

Un algorithme simple pour la prédiction du champ magnétique proche et l'optimisation des interconnexions des réseaux de convertisseurs de puissance

Glauber DE FREITAS LIMA^{1,2}, Fabien NDAGIJIMANA^{1,2}, Yves LEMBEYE¹, Jean-Christophe CREBIER¹

¹Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2Elab 38000 Grenoble, France

²Centre Scientifique et Technique du Bâtiment Grenoble, France

RÉSUMÉ - L'objectif principal de cet article est de prévoir et d'optimiser l'émission rayonnée (champ magnétique proche) produite par le courant de mode différentiel (DMC) dans les interconnexions des réseaux de convertisseurs de puissance (PCA) en 2D. Les PCA sont des convertisseurs réalisés par associations de cellules standards de conversion (CSC) Dual Active-Bridge (DAB) destinées à des applications de faible et moyenne puissance. Ils sont construits, assemblés et interconnectés en technologie PCB. Dans cet article, un algorithme basé sur la loi de Biot-Savart et les configurations physiques et électriques des PCA est présenté. Puis, une comparaison entre l'algorithme proposé et des simulations d'un modèle en éléments finis (FEM) est présentée, validant les résultats théoriques. La méthodologie peut être appliquée pour développer des règles et des conseils obtenus à partir de modèles de circuits afin d'automatiser la conception des filtres et du blindage à appliquer en conception automatique en l'électronique de puissance (P-EDA).

Mots clés - Dual active bridge DAB, réseaux de convertisseurs de puissance (PCA), CEM conduite, CEM rayonnée, champ proche, convertisseurs multi-cellulaires, réseaux de convertisseurs de puissance, prototypage virtuel, conception automatique.

1. INTRODUCTION

Les avantages des convertisseurs multi-cellules et des réseaux de convertisseurs de puissance (PCA) pour les applications de forte puissance et/ou haute tension sont bien décrits dans la littérature [1]. En divisant les contraintes en tension et/ou intensité par l'usage de cellules standards de conversion (CSC) connectées dans l'une des configurations suivantes : entrées séries/sorties parallèles (ISOP), entrées séries/sorties séries (ISOS), entrées parallèles/sorties séries (IPOS) ou entrées parallèles/sorties parallèles (IPOP), le convertisseur global peut être optimisé en termes d'efficacité, de densité de puissance, de signature d'interférence électromagnétique (EMI) et même de coûts, grâce à l'usage de composants de plus faibles calibres et des besoins de refroidissement réduits [2] - [3].

Comme présenté dans [4]-[6], les mêmes avantages des topologies multi-cellulaires plug-and-play peuvent également être trouvées dans les applications de faibles et moyennes puissances / tensions. Il est montré comment une caractérisation précise des CSC peut être utilisée pour prédire les

caractéristiques des PCA sur la base de la mise en œuvre de nombreuses CSC, comme illustré figure 1. Il est important de noter que, pour un ensemble donné de tensions, puissances ou courants nominaux souhaités, il existe un ensemble de combinaisons, nombreuses et différentes, parmi lesquelles la meilleure doit être sélectionnée en fonction de critères secondaires tels que la densité de puissance, le rendement, la fiabilité, l'optimisation thermique, la compatibilité électromagnétique (CEM), les coûts, le cycle de vie ... Par conséquent, non seulement la prédiction, mais aussi une conception automatisée qui tient compte d'une caractéristique souhaitable optimisée peuvent être abordées dans le cadre de la conception des PCA.

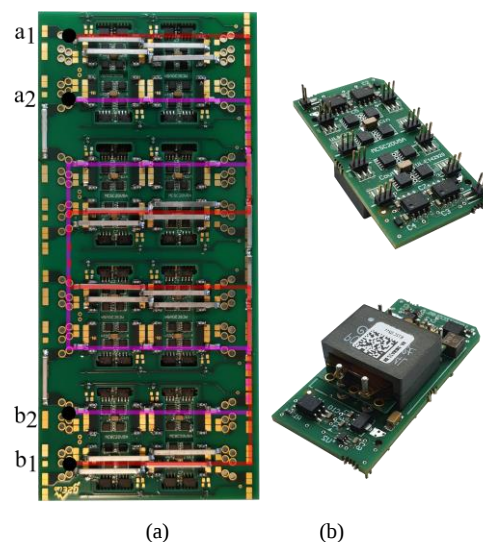


Fig. 1. (a) Un prototype PCA_{4x2} (IPOS) DC/DC de 800W (vue de dessous); (b) Un prototype CSC DAB DC/DC de 100W 20V/5A (vues dessus dessous).

Actuellement, les techniques de fabrication des convertisseurs de puissance reposent principalement sur le respect des normes CEM après le prototypage. La mise en œuvre des PCA peut donc être considérée comme une stratégie importante pour prévoir et/ou optimiser la signature EMI de toute configuration électrique ou architecture physique. Cela peut augmenter considérablement la vitesse de conception et

d'industrialisation des convertisseurs d'électronique de puissance, conduisant à une approche de conception P-EDA (Power Electronics Design Automation) révolutionnaire.

Par souci de commodité, la notation PCA_{LC} est utilisée tout au long de ce document, dans laquelle L et C sont respectivement le nombre de lignes et de colonnes qui composent le PCA.

2. CARACTERISATION EMI DES PCAS A BASE DE CSCS DE TYPE DAB

2.1. Emissions rayonnées d'une cellule DAB unitaire

Comme les fréquences de commutation typiques des convertisseurs de puissance augmentent continuellement avec l'adoption des composants WBG à très haut di/dt et dv/dt , la modélisation de leurs émissions conduites et rayonnées devient très importante pour la conformité aux normes et l'auto-immunité. Plus précisément, les modèles de rayonnement EMI des convertisseurs de puissance [7]-[22] sont des approches importantes pour prédire la conformité aux normes CEM [23], à l'exposition humaine [24] et le bon fonctionnement du convertisseur.

Ils peuvent être séparés en modèles de champ lointain [7]-[13] et champ proche [12]-[22]. Selon [12], ils sont différenciés par la distance r entre le point d'observation et la source de rayonnement : le champ lointain est défini lorsque $r \gg \lambda/2\pi$, tandis que le champ proche est défini lorsque $r < \lambda/2\pi$, où λ est la longueur d'onde.

Le champ lointain, est celui pour lequel il existe des normes CEM à respecter, par exemple la IEC CISPR 22 / EN55022, qui définit des valeurs limites à ne pas dépasser pour le spectre harmonique allant de 30 MHz à au-dessus de 960 MHz. Dans [7], un modèle de rayonnement en champ lointain du DAB (Dual Active Bridge) est présenté, montrant que ce champ lointain est principalement produit par le courant de mode commun (CMC) à travers les câbles d'entrée et de sortie. Les générateurs de ces courants sont généralement modélisés par les sources de tension de commutation équivalentes des dispositifs à semi-conducteurs, donc directement liés aux dv/dt produits. Comme mentionné dans [13], un tel champ lointain est directement proportionnel à la longueur des conducteurs, comme dans le modèle de rayonnement dipolaire électrique.

Aujourd'hui, la cartographie du champ magnétique proche [25], n'est pas soumise à une norme de conformité CEM. Cependant, c'est un moyen efficace de diagnostiquer [26] et de caractériser [19]-[21], dans l'espace, les sources de rayonnement produites par les convertisseurs de puissance et leur corrélation avec les paramètres électriques du convertisseur de puissance lui-même. En outre, en raison de la courte distance, les autres périphériques d'un PCA à proximité de ses sources de champ proche, tels que les cartes de commande et leurs pistes, les capteurs, les dispositifs de conditionnement du signal et les filtres sont susceptibles de couplages indésirables, entraînant un dysfonctionnement [13] du système complet et/ou une dégradation des performances [27]. Par conséquent, la connaissance préalable du champ proche aide à définir le bon emplacement et le besoin éventuel de blindage des périphériques contenus dans un PCA. Le champ magnétique proche est produit par des boucles de courant, donc principalement par des di/dt de DMC (courant de mode différentiel), plutôt que de CMC (courant de mode commun) [11]. Cela signifie que les harmoniques de basse fréquence, par exemple < 30 MHz, qui sont les plus fortes, sont les plus influentes sur le champ magnétique proche. D'après [13], ce champ proche est directement proportionnel à la surface décrite par la boucle de courant.

Afin d'analyser ces éventuelles perturbations de courant, il est important de bien identifier la signature EMI conduite de la cellule de conversion DAB et/ou identifier les harmoniques de courant résultantes. Pour cela, la connaissance du courant de mode différentiel produit dans un DAB traditionnel est nécessaire. Comme présenté dans [28], le convertisseur DAB peut produire des amplitudes d'harmonique de courant différentielles élevées, multiples du double de la fréquence de commutation, en fonction des points de fonctionnement et des choix de conception. La figure. 1 présente un exemple de $PCA_{4 \times 2}$ composé de DAB CSC de faible puissance et de faible tension fonctionnant à environ 250 kHz, conçues et fabriquées en volume dans des travaux précédents [4]. Ces CSC DAB ont été testées pour analyser leur comportement au niveau interférences électromagnétiques.

2.2. Etude du rayonnement des structures de PCA

Pour la conformité à la norme CISPR 22 (EN 55022) de classe A ou B (émissions conduites), l'optimisation de la conception du filtre DMC d'un PCA, constituée de l'association de plusieurs DAB CSC, est décrite dans [29]. Il est souligné que les filtres distribués, ainsi qu'un filtre globalisé, sont recommandés pour atténuer systématiquement les EMI conduites, quelle que soit leur configuration électrique. Si l'optimisation du filtre DMC des PCA s'avère efficace en utilisant principalement un filtre centralisé, de grandes harmoniques de courant haute fréquence (HF) peuvent circuler dans les interconnexions entre les CSC (voir les barres marquées en rouge et en violet sur la figure 1 (a)), soit en agissant comme une antenne typique non intentionnelle, soit en créant des couplages mutuels d'induction magnétique nuisibles. Un tel phénomène peut poser des difficultés pour la conformité CEM et le bon fonctionnement du convertisseur.

En ce qui concerne les trajets de courant, un PCA présente de grandes boucles externes, constituées de l'interconnexion des CSC (bus barres) ainsi que des boucles internes à chaque CSC, composées essentiellement des trois boucles : la boucle du pont en H à l'entrée, la boucle du pont en H à la sortie et la boucle du AC link.. Pour une seule CSC, les boucles internes produisent des valeurs harmoniques plus élevées sur une bande de fréquence plus large et surtout plus haute, car les fronts de courant et de tension sont alors très élevés. Cependant, la surface fixe de chaque boucle interne est beaucoup plus petite par rapport aux surfaces des boucles externes produite par la constitution d'un PCA, qui augmentent avec le nombre de CSC contenues dans le PCA. Par opposition, les courants et les fronts des courants qui circulent dans les interconnexions entre CSC pourraient être sensiblement inférieurs à ceux dans les mailles de commutation de chaque CSC. En évaluant les champ magnétique proche produit par les boucles de courant, il sera démontré, dans cet article, que plus les boucles de courant sont petites, moins leur impact sur l'émission de champ proche est important par rapport aux grandes boucles de courant. Cela signifie que, avec le nombre croissant de CSC composant un PCA, l'émission de champ magnétique proche sera principalement due aux interconnexions. En effet, en fonction des choix de connexions électriques et de leur mise en œuvre physique, de grandes boucles d'interconnexion peuvent être produites pour constituer le convertisseur par assemblage de CSC, comme on le verra tout au long de cet article.

Dans [14], il est vérifié que les bus-barres des modules de puissance en SiC sont ceux qui ont le plus d'impact sur le champ proche, principalement sur l'axe z ; et il a été montré comment la prédiction de ce champ peut être utilisée pour dimensionner les besoins de blindage local ou d'immunisation des dispositifs sensibles. Même si une simulation complexe utilisant des

paramètres parasites est utilisée, l'analyse montre qu'une erreur allant jusqu'à 20% peut être observée. Cette source d'erreur est principalement due à la différence de densité de courant causée par les effets de proximité. Comme il est exposé, des perspectives sont déjà présentées : premièrement, l'équilibrage dynamique du courant (qui peut être amélioré avec la symétrisation des circuits et les approches de pilotage distribué), utile donc pour les conceptions parallèles (ISOP, IPOP, IPOS) ; et, deuxièmement, l'entrelacement physique des bus-barres positifs et négatifs.

Les différentes combinaisons possibles de placement physique des interconnexions d'un PCA, et donc les différentes combinaisons de boucles géométriques, peuvent avoir un impact direct sur le champ proche résultant. De nombreuses combinaisons sont possibles selon la complexité du PCA à concevoir. Dans le cadre du prototype présenté en figure 1 et compte tenu des choix technologique et conceptuel fait, quatre combinaisons sont possibles et font l'objet d'une analyse et d'une comparaison. Elles vont servir de support pour présenter la démarche de modélisation qui pourra être généralisée par la suite.

Dans un but de simplifier l'approche présentée tout au long de ce document nous avons fait quelques simplifications et hypothèses:

- Les harmoniques CMC sont négligées, ce qui signifie que soit chaque CSC dispose de filtres CM à son entrée et à sa sortie qui suppriment entièrement les CMC dans la bande de fréquences observées;
- Seuls sont considérés les courants DM (qui peuvent être partiellement filtrés localement ou d'un point de vue centralisé). Si l'on suppose que le filtrage de mode différentiel centralisé est plus important, les harmoniques de courant DM circulant dans les interconnexions du PCA auront une amplitude aussi plus grandes. Si le filtrage local est plus important, moins d'harmoniques circulent dans les boucles d'interconnexions ;
- Les connexions en série et en parallèle sont assurées de la même manière sur les cartes PCB, à l'aide de jumpers qui offrent la possibilité de passer du courant et des libertés en terme d'agencement. Elles sont physiquement localisées aux mêmes endroits, aux extrémités des CSC. Notez cependant que les connexions en parallèle augmentent le courant circulant dans les interconnexions.
- Les déphasages entre les courants harmoniques d'entrée et de sortie sont négligés ;
- Les émissions rayonnées des éléments magnétiques et des cellules de commutation MOSFET sont ignorées. En pratique, cela signifie que ces composants sont localement blindés ou que leurs émissions sont considérées négligeables ;
- Seules les boucles d'interconnexion extérieures sont prises en compte, ce qui signifie que les boucles intérieures sont suffisamment petites pour ne pas tenir compte de leurs effets ;
- Les effets parasites et dépendants de la fréquence ne sont pas évalués. Un tel scénario pour le DAB signifie par exemple que seul le fonctionnement dans la région ZVS est considéré et qu'il est supposé optimal.

En ce qui concerne les boucles d'interconnexion, on suppose également plusieurs simplifications qui permettent d'envisager les travaux de modélisation à partir du cas concret présenté en la figure 1. La figure 2 est un exemple des modèles de boucles présentes sur une configuration de type ISOS PCA_{4x3} qui résume la liste suivante d'hypothèses, de règles et de conclusions :

- Seuls les segments 2D sur des chemins orthogonaux prédéfinis sont autorisés ;
- Même si plusieurs segments occupent la même position ou se croisent, aucun court-circuit n'est produit. Cela peut être interprété comme signifiant que, dans la pratique, les segments sont situés à une distance suffisamment proche mais sont totalement isolés dans un plan quelconque ;
- Les champs magnétiques opposés dus à des directions de courant opposées très proches l'une de l'autre annulent l'émission de champ magnétique proche qui en résulte ;
- Tous les courants DM doivent retourner à leur point d'origine. Le point a1, pour les DMC d'entrée et a2 pour ceux de sortie ;
- Il n'y a que deux options de retour disponibles. La voie de retour A - par le côté gauche du PCA et la voie de retour B - par le côté droit du PCA ;
- Cela forme 2 modèles de boucles de courant, de formes rectangulaires plus ou moins grandes, selon les chemins de courant d'entrée et de sortie (voir figure 2 (b) et (c)) ;
- La voie de retour A provoque une boucle plus grande pour le courant d'entrée et une boucle plus petite pour le courant de sortie, tandis que la voie de retour B provoque une boucle plus petite pour le courant d'entrée et une plus grande pour le courant de sortie.
- Aucun couplage mutuel entre les courants d'entrée et de sortie n'est calculé et son effet est négligé. Cela signifie que les boucles sont considérées comme étant alimentées par des sources de courant indépendantes.
- Toutes les CSC sont identiques et présentent une symétrie rotationnelle, due à la topologie DAB héritée ainsi qu'à un PCB routé spécialement conçu.
- Chaque CSC ne peut être positionnée que sur le plan perpendiculaire à l'axe z, et ne peut pivoter que de 180° sur l'axe z, sans avoir aucune conséquence théorique.

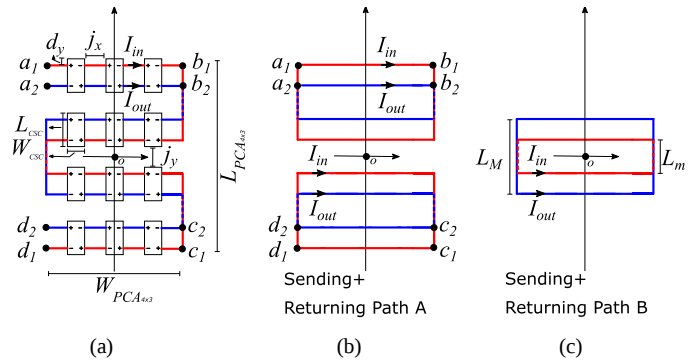


Fig. 2. (a) Exemple du chemin supposé des courants DM d'entrée (rouge) et de sortie (bleu) d'un PCA_{4x3} ISOS typique (configuration électrique et architecture physique); (b) Les boucles d'interconnexions résultantes équivalentes lors d'une connexion par la gauche du PCA (chemin A) ; (c) Les boucles d'interconnexions résultantes équivalentes lors d'une connexion par la droite du PCA (chemin B).

Grâce à ces simplifications et aux règles imposées, il est possible de produire deux schémas de boucle de courant, dont l'un est beaucoup plus grand que l'autre. Les tailles des boucles sont exprimées par rapport à la taille du PCA selon la série d'équations suivante (1- 4).

$$W_{PCA} = (W_{CSC} + j_x)C + j_x \quad (1)$$

$$L_{PCA} = L_{CSC}L + j_y(L-1) \quad (2)$$

$$L_M = 2(L_{CSC} - d_y) + j_y \quad (3)$$

$$L_m = 2d_y + j_y \quad (4)$$

3. DENSITE DE CHAMP MAGNETIQUE PRODUITE PAR COURANT DM PAR RAPPORT AUX ARCHITECTURES PCA 2D - ANALYSE.

En s'inspirant de l'utilisation des transformations de coordonnées, très utilisées par exemple en infographie, il est possible d'exprimer le champ magnétique d'un ensemble de fils finis qui ont des directions ou des longueurs quelconques sur le plan du PCA. Cette méthode peut également être identifiée comme une méthode PEEC [13], [32], dans laquelle la nécessité de subdiviser en éléments plus petits n'est pas nécessaire, comme dans un modèle en éléments finis (FEM), et, par conséquent, plus rapide pour générer des résultats.

Si on définit un segment fini situé à l'origine sur le plan xy et ayant une direction x positive, comme présenté dans la figure 3.

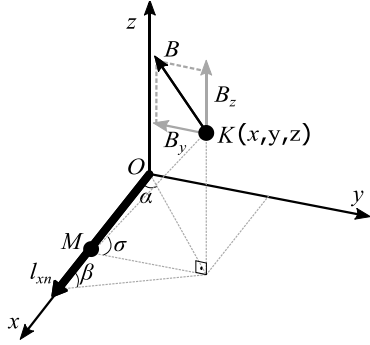


Fig. 3. Densité de champ magnétique induite par un segment fini canonique observé en un point donné.

Comme présenté dans [30], [31], le module de la densité de champ magnétique de ce fil fini est calculé comme suit (5).

$$|B_{x \rightarrow yz}(x, y, z)| = \left| \frac{\mu_0 I}{4\pi \|MK\|} (\cos(\alpha) + \cos(\beta)) \right| \quad (5)$$

$$\cos(\alpha)_{(x,y,z)} = \frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2}} \quad (6)$$

$$\cos(\beta)_{(x,y,z)} = \frac{l_{xn} - x}{\sqrt{(l_{xn} - x)^2 + y^2}} \quad (7)$$

$$\|MK\|_{(x,y,z)} = \sqrt{y^2 + z^2} \quad (8)$$

Où:

- I est la valeur efficace du courant de circulation (A);
- l_{xn} est la longueur du nième segment orienté x (m);
- α et β sont des angles selon la Fig. 3;
- (x, y, z) est le point observé K;
- (MK) est le vecteur selon la Fig.3.

Les composantes du vecteur B sur les axes x, y et z sont ensuite déterminées :

$$B_{x \rightarrow yz}(x, y, z) = |B_{x \rightarrow yz}(x, y, z)| (0, s_a \sin(\sigma)_{xy}, s_b \cos(\sigma)_{xy}) \quad (9)$$

$$\sin(\sigma)_{(x,y,z)} = \frac{z}{\sqrt{y^2 + z^2}} \quad (10)$$

$$\cos(\sigma)_{(x,y,z)} = \frac{y}{\sqrt{y^2 + z^2}} \quad (11)$$

Où s_a et s_b sont des signes positifs ou négatifs obtenus en fonction du sens du flux de courant. Pour le cas présenté ici, ils sont adoptés respectivement négatifs et positifs.

Une fois qu'un cas aussi simple qu'un segment fini a été défini, les transformations de coordonnées de translation [32], peuvent alors être appliquées pour tout segment « n » du PCA orienté en axe x (12).

$$T_x(x, y, z, l_x(n)) = \begin{pmatrix} l_x(n) \\ x - \Delta_{xx}(n) \\ y - \Delta_{xy}(n) \\ z - \Delta_{xz}(n) \end{pmatrix} \quad (12)$$

Pour obtenir le champ généré par un segment sur l'axe y, puis composer et assembler entièrement les segments 2D du PCA, il est possible d'appliquer facilement les équations présentées de (5) à (11) à (13), ce qui donne (14). Par la suite, de la même manière, la transformation telle que présentée dans (13) a été effectuée pour le nième segment du PCA. Cette transformation est une permutation circulaire traduisant les rotations de 90°.

$$R(x, y, z) = \begin{pmatrix} y \\ x \\ z \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$B_{y \rightarrow xz}(x, y, z) = |B_{y \rightarrow xz}(R(x, y, z))| \times \begin{pmatrix} s_c \sin(\delta)_{R(x,y,z)} \\ 0, s_d \cos(\delta)_{R(x,y,z)} \end{pmatrix} \quad (14)$$

Là encore, le s_c et s_d sont des signes qui dépendent de la direction adoptée pour le sens du courant. Dans le cas présenté ici, le courant circule dans la direction négative de l'axe des y, donc ces signes sont respectivement négatifs et positifs.

$$T_y(x, y, z, l_y(n)) = \begin{pmatrix} l_y(n) \\ x - \Delta_{yx}(n) \\ y - \Delta_{yy}(n) \\ z - \Delta_{yz}(n) \end{pmatrix} \quad (15)$$

L'objectif reste de définir les fonctions de transformation T_x et T_y qui dépendront de l'architecture du PCA. Tous les segments sont référencés par rapport au centre géométrique du PCA.

3.1. Boucles de courant d'entrée

Maintenant que la méthodologie pour trouver le champ proche de n'importe quel segment du plan xy est présentée, les sous-sections suivantes 3.1.1 - 3.1.4 présentent un algorithme permettant de calculer le champ magnétique proche produit par le chemin aller (16)-(20), le chemin retour A (21)-(25) ou le chemin retour B (26)-(30) et leur comparaison (31)-(32). La valeur efficace du courant d'entrée est fixée à 1 A.

3.1.1. Chemin aller du courant d'entrée

- x-segments:

$$T_{xS_1}(x, y, z, l_x(n)) = \begin{pmatrix} x - \Delta_{xx}(n) = x - \left(-\frac{W_{PCA}}{2} \right) \\ y - \Delta_{xy}(n) = y - \left(\frac{L_{PCA} - d_y}{2} - \left(\frac{n-1}{2} + \frac{1+(-1)^n}{4} \right) L_M + \left(\frac{n-1}{2} - \frac{1+(-1)^n}{4} \right) L_m \right) \\ z - \Delta_{xz}(n) = z - 0 \\ l_x(n) = W_{PCA} \end{pmatrix} \quad (16)$$

$$B_{S_i, x \rightarrow yz}(x, y, z) = \sum_{n=1}^L (-1)^{n+1} B_{x \rightarrow yz}(T_{xS_i}(x, y, z, l_x(n))) \quad (17)$$

- y-segments:

$$T_{yS_i}(x, y, z, l_y(n)) = \begin{cases} x - \Delta_{yx}(n) = x - \left(-\frac{W_{PCA}}{2}(-1)^n\right) \\ y - \Delta_{yy}(n) = y - \Delta_{xy}(n+1) \\ z - \Delta_{yz}(n) = z - 0 \\ l_y(n) = \Delta_{xy}(n) - \Delta_{xy}(n+1) \end{cases} \quad (18)$$

$$B_{S_i, y \rightarrow yz}(x, y, z) = \sum_{n=1}^{L-1} B_{x \rightarrow yz}(T_{yS_i}(x, y, z, l_y(n))) \quad (19)$$

- Superposition des segments x et y

Enfin, l'expression de la densité de champ magnétique du courant d'entrée sur le chemin aller est présentée dans (20). Dans la figure 4, on présente la composante z de la densité de champ magnétique d'un PCA_{4x3} sur le plan $\pi : z = 20$ mm.

$$B_{S_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) = B_{S_i, x \rightarrow yz}(x, y, z, n) + B_{S_i, y \rightarrow yz}(x, y, z, n) \quad (20)$$

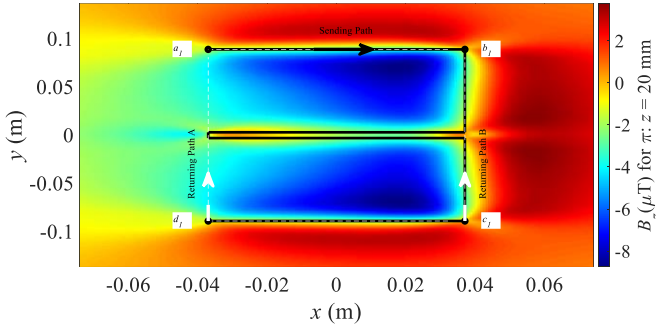


Fig. 4. Composante z du champ magnétique du chemin aller du courant d'entrée calculé d'un PCA_{4x3} sur le plan parallèle au plan des interconnexions des CSC et situé au-dessus de celui-ci à $z = 20$ mm. Le chemin de retour de d_1 à a_1 n'est pas pris en compte dans ce calcul.

Comme on peut le remarquer, les champs les plus forts produits par le courant d'entrée sont situés sur le côté droit du PCA avant de boucler la maille et, par conséquent, un courant circulant dans la direction y positive dans cette région est recommandé pour l'annulation de ces champs. Cela signifie que le chemin de retour B doit être privilégiée à cette fin, comme le prouve le point 3.1.4.

3.1.2. Chemin retour du courant d'entrée A

- x-segments:

$$T_{xRA_i}(x, y, z, l_x(1)) = \begin{cases} x - \Delta_{xx}(1) = x - \left(-\frac{W_{PCA}}{2}\right) \\ y - \Delta_{xy}(1) = y - \Delta_{xy}(L) \\ z - \Delta_{xz}(1) = z - 0 \\ l_x(1) = W_{PCA} \end{cases} \quad (21)$$

$$B_{RA_i, x \rightarrow yz}(x, y, z) = -\left(\frac{1+(-1)^{L+1}}{2}\right) B_{x \rightarrow yz}(T_{xRA_i}(x, y, z, l_x(1))) \quad (22)$$

- y-segments:

$$T_{yRA_i}(x, y, z, l_y(1)) = \begin{cases} x - \Delta_{yx}(n) = y - \left(-\frac{W_{PCA}}{2}\right) \\ y - \Delta_{yy}(n) = y - \Delta_{xy}(L) \\ z - \Delta_{yz}(n) = z - 0 \\ l_y(1) = L_{PCA} - 2d_y - \\ \left(L_{CSC} - 2d_y\right) \left(\frac{1-(-1)^L}{2}\right) \end{cases} \quad (23)$$

$$B_{RA_i, y \rightarrow yz}(x, y, z) = -B_{y \rightarrow yz}(T_{yRA_i}(x, y, z, l_y(1))) \quad (24)$$

- Superposition des segments x et y:

$$B_{RA_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) = B_{RA_i, x \rightarrow yz}(x, y, z) + B_{RA_i, y \rightarrow yz}(x, y, z) \quad (25)$$

3.1.3. Chemin retour de courant d'entrée B

- x-segments:

$$T_{xRB_i}(x, y, z, l_x(n)) = \begin{cases} x - \Delta_{xx}(n) = x - \left(-\frac{W_{PCA}}{2}\right) \\ y - \Delta_{xy}(n) = y - \left(\frac{L_{PCA}}{2} - d_y\right) \left(\frac{1-(-1)^n}{2}\right) \\ z - \Delta_{xz}(n) = z - 0 \\ l_x(n) = W_{PCA} \end{cases} \quad (26)$$

$$B_{RB_i, x \rightarrow yz}(x, y, z) = \sum_{n=1}^2 (-1)^n \left(\frac{1-(-1)^{nL}}{2}\right) B_{x \rightarrow yz}(T_{xRB_i}(x, y, z, l_x(n))) \quad (27)$$

- y-segments:

$$T_{yRB_i}(x, y, z, l_y(1)) = \begin{cases} x - \Delta_{yx}(n) = y - \left(\frac{W_{PCA}}{2}\right) \\ y - \Delta_{yy}(n) = y - \Delta_{xy}(L) \\ z - \Delta_{yz}(n) = z - 0 \\ l_y(1) = L_{PCA} - 2d_y - \\ \left(L_{PCA} - 2d_y\right) \left(\frac{1-(-1)^L}{2}\right) \end{cases} \quad (28)$$

$$B_{RB_i, y \rightarrow yz}(x, y, z) = -B_{y \rightarrow yz}(T_{yRB_i}(x, y, z, l_y(1))) \quad (29)$$

- Superposition des segments x et y:

$$B_{RB_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) = B_{RB_i, x \rightarrow yz}(x, y, z) + B_{RB_i, y \rightarrow yz}(x, y, z) \quad (30)$$

3.1.4. Comparaison entre les chemins de boucle de courant d'entrée A et B

Comme leurs résultats des modèles sont symétriques selon l'axe y, il est possible de n'en tracer que la moitié côte à côte, permettant des comparaisons visuelles efficace et à la même échelle. Ceci est implémenté dans tous les tracés suivants afin de faciliter l'analyse des perturbations EMI en champ proche en fonction du chemin de retour. Sur la figure 5, sont présentés les résultats de comparaison des composantes z pour les deux chemins de retour différents A et B, tandis que la figure 6 présente le module du champ proche.

- Le chemin de retour A:

$$B_{SRA_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) = B_{S_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) + B_{RA_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) \quad (31)$$

- Le chemin de retour B:

$$B_{SRB_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) = B_{S_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) + B_{RB_i, xy \rightarrow yz}(x, y, z) \quad (32)$$

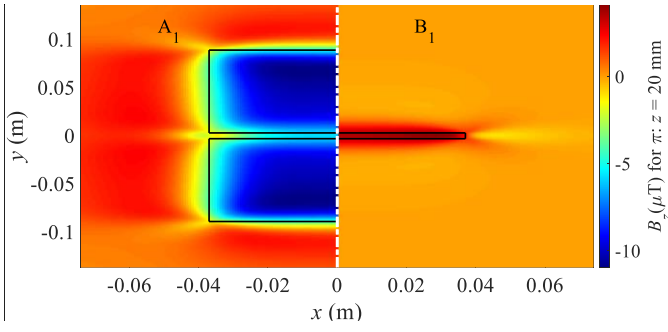


Fig. 5. Les composantes z des résultats de champ magnétique produits par la boucle de courant d'entrée d'un PCA_{4x3} sur un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 20$ mm en considérant le chemin de retour A (à gauche); et le chemin de retour B (à droite). Grâce aux symétries, seules les demi-boucles sont tracées.

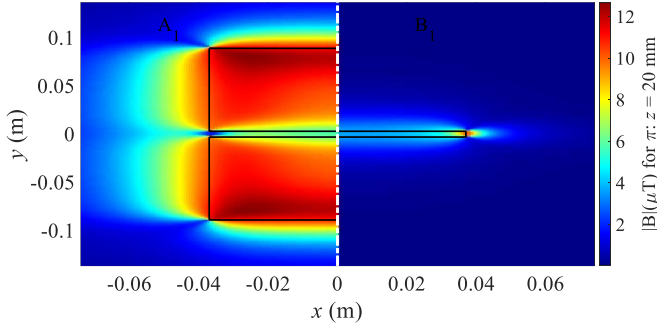


Fig. 6. Module des résultats de champ magnétique d'un PCA_{4x3} sur un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 20$ mm pour la boucle en considérant le chemin de retour A (à gauche) et le chemin de retour B (à droite). Grâce aux symétries, seules les demi-boucles sont tracées.

Un autre point de discussion est que, même s'il est plus petit en superficie de boucle produite par rapport à la boucle A, le chemin de la boucle B est beaucoup plus long. Comme mentionné en [13], le champ lointain est plus facilement rayonné avec des conducteurs plus longs, proportionnel à sa longueur. C'est-à-dire que le champ proche pourrait être minimisé, lorsque le champ lointain pourrait être maximisé, mais cela ne sera pas traité dans cet article.

3.2. Boucles de courant de sortie

L'effet du courant de sortie est également calculé et superposé à celui d'entrée. Cependant, comme mentionné ci-dessus, les courants sont considérés comme découplés et les effets d'inductance mutuelle sont négligés. L'algorithme pour le trajet du courant de sortie peut être facilement exprimé à partir du courant d'entrée en traduisant et en remettant à l'échelle correctement la taille, comme présenté dans les sous-sections 3.2.1 - 3.2.4. Il est présenté les expressions pour le chemin aller courant de sortie (33) - (37), le chemin de retour A (38) - (42), le chemin de retour B (43) - (47) et leur comparaison (48) - (49). La valeur efficace du courant de sortie est également adoptée comme 1 A.

3.2.1. Chemin aller du courant de sortie

- x-segments:

$$T_{xS_2}(x, y, z, l_x(n)) = T_{xS_1}\left(x, y - \left[(-1)^n (L_{CSC} - 2d_y)\right], z, l_x(n)\right) \quad (33)$$

$$B_{S_2, x \rightarrow yz}(x, y, z) = \sum_{n=1}^L (-1)^{n+1} B_{x \rightarrow yz}(T_{xS_2}(x, y, z, l_x(n))) \quad (34)$$

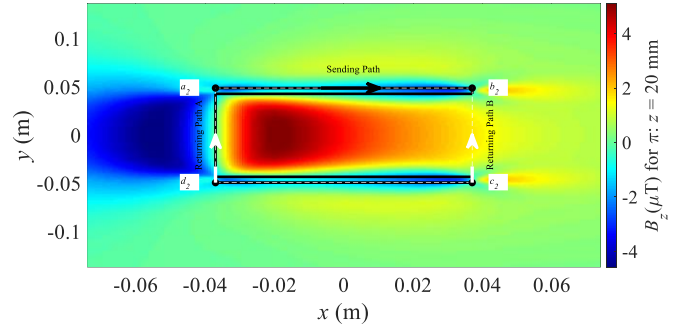
- y-segments:

$$T_{yS_2}(x, y, z, l_y(n)) = T_{yS_1}\left(x, y - \left[(-1)^n (L_{CSC} - 2d_y)\right], z, l_y(n)\right) \quad (35)$$

$$B_{S_2, y \rightarrow xz}(x, y, z) = \sum_{n=1}^{L-1} B_{x \rightarrow yz}(T_{yS_2}(x, y, z, l_y(n))) \quad (36)$$

- Superposition des segments x et y:

$$B_{S_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{S_2, x \rightarrow yz}(x, y, z) + B_{S_2, y \rightarrow xz}(x, y, z) \quad (37)$$



Composante z du champ magnétique du chemin aller du courant de sortie calculé d'un PCA_{4x3} sur le plan parallèle au plan des interconnexions du CSC et situé au-dessus de celui-ci à $z = 20$ mm. Le trajet de retour de d_2 à a_2 n'est pas pris en compte dans ce calcul.

Comme on peut le remarquer, les champs les plus forts produits par le courant de sortie sont situés sur le côté gauche du PCA, par conséquent, un courant circulant dans le sens positif des y dans cette région est recommandé pour l'annulation des champs. Cela signifie que le chemin de retour A doit être privilégiée à cette fin, comme le prouve le point 3.2.4. En outre, il convient de noter que le compromis longueur contre surface n'existe pas pour le courant de sortie, car le chemin de retour le plus court aboutit à des zones plus petites. x-segments:

3.2.2. Chemin retour du courant de sortie A

- x-segments:

$$T_{xRA_1}(x, y, z, l_x(1)) = T_{xRA_1}\left(x, y - \left[(-1)^L (L_{CSC} - 2d_y)\right], z, l_x(1)\right) \quad (38)$$

$$B_{RA_2, x \rightarrow yz}(x, y, z) = -\left(\frac{1 + (-1)^{L+1}}{2}\right) B_{x \rightarrow yz}(T_{xRA_1}(x, y, z, l_x(1))) \quad (39)$$

- y-segments:

$$T_{yRA_1}(x, y, z, l_y(1)) = T_{yRA_1}\left(x, y - \left[(-1)^L (L_{CSC} - 2d_y)\right], z, l_y(1)\right) \quad (40)$$

$$B_{RA_2, y \rightarrow xz}(x, y, z) = -B_{y \rightarrow xz}(T_{yRA_1}(x, y, z, l_y(1))) \quad (41)$$

- Superposition des segments x et y:

$$B_{RA_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{RA_2, x \rightarrow yz}(x, y, z) + B_{RA_2, y \rightarrow xz}(x, y, z) \quad (42)$$

3.2.3. Chemin retour du courant de sortie B

- x-segments:

$$T_{xRB_1}(x, y, z, l_x(n)) = T_{xRB_1}\left(x, y + \left[(L_{CSC} - 2d_y)\left(\frac{1 - (1)^n}{2}\right)\right], z, l_x(n)\right) \quad (43)$$

$$B_{RB_2, x \rightarrow yz}(x, y, z) = \sum_{n=1}^2 (-1)^n \left(\frac{1 - (-1)^{nL}}{2}\right) B_{x \rightarrow yz}(T_{xRB_1}(x, y, z, l_x(n))) \quad (44)$$

- y-segments:

$$T_{yB_2}(x, y, z, l_y(1)) = T_{yRB_1} \left(x, y - \left[(-1)^n (L_{CSC} - d_y) \right], z, l_y(1) \left[-2 \left(\frac{1 + (-1)^L}{2} \right) (L_{CSC} - 2d_y) \right] \right) \quad (45)$$

$$B_{RB_2, y \rightarrow xz}(x, y, z) = -B_{y \rightarrow xz}(T_{yRB_2}(x, y, z, l_y(1))) \quad (46)$$

- Superposition des segments x et y :

$$B_{RB_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{RB_2, x \rightarrow yz}(x, y, z) + B_{RB_2, y \rightarrow xz}(x, y, z) \quad (47)$$

3.2.4. Comparaison entre les chemins de boucle de courant de sortie A et B

Comme précédemment pour le courant d'entrée, les comparaisons sont effectuées en tenant compte de la symétrie dans l'axe y , comme présenté dans la figure 8.

- Le chemin de retour A:

$$B_{SRA_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{S_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) + B_{RA_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) \quad (48)$$

- Le chemin de retour B:

$$B_{SRB_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{S_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) + B_{RB_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) \quad (49)$$

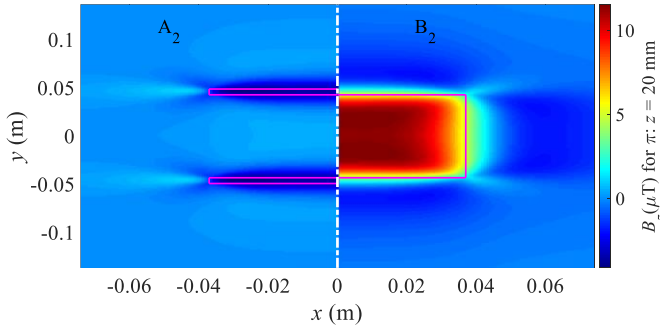


Fig. 8. Composantes z des résultats du champ magnétique produit par la boucle de courant de sortie d'un PCA_{4x3} sur un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 20$ mm en considérant le trajet de retour A (gauche) ; et le trajet de retour B (droite). Grâce aux symétries, seules les demi-boucles sont tracées.

3.3. Combinaison des voies de courant d'entrée et de sortie

Enfin, le principe de superposition est appliqué au calcul du courant d'entrée et de sortie, ce qui donne quatre combinaisons différentes, telles que présentées de (50)-(53). En raison de la symétrie sur les axes x et y , il est possible d'évaluer l'effet du champ en traçant $\frac{1}{4}$ de chaque quadrant. La figure 9 présente les résultats de la composante z pour les quatre combinaisons un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 20$ mm, tandis que la figure 10 présente les résultats du module.

- Combinaison A_1A_2

$$B_{A_1A_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{SRA_1, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) + B_{SRA_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) \quad (50)$$

- Combinaison A_1B_2

$$B_{A_1B_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{SRA_1, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) + B_{SRB_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) \quad (51)$$

- Combinaison B_1A_2

$$B_{B_1A_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{SRB_1, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) + B_{SRA_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) \quad (52)$$

- Combinaison B_1B_2

$$B_{B_1B_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) = B_{SRB_1, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) + B_{SRB_2, xy \rightarrow xyz}(x, y, z) \quad (53)$$

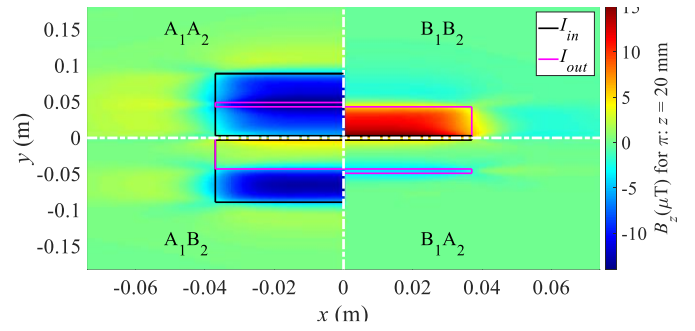


Fig. 9. Résultats des composantes z du champ magnétique produit par les 4 combinaisons de boucles d'un PCA_{4x3} sur un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 20$ mm. Grâce aux symétries, seules les $\frac{1}{4}$ boucles sont tracées.

En résumé, la combinaison B_1A_2 , est la plus optimisée du point de vue de l'émission de champ magnétique proche, tandis que la combinaison A_1A_2 est la pire. Cela confirme le fait que de créer des boucles de surface plus petites est une règle de conception précieuse.

Afin d'observer la tendance de ce comportement à des distances plus importantes, on présente aux figures 11 et 12 les résultats, respectivement, des composantes z et des valeurs de module, pour les quatre combinaisons, sur le plan $\pi : z = 200$ mm.

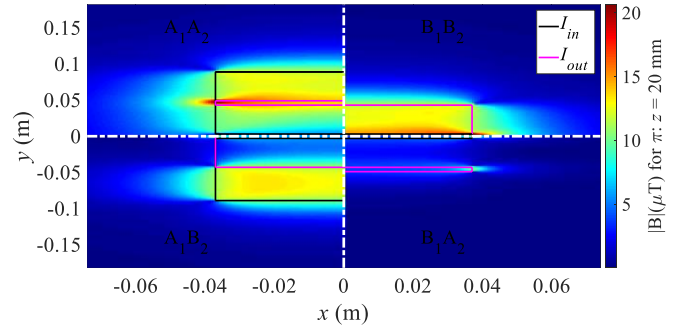


Fig. 10. Résultats des composantes z du champ magnétique produit par les 4 combinaisons de boucles d'un PCA_{4x3} sur un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 20$ mm. Grâce aux symétries, seules les boucles $\frac{1}{4}$ sont tracées.

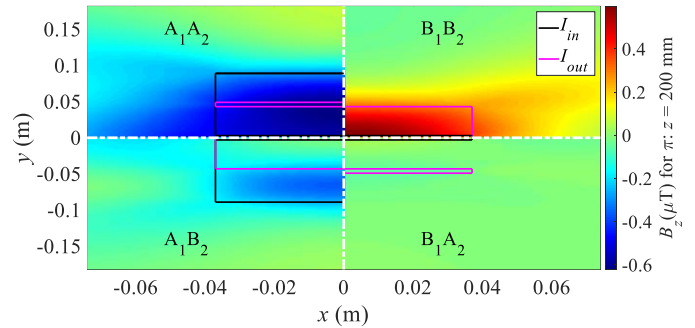


Fig. 11. Résultats des composantes z du champ magnétique produit par les 4 combinaisons de boucles d'un PCA_{4x3} sur un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 200$ mm. Grâce aux symétries, seules les $\frac{1}{4}$ boucles sont tracées.

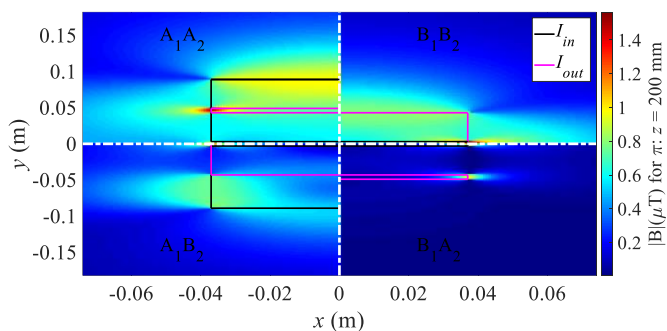


Fig. 12. Résultats des composantes z du champ magnétique produit par les 4 combinaisons de boucles d'un PCA $_{4 \times 3}$ sur un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 200$ mm. Grâce aux symétries, seules les boucles $\frac{1}{4}$ sont tracées.

Remarquez que dans ce cas, le champ magnétique devient plus faible et moins dense. Il convient également de noter que la combinaison B_1A_2 devient de plus en plus négligeable par opposition à la combinaison A_1A_2 .

4. COMPARAISON ENTRE LA METHODE PROPOSEE ET LA METHODE FEM

Afin de valider la modélisation mathématique proposée de l'émission rayonnée en champ proche, une simulation par la méthode des éléments finis (FEM) de la boucle A du courant DM d'entrée dans un PCA $_{4 \times 3}$ a été réalisée comme indiqué à la figure 13, en considérant la même boucle que celle présentée à gauche de la figure 5 à des fins de comparaison.

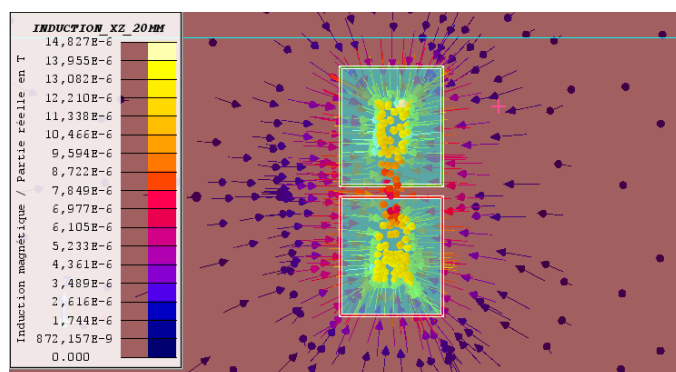


Fig. 13. Composantes x,y,z du champ magnétique de la simulation FEM produite par la boucle de courant d'entrée d'un PCA $_{4 \times 3}$ sur un plan parallèle au plan des interconnexions à $z = 20$ mm en considérant le trajet de retour A.

Ces deux comparaisons valident la méthode de modélisation mathématique. Par conséquent, toute la méthodologie peut maintenant être appliquée pour estimer et esquisser le champ proche au-dessus et autour de tout arrangement PCA sur un plan 2D constitué de plusieurs CSC interconnectées. D'autres contributions devront être prises en compte afin d'estimer correctement le champ proche global produit par les PCAs, mais cette première approche fournit déjà des éléments pertinents pour :

- Cartographie en champ proche pour l'optimisation de l'auto-immunité par rapport aux autres plans de CSC (empilage de CSC en 3D ou par rapport à la carte de commande du PCA, censé être placée au-dessus des matrices de CSC).
- Le filtre DM distribué peut être optimisé en fonction des contraintes du champ magnétique à respecter.
- L'approche peut être transposée à la prévision des émissions de champs rayonnés en ce qui concerne les courants de CM une fois qu'ils seront définis, modélisés

et caractérisés aux niveaux des CSC et dans leurs environnements.

- En perspective, une estimation du champ lointain à partir des courants de DM et de CM pourrait être effectuée, avec pour objectif de garantir le respect de la réglementation sur la CEM rayonnée.

5. CONCLUSION

Dans ce travail, un algorithme et une méthodologie permettant de calculer puis de comparer les émissions rayonnées produites par les courants de DM circulant dans les interconnexions de PCA assemblées de quatre manières différentes ont été proposés et validés théoriquement. Cet algorithme, basé sur des hypothèses et des règles simplificatrices, est une approche simple qui permet non seulement la vérification, mais aussi l'optimisation spatiale de l'ampleur des émissions en champ proche en ce qui concerne la distribution du filtrage, le placement des périphériques et le besoin de blindage. La méthodologie présentée ici est simple à suivre et à exécuter sur des processus d'optimisation, en évitant les co-simulations lourdes, comme dans les simulations FEM.

Les résultats théoriques suggèrent que les trajectoires actuelles sur un PCA peuvent avoir un impact important non seulement sur l'émission en champ proche, mais aussi sur l'émission en champ lointain, car la notion de règle du courant opposé sur les segments proches est toujours maintenue.

Pour les études futures, la complexification de l'algorithme, en ce qui concerne les effets parasites et dépendants de la fréquence, la densité de courant, les routages physiques réels, l'augmentation du degré de liberté et les autres sources rayonnantes, sera réalisée en fonction des besoins vérifiés dans la pratique.

6. REMERCIEMENTS

Ce travail de recherche a été soutenu par un financement Auvergne Rhône Alpes FEDER pour le Projet Mamaatec en partenariat avec la société MAATEL, située à Moirans, France. Les auteurs tiennent à remercier M. Damien Lemaître pour les résultats de la simulation FEM.

7. REFERENCES

- [1] M. Kasper, D. Bortis, and J. Kolar, "Scaling and Balancing of Multi-Cell Converters," in Proc. of the International Power Electronics Conference (IPEC), 2014.
- [2] M. Kasper, C. Chen, D. Bortis, J. W. Kolar and G. Deboy, "Hardware verification of a hyper-efficient (98%) and super-compact (2.2kW/dm³) isolated AC/DC telecom power supply module based on multi-cell converter approach," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, 2015, pp. 65-71, doi: 10.1109/APEC.2015.7104333.
- [3] Crébier, Jean-Christophe & Phung, Thanh Hai & Nguyen, Van Sang & LAMORELLE, Theo & Andreta, André & KÉACHEV, Lyubomir & Lembeye, Yves. (2019). DC-AC Isolated Power Converter Array. Focus on Differential Mode Conducted EMI. Electronics. 8. 999. 10.3390/electronics8090999.
- [4] A. G. Andreta et al., "A High Efficiency and Power Density, High Step-Up, Non-isolated DC-DC Converter Based on Multicell Approach," CIPS 2018; 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, Stuttgart, Germany, 2018, pp. 1-5.
- [5] A. Andreta, A. Derbey, Y. Lembeye, F. L. Lavado Villa and J. Crébier, "Characterization Platform for Modular Power Converters," PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2018, pp. 1-6.
- [6] T. Lamorelle, A. Andreta, Y. Lembeye, J. -. Crébier and J. Podvin, "Design level power electronics building block: Industrial framework for DC-DC conversion," 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Lyon, 2018, pp. 670-675, doi: 10.1109/ICIT.2018.8352258.

- [7] Y. Zhang, S. Wang and Y. Chu, "Analysis and Comparison of the Radiated Electromagnetic Interference Generated by Power Converters With Si MOSFETs and GaN HEMTs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 8, pp. 8050-8062, Aug. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2972342.
- [8] Y. Zhang, S. Wang and Y. Chu, "Investigation of Radiated Electromagnetic Interference for an Isolated High-Frequency DC–DC Power Converter With Power Cables," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 9632-9643, Oct. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2892706.
- [9] J. He, Z. Guo and X. Li, "Mechanism Model and Prediction Method of Common Mode Radiation for a Nonisolated Very-High-Frequency DC–DC Converter With Cables," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10227-10237, Oct. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2978278.
- [10] S. Shinde et al., "Radiated EMI Estimation From DC–DC Converters With Attached Cables Based on Terminal Equivalent Circuit Modeling," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, no. 6, pp. 1769-1776, Dec. 2018, doi: 10.1109/TEMPC.2017.2782659.
- [11] H. Chen, T. Wang, L. Feng and G. Chen, "Determining Far-Field EMI From Near-Field Coupling of a Power Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5257-5264, Oct. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2291442.
- [12] 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, pp. 626-643, March 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2953730.
- [13] Y. Zhao et al., "The radiated EMI noise modeling and features analysis on the basis of Smart Grid Equipments," 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Gothenburg, 2014, pp. 1199-1202, doi: 10.1109/EMCEurope.2014.6931086.
- [14] B. Zhang, H. Zhao and S. Wang, "Near Magnetic Field Emission Analysis for IGBT and SiC Power Modules," 2020 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI), Reno, NV, USA, 2020, pp. 411-416, doi: 10.1109/EMCSI38923.2020.9191684.
- [15] B. Zhang and S. Wang, "Analysis and Reduction of the Near Magnetic Field Emission From Toroidal Inductors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 6251-6268, June 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2953748.
- [16] J. Aime et al., "Prediction and measurement of The magnetic near field of a static converter," 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, 2007, pp. 2550-2555, doi: 10.1109/ISIE.2007.4375009.
- [17] Z. Ariga and K. Wada, "Analysis and evaluation of near field noise voltage on power electronics circuits," 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 2009, pp. 1014-1019, doi: 10.1109/PEDS.2009.5385836.
- [18] C. Labarre and F. Costa, "Circuit Analysis of an EMI Filter for the Prediction of its Magnetic Near-Field Emissions," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 2, pp. 290-298, April 2012, doi: 10.1109/TEMPC.2011.2159563.
- [19] C. Labarre, F. Costa and J. Ecrabey, "Correlation between the near magnetic field radiated by an EMI filter and its electric working," 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Lille, 2010, pp. 1-5, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729189.
- [20] A. Labarre, F. Costa, O. Aouine and J. Ecrabey, "Modelling and analysis of the magnetic field radiated by a three phased inverter," 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari, 2010, pp. 927-932, doi: 10.1109/ISIE.2010.5637100.
- [21] O. Aouine, C. Labarre and F. Costa, "Measurement and Modeling of the Magnetic Near Field Radiated by a Buck Chopper," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 50, no. 2, pp. 445-449, May 2008, doi: 10.1109/TEMPC.2008.922794.
- [22] V. Ardon, J. Aime, O. Chadebec, E. Clavel, J. Guichon and E. Vialardi, "EMC Modeling of an Industrial Variable Speed Drive With an Adapted PEEC Method," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 2892-2898, Aug. 2010, doi: 10.1109/TMAG.2010.2043420.
- [23] R. Redl, "Power electronics and electromagnetic compatibility," PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italy, 1996, pp. 15-21 vol.1, doi: 10.1109/PESC.1996.548553.
- [24] IEEE Approved Draft Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz," in *IEEE PC95.1/D3.5*, October 2018, vol., no., pp.1-312, 25 Jan. 2019.
- [25] N. Sivaraman, K. Jomaa and F. Ndagijimana, "Three dimensional scanning system for near-field measurements," 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, 2017, pp. 2866-2.
- [26] Y. Chen, X. Pei, S. Nie and Y. Kang, "Monitoring and Diagnosis for the DC–DC Converter Using the Magnetic Near Field Waveform," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1634-1647, May 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2051939.
- [27] A. Virdi, P. Salunkhe, D. Choudhary and T. Mahadik, "Enhancement of PCB Design for Radiated Immunity Compliance in Analog Signal Measurement," 2018 15th International Conference on ElectroMagnetic Interference & Compatibility (INCEMIC), Bengaluru (Bangalore), India, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/INCEMIC.2018.8704577.
- [28] G. de Freitas Lima, Y. Lembeye, F. Ndagijimana and J. -C. Crebier, "Modeling of a DAB under phase-shift modulation for design and DM input current filter optimization," 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), Lyon, France, 2020, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215851.
- [29] T. Lamorelle, Y. Lembeye and J. Crebier, "Handling differential mode conducted EMC in modular converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- [30] Misakian, Martin. (2000). Equations for the Magnetic Field Produced by One or More Rectangular Loops of Wire in the Same Plane. *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*. 105. 10.6028/jres.105.045.
- [31] J. H. Kim, B. H. Choi, H. R. Kim and C. T. Rim, "2-D Synthesized Magnetic Field Focusing Technology With Loop Coils Distributed in a Rectangular Formation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5558-5566, July 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2869362.
- [32] Shatri, Vjosa & Sefa, Ruzhdi & Kurtaj, Lavdim. (2012). Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) Toolbox for MATLAB, integrating FastCap2 and FastHenry2 for Calculation Partial Elements, and Multisim or LTspice for circuit simulation.