

Evaluation d'inducteurs à air avec métamatériaux dans un convertisseur DC-DC 30 MHz de classe E²

Felipe FREITAS ^{1,2}, Loris PACE ¹, Matthieu BELEY ¹, Arnaud BREARD ¹, Christian VOLLAIRE ¹,
Jérôme DELACHANAL ¹, Sandro GONÇALVES ²

¹ Ecole Centrale Lyon, INSA Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, Ampère CNRS UMR 5005, 69134 Ecully, France

² Centre Fédéral d'Éducation Technologique de Minas Gerais, DEE - PPGEL, 30421-169 Belo Horizonte, Brésil

RESUME – Ce travail présente une approche expérimentale et numérique visant à évaluer l'efficacité de métamatériaux pour le packaging d'inducteurs imprimés dans un convertisseur DC-DC de classe E², opérant à 30 MHz. Trois configurations sont comparées : ferrite, plan de cuivre et structure métamatériau. Les performances sont évaluées en termes d'inductance, de résistance série, de facteur de qualité, de rendement, de dissipation thermique et d'atténuation du champ magnétique. Les résultats montrent que le packaging métamatériau permet de réduire l'encombrement de l'inducteur tout en maintenant de bonnes performances. Au centre du plan d'observation, l'atténuation du champ est jusqu'à 15–18 % supérieure à celle de la ferrite. Le rendement atteint 61,6 % et la répartition thermique est plus homogène. Enfin, la solution montre une bonne robustesse face aux variations de charge.

Mots-clés – Convertisseur DC-DC, fréquences VHF, inducteurs imprimés, métamatériaux, simulations EM, transistors GaN.

1. INTRODUCTION

La conversion d'énergie électrique à très haute fréquence (VHF - *Very High Frequency*) présente un intérêt majeur pour l'intégration et la modularité en électronique de puissance. Ces solutions technologiques reposent sur des topologies à commutation douce et s'affranchissent des matériaux magnétiques. Dans ce contexte, l'utilisation d'inducteurs à air devient avantageuse, car les pertes dans les noyaux magnétiques augmentent considérablement avec la fréquence [1]. Bien que plus volumineux à inductance équivalente, les inducteurs à air offrent des pertes bien moindres à haute fréquence, une absence de saturation et une meilleure linéarité [1, 2].

Dans cette perspective, l'efficacité de la conversion VHF dépend fortement de la maîtrise des fuites de champ magnétique et des interférences électromagnétiques, susceptibles de compromettre la compatibilité électromagnétique (CEM) et les performances globales du système [3]. Pour limiter ces fuites, des solutions classiques, telles que l'utilisation de matériaux à forte perméabilité magnétique comme les ferrites ou le mu-métal, sont couramment employées afin de canaliser les lignes de champ et de réduire les émissions parasites [4, 5]. Cependant, leur efficacité tend à diminuer aux fréquences élevées, et leur intégration dans des architectures compactes reste complexe. De plus, ces dispositifs peuvent introduire des pertes supplémentaires, affectant ainsi les performances globales du système [3].

Les métamatériaux (MMT), grâce à leur aptitude unique à manipuler les champs électromagnétiques, offrent des perspectives prometteuses pour le packaging électronique. Une étude récente a mis en évidence l'efficacité d'un diaphragme à profil réduit, basé sur un métamatériau à propriété « *single-negative* » intégrant des résonateurs en anneau fendu, capable de supprimer les interférences radiofréquences sur une large bande (10 – 17 GHz) avec un couplage inférieur à –33 dB, tout en préservant la compacité du boîtier [6].

D'autres propositions, cette fois opérant à des fréquences de quelques mégahertz, sont présentées dans [7, 8]. Ces approches

exploitent l'intégration de structures résonantes telles que les métamatériaux à perméabilité nulle ou négative pour améliorer simultanément l'efficacité des systèmes de transfert d'énergie et limiter les fuites de champ magnétique. Lorsqu'elles sont couplées à des systèmes de puissance, ces structures permettent non seulement d'augmenter le rendement, mais aussi de réduire l'exposition électromagnétique des utilisateurs. Ces dispositifs se révèlent particulièrement pertinents dans les architectures compactes à haute densité d'intégration, en ce qu'ils permettent de réduire les interférences et les couplages parasites entre composants actifs et passifs. Ils offrent ainsi une solution intégrée efficace pour concilier performance électromagnétique, compacité et sécurité dans les applications de conversion à haute fréquence.

Ce travail propose une approche novatrice de packaging électromagnétique combinant inducteurs imprimés et MMT, dans le but d'améliorer les performances des convertisseurs tout en réduisant les perturbations magnétiques parasites. L'apport principal réside dans le développement d'une solution compacte et adaptable, spécifiquement conçue pour des applications à bande VHF, typiquement autour de quelques dizaines de mégahertz. Cette méthodologie est validée expérimentalement sur un convertisseur DC-DC de classe E², fonctionnant en commutation douce à 30 MHz avec une puissance modulable, illustrant ainsi la pertinence de l'approche pour des systèmes à haute densité d'intégration.

2. STRUCTURE DU CONVERTISSEUR

Pour l'étude des inducteurs imprimés, un convertisseur DC-DC opérant à 30 MHz avec un rapport cyclique de 50 % a été conçu, comme illustré sur la Fig. 1. Ce convertisseur est basé sur une topologie à commutation douce de type ZVS (*Zero Voltage Switching*), assurant un rendement élevé grâce à une réduction significative des pertes en commutation. Il est capable de fonctionner de manière stable sur une large plage de charges résistives, avec une puissance de sortie comprise entre 10 et 40 W. Les transistors Q_1 et Q_2 sont de type GaN (GS61004B, 100 V/38 A). Les capacités de sortie C_{oss} des transistors, de l'ordre de quelques centaines de picofarads, ont été prises en compte dans la procédure de dimensionnement. À noter que Q_2 est utilisé comme diode dans une optique de rendre la structure bidirectionnelle. Le dimensionnement des composants passifs a été réalisé selon les approches détaillées dans [9, 10], qui permettent de garantir un fonctionnement en ZVS sur une large gamme de charges, sans recourir à une boucle de régulation.

Ce convertisseur a également été conçu comme banc d'essai pour la caractérisation d'inducteurs imprimés, avec ou sans intégration de métamatériaux. Les conditions de fonctionnement stables en haute fréquence et indépendantes de la charge permettent d'isoler efficacement les effets liés à la topologie magnétique utilisée. Une attention particulière a été portée à l'impact des capacités parasites des composants de puissance et à la réalisation d'un filtrage adéquat. La stabilité en fréquence

ainsi que la nature sinusoïdale de la sortie sont des conditions essentielles à la validation des performances électromagnétiques des inducteurs étudiés.

Les inducteurs imprimés $L1$, $L2$ et $L3$ du convertisseur offrent une solution compacte et économique, réduisant l'encombrement et facilitant l'intégration du circuit, par rapport à les inducteurs discrets. Par ailleurs, leur packaging à l'aide de métamatériaux s'est révélé efficace pour atténuer les fuites de champ magnétique, limitant le couplage indésirable entre inducteurs et réduisant les interférences électromagnétiques avec les autres composants du circuit [6]. Ces avancées contribuent à un système plus homogène et renforcent les performances globales du convertisseur, tout en conservant sa robustesse face aux variations de charge.

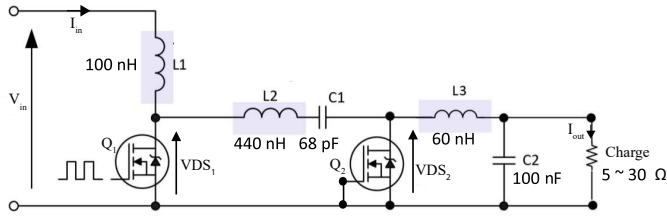


FIG. 1. Convertisseur DC-DC de classe E^2 à 30 MHz, intégrant des inductances imprimées ($L1$, $L2$ et $L3$), robuste aux variations de charge.

2.1. Caractérisation et modélisation des inducteurs

La modélisation des inducteurs à air sur circuits imprimés (PCB) a été effectuée à l'aide de bobines circulaires, plus précisément de spirales d'Archimède. Cette configuration présente plusieurs atouts, tels qu'une géométrie symétrique et compacte, ainsi qu'un espacement constant entre les spires. Ces propriétés contribuent à minimiser efficacement les risques de couplage indésirable avec les pistes du PCB [11].

La Fig. 2(a) illustre la modélisation d'un inducteur imprimé, montrant la géométrie d'une bobine à spires circulaires réalisée sur un substrat en FR4. Les dimensions principales comprennent dx et dy , représentant respectivement la largeur et la hauteur de la structure. Le diamètre extérieur de la spirale est noté d_{out} , l'espacement entre les spires est s , et la largeur de piste est désignée par t_{sp} . La ligne d'alimentation est caractérisée par une largeur W_f , tandis que le substrat présente une épaisseur t_{FR4} , avec une couche conductrice en cuivre de t_{cu} . Des vias métallisés de diamètres Via_{out} et Via_{in} assurent les connexions verticales. Enfin, une distance entre les lignes d'alimentation est définie par G_f . La Fig. 2(b) présente le circuit équivalent, modélisé sous la forme d'un réseau RL , dans lequel les capacités parasites ont été négligées.

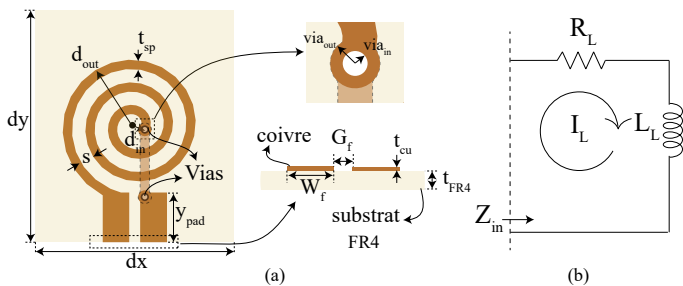


FIG. 2. Inducteur à air étudié : (a) dimensionnement ; (b) schéma du circuit équivalent.

Le calcul de l'inductance a ensuite été effectué par :

$$L_s = \frac{\mu_0 n^2 d_{avg} c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{\varphi} \right) + c_3 \varphi + c_4 \varphi^2 \right), \quad (1)$$

où n est le nombre de tours, μ_0 est la perméabilité, et $d_{avg} = 0,5(d_{out} + d_{in})$, où d_{out} et d_{in} sont respectivement les diamètres extérieur et intérieur de la bobine, et $\varphi = (n \cdot t_{sp}) / (d_{out} - d_{in})$ est le facteur de remplissage. Les coefficients c_i dépendent de la disposition, qui, dans le cas étudié, sont $c_1 = 1,27$, $c_2 = 2,07$, $c_3 = 0,18$ et $c_4 = 0,13$, comme indiqué dans [12].

La résistance série de l'inducteur R_L est déterminée par (2), une formulation proposée par [13], qui prend en compte une composante statique (r_{DC}) et une composante dépendante de la fréquence (r_{AC}), modélisant ainsi les pertes résistives totales :

$$R_s = r_{DC} + r_{AC} = \frac{\rho_r l}{A} + 320 \frac{\pi^4 d_{out}^4}{\lambda^4}, \quad (2)$$

où λ est la longueur d'onde correspondant à une fréquence de 30 MHz, l est le périmètre de la bobine, A est la section transversale du conducteur ($A = W_f \cdot t_{cu}$), ρ_r la résistivité du conducteur, et d_{out} est le diamètre extérieur.

Après le dimensionnement des bobines, une simulation *full-wave* a été réalisée à l'aide du logiciel CST® afin de caractériser et d'optimiser la géométrie pour obtenir la bonne valeur d'inductance. Cette approche garantit des performances fiables tout en minimisant les pertes et les interférences.

La largeur des pistes sur la carte PCB a été déterminée selon la méthodologie classique de la norme IPC-2221, qui relie le courant maximal, l'élévation thermique admissible et l'épaisseur du cuivre. Cette approche garantit que les pistes restent en dessous d'une température critique en fonctionnement, assurant une dissipation thermique adéquate et l'intégrité électrique du circuit. La formule intègre la densité de courant et la résistivité du cuivre, permettant un dimensionnement sûr et adapté à la fonction de chaque piste [14].

2.2. Packaging d'un inducteur basé sur les métamatériaux

Dans le cadre de la caractérisation de l'effet des structures MMT magnétiques sur les performances d'inductances à air, l'inducteur $L1$ a été sélectionné comme cas d'étude. Sa propre inductance, d'une valeur nominale de 100 nH, comme illustré à la Fig. 1, a été calculée à l'aide de (1), en utilisant les données présentées dans la section 2.1 pour la géométrie en spirale. Pour ce composant, des cellules MMT spécifiques ont été conçues et optimisées afin de constituer une structure de packaging adaptée à cette inductance. Deux résonateurs MMT couplés, placés sur des faces opposées de la bobine, composent cette structure. Chaque cellule consiste en une boucle carrée, dont l'inductance propre est déterminée selon (1), avec les coefficients $c_1 = 1,00$, $c_2 = 2,46$, $c_3 = 0,00$ et $c_4 = 0,20$, comme rapporté dans [12]. Un condensateur de 360 pF est associé à chaque boucle afin de former un résonateur LC.

La Fig. 3(a) détaille l'implémentation physique de l'inductance $L1$ intégrée dans un boîtier comportant les deux structures MMT. Celles-ci, de forme carrée, sont respectivement positionnées au-dessus et en dessous de la spirale inductive. Chaque résonateur est constitué d'un diélectrique de type FR4, d'épaisseur t_t sur la face supérieure (*top layer*) et t_b sur la face inférieure (*bottom layer*). La hauteur du diélectrique est notée dy_p , et sa largeur, égale à celle de la bobine, est désignée par dx . La largeur de la piste conductrice formant la boucle du MMT est $W_{MMT} = 1,78$ mm, et la dimension externe de chaque cellule est $d_{outm} = 28,5$ mm. Le schéma complet du conditionnement est présenté en Fig. 3(b).

Une analyse approfondie a ensuite été réalisée en intégrant le métamatériau comme enveloppe de l'inducteur, afin de comparer les performances de différentes configurations en termes de facteur de qualité (Q), d'inductance (L_s) et de résistance série (R_s). Par la suite, une simulation a été effectuée à l'aide du logiciel CST® pour étudier le profil du champ magnétique (B) dans le plan xy , à une hauteur de 5 mm au-dessus de l'axe Z . Cette analyse visait à évaluer l'impact du métamatériau sur les propriétés électromagnétiques du système.

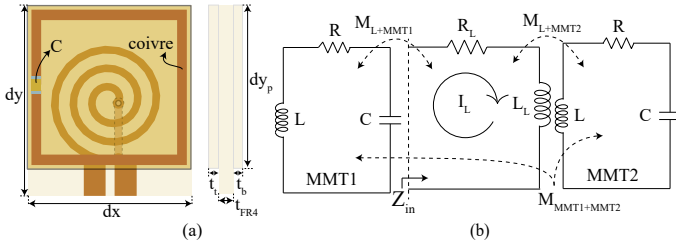


FIG. 3. Inducteur à air avec le packaging étudié : (a) dimensionnement ; (b) schéma du circuit équivalent du conditionnement à base de MMT.

3. RESULTATS DE MESURE ET SIMULATION

3.1. Caractérisation expérimentale des inductances nues

Les inducteurs $L1$, $L2$ et $L3$ ont d'abord été modélisés à l'aide des (1) et (2). Leur géométrie a ensuite été optimisée dans le logiciel CST® afin d'obtenir une résistance série (R_s) plus représentative des conditions réelles. Les valeurs d'inductance simulées obtenues pour $L1$, $L2$ et $L3$ ont été respectivement de 100 nH , 440 nH et 60 nH , en très bon accord avec les valeurs nominales ciblées.

Ces inducteurs, intégrés dans la topologie du convertisseur DC-DC illustrée à la Fig. 1, ont ensuite été réalisés sur un substrat FR4, d'une épaisseur de $t_{FR4} = 1,6\text{ mm}$, avec une métallisation en cuivre de $t_{cu} = 35\text{ }\mu\text{m}$. Leurs dimensions géométriques détaillées sont présentées dans le Tableau 1.

TABLEAU 1. Paramètres électriques mesurés à 30 MHz et dimensions physiques des inducteurs $L1$, $L2$ et $L3$

	L_s (nH)	R_s (mΩ)	Q	n	dy	dx	d_{out}	d_{in}	s	t_{sp}	G_f	y_{pad}
$L1$	100	160	118	2.8	35	30	21.9	2.5	2.0	1.40	1.7	7.5
$L2$	452	560	150	5.8	40	40	31.1	2.5	0.9	1.55	1.4	5.3
$L3$	59	120	97	1.8	30	25	22.5	3.3	3.8	1.45	1.5	5.0

Les valeurs d'inductance mesurées, présentées dans le Tableau 1, montrent une bonne concordance avec les valeurs nominales ciblées pour les inducteurs $L1$, $L2$ et $L3$. Toutefois, de légères variations peuvent être observées, notamment dues à l'influence des connecteurs SMA (Fig. 4), qui, à ces fréquences, peuvent introduire une inductance parasite supplémentaire de l'ordre de $2\text{ à }3\text{ nH}$. Les mesures ont été effectuées à l'aide de l'analyseur d'impédance Keysight E4991B (1 MHz à 1 GHz).

3.2. Étude expérimentale de l'inducteur $L1$ selon différents packaging

Trois configurations distinctes de packaging ont été étudiées, toutes dérivées de l'inductance nue $L1$, réalisée sur un substrat FR4 et optimisée à partir de la géométrie spiralée décrite précédemment. À l'issue de cette étape, les structures ont été physiquement réalisées selon les configurations encapsulées correspondantes : cuivre (Cu), ferrite (Mag) et métamatériau (MMT), comme illustré sur la Figure 4.

Les éléments encapsulants adoptent, dans la majorité des cas, une forme carrée avec $dx = dy_p$, à l'exception de la configuration avec écrans en cuivre pour laquelle une largeur plus importante a été utilisée ($dy_p = 56\text{ mm}$). Les épaisseurs des différentes couches ont été ajustées selon le matériau employé, dans le but de maintenir une certaine symétrie par rapport au plan médian de la bobine $L1$. Pour les enveloppes en Cu et en MMT, le substrat FR4 présente une épaisseur de $t_{FR4} = 0,4\text{ mm}$, avec des couches supérieures et inférieures respectivement de $t_t = 0,8\text{ mm}$ et $t_b = 0,4\text{ mm}$. Dans le cas du packaging magnétique, une asymétrie subsiste en raison de la nature du matériau utilisé : la ferrite de la série FLEX SUPPRESSOR® de KEMET, dont l'épaisseur est fixe, impose l'utilisation d'un substrat en FR4 d'épaisseur $t_{FR4} = 1,6\text{ mm}$ et de couches de ferrite de $t_t =$

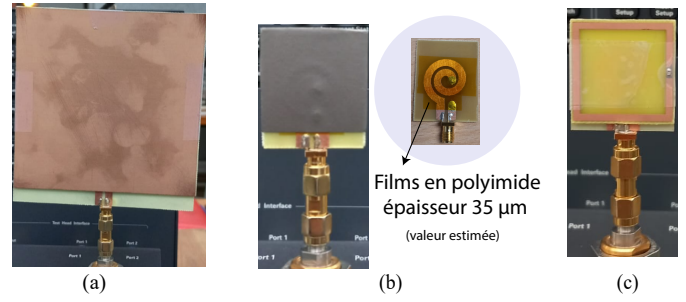


FIG. 4. Trois configurations de packaging : (a) Cuivre (Cu); (b) Ferrite (Mag); (c) Métamatériau (MMT).

$t_b = 0,25\text{ mm}$. À l'interface entre l'inductance et les couches de ferrite, des films en polyimide ont été insérés afin d'assurer l'isolation électrique entre inducteur et ferrite, comme illustré sur la Fig. 4(b). L'ensemble des paramètres géométriques propres à chaque configuration est résumé dans le Tableau 2.

TABLEAU 2. Paramètres électriques mesurés à 30 MHz et dimensions physiques de l'inducteur $L1$ avec différents packaging

	L_s (nH)	R_s (mΩ)	Q	n	dy	dx	d_{out}	d_{in}	s	t_{sp}	G_f	y_{pad}
Cu	103	470	41	4.8	60	60	45.2	5.6	2.62	1.46	2.0	10.0
Mag	100	610	31	1.8	35	30	19.6	2.4	3.17	1.50	1.4	7.0
MMT	101	380	50	3.8	32.5	30	17.0	2.62	0.47	1.40	1.31	9.0

Les résultats expérimentaux présentés dans le Tableau 2 mettent en évidence l'influence des différentes configurations sur les performances de la bobine. L'ajout de ferrite sur les deux faces a significativement augmenté l'inductance, grâce à la forte perméabilité magnétique du matériau, qui favorise le guidage du flux magnétique et réduit la réluctance du circuit. À l'inverse, l'intégration de cuivre sur les deux faces a engendré un comportement capacitif prédominant, entraînant une diminution de l'inductance apparente. Pour compenser cet effet, il a été nécessaire d'agrandir la spirale, au prix d'un encombrement accru. Enfin, l'utilisation de MMT a permis de concilier compacité et efficacité, en maintenant des performances inductives comparables dans une structure plus réduite, soulignant l'intérêt de cette approche pour des applications miniaturisées. Une analyse des pertes résistives montre également que, bien que le MMT présente des pertes environ deux fois plus élevées que l'inducteur nu, il demeure le meilleur parmi les trois packaging étudiés, en termes de performance globale et d'intégration.

3.3. Évaluation du convertisseur DC-DC avec les différentes configurations de l'inductance $L1$

Le convertisseur DC-DC présenté dans la Fig. 1 a été modélisé à l'aide du logiciel Keysight ADS® selon une approche de co-simulation électromagnétique et circuit [15]. Les inducteurs nus $L1$, $L2$ et $L3$ ont d'abord été modélisés numériquement, puis réalisés physiquement pour validation expérimentale. Les tests initiaux ont été menés avec ces inducteurs sans packaging. La Fig. 5 illustre les inducteurs construits et intégrés dans le circuit du convertisseur, ainsi que les principaux points de mesure utilisés lors de la caractérisation expérimentale. On y distingue notamment la sonde de courant positionnée en série avec la bobine $L1$, permettant de surveiller le courant traversant l'inductance, ainsi que les sondes de tension V_{DS1} et V_{DS2} connectées aux transistors des étages amplificateur et redresseur respectivement.

La Fig. 6 présente les courbes de la tension drain-source V_{DS} mesurée aux bornes des transistors du convertisseur. La partie (a) montre les résultats obtenus du côté de l'amplificateur, tandis que la partie (b) correspond à l'étage redresseur. Une

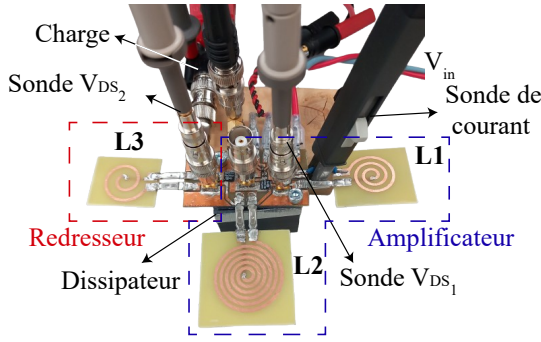


FIG. 5. Montage expérimental montrant les inducteurs construits ($L1$, $L2$, $L3$) ainsi que les sondes de mesure utilisées : sonde de courant sur $L1$, sondes de tension V_{DS1} et V_{DS2} , et charge connectée en sortie.

bonne concordance est observée entre les résultats simulés et mesurés, malgré de légères divergences attribuables aux éléments parasites introduits par la connectique, les sondes de mesure et l'environnement de test. Les mesures ont été effectuées avec une tension d'alimentation de 17,71 V et une charge résistive de 16,8 Ω . Le rendement global du convertisseur est estimé à 61 % en simulation, contre 59,84 % mesuré sur le prototype.

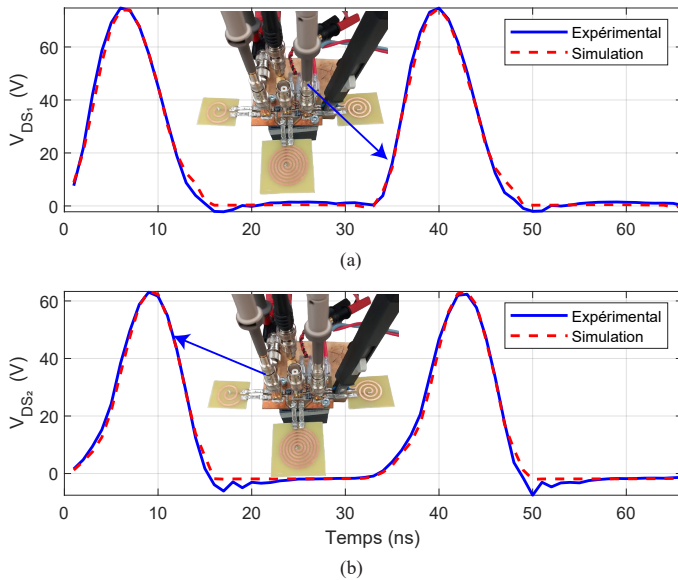


FIG. 6. Courbes de la tension V_{DS} dans le convertisseur DC-DC : (a) étage amplificateur ; (b) étage redresseur. Comparaison entre résultats expérimentaux et simulations.

Les mêmes simulations ont été effectuées sous *Keysight ADS*[®] pour évaluer l'impact des différentes encapsulations appliquées à l'inductance $L1$: avec écrans en cuivre ($L1 + Cu$), matériau magnétique ($L1 + Mag$) et métamatériau ($L1 + MMT$). Les résultats expérimentaux correspondants sont présentés dans le Tableau 3. L'analyse met en évidence un rendement relativement stable du convertisseur, avec des rendements mesurés variant de 56,19 % à 61,61 %. Le cas utilisant une encapsulation MMT présente la meilleure performance expérimentale, légèrement supérieure à celle obtenue avec l'inductance nue. En revanche, le packaging avec ferrite a conduit à la plus faible rendement mesurée, ce qui pourrait être dû à des pertes additionnelles non modélisées dans la simulation, telles que des pertes magnétiques dynamiques ou des effets de saturation locaux. Par ailleurs, les simulations réalisées pour chaque configuration montrent un bon accord avec les mesures, en particulier pour le cas de référence sans packaging. Les

rendements simulés sont proches de 60 % pour l'ensemble des cas étudiés, confirmant la validité du modèle utilisé et la pertinence de la méthodologie de co-simulation adoptée.

TABLEAU 3. Synthèse des performances expérimentales du convertisseur DC-DC pour les différentes configurations de packaging de l'inductance $L1$, avec une tension d'alimentation de 17,71 V et une charge résistive de 16,8 Ω .

	V_{in} (V)	I_{in} (A)	V_{charge} (V)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
$L1$	17.71	0.79	11.86	13.99	8.37	59.84
$L1 + Cu$	17.71	0.77	11.72	13.64	8.18	59.96
$L1 + Mag$	17.71	0.83	11.78	14.70	8.26	56.19
$L1 + MMT$	17.71	0.77	11.88	13.64	8.40	61.61

Les courbes présentées dans la Fig. 7 illustrent les résultats simulés de la puissance de sortie P_{out} en fonction de la résistance de charge R_{Load} , pour différentes configurations de packaging de l'inductance $L1$. Les simulations ont été réalisées en maintenant constants la tension d'alimentation et le rapport cyclique du convertisseur. Pour toutes les valeurs de charge étudiées, la tension aux bornes de la charge est restée proche de la valeur nominale de 12 V, quel que soit le type de packaging utilisé. Ce comportement met en évidence la robustesse du convertisseur dans une large plage de charges, confirmant sa pertinence comme banc de test fiable pour l'évaluation de composants passifs encapsulés, telle que proposée dans cette étude. Ces résultats de simulation devront être confortés dans des travaux futurs par des mesures.

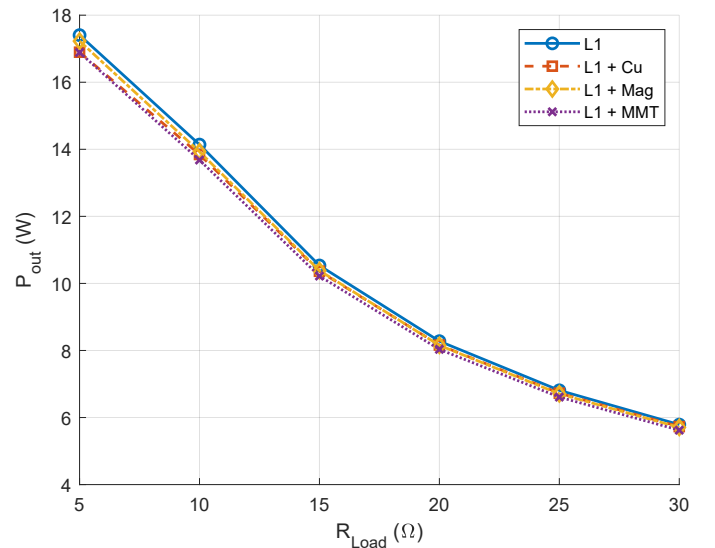


FIG. 7. Puissance de sortie simulée en fonction de la résistance de charge R_{Load} , pour différentes configurations de packaging de l'inductance $L1$, avec tension d'alimentation et rapport cyclique constants.

Une analyse thermique a également été réalisée afin d'évaluer le comportement en température du convertisseur DC-DC dans ses conditions nominales de fonctionnement. Trois configurations ont été examinées, incluant l'inductance nue (Fig. 8(a)), encapsulée avec ferrite (Fig. 8(b)) et encapsulée avec métamatériau (Fig. 8(c)). Le convertisseur est équipé d'un seul dissipateur thermique, comme illustré dans la Fig. 5, fixé sur le plan de masse de la carte PCB. Aucun système de ventilation forcée n'a été utilisé pendant les essais, et l'analyse thermique a été effectuée cinq minutes après le démarrage du convertisseur, afin d'observer le régime thermique stabilisé. Les résultats montrent que le packaging avec métamatériau présente un avantage thermique notable par rapport à la ferrite, avec une répartition de température plus homogène et une élévation thermique moins marquée dans la zone de l'inductance. En revanche, la ferrite montre une concentration thermique

significative, probablement liée à des pertes magnétiques internes non négligeables sous haute fréquence. Par ailleurs, dans toutes les configurations, le composant Q_2 , situé dans l'étage redresseur, est identifié comme étant le point le plus chaud du circuit. Ceci peut s'expliquer par un impact combiné d'une contrainte en tension élevée, de la fréquence de commutation et de faibles performances en conduction du transistor GaN en mode redressement synchrone.

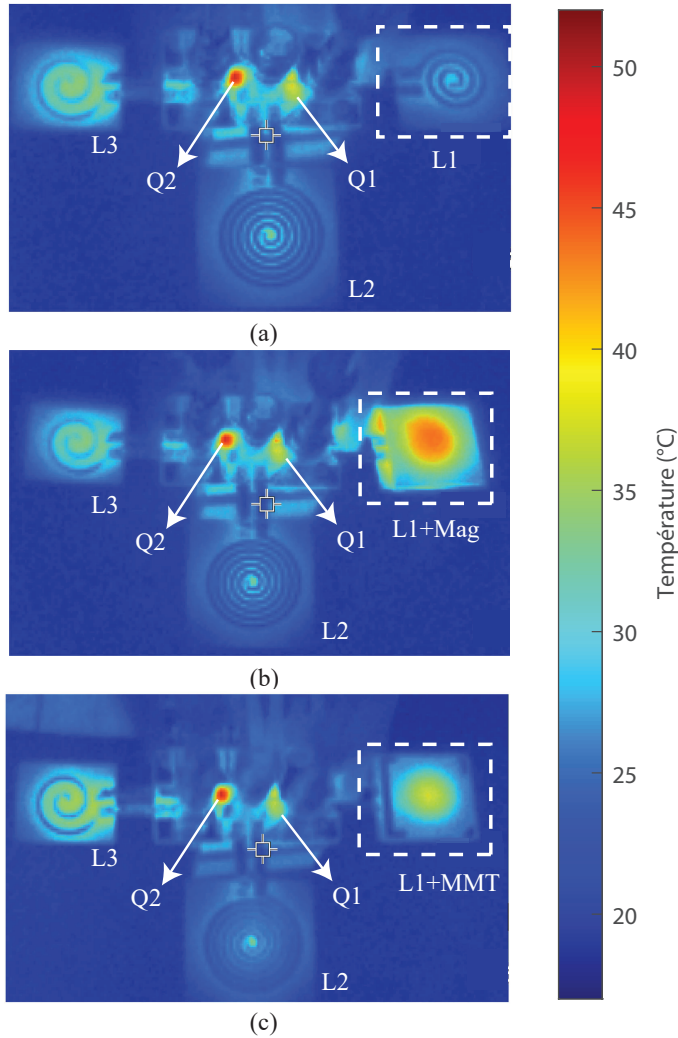


FIG. 8. Distribution de température dans trois configurations du DC-DC en fonctionnement normal après 5 minutes : (a) Circuit avec la bobine $L1$ d'origine; (b) circuit avec $L1$ encapsulée par matériau magnétique ($L1 + Mag$); (c) circuit avec $L1$ encapsulée par métamatériau ($L1 + MMT$). Les zones encadrées montrent la température locale de la bobine $L1$ dans chaque cas. L'échelle de couleurs représente la température en $^{\circ}C$, allant de 20 à 52 $^{\circ}C$.

3.4. Évaluation comparative de l'atténuation du champ pour différents packaging de l'inductance

La Fig. 9 présente la distribution simulée du champ magnétique (en échelle logarithmique, $\log_{10} |B|$) pour quatre configurations de l'inductance $L1$: (a) sans packaging, (b) encapsulée avec un plan de cuivre ($L1 + Cu$), (c) avec une ferrite ($L1 + Mag$) et (d) avec un métamatériau ($L1 + MMT$). Ces résultats proviennent d'une simulation électromagnétique en régime complet (*full-wave*) réalisée avec le logiciel CST®, où le module du champ magnétique a été évalué à une distance de 5 mm au-dessus du plan de l'inducteur. Afin d'assurer une comparaison équitable entre les différentes configurations, une

excitation par source de courant constant de 1 A a été appliquée dans toutes les simulations. Ce même courant a été reproduit expérimentalement à partir du convertisseur DC-DC illustré en Fig. 5, dont la tension d'alimentation a été ajustée avec précision pour garantir un courant moyen de 1 A traversant chaque inductance. La mesure du courant a été réalisée à l'aide de la sonde de courant représentée sur la figure.

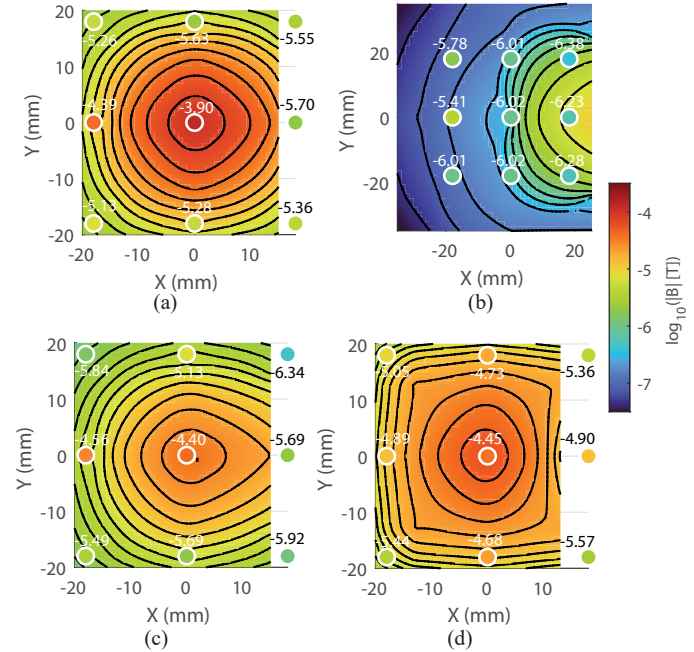


FIG. 9. Distribution simulée du champ magnétique ($\log_{10} |B|$) pour les quatre configurations : (a) $L1$, (b) $L1 + Cu$, (c) $L1 + Mag$, et (d) $L1 + MMT$. Les cercles blancs indiquent les points de mesure expérimentale. La comparaison met en évidence l'effet du packaging.

L'analyse des résultats met en évidence que le packaging par un plan de cuivre ($L1 + Cu$) offre la performance la plus élevée en matière d'atténuation du champ magnétique. Toutefois, cette solution s'accompagne d'une augmentation significative des dimensions de l'assemblage, comme le montre le Tableau 2. L'utilisation d'une ferrite ($L1 + Mag$) permet également une réduction appréciable du champ, bien que cette configuration présente un pic de champ plus marqué au centre de la zone observée, comparativement au métamatériau ($L1 + MMT$). À titre d'illustration, la valeur du champ magnétique au point central atteint environ $\log_{10} |B| \approx -4,1$ pour la ferrite, contre $\log_{10} |B| \approx -4,7$ avec le métamatériau, ce qui souligne sa capacité à réduire plus efficacement le rayonnement dans cette région critique.

Malgré sa conception relativement simple et sa capacité à limiter le rayonnement magnétique tout en réduisant considérablement l'encombrement, le métamatériau présente une limitation : l'atténuation obtenue reste légèrement inférieure à celle des solutions conventionnelles dans certaines zones périphériques du plan d'observation. Une amélioration du design, reposant sur une structure plus élaborée et une optimisation géométrique ciblée, pourrait permettre d'accroître encore les performances du métamatériau en tant qu'élément d'atténuation du champ magnétique dans ce type d'application.

4. CONCLUSIONS

Ce travail a présenté une approche innovante de packaging électromagnétique d'inducteurs à air à l'aide de structures métamatériaux, intégrées dans un convertisseur DC-DC de classe E^2 fonctionnant à 30 MHz. Les résultats expérimentaux et simulés ont démontré que les métamatériaux permettent une atténuation du champ magnétique comparable, voire supérieure,

à celle des solutions conventionnelles comme les ferrites, tout en réduisant significativement l'encombrement. L'analyse thermique a également mis en évidence un avantage du métamatériau en termes d'échauffement, avec une distribution de température plus homogène. De plus, les tests de rendement ont montré que cette solution maintient une efficacité élevée et stable dans des conditions de charge variées, validant sa robustesse et sa pertinence pour des systèmes à haute densité d'intégration.

Dans la continuité de cette étude, les travaux futurs viseront à optimiser la conception des métasurfaces, notamment en augmentant le nombre de résonateurs par unité de surface et en explorant des géométries plus complexes. L'objectif sera d'améliorer encore l'efficacité d'atténuation du champ magnétique, tout en conservant la compacité du système. Une telle optimisation contribuera à faire des métamatériaux une solution encore plus performante et adaptable pour le packaging électromagnétique dans les applications de conversion à haute fréquence.

5. REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le cadre du groupe de travail VHF du CDP PowerAlps, (Investissements d'avenir - ANR-15-IDEX-02) (<https://poweralps.univ-grenoble-alpes.fr/fr>).

6. RÉFÉRENCES

- [1] H. T. Le, I. Mizushima, Y. Nour, P. T. Tang, A. Knott, Z. Ouyang, F. Jensen, et A. Han, « Fabrication of 3D Air-Core MEMS Inductors for Very-High-Frequency Power Conversions », *Microsystems & Nanoengineering*, vol. 4, no 1, p. 17082, 2018.
- [2] R. T. Naayagi et A. J. Forsyth, « Design of high frequency air-core inductor for DAB converter », *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Bengaluru, Inde, 2012, pp. 1–4.
- [3] Y. Han, G. Cheung, A. Li, C. R. Sullivan, et D. J. Perreault, « Evaluation of Magnetic Materials for Very High Frequency Power Applications », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no 4, pp. 2008–2021, 2014.
- [4] A. Yadav et T. K. Bera, « Ferrite shielding thickness and its effect on electromagnetic parameters in wireless power transfer for electric vehicles (EVs) », *Journal of Engineering and Applied Science*, vol. 70, art. 132, 2023.
- [5] Y. Gao, D. Ma, J. Li, B. Han, et W. Quan, « A low-noise multilayer mu-metal thin shell magnetic shield for ultra-highly sensitive atomic sensors », *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 352, art. 114207, 2023.
- [6] Z.-Y. Qi, D. Yi, and M.-C. Tang, « Wideband Shielding Diaphragm Based on Electrically Small Single-Negative Metamaterial for Package Application », in *2022 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Sydney, Australia : IEEE, pp. 59–60, Oct. 2022.
- [7] C. Lu, X. Huang, X. Tao, C. Rong, et M. Liu, « Comprehensive Analysis of Side-Placed Metamaterials in Wireless Power Transfer System », *IEEE Access*, vol. 8, pp. 152900–152908, 2020.
- [8] J. Besnoff, M. Chabalko, et D. S. Ricketts, « A Frequency-Selective Zero-Permeability Metamaterial for Reduction of Near-Field Electromagnetic Energy », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 654–657, 2016.
- [9] Y. Cheng, Y. Guan, T. Yao, Y. Wang, W. Wang, and D. Xu, « Topology Construction Strategy of Load-Independent Single-Switch Resonant Inverter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 71, no. 9, pp. 10580–10590, Sep. 2024.
- [10] S. Aldhafer, D. C. Yates, and P. D. Mitcheson, « Load-Independent Class E/EF Inverters and Rectifiers for MHz-Switching Applications », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 10, pp. 8270–8287, Oct. 2018.
- [11] S. Liu, J. Su et J. Lai, « Accurate Expressions of Mutual Inductance and Their Calculation of Archimedean Spiral Coils », *Energies*, vol. 12, no 10, art. 2017, 2019.
- [12] S. R. Khan, S. K. Pavuluri, G. Cummins, and M. P. Y. Desmulliez, « Wireless Power Transfer Techniques for Implantable Medical Devices : A Review », *Sensors*, vol. 20, no. 12, p. 3487, Jun. 2020.
- [13] F. M. Freitas et al., « Numerical Evaluation of Circuit Model for Fast Computational Analysis of Resonant Wireless Power Transfer System, »

IEEE Trans. Magn., vol. 59, pp. 1-5, May 2023.

- [14] IPC, « IPC-2221 : Generic Standard on Printed Board Design », Association Connecting Electronics Industries, Bannockburn, IL, USA, 2003.
- [15] L. Pace, M. Beley, M. E. Khattabi, and A. Bréard, « Design and Modeling of a 100W 1MHz GaN-Based Single-Switch Resonant Converter for High Power Density Inherent PFC LED Driver », in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, Aalborg, Denmark : IEEE, pp. 1–9, Sep. 2023.