

Transformateurs de puissance à inductance intégrée : Mesure des pertes, influence des effets de proximité

Ulrich SOUPREMANIEN¹, Léopold MIKULA¹, Hajar ES-SEGHIER¹, Stéphane CATELLANI² et Gérard DELETTE¹

¹Université Grenoble Alpes, CEA-LITEN, 17 Avenue des Martyrs, Grenoble 38054 Cedex 09, France

²Université Grenoble Alpes, CEA-LITEN, Campus INES, 73375 Le Bourget du Lac, France

RESUME – La décomposition des pertes (*pertes magnétiques versus pertes dues aux bobinages*) dans un transformateur de puissance est une tâche délicate. Pourtant, l'intégration thermique de ce composant est très dépendante de l'origine de la source de chaleur. Pour les applications embarquées, les solutions à très fortes densités de puissance sont de plus en plus privilégiées pour réduire les masses des systèmes. Dans cette étude, un noyau de type EE a été fabriqué sur mesure pour intégrer une inductance de fuite naturelle significative. Cette fuite (4.5 μH) a été maximisée par une superposition des bobinages primaire et secondaire. Cet arrangement conduit cependant à une concentration des lignes de flux de fuite au plan médian des bobinages ce qui entraîne une augmentation de la résistance électrique locale des conducteurs et, *ipso facto*, à des pertes cuivre plus importantes. Nous avons analysé dans ce travail l'impact de configuration de fils de Litz qui permet de limiter ces pertes. La configuration de fils de Litz tressé permet un abaissement de 45% des pertes cuivre. Nous présentons un banc spécifique qui permet de séparer les mesures de pertes magnétiques des pertes dues aux courants en circulation dans les bobinages.

Mots-clés—Inductance de fuite, fils de Litz, effet de proximité, transformateur, électronique de puissance

1. INTRODUCTION

Les convertisseurs de puissance sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ils permettent la conversion statique de l'énergie électrique entre une source et un récepteur qui n'ont pas des caractéristiques compatibles. Ce type de conversion nécessite l'utilisation de composants passifs pour : l'isolation galvanique, l'adaptation des tensions d'entrée/sortie et pour le stockage/transfert d'énergie. Dans les systèmes électroniques nomades, tel que les véhicules électriques, les densités de puissances visées sont élevées (actuellement les cibles les plus ambitieuses sont de l'ordre de 6 à 10 kW/l [1] pour les chargeurs embarqués de batterie). Ces niveaux demandent d'avoir des composants compacts qui ont des rendements élevés (< 1% de pertes pour la contribution du transformateur). Malgré les avancées technologiques autour des composants actifs, qui permettent d'atteindre des fréquences de commutation de l'ordre du MHz, les composants passifs peuvent générer beaucoup de pertes et peuvent constituer un frein au fonctionnement à fréquences élevées. Nitzsche et al. [2] ont développé un convertisseur de 180 W DC/DC fonctionnant à 400 kHz, dans leur étude, plus de 50% des pertes ont été attribuées au fonctionnement de l'inductance de puissance additionnée au transformateur. Les équipes déduisent que les pertes de l'inductance pourraient être dues au bobinage mais les

auteurs ne décomposent pas ce qui dépend des pertes dues au noyau magnétique par rapport aux pertes dues au bobinage. Nabih et al [3] ainsi que Jin et al. [4] montrent que l'intégration de l'inductance de puissance au sein du transformateur de puissance peut constituer un avantage pour à la fois gagner en densité de puissance et aussi en intégration thermique. L'une des méthodes les plus classique d'intégration de cette inductance de puissance au sein du transformateur vient du décalage entre les bobinages primaire et secondaire. Ceux-ci peuvent être décalés verticalement comme dans les études de Hoang et al. [5] ou encore sur la direction radiale avec des bobinages intégrés en PCB comme présenté dans les études de Mu et al. [6]. Ces décalages génèrent généralement des effets de proximité marqués entre les bobinages primaire et secondaire du fait d'une concentration du champ bien plus fort dans cette zone du composant.

Dans cette étude une géométrie de type EE a été sélectionnée. Pour viser des densités de puissance plus fortes, une fuite magnétique est intégrée au transformateur par un décalage entre les bobinages primaire et secondaire. Les pertes fer (dues au matériau magnétique) du composant ont été déterminées pour des conditions de tension représentatifs (250 V) de l'application. Les estimations des pertes cuivre ont, elles, été faites à l'aide : 1) de mesures à bas signaux, 2) de simulations par éléments finis et 3), sous courants représentatif (10 A) à l'aide de la méthode que nous présentons dans cette étude.

2. INTEGRATION DE L'INDUCTANCE DANS LE TRANSFORMATEUR

Pour intégrer une valeur d'inductance choisie au sein du transformateur, il est nécessaire de définir précisément la géométrie du noyau ainsi que les configurations de bobinage du composant. Cette inductance de fuite peut être dimensionnée avec l'approche développée par Doebbelin and Lindemann [7]:

$$L_{lk} = \mu_0 \times \frac{N^2 MLT}{n_{il}^2 \times X_{par}} \times \left(\sum \frac{X_{perp}}{3} + \sum \delta \right) \quad \text{Eq. 1}$$

où μ_0 est la perméabilité du vide; MLT est la longueur moyenne par tour; n_{il} est le nombre d'espaces entre les bobinages; X_{par} est la dimension des bobinages orientés dans le sens parallèle au flux de fuite; X_{perp} est la dimension des bobinages orientés perpendiculairement au flux de fuite; et $\sum \delta$ est la somme de toutes les épaisseurs des couches d'isolation entre les bobinages.

Pour un noyau EE et un bobinage superposé entre le primaire et le secondaire cette équation se réduit à Eq. 2 :

$$L_{lk} = \frac{1}{3} \mu_0 N^2 \times MLT \times \frac{h}{b} \quad \text{Eq. 2}$$

Avec h qui est la hauteur de la fenêtre de bobinage et b la largeur de celle-ci (Figure 1).

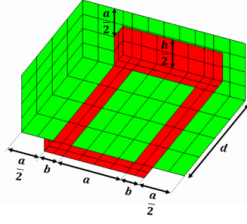


Figure 1 – Représentation des dimensions d'un E

Pour intégrer l'inductance de fuite souhaitée ($\sim 4.5\mu\text{H}$), un noyau EE a donc été fabriqué (par usinage) et ses dimensions ont été reportées sur la Figure 2.



Paramètres	
a	12.1 mm
b	4.2 mm
h	12.5 mm
d	79.5 mm
N	Entre 2 et 4
MLT	204 mm

Figure 2 - Noyau EE bobiné avec 3 spires d'un fil de Litz de 432 brin de 0.1 mm au primaire et au secondaire, dimensions géométriques du noyau

3. MODELISATION DES RESISTANCES DANS LES CONDUCTEURS

La détermination des pertes de conduction dans le cuivre (pertes par effet Joule) passe par l'évaluation préalable des résistances des conducteurs. Ces pertes cuivre peuvent se calculer selon l'Eq. 3:

$$P_{\text{cuivre}} = R_{dc} \times I_{dc}^2 + R_{ac} \times I_{ac}^2 \quad \text{Eq. 3}$$

Où R_{dc} (Ω) est la résistance des conducteurs en courant continu (I_{dc}), R_{ac} (Ω) est la résistance de ces conducteurs sous courant alternatif (I_{ac}). R_{dc} peut se calculer facilement en connaissant la section du conducteur ainsi que sa résistivité (*pour le cuivre cette résistivité est égale à $17 \times 10^{-9} \Omega \cdot m$*).

Le calcul de la valeur de R_{ac} est elle, plus complexe. Le modèle de Dowell [8] est le plus couramment utilisé de part sa simplicité. Il suppose les conducteurs rectangulaires et soumis à un champ unidimensionnel. Il est nécessaire de lui associer un coefficient de porosité dans le cas des fils de Litz. Le modèle de Ferreira [9] propose à partir de fonctions de Bessel, une approche adaptée aux conducteurs cylindriques. Cependant l'espacement entre les différents conducteurs n'est pas pris en compte. Dans cette étude nous avons fait le choix d'utiliser le modèle Tourkhani et al. [10] (Eq. 4). Ce dernier repose lui aussi sur les fonctions de Bessel et introduit un facteur géométrique d'effet de proximité pour décrire le foisonnement des brins dans chaque conducteur (fil de Litz).

$$R_{ac} = \frac{\sqrt{2} \rho_{cu} N_{spire}}{\pi N_{brins} d_{brins} \delta} \left[\psi_1(\xi) - \frac{\pi^2 N_{brins} f_{brins}}{24} \left(16 n_{couche\ fils} - 1 + \frac{24}{\pi^2} \right) \psi_2(\xi) \right] \quad \text{Eq. 4}$$

Cependant, ces modèles ne prennent pas compte, les configurations liées au torsadage ni les distributions 2D des lignes de flux dans la fenêtre de bobinage qui déterminent les effets de proximité. Des simulations sous FLUX/ALTAIR ont été réalisées en 2D (sans prise en compte du torsadage). Les fils

de Litz sont décrits jusqu'à l'échelle des brins élémentaires. Comme attendu, les résultats du modèle montrent une forte concentration de flux au plan médian entre les bobinages primaire et secondaire qui entraîne une augmentation locale des densités de courants dans les conducteurs qui tendent à s'opposer à la cause qui les a fait apparaître (effet de Lenz). Cela génère des résistances plus fortes au voisinage des zones à plus forte densité de courant (Figure 3).

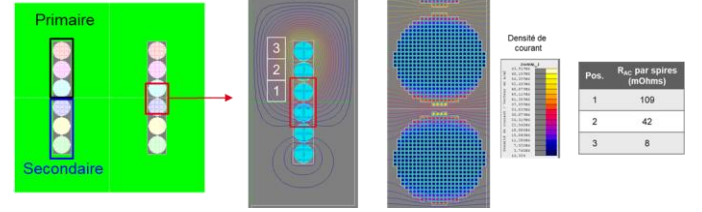


Figure 3 - Simulations 2D réalisées sous FLUX/ALTAIR

Les écarts entre les données des modèles analytiques et de simulations par éléments finis pour les mêmes configurations sont importants.

Tableau 1 - Evolution des R_{ac}/R_{dc} en fonction des modèles considérés

Modèle	R_{ac}/R_{dc}
Tourkhani et al. [3]	~ 3
E.F pri/sec superposés	~ 60

Même si les données des simulations EF sont probablement surestimées du fait de la non prise en compte du torsadage, ce résultat montre la forte dépendance des effets de proximité avec la configuration du bobinage.

Pour évaluer les effets tridimensionnels, une modélisation complémentaire a été mise en œuvre. Elle ne vise pas à représenter le comportement exact du composant mais elle a été réalisée pour évaluer de manière qualitative le comportement vis-à-vis des effets de proximité. Ici, la représentation des fils à l'échelle locale (brins élémentaires) n'a pas été réalisée du fait des besoins mémoire trop importants (108 Go) pour les stations de calculs dont nous disposons. Pour faire cette analyse, les fréquences considérées ont été abaissées à 7 kHz. La représentation du composant simulé est reportée sur la Figure 4.

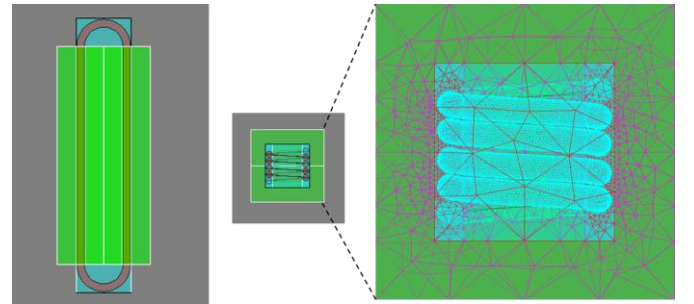


Figure 4 – Géométrie EE sous représentation 3D avec deux tours au primaire et au secondaire. Fils de 2.8 mm de diamètre avec un isolant de 0.1 mm. Taille de maille de 0.8 mm pour prendre en compte l'effet de peau à l'échelle des conducteurs.

Comme pour les configurations 2D, les données de simulation 3D montrent aussi une très forte concentration des courants à l'interface entre les bobinages primaire et secondaire ce qui entraîne une augmentation locale de résistance des bobinages (Figure 5).

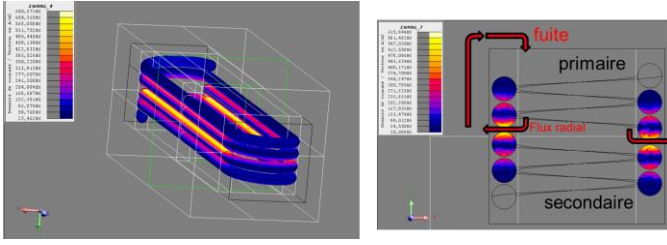


Figure 5 - Evolution des courants dans les conducteurs dans les bobines du noyau EE intégrant une inductance de fuite pour une simulation 3D à 7 kHz

Cette augmentation de la résistance est visible pour tout le bobinage compris dans la fenêtre. Les têtes de bobines sont, elles, moins impactées. Ce phénomène visible à basse fréquence devrait être amplifié pour des configurations plus hautes fréquences (ce qui n'a pas pu être démontré lors de ces simulations).

4. DEVELOPPEMENT D'UN BANC DE SEPARATION DES PERTES

Pour mesurer et décomposer les pertes dans le transformateur, un hacheur, développé à l'aide d'une carte de démonstration de NEXPERIA (NX-HB3500EV-CCPAK1212TSC comprenant des composants semi-conducteurs GaNFET) a été utilisé. Le contrôle du circuit permet de générer les signaux « carrés » de tension dont les amplitudes et durées peuvent être pilotées. Deux montages de type LC ont été mis au point selon que l'on souhaite exciter : 1) le noyau magnétique sous forte induction (en condition de résonance avec l'inductance magnétisante, circuit ouvert au secondaire) ou 2) les bobinages sous forts courants (en condition de résonance avec l'inductance de fuite, court-circuit au secondaire) tandis que le noyau est sollicité sous des tensions plus faibles.

La formule générale permettant de calculer la fréquence de résonance pour un dipôle LC est donnée par l'équation 5.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Eq. 5}$$

4.1. Détermination des pertes fer

Pour estimer les pertes fer, un circuit résonant de type $L_{mag}C_1$ est mis en place avec le secondaire du transformateur en circuit ouvert (Figure 6). Pour cette configuration le flux magnétique peut circuler « librement dans le noyau ».

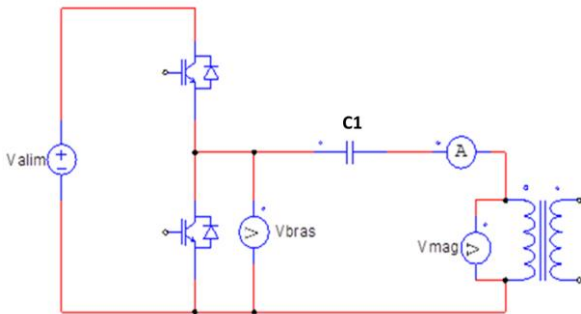


Figure 6 - Montage pour estimation pertes fer

L_{mag} est l'inductance de magnétisation du transformateur. La capacité C_1 est choisie de telle sorte que la fréquence de résonance du dipôle corresponde à la fréquence de découpage, fixée à 100 kHz dans notre étude. Lors de la résonance, la source vient compenser les pertes (dus aux comportements résistifs des bobines du transformateur, ainsi qu'à la résistance série (ESR) des éléments capacitifs) pour entretenir le phénomène

oscillant. Cette compensation est visible sur les évolutions des signaux des tensions de magnétisation, à chaque commutation. Elle permet de re-augmenter l'amplitude de l'oscillation pour éviter l'amortissement des signaux (courbe bleue de la Figure 7).

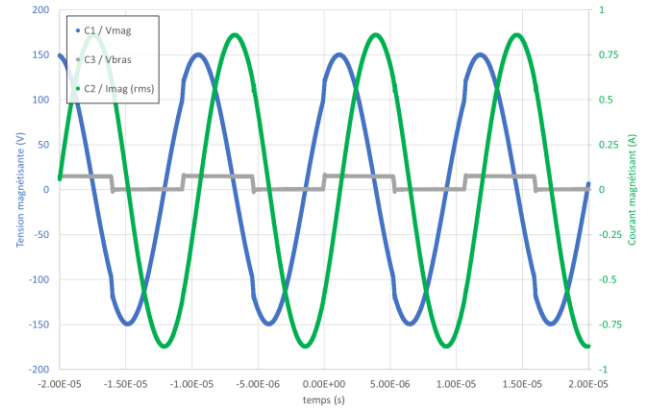


Figure 7 - Evolutions des tension/courant de magnétisation et de tension de bras (V_{bras}) en fonction du temps pour le noyau EE bobiné avec des fils de Litz tressés de 800 x 0.04 mm et excité sous une tension crête de 150V.

Les pertes générées dans le circuit sont ainsi déterminées en multipliant la tension du bras du hacheur (V_{bras}) par le courant magnétisation.

$$P_{fer} = I_{mag} \times V_{bras} \quad \text{Eq. 6}$$

Ce calcul est fait sur une moyenne s'étalant sur une durée de 1ms, ce qui correspond à environ 100 périodes.

4.2. Détermination des pertes cuivre

Pour estimer les pertes cuivre, deux résonateurs L_2C_2 et $L_{fuite}C_3$ sont associés. Le premier résonateur est connecté à la borne positive de la source sert à filtrer les oscillations basses fréquences tandis que le second a pour rôle d'avoir un résonateur défini par l'inductance de fuite du transformateur à la fréquence de découpage. Dans cette configuration le bobinage secondaire du transformateur est mis en court-circuit. Du fait de ce court-circuit, l'essentiel du flux magnétique pouvant circuler dans le noyau est « coupé » et il ne reste plus que l'image des fuites magnétiques. L'inductance de fuite résultante L_{fuite} est ainsi mise en résonance avec une capacité C_3 ce qui permet de faire résonner ce second circuit, $L_{fuite}C_3$, autour de la fréquence de découpage, fixée à 100 kHz.

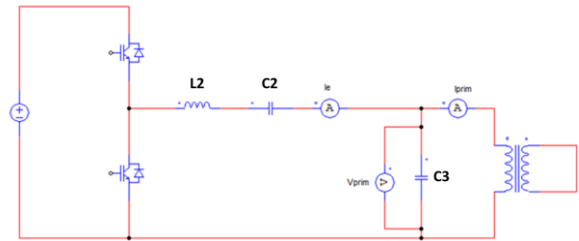


Figure 8 - Montage pour estimer les pertes cuivre

Les formes d'onde associées à ce second circuit sont représentées sur la Figure 9.

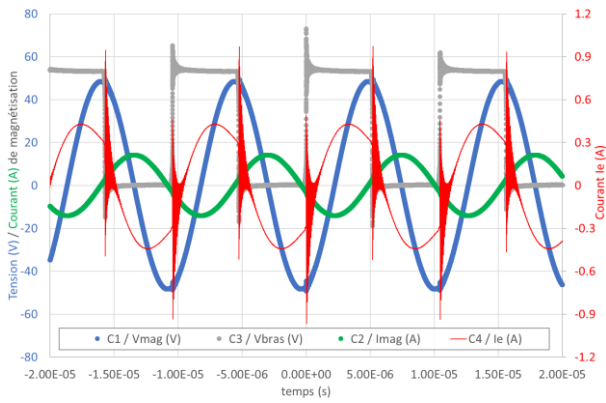


Figure 9 - Evolutions des tension/courant de magnétisation et du courant de ligne (I_e) en fonction du temps pour le noyau EE bobiné avec des Filts de Litz de 432 x 0.1 mm excité pour un courant crête de 14 A.

A chaque commutation des oscillations parasites importantes sont observées sur la sonde permettant de mesurer le courant I_e . Ces oscillations sont dues aux éléments parasites qui jouent un rôle plus important lorsque l'inductance considérée pour le circuit résonant est faible. Les pertes sont ici déterminées en multipliant le courant de ligne (I_e) par la tension du primaire du transformateur (V_{mag}).

$$P_{cuivre} = I_e \times V_{mag} \quad \text{Eq. 7}$$

5. MESURES DES PERTES ET IMPACT DES FILS DE LITZ

5.1. Configuration bobinages / mesures à bas signaux

Pour cette étude, deux types de fils de Litz ont été testés sur une géométrie identique de noyau EE (deux noyaux ont été usinés, Tableau 2).

Tableau 2 - Descriptif des composants bobinés

Identification du composant	Transfo 1	Transfo 2
Photographie		
Fil de Litz	432 x 0.1 mm	800 x 0.04 mm
Section Cuivre (mm²)	~3.4 mm²	~3 mm²

Le fil de Litz n°1 de classe H comprend 432 x 0.1mm. Il est constitué de 3 assemblages 6 x 6 x 12 dont le 1^{er} a 12 brins torsadés au pas de 20mm. Le fil de Litz n°2 est la combinaison d'un fil tressé comprenant 3 fils de Litz « élémentaires » de 800 x 0.04 mm constitué chacun de 3 assemblages 8 x 5 x 20. Le 1^{er} assemblage a 20 brins torsadés au pas de 20 mm.

Avant de réaliser les mesures sur le banc, des essais réalisés à faibles signaux permettent de relever les valeurs d'inductance et de résistance AC des fils sous une tension de 0.5V. Les valeurs des résistances AC du primaire sont estimées en mettant le secondaire du transformateur en court-circuit. Une diminution de près d'un facteur 3.8 de la résistance AC pour des fils tressés est observée par rapport à la mesure de référence à 100 kHz (les valeurs de l'inductance de fuite ainsi que de l'inductance de magnétisation restent du même ordre de grandeur entre les deux noyaux (Tableau 3)).

Tableau 3 : Propriétés magnétiques à bas signaux (100 kHz)

	Lmag (μH)	Lfuite (μH)	Rac (mΩ)
TRANSFO 1 (ref)	196	4.65	~49
TRANSFO 2 (tressé)	214	4.43	~13

Ces données permettent de fixer les valeurs de capacités nécessaires aux circuits résonants présentés sur la Figure 6 et la Figure 8).

5.2. Photographies des transformateurs sur le banc

Les transformateurs sont disposés sur un bloc en aluminium (non thermalisé durant l'essai, Figure 10). Les composants sont équipés de 3 thermocouples qui permettent de suivre les transitoires (sur chacun des bobinages et sur la température extérieure du noyau). Une caméra thermique (Optris PI 400) permet d'évaluer les gradients thermiques présents sur les transformateurs et en particulier au voisinage des bobinages.

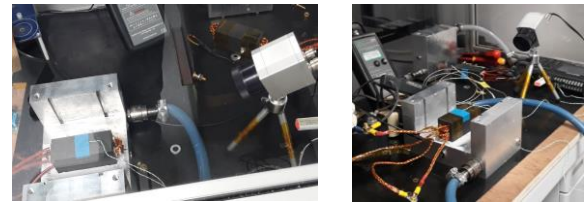


Figure 10 – Photographies des transformateurs sur le banc (gauche) transformateur 1 (droite) transformateur 2

Les essais ont été réalisés selon des échelons de tension avec des temps de stabilisation thermique minimum de 15 min pour les mesures de pertes fer et de 5 min pour les mesures de pertes cuivre (stabilisation plus rapide).

5.3. Calculs des pertes fer sur les transformateurs

Les variations de température maximales ont été estimées sur les deux composants magnétiques lors des essais expérimentaux de mesure de pertes fer. L'analyse des cartographies thermiques montre qu'il existe de gradients de température sur les composants. Le bloc en aluminium agit comme un puits de chaleur et draine les calories vers le bas tandis que l'évacuation de la chaleur est limitant à la surface supérieure des transformateurs qui est soumise à de la convection naturelle (Figure 11).

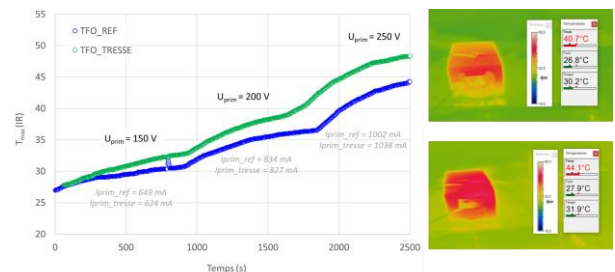


Figure 11 – (gauche) Elévation de la T_{max} lors de la mesure des pertes fer (droite) cartographie des températures sur Transfo 1 (haut) Transfo 2 (bas)

Les estimations des pertes fer ont été reportées sur le Tableau 4.

Tableau 4 – Pertes fer calculées sur le banc de décomposition

Identification	V _{mag} (V)	P _{fer} calculées (W)	I _{mag} (mA)	V _{bras} (V)	T _{max, IR} (°C)
Transfo 1	150	2.7	649	11	30.4
	200	5.7	834	24	36.3
	250	10.3	1002	41	45.2
Transfo 2	150	2.9	624	14	32.7
	200	6.3	827	23	39.1
	250	11	1038	27	48.5

Les valeurs de pertes fer sont proches entre les deux noyaux (pour des conditions théoriquement identiques d'excitation en induction) avec des différences maximales de l'ordre de 10.5%.

5.4. Calculs des pertes cuivre sur les transformateurs

De manière similaire, les pertes cuivre sont estimées à l'aide du second montage électrique. Les cartographies thermiques y sont aussi reportées. Pour cette configuration les temps permettant d'atteindre la stabilisation sont bien plus rapides, car la source de chaleur vient des bobinages dont la masse est bien plus faible que celle du noyau. L'inertie thermique faible des conducteurs est rapidement contrée par celle du noyau magnétique. Du fait que le noyau soit très peu sollicité en induction dans cette configuration, celui-ci agit comme une continuité du puits thermique et vient après un certain temps ralentir la montée thermique dû à l'échauffement du bobinage (Figure 8).

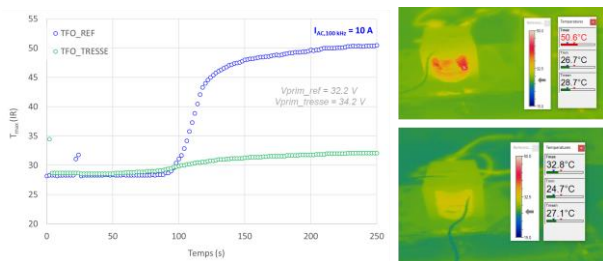


Figure 12 – (gauche) Elévation de la T_{max} lors de la mesure des pertes cuivre (droite) cartographie des températures sur Transfo 1 (haut) Transfo 2 (bas)

Les pertes cuivre estimées sont données sur le Tableau 5.

Tableau 5 - Pertes cuivre calculées sur le banc de décomposition

Identification	V _{mag} (V)	P _{cuivre} calculées (W)	I _{mag} (A)	T _{max, IR} (°C)
Transfo 1	34.2	7.4	10	51.8
Transfo 2	32.2	4.1	10	33.2

Les pertes cuivre sont bien plus fortes pour la configuration de bobinage liée au Transformateur 1 (432 x 0.1 mm) que celles du Transformateur 2 (3 x 800 x 0.04 mm) avec une réduction de près de 45%. L'échauffement mesuré est de fait plus fort pour la configuration du Transformateur 1. L'analyse des cartographies thermique montre que c'est bien à l'interface entre les bobinages primaire et secondaire que cet échauffement est le plus important comme prévu lors des calculs 3D présentés dans la section 3. Cela corrobore expérimentalement la constatation liée au flux de fuite qui vient se reboucler dans le noyau au plan médian entre ces deux bobinages. Même la configuration d'assemblage des bobinages est la même pour le Transformateur 2, le comportement thermique est tout à fait différent. L'échauffement du bobinage de ce Transformateur 2 est plus homogène et la concentration d'échauffement est moins marquée. L'impact du rebouclage de ce flux de fuite sur les courants induits au niveau du bobinage est par conséquent plus faible et induirait un équilibrage du courant amélioré. Selon

notre analyse, la raison de ce comportement vient d'un écartement plus marqué des brins élémentaires de fils de Litz vis-à-vis du flux de fuite dans le cas de la configuration du Transformateur n°2. Le tressage en nappe, écarte les brins plus significativement du plan médian ce qui viendrait solliciter moins régulièrement ces fils élémentaires de 800 x 0.04 par rapport à la configuration 432 x 0.1 mm. Les mesures permises par ce type de banc pourraient ainsi aider à une meilleure compréhension des impacts distincts des pertes dues aux configurations de bobinage de celles dues au noyau magnétique. Ceci permettrait d'identifier des leviers d'actions plus spécifiques pour améliorer le dimensionnement des composants magnétiques.

6. CONCLUSIONS

La montée en fréquence au sein des convertisseurs de puissance sollicite les composants magnétiques dans un régime de pertes très dépendant des configurations de bobinage. L'étude présentée décrit une méthode permettant de décomposer les pertes fer des pertes cuivre au sein d'un transformateur. Deux noyaux magnétique identiques (de type EE) ont été usinés et bobinés pour des configurations de bobinage identique, mais avec des fils de Litz différents. Ces noyaux intègrent une inductance de fuite de 4.5μH. Les effets de proximité entre les fils, dus au champ magnétique rayonné, sont analysés à 100 kHz. Des modèles 1D, 2D et 3D décrivent partiellement ces effets parce qu'il existe des effets qui sont difficiles à modéliser, du fait des fils de Litz qui sont torsadés. Notre étude montre que le tressage d'un fil de Litz permet d'abaisser les pertes par proximité d'environ 45% par rapport à une fil non tressé comprenant des brins éléments de diamètre plus importants.

7. REFERENCES

- [1] M.J. Kasper, J.A. Anederson, G. Deboy, Y. Li, M. Haider, J.W. Kolar 2022: "Next Generation GaN-based, Architectures: From 240W USB-C Adapters to 11kW EV On-Board Chargers with Ultra-high Power Density and Wide Output Voltage Range", PCIM europe 2022
- [2] M. Nitzsche, M. Zehlein, J. Weimer, D. Koch and J. Roth-Stielow, "Design Flow of a Compact High-Frequency DC/DC Converter with Optimum Average Efficiency in a Wide Operation Range," 2020 22nd EPE/20 ECCE Europe, Lyon, France, pp. 1-12, 2020
- [3] A. Nabih, Q. Li and F. C. Lee, "Magnetic Integration of Four-Transformer Matrix with High Controllable Leakage Inductance using a Five-Leg Magnetic," 2022 IEEE APEC, Houston, TX, USA, pp. 693-700, 2022.
- [4] F. Jin, A. Nabih, Z. Li and Q. Li, "A Scalable Matrix Integrated Transformer With Controllable Leakage Inductance for a Bi-Directional Resonant Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 9, pp. 10967-10984, 2023.
- [5] K. D. Hoang and J. Wang, "Design optimization of high frequency transformer for dual active bridge DC-DC converter," 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, Marseille, France, pp. 2311-2317, 2012.
- [6] M. Mu, L. Xue, D. Boroyevich, B. Hughes and P. Mattavelli, "Design of integrated transformer and inductor for high frequency dual active bridge GaN Charger for PHEV," 2015 IEEE APEC, Charlotte, NC, USA, pp. 579-585, 2015.
- [7] R. Doeblin and A. Lindemann, «leakage Inductance Determination for Transformer with Interleaving of Winding.», Piers Online, 2010
- [8] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, vol. 113, pp. 1387-1394, August 1966.
- [9] J. A. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.9, pp. 127-131, Jan 1994.
- [10] F. Tourkhani and P. Viarouge, "Accurate analytical model of winding losses in round Litz wire windings," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 37, no. 1, pp. 538-543, Jan 2001