

Transformateur matriciel avec inductance de fuite intégrée

Sanae Mensouri, Fabien Sixdenier, Christian Martin

Université Claude Bernard Lyon 1, Ampère, UMR5005, INSA Lyon, École Centrale de Lyon, CNRS, Villeurbanne, F-69100, France

RESUME – Avec le développement rapide des aéronefs électriques, la demande en convertisseurs de puissance légers augmente. Cet article propose un transformateur matriciel pour un convertisseur DC/DC isolé (270V/28V). Ce transformateur utilise un noyau magnétique à cinq colonnes : quatre pour les enroulements du transformateur et une centrale pour intégrer et contrôler l'inductance de fuite. Deux structures d'enroulements sont étudiées : l'une avec les enroulements primaires et secondaires séparés, l'autre en structure entrelacée. La configuration présentant les pertes magnétiques et la résistance AC les plus faibles est retenue. Le noyau est ensuite optimisé pour obtenir l'inductance de fuite souhaitée avec un minimum de pertes. Le transformateur final délivre environ 1 kW avec un rendement de 98.4 %.

Mots-clés – Transformateur matriciel, composants magnétiques, intégration de l'inductance de fuite, convertisseur DC/DC.

1. INTRODUCTION

L'électrification des futures générations d'aéronefs demande un effort d'amélioration des fonctions des convertisseurs statiques d'électronique de puissance [1] notamment les composants magnétiques qui sont au cœur de ces convertisseurs et qui peuvent représenter plus de 50% de l'encombrement du système [2]. Dans le but de concevoir des convertisseurs à faible coût, à faibles pertes et à haute densité de puissance, une intégration de l'inductance de fuite et du transformateur a été proposée [3]. En général, les techniques d'intégration de l'inductance de fuite impliquent l'insertion de matériaux magnétiques supplémentaires dans le noyau [4], la modification de la structure du noyau magnétique [5] [6], ou la modification de la structure du bobinage [7]. Dans [4] la méthode proposée pour intégrer l'inductance de fuite est l'insertion d'un shunt magnétique dans le transformateur, cette méthode permet un ajustement de l'inductance de fuite mais augmente la complexité du noyau et le coût de l'assemblage et entraîne des pertes supplémentaires. Une autre méthode dans [8] sert à intégrer quatre transformateurs dans quatre plots d'un noyau, l'intégration de l'inductance de fuite est mise en œuvre en utilisant l'enroulement primaire pour s'enrouler autour d'un noyau UI supplémentaire et le flux de fuite de l'enroulement primaire est contrôlé en réglant la réductance du noyau UI. Cependant, l'inductance occupe un espace supplémentaire en termes de taille magnétique. Dans [9] ils ont proposé l'exploitation de l'espace central du noyau à quatre plots pour créer une inductance de fuite contrôlable en utilisant un seul plot supplémentaire placé au centre des quatre plots. Le plot central sera utilisé par le flux de fuite, et l'inductance de fuite est contrôlée par la section et l'entrefer de ce plot. Cependant, la structure d'enroulement proposée crée une petite valeur de l'inductance de fuite.

Pour intégrer l'inductance de fuite primaire, cet article propose une nouvelle structure d'enroulement dans une géométrie de noyau à cinq plots pour un transformateur matriciel à haute fréquence, dont les spécifications techniques requises sont présentées dans le TABLEAU 1. Le transformateur matriciel sera utilisé dans un convertisseur DAB 270V/28V illustré à la Fig. 1, dont le transfert de puissance nécessite une valeur de $15\mu\text{H}$ de l'inductance de fuite primaire L . Plusieurs concepts sont com-

parés, et toutes les analyses sont vérifiées par l'analyse par éléments finis (FEA).

TABLEAU 1. Spécifications techniques du transformateur matriciel

Paramètre	Valeur
Rapport de transformation	10
Fréquence de fonctionnement	300 kHz
Tension primaire maximale (crêteaux)	320 V
Courant primaire maximal (RMS)	11 A
Inductance magnétisante primaire	$>120\mu\text{H}$
Inductance de fuite primaire	$15\mu\text{H}$
Fréquence de résonance en C-O	$>1200\text{ kHz}$

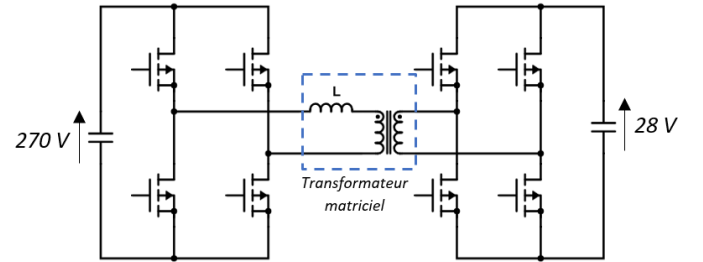


FIG. 1. Représentation schématique du convertisseur Dual Active Bridge

Le manuscrit est organisé comme suit : La section 2 présente la description et les méthodes du transformateur matriciel ; les résultats de la simulation de l'analyse par éléments finis sont présentés dans la section 3. Les discussions sont ensuite développées dans la section 4.

2. DESCRIPTION ET MÉTHODES DU TRANSFORMATEUR MATRICIEL

2.1. Géométrie du noyau magnétique et structures d'enroulement

Un noyau magnétique à cinq plots est utilisé pour intégrer l'inductance de fuite, où quatre plots sont enroulés par les enroulements du transformateur, et un cinquième plot (plot central) est placé au centre des quatre autres plots pour créer une inductance de fuite contrôlable. L'inductance de fuite peut être réglée en contrôlant la surface de section et l'entrefer du plot central.

Dans la section 3 nous comparerons deux structures de bobinage conçues pour intégrer l'inductance de fuite primaire tout en garantissant des pertes plus faibles. L'objectif est d'analyser leur efficacité pour optimiser les performances électromagnétiques et minimiser la dissipation d'énergie. En évaluant ces conceptions, nous cherchons à déterminer quelle structure offre

le meilleur équilibre entre l'intégration de l'inductance de fuite et l'efficacité. Nous comparerons deux structures de bobinage. Dans la première structure, appelée structure du bobinage séparé, les enroulements primaires sont enroulés autour de deux plots d'un côté, tandis que les enroulements secondaires sont enroulés autour de deux plots du côté opposé, et les enroulements sont répartis sur cinq couches, comme le montre la Fig. 2a. Dans la seconde structure, appelée structure du bobinage entrelacé, les enroulements primaires et secondaires sont entrelacés en sept couches autour de deux plots d'un côté, et seuls les enroulements primaires sont enroulés en trois couches autour de deux plots du côté opposé, comme le montre la Fig. 2b. Dans ces deux structures, les enroulements primaires sont connectés en série et les enroulements secondaires sont connectés en parallèle.

TABEAU 2. Paramètres du transformateur

Paramètre	Valeur
Matériau du noyau	N49
Fréquence de fonctionnement	300 kHz
Rapport de transformation	10
Largeur des enroulements	10 mm
Epaisseur des enroulements	0.105 mm
Longueur de l'entrefer	0.5 mm

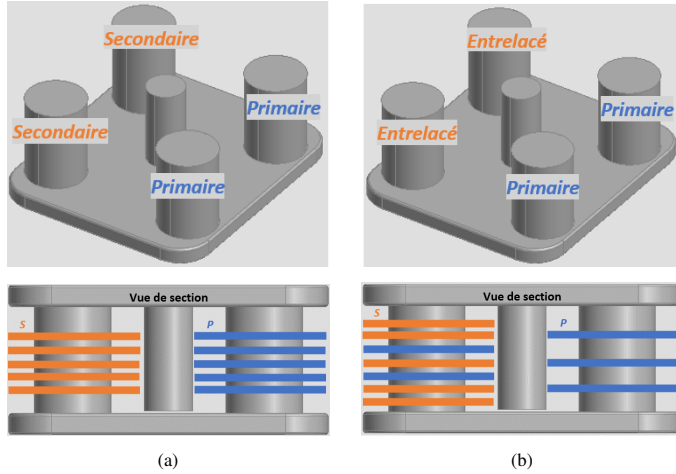


FIG. 2. Vue 3D et vue de section de : (a) bobinage séparé et (b) bobinage entrelacé

Les structures d'enroulement décrites ci-dessus sont testées en appliquant une tension efficace de 270V au bobinage primaire. Et le bobinage secondaire est connecté à une charge résistive de 0.5Ω pour évaluer la performance du transformateur sous charge. Les dimensions du noyau sont présentées dans la Fig. 3 et les paramètres du transformateur sont présentés dans le TABLEAU 2.

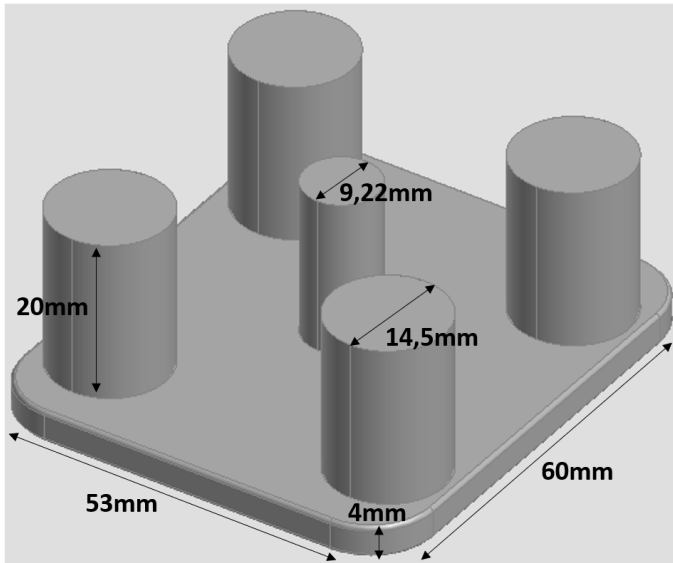


FIG. 3. Dimensions du noyau magnétique

2.2. Modèle de réluctance

Pour déterminer les valeurs d'inductances de magnétisation et de fuite primaires dans le modèle T (Fig. 4a), nous utilisons le modèle de réluctance de la structure du bobinage séparé illustrée dans la Fig. 2a, en considérant qu'il y a des entrefers sous les cinq plots. Le modèle de réluctance du noyau est présenté dans la Fig. 4b. N_1 est le nombre de tours de l'enroulement primaire dans les premier et deuxième plots. Et N_2 représente les tours de l'enroulement secondaire dans les plots 4 et 5. R_1 est la réluctance des quatre plots enroulés et R_2 est la réluctance du plot central. i_p est le courant primaire et i_s est le courant secondaire. La perméabilité du noyau est infiniment grande, de sorte que la réluctance du noyau peut être supposée nulle, puis les réluctances peuvent être calculées comme suit :

$$R_x = \frac{l_x}{\mu_0 A_x} \quad (1)$$

où $x = \{1, 2\}$, l_x est la longueur de l'entrefer, A_x est la section efficace de l'entrefer, et μ_0 est la perméabilité du vide.

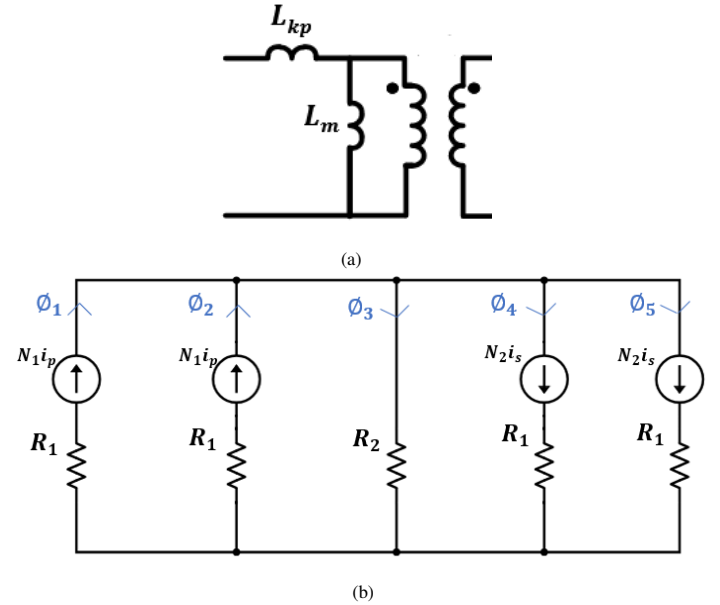


FIG. 4. Modèle du transformateur matriciel : (a) modèle T, et (b) modèle de réluctance

À partir du circuit de réluctance, les équations des flux peuvent être exprimées comme suit :

$$\phi_1 = R_{r1} N_1 i_p + R_{r2} N_2 i_s \quad (2)$$

$$\phi_4 = R_{r2} N_1 i_p + R_{r1} N_2 i_s \quad (3)$$

$$\phi_3 = 2(R_{r1} - R_{r2}) N_1 i_p + 2(R_{r2} - R_{r1}) N_2 i_s \quad (4)$$

où :

$$R_{r1} = \frac{R_1 + 2R_2}{4R_1R_2 + R_1^2} \quad (5)$$

$$R_{r2} = \frac{2R_2}{4R_1R_2 + R_1^2} \quad (6)$$

À partir de ces équations de flux, l'inductance magnétisante L_m et l'inductance de fuite primaire L_{kp} peuvent être calculées, comme l'était expliqué dans [10], de la manière suivante :

$$L_m = 2R_{r2}N_1^2 \quad (7)$$

$$L_{kp} = 2R_{r1}N_1^2 - 2R_{r2}N_1^2 \quad (8)$$

En remplaçant R_{r1} et R_{r2} par leurs expressions depuis les équations (5) et (6) respectivement, on trouve l'inductance de fuite observée au niveau de l'enroulement primaire comme suit :

$$L_{kp} = 2N_1^2 \frac{R_1}{4R_1R_2 + R_1^2} \quad (9)$$

L'équation (1) montre que R_2 est proportionnelle à la longueur de l'entrefer central et l'équation (9) montre que l'inductance de fuite primaire est inversement proportionnelle à R_2 , ce qui signifie que l'inductance de fuite primaire est inversement proportionnelle à la longueur de l'entrefer central.

2.3. Méthodes d'analyse et de calcul FEA

Comme indiqué précédemment, le noyau magnétique est testé par simulation FEA, à l'aide du logiciel Altair Flux 3D.

Les pertes fer sont calculées par l'intégrale sur le volume du noyau magnétique de l'équation de Steinmetz ci-dessous :

$$P_{core} = k f^\alpha \hat{B}^\beta \quad (10)$$

où $\hat{B}$ est l'amplitude maximale du flux, f est la fréquence de l'excitation sinusoïdale, et k , α , et β sont des constantes trouvées par l'ajustement des courbes.

Les pertes joules de l'équation ci-dessous sont données par les résultats de la simulation FEA :

$$P_{windings} = R_{AC,p} I_p^2 + R_{AC,s} I_s^2 \quad (11)$$

où $R_{AC,p}$ est la résistance AC des enroulements primaires, I_p est le courant RMS primaire, $R_{AC,s}$ a résistance AC des enroulements secondaires et I_s est le courant RMS secondaire.

Pour déterminer l'inductance de fuite primaire L_{kp} , nous simulons le circuit illustré dans la Fig. 5, où l'on court-circuite l'enroulement secondaire et où l'on applique une faible tension alternative à l'enroulement primaire. Nous obtenons l'impédance Z_{sc} ci-dessous :

$$Z_{sc} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \quad (12)$$

Ainsi, l'inductance de fuite primaire est :

$$L_{kp} = \frac{\text{Imag}(Z_{sc})}{2\pi f} \quad (13)$$

où $\text{Imag}(Z_{sc})$ est la partie imaginaire de l'impédance Z_{sc} et f est la fréquence de fonctionnement.

Pour déterminer l'inductance propre primaire L_{sp} , nous effectuons une simple mesure de l'inductance en circuit ouvert sur l'enroulement primaire, le secondaire étant laissé ouvert, comme illustré dans la Fig. 6. Nous obtenons l'impédance Z_{oc} ci-dessous :

$$Z_{oc} = \frac{V_{oc}}{I_{oc}} \quad (14)$$

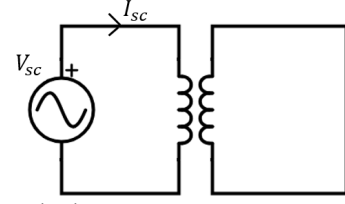


FIG. 5. Test du court-circuit

Ainsi, l'inductance propre primaire est :

$$L_{sp} = \frac{\text{Imag}(Z_{oc})}{2\pi f} \quad (15)$$

où $\text{Imag}(Z_{oc})$ est la partie imaginaire de l'impédance Z_{oc} et f est la fréquence de fonctionnement.

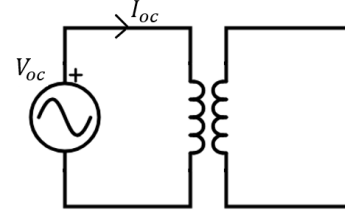


FIG. 6. Test du circuit ouvert

3. RÉSULTATS DE SIMULATION

La distribution de la densité de flux du noyau à cinq plots avec structure du bobinage séparé est présentée dans la Fig. 7, qui montre que le flux de fuite passe par le plot central.

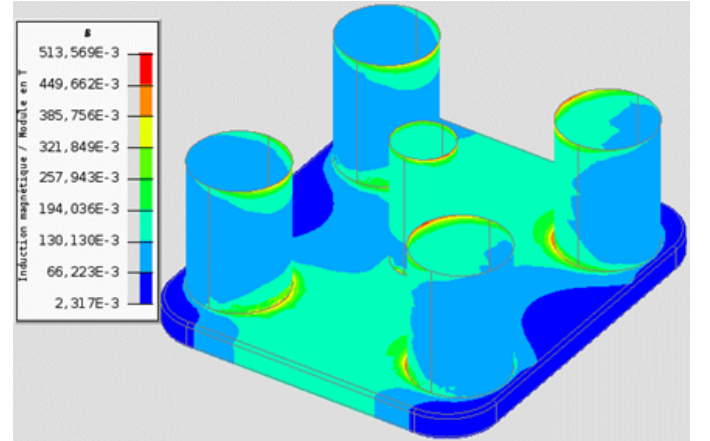


FIG. 7. Simulation FEA de la structure d'bobinage séparé - distribution de la densité de flux

Pour évaluer l'intégration de l'inductance de fuite avec la structure du bobinage séparé, nous avons effectué une simulation en faisant varier la longueur de l'entrefer central. Les résultats obtenus, présentés dans la Fig. 8, nous permettent d'observer que l'inductance de fuite diminue avec l'augmentation de la longueur de l'entrefer central, ce qui correspond à la prédiction du modèle de réluctance. La valeur souhaitée de l'inductance de fuite primaire $15\mu\text{H}$ peut être atteinte avec une longueur d'entrefer comprise entre 0.4mm et 0.5mm.

La structure du bobinage séparé permet d'intégrer l'inductance de fuite. Cependant, l'effet de proximité reste important puisque les enroulements ne sont pas entrelacés, comme le montre la distribution de la densité de courant illustrée dans la Fig. 9. Le vecteur de courant est concentré entre les enroulements primaires et secondaires dans les bornes adjacentes, ce

qui se traduit par une zone de conduction effective plus faible et une résistance d'enroulement plus élevée.

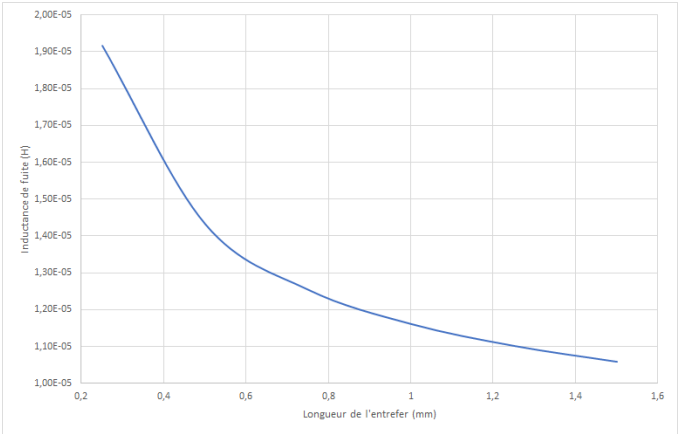


FIG. 8. Inductance de fuite vs. longueur de l'entrefer

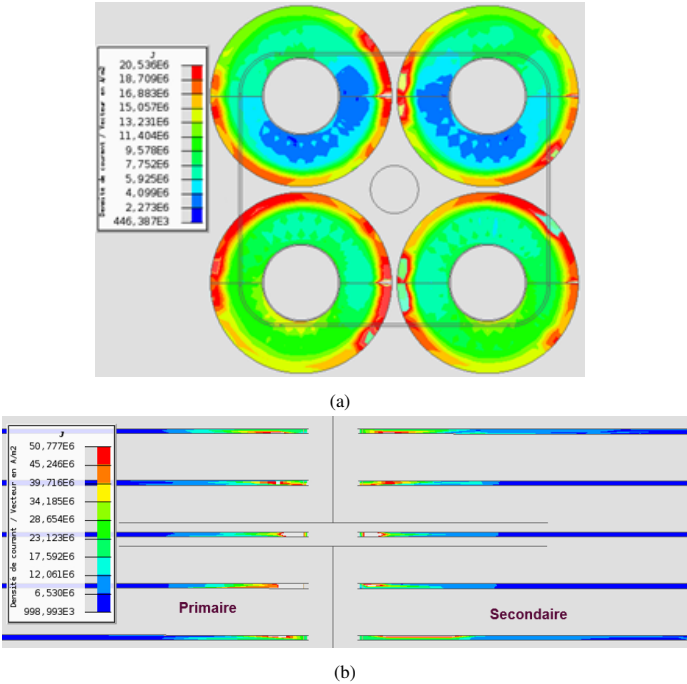


FIG. 9. Simulation FEA de la structure du bobinage séparé - distribution de la densité de courant : (a) Vu de dessus et (b) Vu de section

Pour résoudre ce problème, nous proposons la structure du bobinage entrelacé, décrite dans la Fig. 2b. La simulation FEA de cette structure montre la distribution de la densité de courant présentée dans la Fig. 10, ce qui confirme que la structure du bobinage entrelacé réduit de manière significative l'effet de proximité. La densité de courant est répartie sur toutes les sections, ce qui réduit la résistance AC. [11]

Les comparaisons des pertes des structures du bobinage séparé et du bobinage entrelacé sont présentées dans le TABLEAU 3, qui montre que les pertes joules sont réduites de 40% et que la résistance AC de l'enroulement secondaire est réduite de 60% avec la structure du bobinage entrelacé.

La distribution de la densité du flux dans la structure du bobinage entrelacé est présentée dans la Fig. 11. Nous pouvons voir que la valeur du flux du plot central est faible, ce qui est prouvé par la valeur de l'inductance calculée de 4,95μH.

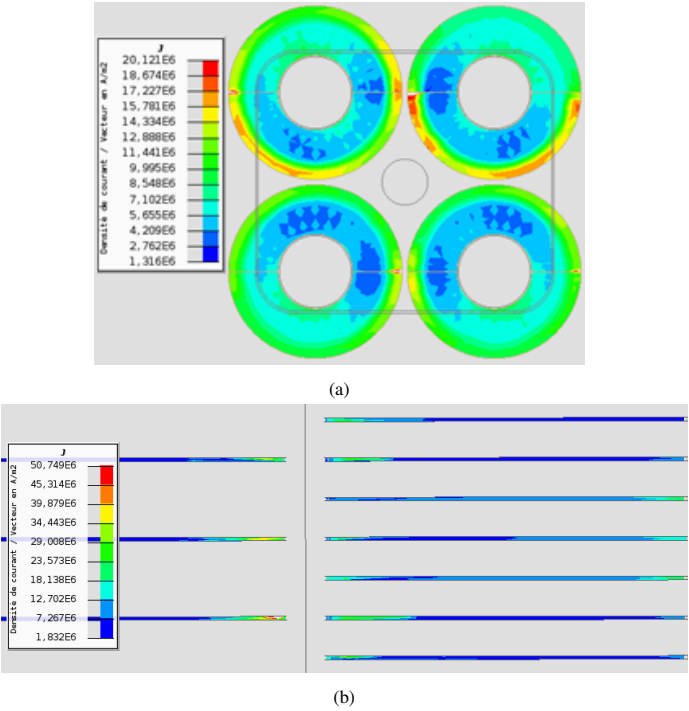


FIG. 10. Simulation FEA de la structure du bobinage entrelacé - distribution de la densité de courant : (a) Vu de dessus et (b) Vu de section

TABLEAU 3. Comparaison des structures du bobinage séparé et du bobinage entrelacé

Structure d'enroulement	Pertes fer(W)	Pertes joules(W)	$R_{ac}(m\Omega)$
Bobinage séparé	22.23	2.99	0.5
Bobinage entrelacé	25.99	1.79	0.2

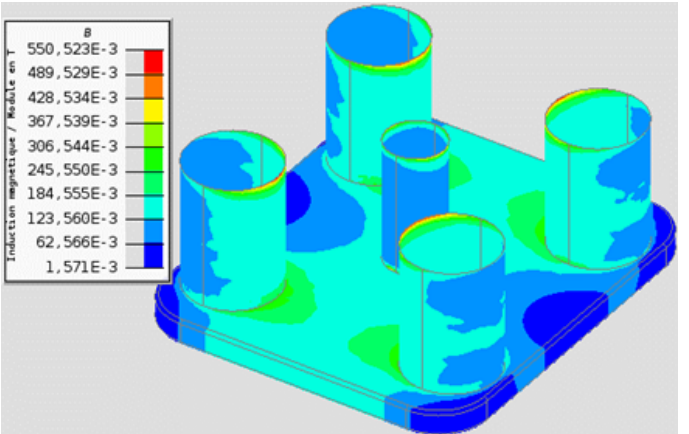


FIG. 11. Simulation FEA de la structure du bobinage entrelacé - distribution de la densité de flux

4. DISCUSSIONS

Les résultats de la simulation FEA présentés dans la section précédente ont démontré que la géométrie du noyau à cinq plots avec la structure du bobinage séparé permettait l'intégration de l'inductance de fuite requise. Cependant, elle a également introduit un effet de proximité significatif, entraînant une augmentation des pertes joules et de la résistance AC. En revanche, l'utilisation de la structure du bobinage entrelacée avec le même noyau a considérablement réduit l'effet de proximité, diminuant

ainsi à la fois les pertes joules et la résistance AC. Malgré cette amélioration, l'inductance de fuite obtenue était inférieure au niveau souhaité, ce qui indique la nécessité de modifier la géométrie du noyau.

Pour obtenir la valeur d'inductance de fuite souhaitée tout en réduisant les pertes fer, plusieurs ajustements sont apportés à la géométrie du noyau magnétique. D'une part, les diamètres des plots du noyau sont augmentés, ce qui réduit la densité du flux magnétique et, par conséquent, les pertes fer. D'autre part, la réduction de la hauteur des plots permet de limiter la longueur du circuit magnétique, ce qui améliore l'efficacité globale et le poids du composant. Parallèlement, la longueur de l'entrefer du plot central est également réduite, ce qui permet de mieux contrôler le flux de fuite et donc d'ajuster plus précisément l'inductance de fuite aux exigences du circuit.

Ces modifications géométriques sont présentées dans la Fig. 12 avec une largeur d'enroulement réduite à 7mm et une longueur d'entrefer réduite à 0.35mm.

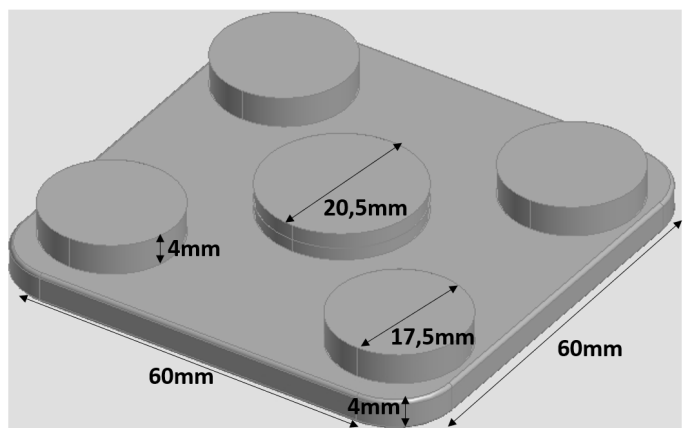


FIG. 12. Dimensions optimisées du noyau magnétique

Les résultats de la simulation FEA montrent qu'avec ces dimensions, les pertes fer sont réduites de 24% et la valeur de l'inductance de fuite est de 15,33 μ H.

Bien que les pertes dans le noyau soient réduites, la distribution de la densité de flux, présentée dans la Fig. 13, révèle des zones du noyau où la densité de flux est assez faible, ce qui n'est pas idéal. Ces régions à faible flux indiquent une utilisation inefficace du matériau magnétique. Lorsque le matériau magnétique n'est pas pleinement utilisé, cela entraîne des inefficacités dans la conception. Ce déséquilibre peut réduire l'efficacité globale du système et limiter les améliorations ultérieures en termes de taille, de coût ou de performance.

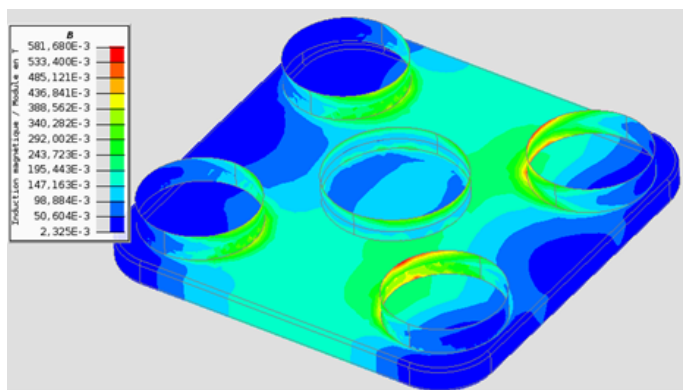


FIG. 13. Simulation FEA de la structure du bobinage entrelacé avec les dimensions optimisées - distribution de la densité de flux

Pour résoudre ce problème, nous proposons la structure du bobinage entrelacé dans les plots diagonaux, comme le montre la Fig. 14, où les deux plots avec des enroulements entrelacés

sont dans la même ligne diagonale et les deux plots avec des enroulements primaires sont dans l'autre ligne diagonale. Ce qui signifie que chaque deux plots adjacents auront des directions de flux opposées. Cette modification de la conception vise à obtenir une distribution plus uniforme du flux, garantissant une meilleure utilisation du matériau magnétique [1],[12],[13].

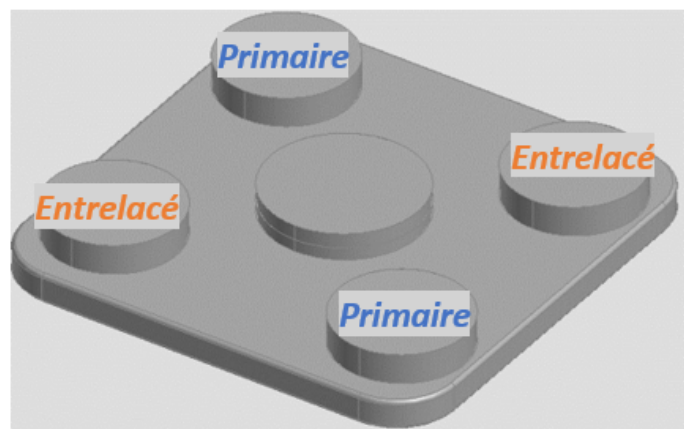


FIG. 14. Structure du bobinage entrelacé dans les plots diagonaux

C'est ce que nous observons dans les résultats de la simulation FEA, montrés dans la Fig. 15, qui représente la distribution de la densité du flux. La structure du bobinage entrelacé dans les plots diagonaux conduit à une distribution plus uniforme du flux, ce qui permet d'utiliser efficacement le matériau magnétique et de réduire les zones de faible flux.

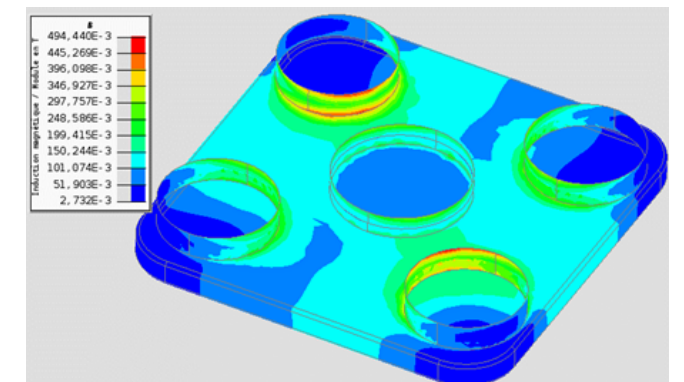


FIG. 15. Simulation FEA de la structure d'bobinage entrelacé dans les plots diagonaux - distribution de la densité de flux

Les résultats et la comparaison des structures du bobinage entrelacé et du bobinage entrelacé dans les plots diagonaux sont mis en évidence dans le TABLEAU 4, qui montre que les pertes fer sont réduites de 31,5% avec la structure du bobinage entrelacé dans les plots diagonaux.

5. CONCLUSIONS

Cet article présente une conception de transformateur matriciel à haute fréquence et des méthodes d'intégration magnétique pour intégrer l'inductance de fuite. Une structure de noyau à cinq plots avec quatre plots enroulés par des enroulements du transformateur et un plot central non enroulé est analysée. L'analyse détaillée de cette configuration a démontré que l'utilisation d'une structure du bobinage entrelacé améliore considérablement les performances du composant : La structure du bobinage entrelacé a réduit les pertes joules de 40% et la résistance AC de l'enroulement secondaire de 60% par rapport à la structure du bobinage séparé. En outre, en ajustant soigneusement la longueur de l'entrefer dans le plot central et en optimisant les dimensions géométriques globales du noyau magnétique, la conception a intégré 15 μ H et les pertes fer ont été réduites de

TABLEAU 4. Comparaison de la structure du bobinage entrelacé et du bobinage entrelacé dans les plots diagonaux

Paramètres	bobinage entrelacé	bobinage entrelacé dans les plots diagonaux
Pertes fer (W)	19.86	13.6
Pertes joules (W)	3.33	3.28
$R_{ac}(\text{m}\Omega)$	0.48	0.48
$L_{kp}(\mu\text{H})$	15.33	15.62
$L_m(\mu\text{H})$	198.84	312.12
Puissance de sortie (W)	1034.38	1041.79
Rendement (%)	97.81	98.4

interleaved TCM DC-DC buck converter with matrix inductor in battery charging application,” IET Power Electronics, vol. 14, no. 1, pp. 132–139, Jan. 2021.

25%. Le repositionnement des enroulements entrelacés sur les plots diagonaux du noyau a permis de réduire les pertes fer de 31,5%. Le transformateur final est conçu pour une puissance de sortie d’environ 1kW, atteignant un rendement d’environ 98%.

6. RÉFÉRENCES

- [1] C. Fei, F. C. Lee, and Q. Li, “High-efficiency high-power-density 380V/12V DC/DC converter with a novel matrix transformer,” in 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA : IEEE, Mar. 2017, pp. 2428–2435.
- [2] L. Pniak et al., “Convertisseur DC-DC modulaire à composants GaN : pertinence du DAB en configuration ISOP”.
- [3] J. Biela and J. W. Kolar, “Electromagnetic integration of high power resonant circuits comprising high leakage inductance transformers,” in 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), Aachen, Germany : IEEE, 2004, pp. 4537–4545.
- [4] S. A. Ansari, J. N. Davidson, and M. P. Foster, “Fully-Integrated Solid Shunt Planar Transformer for LLC Resonant Converters,” IEEE Open J. Power Electron., vol. 3, pp. 26–35, 2022.
- [5] F. Jin, A. Nabih, Z. Li, and Q. Li, “A Scalable Matrix Integrated Transformer With Controllable Leakage Inductance for a Bi-Directional Resonant Converter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 38, no. 9, pp. 10967–10984, Sep. 2023.
- [6] B. Li, Q. Li, and F. C. Lee, “A novel PCB winding transformer with controllable leakage integration for a 6.6kW 500kHz high efficiency high density bi-directional on-board charger,” in 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA : IEEE, Mar. 2017, pp. 2917–2924.
- [7] J. Biela and J. W. Kolar, “Analytic Model Inclusive Transformer for Resonant Converters Based on Extended Fundamental Frequency Analysis for Resonant Converter-Design and Optimization,” IEEE Trans. IA, vol. 126, no. 5, pp. 568–577, 2006.
- [8] Y. Cai, M. H. Ahmed, Q. Li, and F. C. Lee, “High-efficiency, High-density Isolated/ Regulated 48V Bus Converter with a Novel Planar Magnetic Structure,” in 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA : IEEE, Mar. 2019, pp. 1452–1458.
- [9] A. Nabih, Q. Li, and F. C. Lee, “Magnetic Integration of Four-Transformer Matrix with High Controllable Leakage Inductance using a Five-Leg Magnetic,” in 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Houston, TX, USA : IEEE, Mar. 2022, pp. 693–700.
- [10] M. D’Antonio, S. Chakraborty, and A. Khaligh, “Planar Transformer With Asymmetric Integrated Leakage Inductance Using Horizontal Air Gap,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 36, no. 12, pp. 14014–14028, Dec. 2021.
- [11] H. Wouters, H. Pervaiz, T. Geboers, Y. Zuo, W.-R. Lin, and W. Martinez, “Interleaved PCB Winding Planar Transformer for Electric Vehicle Charging CLLC Converters,” in 2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA : IEEE, Feb. 2024, pp. 3216–3223.
- [12] S. Wang, H. Wu, F. C. Lee, and Q. Li, “Integrated Matrix Transformer with Optimized PCB Winding for High-Efficiency High-Power-Density LLC Resonant Converter,” in 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA : IEEE, Sep. 2019, pp. 6621–6627.
- [13] A. D. Nguyen, S. Chen, Y. Chen, C. Chen, B. Han, and J. Lai, “Four-phase