à large bande passante : (a) P-HIL pour la caractérisation de l'impédance d'entrée (spectroscopie) ; (b) Filtre actif de puissance en mode différentiel.

filtres passifs peuvent représenter jusqu'à 65 % du poids total du convertisseur. Ainsi, l'utilisation de filtres actifs avec les technologies large bande (WBG) peut offrir une solution plus légère des filtres, comme indiqué dans [9].

La bande passante des convertisseurs de puissance est principalement limitée par quatre éléments : technologie des semiconducteurs ; topologie des convertisseurs ; stratégie de contrôle ; capteurs de mesure de tension et courant. Cet article montre l'influence de la technologie des semiconducteurs sur la bande passante des convertisseurs de puissance. Pour cela, on utilisera deux transistors SiC 1200V de troisième génération ayant une résistance à l'état passant de 75mΩ et 16mΩ (références C3M0075120K et C3M0016120K respectivement) dans une topologie deux niveaux comme source de tension contrôlée en courant. L'impact de la taille de la puce sur les performances est évalué, notant qu'une grande puce (16mΩ) réduit les pertes en conduction au détriment des pertes en commutation plus élevées, tandis que la petite puce (75mΩ) offre l'effet inverse.

L'article est organisé comme suit : La section 2.1 évalue la bande passante du convertisseur en examinant la distorsion harmonique totale (THD) du courant de sortie, à l'aide d'une méthode analytique basée sur la fréquence de commutation F_{sw} et l'indice de modulation M_i . Il met en évidence l'influence de la fréquence de commutation sur la bande passante et souligne l'importance d'analyser le comportement thermique des dispositifs SiC pour assurer la viabilité du convertisseur. La section 2.2 fournit une évaluation thermique des dispositifs SiC, en tenant compte des paramètres du dispositif, du refroidissement et des mécanismes de pertes. La section 3 présente une analyse sur simulation, modélisant l'impact des non idéalités de la self de sortie, y compris la saturation du noyau et la capacité parasite, ainsi que l'effet du temps mort sur la THD. La section 4 présente les résultats expérimentaux pour valider l'analyse des sections précédentes.

2. INFLUENCE DE LA TECHNOLOGIE DES SEMICONDUCTEURS SUR LA BANDE PASSANTE

La bande passante est la plage de fréquences où le convertisseur réagit rapidement aux changements de charge ou d'entrée. Une bande passante plus élevée signifie une réponse plus rapide. Augmenter la fréquence de commutation augmente la bande passante, mais augmente également les pertes en commutation et l'interférence électromagnétique (EMI). Cette étude montre comment évaluer la bande passante tout en considérant les limites thermiques de la technologie des semiconducteurs,

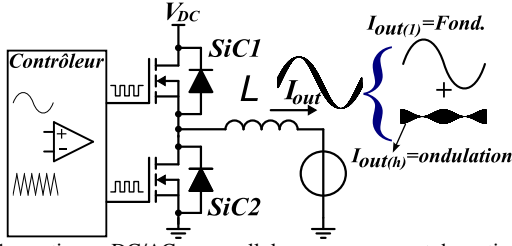


FIG. 2. Convertisseur DC/AC monocellule, avec un courant de sortie comprenant une composante fondamentale et une ondulation haute fréquence, avec un indice de modulation donné.

l'équilibrage des pertes en commutation et en conduction pour une performance optimale.

2.1. THD du courant de sortie comme évaluation de la bande passante

Dans un convertisseur de puissance DC/AC, la THD du courant de sortie est influencée par des ondulations et des nonidéa-lités à haute fréquence telles que le temps mort, la récupéra-tion reverse de la diode de corps, la saturation magnétique et la capacité parasite du filtre de sortie. Dans cette section, l'ana-lyse porte sur l'impact du courant ondulateur haute fréquence (contenu harmonique) sur la sortie. Des facteurs tels que la ten-sion d'alimentation, la topologie du filtre de sortie, la fréquence de commutation et l'indice de modulation Mi affectent la valeur RMS du courant d'ondulation $I_{out(h)}$. L'équation 1 décompose le contenu harmonique du courant de sortie I_{out} du conver-tisseur de la Figure 2, permettant le calcul du THD comme illustré dans l'équation 3. De plus, l'équation 1 présente la valeur RMS du courant fondamental $I_{out(1)}$ à travers l'inductance L , connectée à une source de tension idéale comme indiqué dans la Figure 2.

$$I_{out(h)} = I_{out} - I_{out(1)} \quad (1)$$

$$I_{out(1)_{RMS}} = \left(\frac{V_{DC} \cdot Mi}{2\sqrt{2}} \right) \cdot \frac{1}{2\pi \cdot \underbrace{f_{sin}}_{BW} \cdot L} \quad (2)$$

Où le première term représente la tension de la cellule de com-mutation, Mi représente l'indice de modulation variant de 0 à 1, L spécifie la valeur de l'inductance de sortie, et f_{sin} est la fré-quence du courant de sortie synthétisé. La valeur maximale de f_{sin} pour un THD donné représente la bande passante BW du convertisseur.

$$THD_{I_{out}} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{out(h)_{RMS}}^2}}{I_{out(1)_{RMS}}} \cdot 100\% \quad (3)$$

Dans une cellule de commutation à 2-Niveaux, la relation entre la valeur crête-crête de l'ondulation du courant ΔI et le rapport cyclique D est

$$\Delta I = \frac{V_{DC} \cdot D \cdot (1 - D)}{L \cdot F_{sw}} \quad (4)$$

Où F_{sw} est la fréquence de commutation.

Un convertisseur DC/AC présente une variation sinusoidale périodique du rapport cyclique en fonction de l'indice de modulation Mi , comme détaillé dans l'équation 5. Dans une topologie monocellule, l'indice de modulation détermine le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de sortie synthétisée et la moitié de la tension du bus DC.

$$D(t) = \frac{Mi \cdot \sin \omega t}{2} + \frac{1}{2} \quad (5)$$

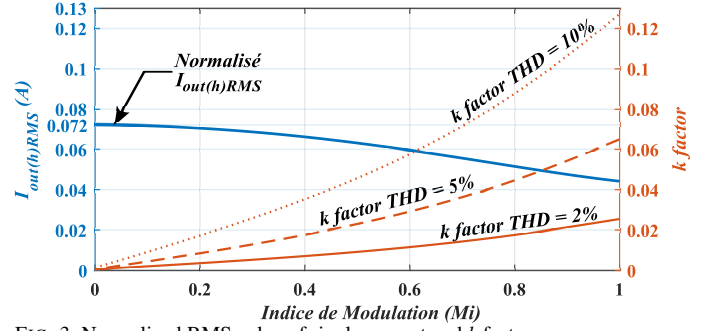


FIG. 3. Normalized RMS value of ripple current and k factor versus modulation index in a 2 level switching cell.

Où $\omega = 2\pi \cdot f_{sin}$ et t est le temps.

En substituant l'équation 5 dans 4, la fonction résultante dé-limite l'enveloppe de ΔI , atteignant sa valeur maximale lorsque le rapport cyclique est égal à 0,5. Avec ces valeurs, nous pou- vons calculer la valeur RMS normalisée d'ondulation du cou- rant haute fréquence ($I_{out(h)_{RMS}^{norm}}$) synthétisée par le conver-tisseur. La relation entre ($I_{out(h)_{RMS}^{norm}}$) et l'indice de modulation est illustrée par la courbe supérieure de la figure 3. La valeur RMS absolue du courant d'ondulation ($I_{out(h)_{RMS}}$), comme le montre l'équation 6, dépend des paramètres de fonctionnement du convertisseur : tension DC, inductance de sortie L et fré- quence de commutation F_{sw} .

$$I_{out(h)_{RMS}} = I_{out(h)_{RMS}^{norm}} \cdot \frac{V_{DC}}{L \cdot F_{sw}} \quad (6)$$

Ainsi, la distorsion harmonique totale, par rapport aux para- mètres de fonctionnement du convertisseur, est calculée dans 7. La valeur de THD diminue lorsque Mi et F_{sw} augmentent.

$$THD_{I_{out}} = \frac{I_{out(h)_{RMS}^{norm}} \cdot V_{DC}}{I_{out(1)_{RMS}} \cdot L \cdot F_{sw}} \cdot 100\% \quad (7)$$

Définir le contenu harmonique du courant alternatif synthé- tisé par la cellule de commutation permet de développer un mo- dèle généralisé pour évaluer la bande passante. La bande pas- sante (BW) du convertisseur est définie comme la fréquence maximale du courant de sortie avec un THD inférieur à un seuil spécifié. Théoriquement, BW est proportionnelle à la fréquence de commutation par un facteur k , désignant la relation entre f_{sin} et F_{sw} , définie comme suit :

$$\underbrace{f_{sin}}_{BW} = k \cdot F_{sw} \quad (8)$$

En substituant les équations 8 et 1 dans l'équation 7, on ob- tient l'équation 9 qui définit le facteur k en fonction du THD souhaité et de Mi . L'axe de droite de la figure 3 représente le k en fonction de Mi pour différentes valeurs de THD.

$$k = THD_{I_{out}} \cdot \frac{Mi}{\underbrace{4\pi\sqrt{2} \cdot I_{out(h)_{RMS}^{norm}}}_{k_{Mi}}} \quad (9)$$

Où le deuxième terme k_{Mi} est fonction de Mi .

Ainsi, l'équation 10 décrit la limitation théorique de la bande passante en fonction de la valeur de THD souhaitée, de la fré- quence de commutation et de l'indice de modulation.

$$\underbrace{f_{sin}}_{BW} = THD_{I_{out}} \cdot k_{Mi} \cdot f_{sw} \quad (10)$$

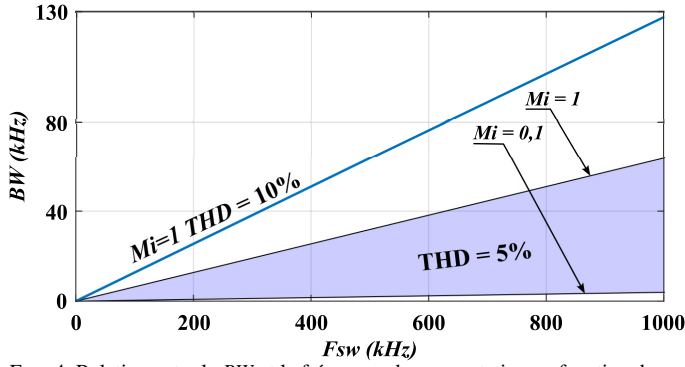


FIG. 4. Relation entre la BW et la fréquence de commutation en fonction du THD et de M_i .

La figure 4 présente les valeurs de bande passante calculées pour une cellule de commutation à 2-Niveaux comprenant une plage de M_i entre 0,1 et 1 et une limite de THD de 5%. Pour $M_i=0,1$, le courant d'ondulation a une valeur RMS supérieure de 84% à celle pour M_i égal à 1, tandis que le courant RMS fondamental synthétisé dans la sortie du convertisseur a une faible amplitude, définie par l'équation 1.

Étant donné que la relation entre la bande passante et la fréquence de commutation est directement proportionnelle et dépendante de la limite de THD, il est essentiel d'étudier les limitations de température et les mécanismes de pertes des composants utilisés dans la cellule de commutation. Ceci facilitera la détermination d'un équilibre entre la largeur de bande et les pertes pour une conception finale réalisable et fiable d'un convertisseur de puissance à large bande passante.

2.2. Évaluation Thermique des Composants SiC

Maximiser la bande passante d'un convertisseur est directement lié à l'augmentation de la fréquence de commutation. Cependant, cette approche impose un compromis entre les pertes en commutation et les pertes en conduction, qui doivent être soigneusement pris en compte dans le processus de conception du convertisseur. Les mécanismes de pertes dans les MOSFET SiC, tels que décrits dans [10], sont revisités dans cette étude à travers une analyse basée sur un convertisseur SiC 2-Niveaux. Le tableau 1 présente le modèle théorique de l'impédance thermique utilisé pour simuler les limites de pertes, en considérant une température de jonction maximale de 175°C. Le chemin thermique de chaque cellule de commutation est modélisé en utilisant l'impédance thermique du Hi-Flow 105 TIM et un dissipateur thermique AAVID 0S517 (de 50 mm de longueur), incorporant un ventilateur 414JHH.

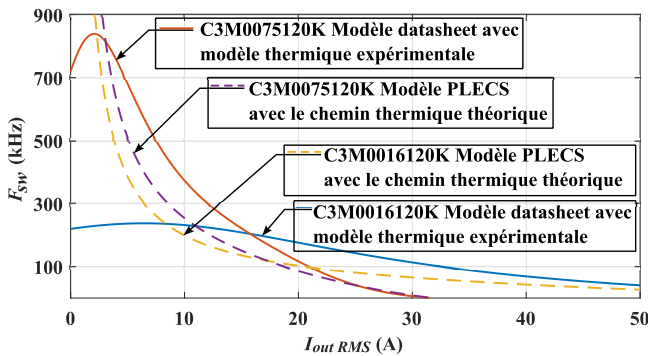


FIG. 5. Fréquence de commutation maximale atteignable en fonction du courant de sortie pour le chemin thermique théorique et la température de jonction maximale de T_{jmax} de 175°C. Les lignes continues représentent le modèle théorique et les lignes pointillées représentent le modèle PLECS fourni par le fabricant. $V_{DC}=800V$ et $R_G=10\Omega$.

TABLEAU 1. Résistances thermiques à partir des datasheets.

Dispositif	$R_{th_{jc}}$ (K/W)	$R_{th_{ch}}$ (K/W)	$R_{th_{ha}}$ (K/W)
C3M0016120K	0,27	0,95	0,489
C3M0075120K	1,1	0,95	0,489

Pertes maximales par cellule de commutation pour $T_J=175^\circ C$.

^a $P_{SiC \max}$ C3M0075120K par cellule de commutation = 99,08W.

^b $P_{SiC \max}$ C3M0016120K par cellule de commutation = 136,47W.

Les pertes en conduction, telles que déterminées dans (11), sont fonction du courant conduit par le composant, de sa température de fonctionnement et de la résistance de conduction R_{Dson} . Inversement, les pertes en commutation, telles que calculées dans (12), dépendent des énergies d'amorçage et blocage, qui sont influencées à la fois par les conditions opérationnelles du convertisseur — telles que I_{out} et T_J — et par les paramètres de conception, incluant la tension drain-source V_{DS} , la tension grille-source V_{GS} , ainsi que la résistance de grille R_G .

$$P_{cond} = R_{Dson}(T_J) \cdot (I_{out(l)}_{RMS}^2 + I_{out(h)}_{RMS}^2) \quad (11)$$

$$P_{sw} = \frac{F_{sw}}{N_p} \cdot \sum_{n=1}^{N_p} [E_{off}(i(n)) + E_{on}(i(n))] \quad (12)$$

où N_p est le nombre de périodes de commutation dans une période du courant de sortie, et $E_{off}(i(n))$ et $E_{on}(i(n))$ sont respectivement les énergies de blocage et d'amorçage au courant $i(n)$ à la $n^{ième}$ période de commutation. L'approche adoptée pour la modélisation des pertes en commutation dans le modèle de simulation se distingue par la prise en compte des énergies de commutation E_{oss} et E_{qoss} dans des conditions de courant de sortie nul ou quasi nul. L'énergie E_{oss} représente l'énergie associée à la décharge de la capacité de sortie du dispositif C_{oss} , tandis que E_{qoss} correspond à l'énergie nécessaire pour charger la capacité C_{oss} du composant complémentaire dans une configuration en demi-pont [11].

La relation entre le courant de sortie du demi-pont et la fréquence de commutation maximale limitée par la température de jonction maximale est illustrée à la Figure 5. Elle présente deux modèles. Les lignes continues ont été calculées à l'aide des données des énergies de la fiche technique, y compris les valeurs calculées de E_{oss} et E_{qoss} . Les lignes pointillées ont été générées par simulation à l'aide du logiciel PLECS et du modèle SiC MOSFET PLECS fourni par le fabricant. Les différences entre les modèles sont dues à des méthodologies différentes dans l'application du facteur de correction relatif à R_G pour le fabricant et le modèle proposé, outre l'omission par le modèle du fabricant des données énergétiques à des courants plus faibles. Cette omission entraîne une sous-estimation des pertes de commutation à des courants plus faibles et une surestimation à des courants plus élevés dans le modèle du fabricant. Notez que, après un faible courant, plus le courant de sortie est élevé, plus la fréquence de commutation maximale limitée par une température de jonction SiC maximale de 175°C est faible. Le dispositif de 75mΩ peut atteindre une fréquence de commutation beaucoup plus élevée car il a une capacité parasite plus faible. Cependant, il ne peut pas atteindre un courant de sortie aussi élevé que le dispositif de 16mΩ.

3. MODÉLISATION PRÉCISE DU THD DU COURANT DE SORTIE

Dans un convertisseur réel, la distorsion harmonique totale du courant de sortie est influencée par plus que juste l'ondulation du courant à la fréquence de commutation. Trois facteurs clés qui ont une influence importante sur la THD sont discutés ci-dessous.

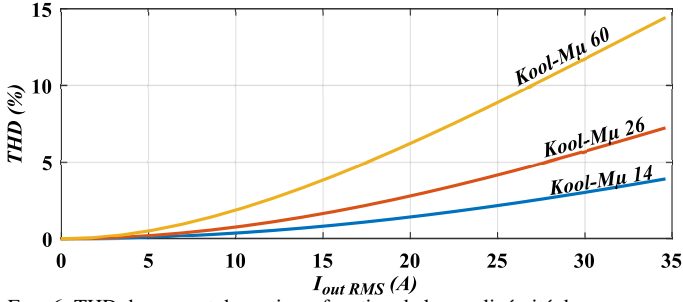


FIG. 6. THD du courant de sortie en fonction de la non-linéarité du noyau magnétique de l'inductance.

3.1. Saturation du noyau magnétique

Les selfs optimales pour de nombreuses applications peuvent avoir une saturation ou une saturation douce aux courants plus élevés, ce qui augmente le THD de son courant. La perméabilité μ et l'intensité du champ magnétique H présentent une relation inverse et non linéaire. Une perméabilité plus élevée permet une conception avec moins de spires, conduisant à une géométrie plus compacte; cependant, cela a tendance à provoquer des chutes d'inductance plus prononcées par rapport à un scénario inverse pour le même biais DC. La sélection de la géométrie et de la perméabilité optimales implique d'équilibrer les pertes fer et cuivre avec la variation admissible de L dans les conditions de fonctionnement du convertisseur. La Figure 6 illustre la variation du THD en fonction de I_{out} pour une inductance construite à l'aide d'un noyau toroïdal Magnetics Kool-Mu 0079737A7 pour différentes perméabilités. Cette étude évalue exclusivement l'influence de la variation non linéaire de l'inductance sur la valeur fondamentale du courant de sortie.

Les résultats de la Figure 6 ont été obtenus pour une inductance conçue ayant une valeur initiale L de 1,4mH. Une fréquence fondamentale de 1kHz a été considérée, sans ondulation haute fréquence. Les résultats révèlent qu'une non-linéarité prononcée à courant élevé produit des harmoniques basse fréquence, ce qui a un impact significatif sur le THD du courant de sortie synthétisé.

3.2. Capacité Parasite dans l'Inductance de Sortie

La capacité parasite associée à l'enroulement de l'inductance introduit une non-linéarité supplémentaire dans le courant synthétisé par le convertisseur. Cet effet est négligeable aux basses fréquences de commutation, mais dans les conceptions à large bande passante, où la fréquence de commutation et la dérivée de tension — dépendant de V_{GS} , R_G , C_{oss} , et I_{out} — sont élevées, l'impact de cette capacité sur le THD du courant de sortie devient significatif. La Figure 7 illustre la variation du THD en fonction de la capacité parasite dans les mêmes conditions de fonctionnement précédemment analysées, mais en utilisant un noyau magnétique linéaire. Étant donné que le courant capacitif est proportionnel à la dérivée de tension, l'amplitude du courant harmonique liée à la capacité parasite est directement proportionnelle au dv/dt de la tension au niveau du nœud de commutation. Il est également important de souligner que la contribution du courant harmonique, calculée par période basse fréquence, est directement proportionnelle à la fréquence de commutation. Comme le montre la Figure 7, avec une capacité parasite nulle, seule l'ondulation de commutation influence le THD. Cependant, en tenant compte de l'effet de la capacité, le THD augmente, en fonction de la valeur de la capacité et du dv/dt . À une fréquence de commutation de 100 kHz, une augmentation de dix fois du dv/dt presque double le THD pour une capacité de 800 pF. Le compromis de conception consiste à minimiser cette capacité pour rendre son effet non pertinent.

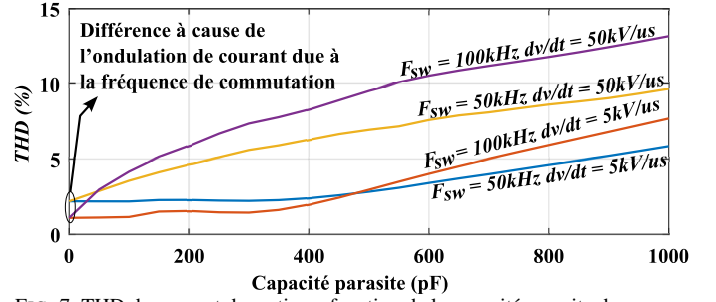


FIG. 7. THD du courant de sortie en fonction de la capacité parasite de l'inductance de sortie. $V_{DC}=800V$, $M_i = 0,9$.

3.3. Temps Mort

Le choix du temps mort pour la cellule de commutation est crucial, car il est défini comme l'intervalle de temps minimum requis entre la commutation de deux transistors pour éviter la conduction croisée et la défaillance catastrophique de l'étage de puissance. Le temps mort entraîne des erreurs de volt-seconde, en particulier à faibles courants et aux passages par zéro, ce qui augmente considérablement le THD du courant produit par la cellule de commutation. Un scénario d'inductance idéale a été considéré pour analyser l'influence du temps mort sur le THD du courant de sortie. Un contrôleur RMS a été utilisé pour maintenir une amplitude constante du courant fondamental dans toute la plage de variations du temps mort. La Figure 8 illustre la variation du THD en fonction du temps mort idéal pour différentes fréquences de commutation, en considérant le même temps mort relatif par rapport à la période de commutation. Le THD basse fréquence induit par le temps mort peut être calculé analytiquement en se basant sur les courants harmoniques imposés par la tension de temps mort sur l'inductance de sortie sur la fréquence fondamentale,

$$V_{dead}(t) = V_{DC}(t-delay) \cdot dead_{rel} \cdot sign(I_{out}) \quad (13)$$

où $dead_{rel}$ est défini comme le temps mort absolu divisé par la période de commutation et le temps de retard introduit par le temps mort est défini par $delay(s) = e^{-s(dead_{rel} \cdot T_{sin})}$. Le courant imposé par V_{dead} , défini dans l'Équation 14, est un courant triangulaire avec la même fréquence que f_{sin} , ayant la valeur de crête égale à $i_{deadpeak}(t)$.

$$i_{deadpeak}(t) = \frac{V_{dead} \cdot T_{sin}}{4 \cdot L} \quad (14)$$

En considérant uniquement le contenu harmonique de ce courant triangulaire basse fréquence, nous avons,

$$i_{dead(h)}_{RMS} = \sqrt{\frac{\pi^4 - 96}{3\pi^4}} \cdot |i_{deadpeak}| \quad (15)$$

En substituant 13 et 14 dans 15 et sachant que le THD est le quotient entre la valeur RMS du contenu harmonique (Équation 15) et la valeur fondamentale (Équation 1), nous obtenons une expression analytique dans l'Équation 16 qui définit la valeur du THD du courant de sortie en fonction du temps mort relatif.

$$THD_{I_{out}(dead)} = \frac{0,3085 \cdot dead_{rel}}{M_i} \cdot 100\% \quad (16)$$

En négligeant les harmoniques à haute fréquence causées par la fréquence de commutation, le THD reste constant pour un temps mort relatif donné, quelle que soit la fréquence de commutation F_{sw} , comme indiqué par k' , Équation 17.

$$k'(M_i) = \frac{0,3085}{M_i} \quad (17)$$

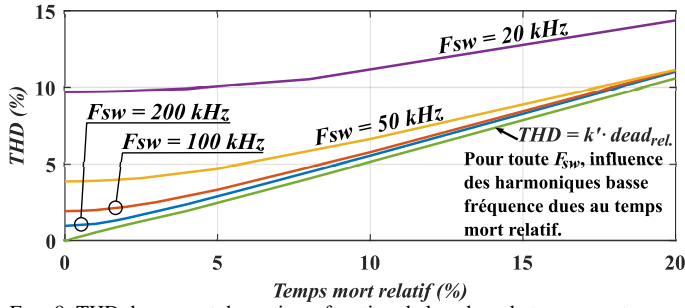


FIG. 8. THD du courant de sortie en fonction de la valeur du temps mort relatif. $I_{out} = 18A$ RMS, $M_i = 0,562$.

4. EXPERIMENTAUX

La figure 9 illustre le banc d'essai expérimental composé de deux cellules de commutation évaluées indépendamment. Une cellule utilise SiC C3M0016120K, tandis que l'autre utilise SiC C3M0075120K. Chaque cellule est reliée au point milieu de deux condensateurs de 8.2mF connectés en série via une inductance de 1,4mH/25ARMS. Cette inductance a été fabriquée à

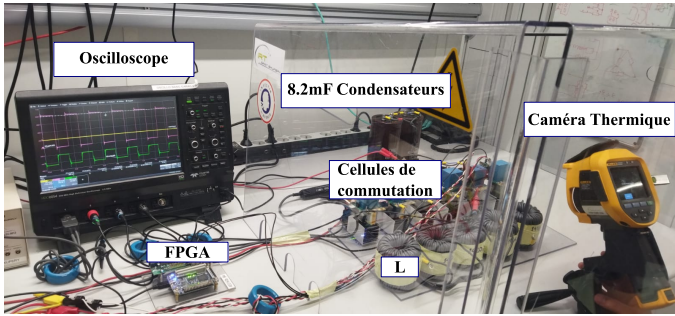


FIG. 9. Banc d'essais pour tester le convertisseur SiC haute bande passante et valider l'analyse présentée dans cet article.

partir de matériau magnétique Kool- μ 60 avec une géométrie 0079737A7. Cet assemblage permet exclusivement la circulation du courant alternatif à la sortie de la branche de commutation. Cette inductance vise à minimiser les courants d'ondulation dans des scénarios avec une tension DC nominale de 800V et des fréquences de commutation de l'ordre de quelques dizaines de kHz, afin d'évaluer le modèle de perte de commutation. L'analyse de la bande passante utilise la synthèse du THD du courant et examine la relation entre la fréquence de modulation et la fréquence de commutation.

4.1. Évaluation des pertes et fréquence de commutation maximale

La caractérisation du chemin thermique a initialement été effectuée via un test d'impulsion de courant, tel que spécifié dans la fiche technique (durée de l'impulsion de courant inférieure à 200 μ s). Dans ce test, une différence de température a été imposée aux composants à l'aide de résistances chauffantes, afin de caractériser le $R_{DS(on)}(T_J)$. Par la suite, dans une configuration tension/courant contrôlée, chaque cellule de commutation a été soumise à un court-circuit, générant des pertes ($P_{loss} = V_{DS} \cdot I_D$). Durant ce processus, le $R_{DS(on)}(T_J)$ a été mesuré ainsi que la température du boîtier (niveau supérieur), à l'aide d'une caméra thermique Fluke Ti401 PRO. Ce test établit la relation entre la température de jonction T_J et la température du boîtier T_{case} . Le tableau 2 présente les résultats obtenus lors de la caractérisation de l'impédance thermique, ainsi que la limite maximale de pertes P_{losses} dans chaque cellule de commutation.

La Figure 10 montre le modèle décrit dans la Section 2.2, illustrant la fréquence de commutation maximale en fonction du courant de sortie, mis à jour avec les caractéristiques du chemin

TABEAU 2. Caractérisation des Résistances Thermiques

Dispositif	$R_{th_{jh}}$ (K/W)	$R_{th_{ha}}$ (K/W)	P_{losses} (W)
C3M0016120K	3,17	0,488	65,7
C3M0075120K	4,00	0,488	54,7

$T_{\text{époxy top case}} = 125^\circ\text{C}$.

$T_{J_{max}} = 160,76^\circ\text{C}$.

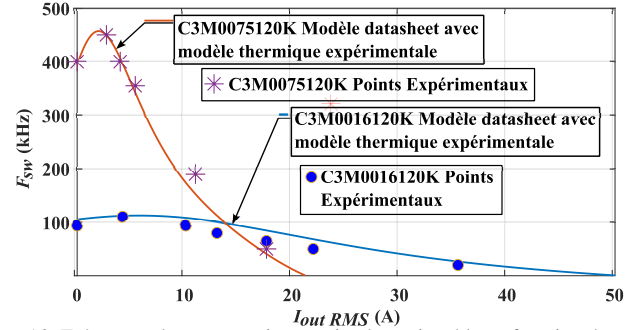


FIG. 10. Fréquence de commutation maximale atteignable en fonction du courant de sortie pour une température de jonction maximale $T_{J_{max}}$ de $160,76^\circ\text{C}$. Les lignes représentent le modèle de la Section 2 mis à jour avec le chemin thermique expérimental et les points représentent les mesures expérimentales pour chaque cellule de commutation.

thermique décrites dans la sous-section précédente. Une température de jonction maximale de $160,76^\circ\text{C}$ a été considérée dans les tests. Les résultats du modèle (lignes continues) démontrent une réduction de la fréquence de commutation maximale de 45,3% pour le SiC de 75 m Ω et de 52,3% pour le SiC de 16 m Ω par rapport aux résultats théoriques du chemin thermique présentés dans la Figure 5. Ceci est corroboré par les résultats représentés par les points sur le graphique. Chaque point représente les résultats expérimentaux, qui sont très proches du modèle mis à jour.

4.2. Évaluation de la Bande Passante

L'objectif de cette évaluation est d'identifier une fréquence de commutation qui résulte en un THD inférieur à la norme requise pour l'application du convertisseur, atteignant ainsi la largeur de bande passante souhaitée. La Figure 11 donne un exemple de courant mesuré. La distorsion de ce signal provient des effets du courant d'ondulation, des courants harmoniques de haute fréquence dus à la capacité parasite de l'inductance de sortie, et des impacts de la saturation magnétique et du temps mort.

La Figure 12 illustre la comparaison du modèle de THD, dérivé de l'Équation 10, avec les résultats expérimentaux en fonction de la fréquence de commutation et de l'indice de modulation. L'analyse révèle que l'ondulation de commutation influence significativement le THD aux basses fréquences de commutation, tandis que le rôle de la capacité parasite de l'inductance de sortie devient prépondérant aux fréquences plus élevées en raison du nombre accru de commutations par période fondamentale. La comparaison impliquait d'évaluer le THD en tenant compte et sans tenir compte de l'effet du courant capacitif. Pour l'analyse, la fréquence maximale de la transformée de Fourier rapide appliquée au vecteur de courant était limitée à 2MHz en omettant l'effet capacitif et étendue à 250MHz pour englober le spectre complet en le considérant. La composante de courant capacitif se situe dans la plage de 8 à 16MHz. En ignorant le courant capacitif, les points expérimentaux sont très proches du modèle, attribuant le THD à l'effet exclusif de l'ondulation de commutation.

La Figure 13 illustre expérimentalement l'impact de la non-linéarité du noyau magnétique sur le THD en fonction du courant. Pour cela, les effets de l'ondulation de commutation ont été minimisés, étant donné que la cellule de commutation a reçu une entrée de 50 V_{DC} et a fixé une fréquence maximale de 2,5 kHz

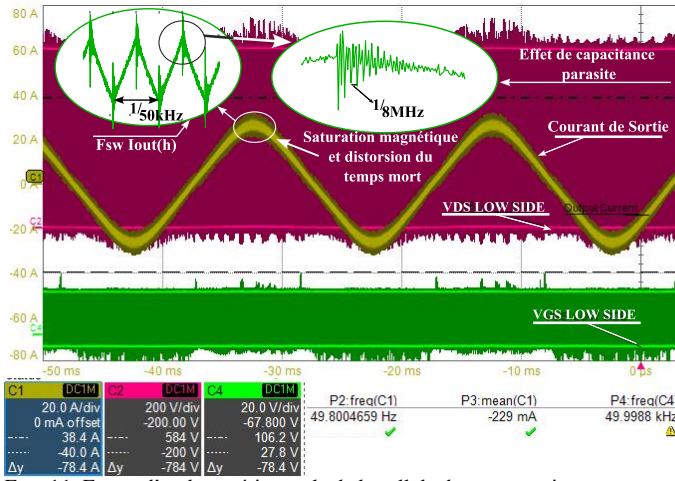


FIG. 11. Forme d'onde expérimentale de la cellule de commutation C3M0075120K avec $I_{out}=18A_{RMS}$, $F_{sw}=50kHz$ et $THD=15\%$.

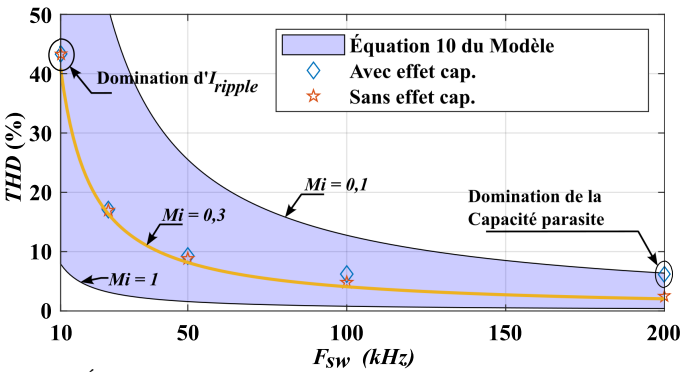


FIG. 12. Évaluation du THD en fonction de la fréquence de commutation, en considérant l'effet du courant d'ondulation et de la capacité parasite de l'inductance. Résultats expérimentaux avec $I_{out}=10A_{RMS}$ et $Mi=0,3$ en utilisant la cellule de commutation C3M0075120K.

pour les calculs de THD. Les résultats correspondent à ceux présentés dans la métrique d'évaluation de la sous-section de modélisation précise. Ces valeurs de THD sont proches de celles simulées et présentées dans la Figure 6. Les résultats présentés dans les Figures 12 et 13 valident les modèles de THD développés et l'approche pour calculer la bande passante d'un convertisseur à 2-Niveaux.

5. CONCLUSIONS

Cet article présente une méthode pour évaluer l'influence de la technologie des semiconducteurs sur la bande passante d'une cellule de commutation à 2-Niveaux, en utilisant le THD du courant comme métrique d'évaluation. Il détaille une technique d'estimation du THD en fonction de la fréquence de commutation et étudie l'impact des non-idéalités de l'étage de puissance telles que la saturation et la capacité parasite de l'inductance de sortie, ainsi que le temps mort. Les résultats suggèrent qu'une bande passante plus élevée nécessite des fréquences de commutation accrues, mais cela attire l'attention sur la construction de l'inductance de sortie afin d'atténuer les effets de la capacité parasite. De plus, cette étude évalue les caractéristiques de pertes en conduction et en commutation des MOSFET SiC, en particulier à des fréquences de commutation élevées, en tenant compte des contraintes thermiques liées aux exigences de la mission. La comparaison de puces avec un $R_{DS(on)}$ de $75m\Omega$ et $16m\Omega$ a révélé que l'utilisation de plusieurs petites puces, au lieu d'une seule grande puce, est significativement plus avantageuse pour augmenter la bande passante, car elles sont plus facilement refroidies et peuvent commuter plus rapidement, et par conséquent peuvent atteindre une fréquence de commutation plus élevée.

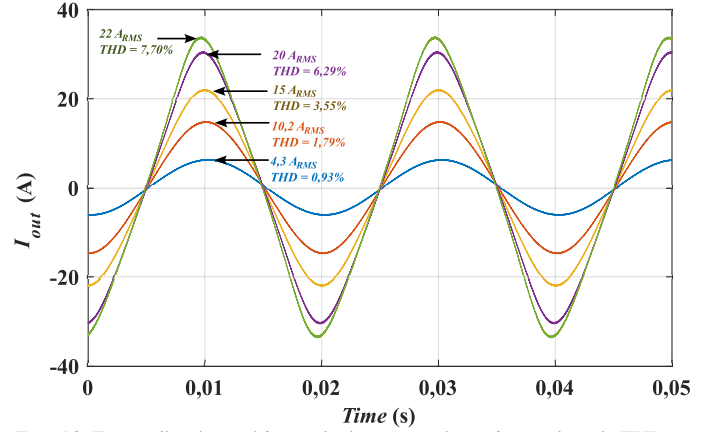


FIG. 13. Forme d'onde expérimentale du courant de sortie et valeur du THD en fonction de la valeur RMS du courant de sortie. Étant donné que les inductances de sortie utilisent un matériau magnétique à saturation douce, plus le courant est élevé, plus la distorsion est importante.

Cependant, si ces multiples petites puces sont connectées dans des topologies parallèles entrelacées, par exemple des convertisseurs multicellulaires parallèles, la fréquence de commutation apparente est encore plus élevée, ainsi que la bande passante du convertisseur.

6. REMERCIEMENTS

Ce travail a bénéficié d'un financement de l'IRT Saint Exupéry dans le cadre de projet d'innovation CHBP - Convertisseur Haute Bande Passante et a également été financé en partie par la Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil - Code de financement 001.

7. RÉFÉRENCES

- [1] T. Rokicki; P. Bórawski; A. Beldycka-Bórawska; A. Żak; G. Koszela, Development of Electromobility in European Union Countries under COVID-19 Conditions. *Energies* 2022, 15, 9.
- [2] B. Rahrovi and M. Ehsani, "A Review of the More Electric Aircraft Power Electronics," *TPEC*, 2019.
- [3] Z. Liu, B. Li, F. C. Lee and Q. Li, "High-Efficiency High-Density Critical Mode Rectifier/Inverter for WBG-Device-Based On-Board Charger," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 11, pp. 9114-9123, Nov. 2017.
- [4] T. Dörlemann, A. Bendicks and S. Frei, "FPGA-based Adaptive Notch Filters for the Active Cancellation of Varying Electromagnetic Emissions of Power Electronic Inverter Systems," 2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium, Raleigh, NC, USA, 2021.
- [5] J. Böhrer et al., "Ultra-High-Bandwidth Power Amplifiers: A Technology Overview and Future Prospects," in *IEEE Access*, vol. 10, 2022.
- [6] T.S. Aunsborg, S.B. Duun, S. Munk-Nielsen, C. Uhrenfeldt: Development of a current source resonant inverter for high current MHz induction heating. *IET Power Electron.* 15, 1–10 (2022).
- [7] INDUSTRIAL PARTNER, "ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF HVDC LOAD EQUIPMENT," TECHNICAL REPORT.
- [8] H. H. Sathler, L. Nagano, B. Cougo, F. Costa and D. Labrousse, "Impact of multilevel converters on EMC filter weight of a 70 kVA power drive system for More Electrical Aircraft," *CIPS* 2020.
- [9] R. Otero-De-Leon, L. Liu, S. Bala and G. Manchia, "Hybrid active power filter with GaN power stage for 5kW single phase inverter," 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 2018, pp. 692-697.
- [10] B. Cougo, H. H. Sathler, R. Riva, V. D. Santos, N. Roux and B. Sareni, "Characterization of Low-Inductance SiC Module With Integrated Capacitors for Aircraft Applications Requiring Low Losses and Low EMI Issues," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 7, pp. 8230-8242, July 2021.
- [11] G. S. Zappulla, B. Cougo, M. V. T. Andrade and L. M. F. Morais, "Accurate Switching Energy Measurement of Wide Band-Gap Semiconductors at Low Current," *PCIM Europe* 2023.