

Optimisation de la conception des inductances intégrées MC/MD pour le filtre d'entrée des chaînes électromécaniques

Rodrigo DRUMMOND^{1,2}, Bernardo COUGO¹, Duc-Hoan TRAN¹, Victor DOS SANTOS^{1,3},
Gregory ALMEIDA¹, Sébastien SERPAUD¹, Lenin M. F. MORAIS²

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

³Safran Tech, Blagnac, France

RESUME – L'électrification dans le domaine de l'aéronautique impose de fortes contraintes sur l'électronique de puissance (poids/volume vs pertes et facteur de qualité des filtres). Pour combiner la réduction du poids et des pertes, une solution consiste à intégrer les inductances de mode différentiel (MD) et de mode commun (MC) des filtres au sein du même composant. Cette intégration peut être réalisée en ajoutant des chemins magnétiques et des enroulements supplémentaires à l'inductance MC pour augmenter son inductance de fuite. Cet article propose une optimisation de conception d'une inductance intégrée MC/MD pour les filtres CEM d'entrée des chaînes électromécaniques utilisés dans les avions plus électriques. La solution intégrée est ensuite comparée à une solution discrète optimisée, montrant des réductions significatives de poids et de pertes.

Mots-clés – *Filtres passifs, Optimisation des filtres, Intégration, Inductance mode commun, Inductance mode différentiel.*

1. INTRODUCTION

Le sixième rapport d'évaluation (AR6) du Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat (GIEC) des Nations Unies a établi que, pour éviter un réchauffement de 1,5 °C, des réductions rapides et à grande échelle des émissions de gaz à effet de serre sont nécessaires [1]. L'industrie aéronautique est encore aux premiers stades de l'adaptation et vise à réduire les émissions de gaz à effet de serre de 55% d'ici 2030 et de 90% d'ici 2050 [2].

Une stratégie pour atténuer ces émissions consiste à électrifier certains systèmes embarqués des avions. Cette démarche s'inscrit dans le concept d'avion plus électrique (MEA), qui vise à rationaliser l'usage des énergies secondaires (pneumatique, hydraulique et mécanique) au profit de l'énergie électrique, notamment par l'usage de chaînes électromécaniques pour l'alimentation des charges de moyenne et forte puissance [3]. Toutefois, cette transition soulève des défis en matière de densité de puissance des équipements électriques, en particulier en ce qui nous concerne pour cet article le poids et les pertes associés aux filtres de qualité réseau et CEM.

L'utilisation de la technologie des transistors à large bande interdite (WBG) permet une augmentation des fréquences de commutation, ce qui contribue à réduire le volume et le poids global du système. Cependant, les niveaux des émissions conduites deviennent plus élevés et donc les filtres de mode commun doivent être soigneusement conçus pour répondre aux normes [4]. Dans les applications aéronautiques, la valeur de la capacité de mode commun de filtrage peut être limitée par les contraintes normatives sur la foudre indirecte, ce qui conduit à des composants magnétiques encombrants [5, 6]. À cet égard, le filtre EMI peut représenter jusqu'à 30% du poids total de la chaîne électromécanique et 5% des pertes totales [5].

Une solution pour réduire à la fois le poids et les pertes des filtres CEM est d'intégrer les inductances MD et MC dans le

même composant. Cela peut être réalisé en ajoutant des chemins magnétiques et des enroulements supplémentaires à une inductance MC pour augmenter son inductance de fuite, ce qui augmente l'inductance MD équivalente [7].

L'intégration magnétique des inductances MC/MD dans les filtres CEM a été explorée dans [8, 9, 10, 11, 12]. La référence [8] est un brevet pour des inductances double mode qui améliorent l'inductance différentielle mais n'implique pas de tore nanocristallin. La référence [9] utilise des noyaux ferrite EQ comme chemins magnétiques pour le flux différentiel d'une inductance MC toroïdale nanocristalline. En raison de l'utilisation de ferrite, d'une géométrie non optimisée et d'une longueur d'entrefer élevée, elle présente toutefois une faible augmentation de l'inductance MD et un poids élevé. Les auteurs de [10] proposent d'intégrer des inductances à noyaux toriques en ferrite avec des blocs ER et I. Le travail montre que cette disposition de noyau réduit la surface de PCB, mais le poids reste le même. D'autres études dans [11] et [12] introduisent de nouvelles structures utilisant des noyaux en ferrite, montrant des réductions de volume et de longueur de fil de cuivre, mais elles reposent toujours un noyau de ferrite, qui n'est pas le matériau le plus optimisé pour des performances élevées en termes de poids, volume et pertes [13]. Néanmoins, aucun de ces travaux n'optimise l'inductance double mode pour améliorer les solutions discrètes traditionnelles optimisées.

Pour y parvenir, le noyau doit utiliser un matériau nanocristallin en raison de sa haute densité de flux de saturation et de son bon comportement à haute fréquence. Cependant, les noyaux à ruban présentent des contraintes liées au flux magnétique à l'intérieur de leurs couches. Si le flux passe orthogonalement à travers les couches, les courants de Foucault deviennent très élevés, augmentant les pertes. À cet égard, les contraintes et singularités liées à l'ajout de chemins magnétiques supplémentaires (ou couches de fuite) aux noyaux à ruban sont explorées dans [14] ainsi que les solutions adaptées pour réduire les pertes. La référence [15] discute de la modélisation des inductances intégrées MC/MD avec des noyaux nanocristallins et des couches de fuite adaptées pour éviter le flux orthogonal.

Dans ce sens, cet article propose l'optimisation de conception d'une inductance intégrée MC/MD pour un filtre CEM d'entrée d'une chaîne électromécanique de 50 kW et compare la solution trouvée à une solution discrète optimisée pour la même application. Ce travail adapte le modèle présenté dans [15] et élabore une routine d'optimisation multi-objectif avec une base de données de noyaux nanocristallins commerciaux et de matériau en poudre de fer pour minimiser le poids et maximiser l'inductance de fuite en mode différentiel. Les résultats montrent une réduction potentielle d'environ 20% du poids et 14% des pertes.

Cet article est divisé en six sections. Dans la section II, la structure de l'inductance intégrée et un modèle analytique de l'objet sont fournis pour les modes commun et différentiel.

La section III présente le processus d'optimisation et détaille chaque étape de calcul et les contraintes pour la construction d'une solution. Dans la section IV, une inductance intégrée MC/MD est conçue à l'aide de la routine d'optimisation pour un filtre d'entrée d'une chaîne électromécaniques de 50 kW le résultat est ensuite comparé à une configuration classique optimisée, utilisant une inductance MD à base de poudre de fer et une inductance MC à base de nanocristallin. La performance du prototype conçu est évaluée expérimentalement dans la section V. Des analyses d'impédance et des tests d'impulsion à courant élevé sont effectués sur l'inductance double mode et sur les inductances discrètes pour comparer les deux solutions. Enfin, une conclusion est fournie dans la section VI.

2. MODÉLISATION DE L'INDUCTANCE DOUBLE MODE

L'inductance intégrée MC/MD proposée est représentée sur la Fig. 1. Elle se compose d'un noyau toroïdal nanocristallin et de deux blocs en poudre de fer comme chemins magnétiques alternatifs pour le flux MD. Ces objets sont appelés couches de fuite adaptées (ALL) [14], et sont séparés du noyau toroïdal par des entrefer. Il y a des enroulements sur le noyau toroïdal, appelés N_m , et sur les blocs ALL, appelés N_b . Comme le montre [7], les bobines sur les couches de fuite permettent d'augmenter l'inductance de fuite sans affecter l'inductance magnétisante.

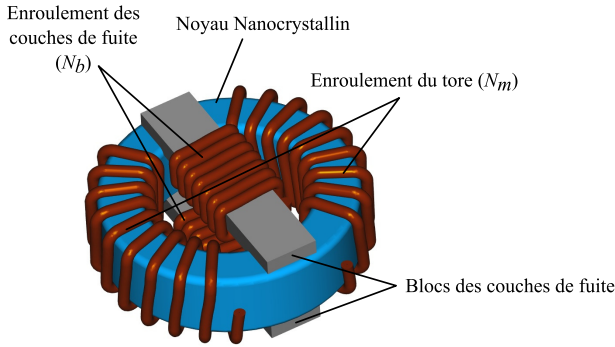


FIG. 1. Modèle de l'inductance intégrée MD/MC.

2.1. Mode différentiel

Les chemins de flux MD sont illustrés dans la Fig. 2. Il convient de noter que le flux de fuite dans l'inductance MC passe à travers la couche de fuite et est augmenté par les enroulements de la couche de fuite par rapport à la solution dans [15].

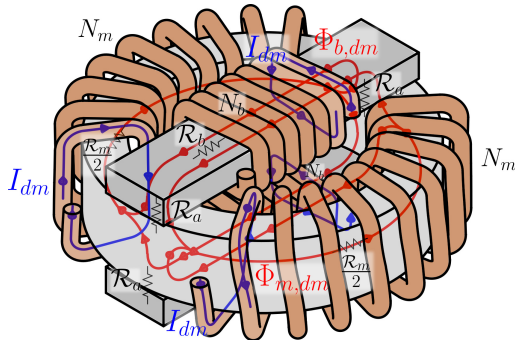


FIG. 2. Chemins de champ magnétique à travers l'inductance pour MD.

La modélisation de l'inductance intégrée avec une couche de fuite adaptée sans bobines de bloc est présentée dans [15]. L'ajout de bobines de couche de fuite introduit deux sources de force magnétomotrice, et l'inductance peut être représentée par le modèle de circuit à réductance montré dans la Fig. 3. Le calcul de la réductance reste le même que dans le cas sans enroulement montré dans [15].

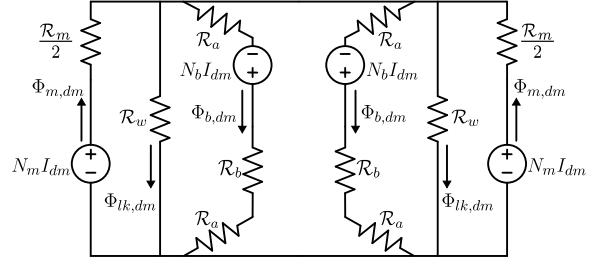


FIG. 3. Circuit équivalent à réductance de l'inductance intégrée pour le mode différentiel.

$\mathcal{R}_m$, $\mathcal{R}_w$, $\mathcal{R}_a$ et $\mathcal{R}_b$ représentent respectivement la réductance du tore nanocristallin, la réductance du chemin de fuite de la fenêtre, la réductance de l'entrefer et la réductance du bloc en poudre de fer. Ces paramètres peuvent être calculés comme indiqué dans [15].

En utilisant le théorème de superposition et en considérant chaque moitié du circuit comme symétrique, les flux magnétiques MD du tore et du bloc ($\Phi_{m, dm}$ et $\Phi_{b, dm}$, respectivement) peuvent être obtenus comme suit :

$$\Phi_{m, dm} = \frac{N_m I_{dm}}{\frac{\mathcal{R}_m}{2} + (\mathcal{R}_w \parallel \mathcal{R}_x)} + \frac{N_b I_{dm}}{\frac{\mathcal{R}_m}{2} \left(1 + \frac{\mathcal{R}_x}{\mathcal{R}_w}\right) + \mathcal{R}_x} \quad (1)$$

$$\Phi_{b, dm} = \frac{N_b I_{dm}}{\mathcal{R}_x + (\mathcal{R}_w \parallel \frac{\mathcal{R}_m}{2})} + \frac{N_m I_{dm}}{\frac{\mathcal{R}_m}{2} \left(1 + \frac{\mathcal{R}_x}{\mathcal{R}_w}\right) + \mathcal{R}_x} \quad (2)$$

Où $\mathcal{R}_x = 2\mathcal{R}_a + \mathcal{R}_b$. Par conséquent, l'inductance en mode différentiel peut être obtenue comme

$$L_{dm} = \frac{\lambda_{dm}}{I_{dm}} = \frac{2(N_m \Phi_{m, dm} + N_b \Phi_{b, dm})}{I_{dm}} \quad (3)$$

2.2. Mode commun

Pour le mode commun, les chemins de flux sont montrés dans la Fig. 4 et le circuit à réductance est montré dans la Fig. 5.

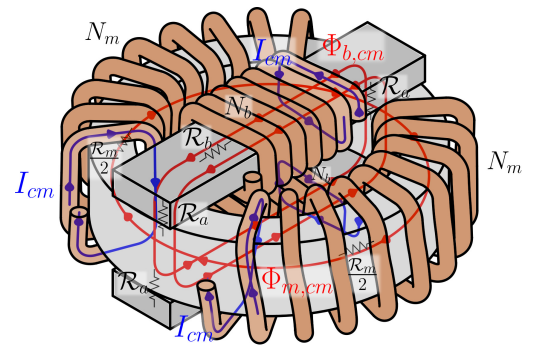


FIG. 4. Chemins de champ magnétique à travers l'inductance pour MC.

Les enroulements de la couche de fuite et les enroulements du tore produisent tous deux un enlancement de flux qui contribue à l'inductance totale en mode commun, comme le montre ce qui suit

$$\Phi_{m, cm} = \frac{N_m I_{cm}}{(\mathcal{R}_m/2)} \quad (4)$$

$$\Phi_{b, cm} = \frac{N_b I_{cm}}{2\mathcal{R}_a + \mathcal{R}_b} \quad (5)$$

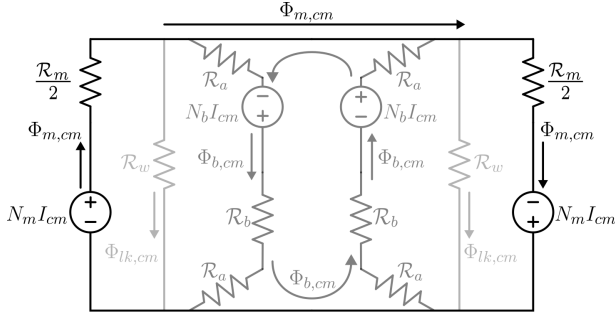


FIG. 5. Circuit équivalent à réluctance de l'inductance intégrée pour le mode commun.

L'inductance MC totale peut être obtenue par

$$L_{cm} = \frac{\lambda_{cm}}{I_{cm}} = \frac{N_b \Phi_{b,cm}}{I_{cm}} - \frac{N_b (-\Phi_{b,cm})}{I_{cm}} + \frac{N_m \Phi_{m,cm}}{I_{cm}} - \frac{N_m (-\Phi_{m,cm})}{I_{cm}}. \quad (6)$$

Cela conduit à

$$L_{cm} = \frac{4N_m^2}{R_m} + \frac{2N_b^2}{2R_a + R_b} \approx 4N_m^2 A_L. \quad (7)$$

Où A_L est le facteur d'inductance du noyau.

Il convient de noter que la première fraction de l'équation contribue de manière significative à la valeur globale de l'inductance, en raison du fait que la réluctance du noyau nanocristallin est plusieurs ordres de grandeur inférieure à celle de la couche de fuite. Ceci est une conséquence de la perméabilité élevée du noyau toroïdal, qui varie de 1000 à 100000.

3. MÉTHODOLOGIE D'OPTIMISATION

La procédure illustrée dans la Fig. 6 a été utilisée pour l'optimisation de conception de l'inductance MC/MD.

À partir des spécifications du système, les valeurs des courants de mode commun et différentiel (I_{cm} et I_{dm}) et des inductances ($L_{cm,ideal}$ et $L_{dm,ideal}$) sont définies. Des bases de données de noyaux nanocristallins commerciaux et de matériaux en poudre de fer sont utilisées pour rechercher la meilleure configuration de géométrie et de matériaux disponibles.

Des noyaux de Vacuumschmelze (VAC) et Magnetec ont été utilisés pour la base de données des nanocristallins. Les perméabilités relatives des matériaux varient de $\mu_m = 1000$ à 100000 et les géométries possibles sont des noyaux toroïdaux ou oblongs, avec des diamètres externes de 11 à 200 mm. Cela conduit à un total de 157 configurations de noyaux possibles.

Les matériaux choisis pour la base de données de poudre de fer étaient le KoolMμ et le XFlux de Magnetics Inc. Ces matériaux sont ceux dans lesquels les noyaux en I-Bloc sont commercialement disponibles avec des perméabilités relatives de 14, 26, 40 et 60. Le XFlux a une densité de flux de saturation plus élevée de 1,6 T contre 1,0 T pour le KoolMμ, mais a des densités de masse plus élevées pour des niveaux de perméabilité similaires.

Suite au chargement des paramètres des noyaux magnétiques, l'algorithme initie une itération qui fait varier le noyau nanocristallin, le matériau et la géométrie des blocs de couche de fuite, et le nombre de tours dans les enroulements de bloc et de tore. Ce type de recherche exhaustive peut entraîner un temps de calcul important. Pour réduire ce temps, on peut mener des expériences pour limiter les plages de variables et identifier les intervalles de recherche les plus appropriés pour chaque variable.

Au sein de chaque itération, la fonction de calcul de l'inductance charge les paramètres du circuit et des composants magnétiques de l'itération actuelle et calcule les inductances MD

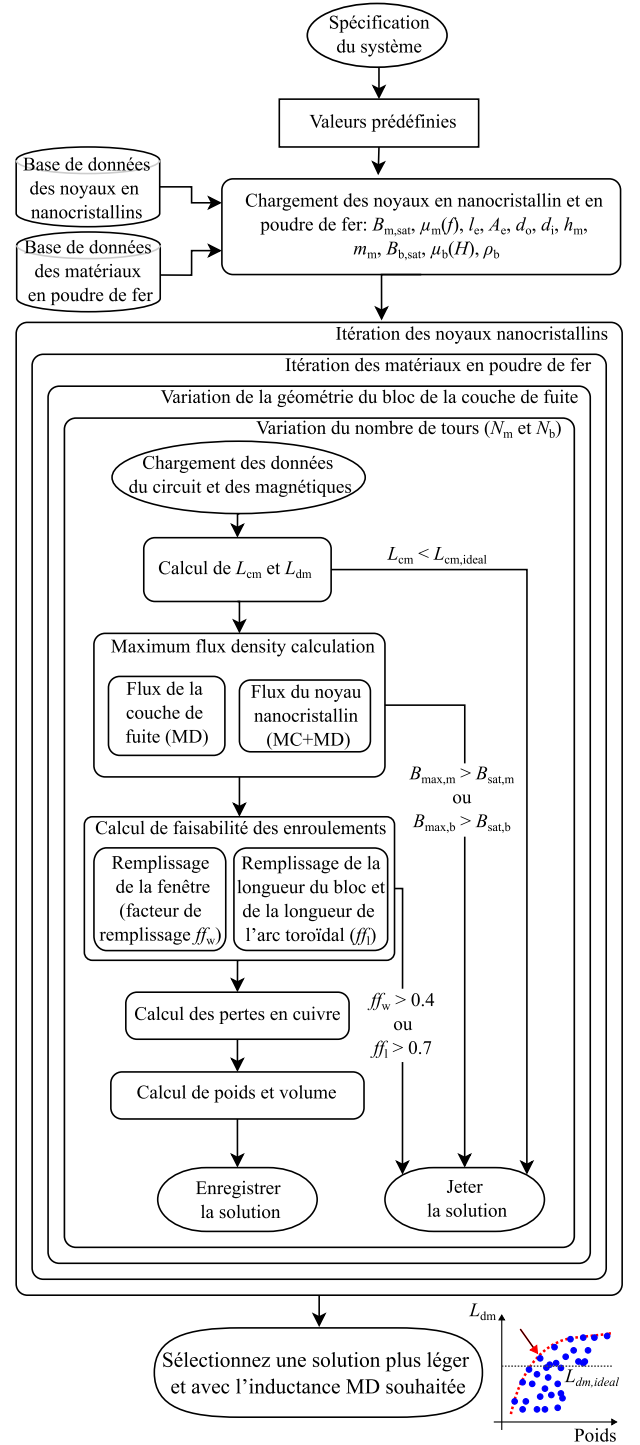


FIG. 6. Organigramme d'optimisation de l'inductance double mode.

et MC selon (3) et (7). Pour le calcul de L_{dm} , la diminution de perméabilité due à l'aimantation DC est prise en compte et pour calculer L_{cm} , le facteur d'inductance du noyau nanocristallin à 100 kHz a été utilisé. Si l'une des valeurs calculées est inférieure à l'inductance requise, la solution est rejetée.

Comme le bloc en poudre de fer a une haute réluctance, on doit maintenir l'entrefer à une longueur plus courte (0,25 mm) et faire varier les paramètres des blocs, spécifiquement leur hauteur, largeur et matériau pour optimiser l'inductance MD. Pour obtenir cet entrefer, il est nécessaire de couper le boîtier plastique, qui a une épaisseur de 700 à 1000 μm, et de placer une feuille d'entrefer calibrée entre les blocs et le tore.

Suivant le flux d'exécution, l'étape suivante consiste à calcu-

ler la densité de flux maximale à l'intérieur du noyau nanocristallin et du bloc de couche de fuite. Pour conserver la solution, les valeurs doivent être inférieures à la densité de flux de saturation des matériaux correspondants de l'itération actuelle.

Ensuite, la faisabilité du bobinage est évaluée. Le diamètre du fil et le nombre de brins peuvent être des valeurs prédéfinies ou peuvent être calculés pour une valeur de densité de courant maximale. Une fois les paramètres susmentionnés définis, il est nécessaire de s'assurer que les enroulements du tore peuvent s'adapter le long de la longueur angulaire intérieure disponible du tore. Ceci est fait pour réduire les capacités parasites en mode commun. De plus, les enroulements doivent être réalisés en une seule couche, l'espace disponible étant le diamètre intérieur du tore. Par conséquent, une occupation maximale de 70% a été définie pour ces longueurs. De plus, un facteur de remplissage de surface de fenêtre de 40% a été défini pour que le processus de bobinage soit réalisable.

4. ÉTUDE DE CAS : FILTRE D'ENTRÉE D'UNE CHAÎNE ÉLECTROMÉCANIQUES DE 50 KW

Pour valider l'optimisation, une inductance intégrée a été conçu pour une chaîne électromécaniques de 50 kW et comparé à un filtre déjà optimisé utilisant des inductances discrètes (inductance MD et inductance MC). Les paramètres du filtre discret sont présentés dans le Tableau 1.

TABLEAU 1. Spécification du filtre discret

Composant	Inductance	Enroulements
Inductance MD	$L_{dm} = 35,4 \mu\text{H}$ (à 92,6 A)	$N = 15$ par phase $4 \times 12\text{AWG}$
Inductance MC	$L_{cm}(10 \text{ kHz}) = 1,2 \text{ mH}$ $L_{cm}(100 \text{ kHz}) = 0,7 \text{ mH}$	$N = 4$ par phase $4 \times 12\text{AWG}$

Les contraintes de conception et les spécifications du système pour l'inductance double mode et le filtre discret peuvent être vues dans le Tableau 2.

TABLEAU 2. Contraintes de conception pour les inductances

Paramètre	Valeur
Puissance (P)	50 kW
Tension bus DC (V_{dc})	540 V
Courant MD (I_{dm})	92,6 A
Courant MC (I_{cm})	1,0 A
Densité de courant maximale (J_{max})	7,0 A/mm ²

Une fois ces paramètres définis, la routine d'optimisation a été exécutée, résultant en la frontière de Pareto en pointillés bleus représentée dans la Fig. 7. Cependant, il convient de noter que tous les tores et blocs de poudre de fer n'étaient pas disponibles à la vente sur le marché. Par conséquent, une autre frontière de Pareto a été générée, cette fois en utilisant uniquement les noyaux disponibles, en pointillés rouges. Dans ce contexte, la solution sélectionnée représente une option sous-optimale qui néanmoins surpasse la topologie traditionnelle, mais qui est environ 10% plus lourde que la solution optimale. Le Tableau 3 montre les spécifications de l'inductance intégrée sélectionnée.

Le graphique de la Fig. 8 montre des comparaisons relatives entre l'inductance double mode et la solution discrète en termes de pertes, poids, surface et volume. Des réductions de 20,5% en poids et 14% en pertes peuvent être observées. Pour calculer la surface, les connexions et les surfaces carrées circonscrites à l'inductance ont été prises en compte. À cet égard, la surface occupée a été réduite de 33,8%, car le noyau nanocristallin M-683 a approximativement la même taille que le noyau High Flux 58867, et le nombre de connexions est réduit. Cependant, le volume occupé par l'inductance intégrée est 16,2% plus élevé que

TABLEAU 3. Résultats de l'inductance double mode

Paramètre	Valeur
Noyau nanocristallin	Magnetec M-683
Perméabilité Relative μ_m	4000
Matériau de la couche de fuite	KoolMu 26 μ
Dimensions du bloc (mm)	17,6 $\times$ 11 $\times$ 80
Nombre de tours N_m	9 (4 $\times$ 12AWG)
Nombre de tours N_b	6 (4 $\times$ 12AWG)
Inductance MC L_{cm}	347,5 μH
Inductance MD L_{dm}	37,7 μH

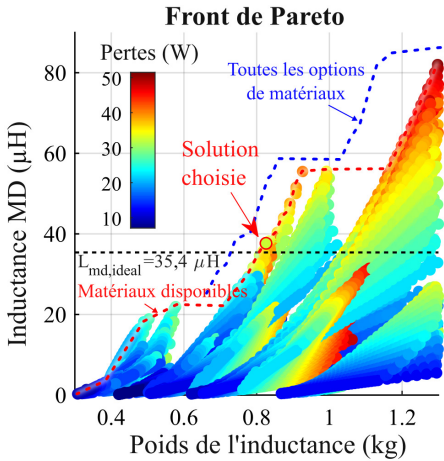


FIG. 7. Résultat de l'optimisation de la frontière de Pareto pour l'inductance MC/MD pour l'application de filtre d'entrée d'une chaîne électromécaniques de 50 kW.

la solution discrète en raison de la hauteur supplémentaire des blocs de couche de fuite et des enroulements.

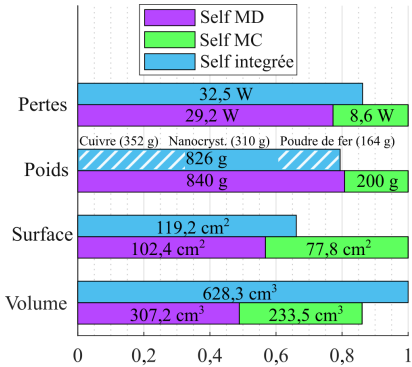


FIG. 8. Graphique de comparaison entre l'inductance double mode sous-optimal et la solution discrète pour le filtre d'entrée d'une chaîne électromécaniques de 50 kW.

5. VÉRIFICATION EXPÉRIMENTALE

Un prototype de l'inductance intégrée a été développé avec les paramètres du Tableau 3 afin de vérifier sa performance, de valider les modèles et la routine d'optimisation et également de la comparer aux inductances discrètes. Le prototype est montré dans la Fig. 9.

Le défi principal lors du processus de fabrication est la découpe du boîtier du noyau nanocristallin et l'usinage de précision des blocs de poudre de fer aux géométries souhaitées. Pour réduire la longueur de l'entrefer entre les blocs de couche de fuite et le noyau nanocristallin, il est nécessaire de soit couper le boîtier plastique au niveau de la zone de contact, soit fabri-

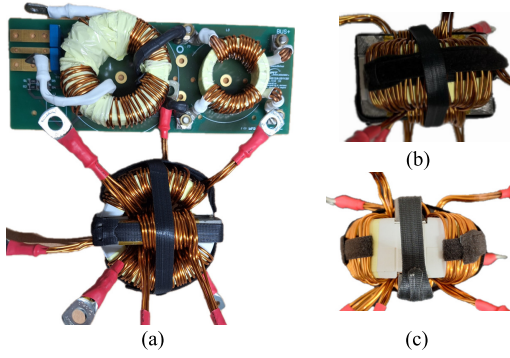


FIG. 9. Prototype de l'inductance double mode optimisé. (a) Vue de dessus et comparaison de taille. (b) Vue de côté. (c) Vue de face.

quer un nouveau boîtier avec les ouvertures. En ce qui concerne les blocs de couche de fuite, les géométries souhaitées ne sont pas disponibles dans le commerce. Par conséquent, un noyau en I-block plus grand a été coupé en parties plus petites, nécessitant l'utilisation d'un équipement approprié.

Dans ce contexte, les paramètres mesurés du prototype fabriqué sont présentés dans le Tableau 4.

TABLEAU 4. Valeurs des paramètres du prototype

Paramètre	Valeur mesurée	Valeur modélisée	Cause de la différence
Poids total	1,03 kg	0,83 kg	204 g de connecteurs et fil supplémentaire
Résistance DC totale	4,8 mΩ	3,8 mΩ	42 cm de fil en plus, résistance des connexions

Comme présenté dans le tableau, les valeurs mesurées diffèrent de celles prévues par le modèle à cause du poids ajouté par les connecteurs, la longueur de fil supplémentaire et les imprécisions d'usinage des blocs de poudre de fer, ce qui a entraîné une augmentation du volume. En additionnant le poids des longueurs supplémentaires de 7 cm pour chaque connexion et un total de huit connecteurs, le poids ajouté est de 160 g. Chaque bloc a été découpé avec 5 mm supplémentaires en longueur et une section 19 % plus grande, ajoutant environ 22 g par bloc. Ainsi, le poids ajouté est d'environ 204 g, ce qui justifie l'écart avec le modèle. L'excès de résistance DC peut s'expliquer par le périmètre supplémentaire du bloc, augmentant la longueur de l'enroulement, combiné aux longueurs de fil supplémentaires et à la résistance des connexions.

5.1. Test en petits signaux

L'analyseur d'impédance Keysight E4990A a été utilisé pour mesurer l'évolution des inductances MC en fonction de la fréquence pour les solutions intégrée et discrète. Les courbes présentées en Fig. 10 et Fig. 11 montrent les mesures en MC de l'inductance et de l'impédance.

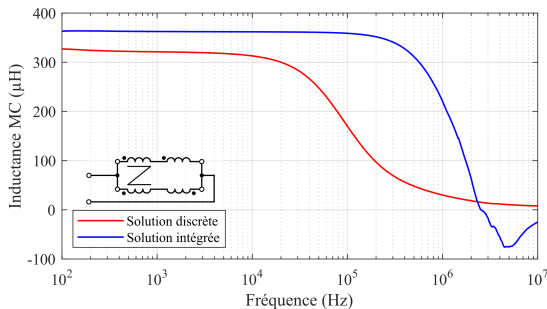


FIG. 10. Mesure de l'inductance MC pour les solutions discrète et intégrée.

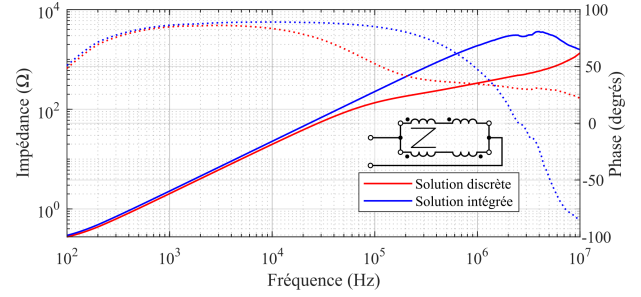


FIG. 11. Mesure de l'impédance MC (ligne complète) et phase (ligne pointillée) pour les solutions discrète et intégrée.

Les résultats en mode commun indiquent que l'inductance MC du prototype de l'inductance intégrée était supérieure à celle de l'inductance MC discrète (362,5 μH pour le double-mode et 307,5 μH pour l'inductance MC à 10 kHz), et qu'elle couvrait une bande de fréquence environ une décade plus large. Cela s'explique par le fait que l'inductance intégrée utilise un noyau nanocristallin à faible perméabilité ($\mu_r = 4000$), tandis que l'inductance MC est composée d'un noyau à plus forte perméabilité ($\mu_r = 30000$). Ainsi, pour une même fréquence, le noyau à faible perméabilité présente une profondeur de peau du flux plus grande, ce qui réduit les courants de Foucault générant un flux opposé à l'intérieur du noyau. Cependant, cet avantage s'accompagne d'un compromis : une augmentation de la capacité parasite due au nombre plus élevé de spires. Cet effet peut être évalué par une mesure d'impédance, comme montré sur la Fig. 11.

La courbe d'impédance de la Fig. 11 montre que l'impédance de MC de l'inductance intégrée reste supérieure à celle de la solution discrète jusqu'à 10 MHz, où a lieu la chute d'impédance provoquée par la résonance entre l'inductance MC et la capacité parasite. La capacité parasite plus élevée de la solution intégrée est due au nombre plus important d'enroulements, conséquence de l'utilisation de noyaux nanocristallins à faible perméabilité. Néanmoins, dans la conception des inductances intégrées, ces types de noyaux sont souvent les plus appropriés puisque les enroulements sur le noyau toroïdal servent à la fois pour les inductances en mode commun et différentiel, ce qui rend avantageux de maximiser le nombre de spires sur le noyau nanocristallin. Dans ce sens, la "faible perméabilité" est nécessaire pour éviter la saturation du noyau, et son inconvénient de capacité parasite peut être maîtrisé en respectant certaines contraintes de conception telles qu'une couche d'enroulement unique et un espacement minimal entre les spires.

La chute d'inductance MD à fort courant doit être évaluée à cause de l'utilisation de poudre de fer. Pour cela, un test de pulsation à fort courant a été effectué sur les deux solutions afin de mesurer l'inductance MD au point de fonctionnement nominal.

5.2. Test en puissance

Le montage expérimental du test d'impulsion à fort courant est illustré à la Fig. 12(a). Les schémas de connexion pour les tests en MD et MC sont présentés respectivement aux Fig. 12(b) et 12(c).

Tout d'abord, le filtre avec inductances discrètes a été testé. Les résultats sont présentés à la Fig. 13.

D'après le test en MD (comme le montrent les courbes de gauche), on observe une réduction d'inductance d'environ 21 %, atteignant 53,7 μH au courant nominal. En mode commun, le noyau nanocristallin commence à saturer vers 0,35 A, atteignant une inductance de 986 μH. Enfin, les tests d'impulsion ont été appliqués au prototype de l'inductance intégrée, et les graphiques de la Fig. 14 ont été obtenus. Des sondes de flux ont été ajoutées à toutes les parties magnétiques pour vérifier la distribution du flux et calculer les limites de saturation au point de fonctionnement nominal.

Pour l'inductance en MD, une chute de 18 % a été observée

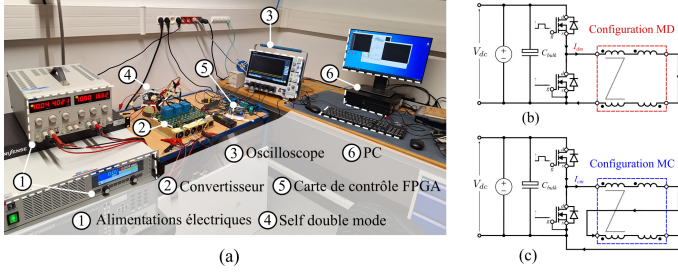


FIG. 12. Montage expérimental pour le test d'impulsion (a), connexions en mode différentiel (b) et en mode commun (c).

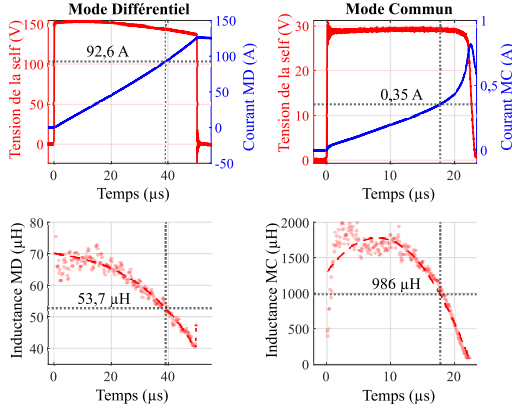


FIG. 13. Résultats du test d'impulsion pour le filtre à inductances discrètes.

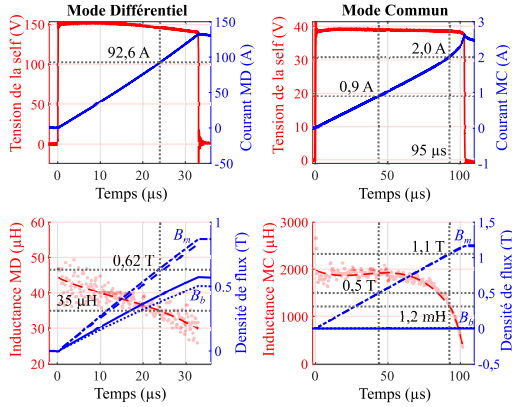


FIG. 14. Résultats du test d'impulsion pour l'inductance intégrée.

au courant nominal, l'inductance atteignant $35 \mu\text{H}$, très proche de la valeur prévue par le modèle d'optimisation ($37,7 \mu\text{H}$). En MC, le noyau nanocristallin commence à saturer à $2,0 \text{ A}$, atteignant $1,1 \text{ T}$. Toutefois, comme les flux MD et MC circulent tous deux dans le noyau toroïdal, la densité de flux mesurée en MD au courant nominal doit être soustraite de la densité de saturation en MC pour obtenir la variation maximale admissible. Ainsi, la densité de flux maximale en MC est de $0,5 \text{ T}$, ce qui correspond à un courant MC de $0,9 \text{ A}$, très proche de la contrainte de conception imposée au modèle d'optimisation, validant ainsi les calculs du modèle.

6. CONCLUSION

Cet article présente un modèle analytique pour les inductances intégrés MC/MD basé sur des couches de fuite adaptées en poudre de fer et des noyaux toroïdaux nanocristallins. Un algorithme d'optimisation multi-objectif a utilisé ce modèle pour maximiser l'inductance MD tout en minimisant le poids et les pertes des composants magnétiques.

Une étude de cas a été menée, consistant à concevoir de ma-

nière optimale une inductance intégrée pour un filtre d'entrée d'un onduleur de puissance de 50 kW , et à le comparer à une solution traditionnelle optimisée avec inductances discretes. Les résultats indiquent une réduction potentielle de 20% du poids, 14% des pertes et 34% de la surface occupée sur le PCB.

La vérification expérimentale de l'étude de cas a consisté à produire un prototype de l'inductance intégrée. La fabrication a impliqué certaines difficultés, telles que la disponibilité de matériaux comme le XFlux 60μ dans la géométrie souhaitée, la fabrication d'un boîtier spécial avec des ouvertures pour les couches de fuite et l'usinage des blocs en poudre de fer selon la géométrie définie. En ce qui concerne l'industrialisation, ces difficultés seraient atténuées en raison de la demande élevée pour des géométries spécifiques de noyaux et matériaux, ainsi qu'une ligne de production dédiée aux boîtiers. Ainsi, l'inductance intégrée peut être une solution viable pour réduire le poids et les pertes.

Les tests réalisés sur le prototype ont montrés que le modèle développé était précis, en prédisant les valeurs d'inductance MD et MC avec des erreurs respectives de $7,2 \%$ et $4,3 \%$. Comparé aux inductances discrètes, l'inductance duale a présentée de meilleures performances à haute fréquence grâce à l'utilisation d'un noyau nanocristallin à faible perméabilité, et il a également montré une saturation avec un courant MC plus élevé.

7. RÉFÉRENCES

- [1] IPCC, 2023 : Climate Change 2023 : Synthesis Report. Contribution of Working Groups I, II and III to the Sixth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change [Core Writing Team, H. Lee and J. Romero (eds.)]. IPCC, Geneva, Switzerland
- [2] European Environment Agency, European Union Aviation Safety Agency, European aviation environmental report 2022, Publications Office of the European Union, 2023, <https://data.europa.eu/doi/10.2822/04357>
- [3] D. Fleckenstein, "Electric Aircraft Working Group Report." Washington State Department of Transportation, Jun. 2019.
- [4] B. Zhang and S. Wang, "A Survey of EMI Research in Power Electronics Systems With Wide-Bandgap Semiconductor Devices," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 1.
- [5] Hans Hoffmann Sathler. Optimization of GaN-based Series-parallel Multilevel Three-Phase Inverter for Aircraft Applications. Other. Université Paris-Saclay, 2021. English. NNT : 2021UPAST108
- [6] N. Wright and M. Lutz, "Explanation and Experiences with RTCA/DO160 Level 5 avionics testing," p. 12
- [7] Z. Cao et al., "A Low Loss Orthogonal Decoupling Magnetic Integrated Structure for Dual Active Bridge Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 6, pp. 7013-7027, June 2022
- [8] Chen et al. "Inductor topologies with substantial common-mode and differential-mode inductance." U.S. Patent Application No. 11/533,992.
- [9] W. Tan, C. Cuellar, X. Margueron, and N. Idir, "A common-mode choke using toroid-EQ mixed structure," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28.
- [10] S. Singh, B. Dwiza, K. Jayaraman and P. Mishra, "Novel Single-Stage and Two-Stage Integrated Magnetic Chokes for DC-Side EMI Filter in Motor Drive Applications," in IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 39, no. 1.
- [11] R. Lai, Y. Maillet, F. Wang, S. Wang, R. Burgos and D. Boroyevich, "An Integrated EMI Choke for Differential-Mode and Common-Mode Noise Suppression," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 3.
- [12] J. Borsalini, A. Dastfan and J. Ghalibafan, "An Integrated EMI Choke With Improved DM Inductance," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 2, pp. 1646-1658, Feb. 2021
- [13] Georgi T. Nikolov, Vencislav C. Valchev, "Nanocrystalline magnetic materials versus ferrites in power electronics," in Procedia Earth and Planetary Science, Volume 1, Issue 1, Pages 1357-1361, 2009
- [14] B. Cougo and J. W. Kolar, "Integration of Leakage Inductance in Tape Wound Core Transformers for Dual Active Bridge Converters," 2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), Nuremberg, Germany, 2012, pp. 1-6.
- [15] R. Drummond, G. Almeida, B. Cougo, S. Serpaud, V. Dos Santos, L. M. F. Morais, "Modeling of Integrated CM/DM Inductors in EMI Filters for High Power Density Converters" ECCE Europe 2024, Darmstadt – Germany