



HAL
open science

Les Courants de Circulation dans des Conducteurs mis en Parallèle : Influence dans un Transformateur Planar

Xavier Margueron, Jean-Pierre Keradec, H. Stephan

► **To cite this version:**

Xavier Margueron, Jean-Pierre Keradec, H. Stephan. Les Courants de Circulation dans des Conducteurs mis en Parallèle : Influence dans un Transformateur Planar. 2006. hal-00200831

HAL Id: hal-00200831

<https://hal.science/hal-00200831>

Submitted on 12 Feb 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Les Courants de Circulation dans les Conducteurs en Parallèle : Influence dans un Transformateur Planar

X.Margueron (*), J-P.Keradec (*), H.Stéphan (+)

(*) Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble – INPG/UJF CNRS-UMR 5529, ENSIEG, BP46, 38402 St. Martin D'Hères Cedex, France.

(+) THALES Systèmes Aéroportés – Centre Amiral Nomy, 10 Avenue de la 1^{ère} DFL, 29283 Brest, France.

Résumé : Cet article met en lumière l'existence de courants non négligeables, généralement pas pris en compte lors du dimensionnement des composants magnétiques. Dès que plusieurs spires sont connectées en parallèle, tenir compte des effets de peau et de proximité ne suffit pas : des courants circulent dans les boucles formées par les spires montées en parallèle, ils augmentent les pertes et peuvent créer des points chauds à l'intérieur des bobinages. Une méthode de calcul analytique est présentée pour étudier l'impact de ces courants.

I. INTRODUCTION.

Les processeurs et, plus généralement, la majorité des circuits électroniques fonctionnent à des tensions de plus en plus basses et ceci entraîne un fort accroissement de la demande en convertisseurs faible tension fort courant. Par ailleurs, afin de miniaturiser ces montages on les fait fonctionner à des fréquences de plus en plus hautes (actuellement, plusieurs centaines de kHz). C'est pourquoi, pour l'ingénieur qui conçoit ces convertisseurs, faire circuler de forts courants H.F. avec le moins de pertes possible est devenu une préoccupation majeure.

A plusieurs centaines de kHz, les conducteurs capables de drainer de forts courants sont le siège de courants induits qui modifient considérablement la répartition du courant et augmentent les pertes cuivre. Ces phénomènes sont particulièrement importants dans les transformateurs et les inductances et il est indispensable d'en tenir compte [1] pour dimensionner correctement ces composants. Pour limiter les pertes dues aux courants induits, il est d'usage de recourir à des conducteurs fins par rapport à l'épaisseur de peau. Ensuite, pour faire circuler le courant désiré, on en connecte un nombre suffisant en parallèle. C'est typiquement ce qui est visé lorsqu'on utilise du fil de Litz.

Malheureusement, lors de la mise en parallèle de conducteurs, des courants supplémentaires, que nous appelons « courants de circulation », circulent dans les boucles formées par la mise en parallèle [2]. Les pertes associées à ce phénomène s'ajoutent à celles dues aux effets de peau et de proximité, les deux seuls effets de courants induits habituellement pris en compte par les formulations analytiques.

En diminuant le flux embrassé, le tressage des brins des fils de Litz limite ces courants mais il ne les annule pas parfaitement pour plusieurs raisons et, notamment, parce que le champ ambiant n'est pas uniforme. En technologie planar, la mise en parallèle de conducteurs plats est plus problématique encore car le torsadage est irréalisable.

Dans la partie II, nous illustrons l'ensemble des phénomènes liés aux courants induits qui interviennent dans une paire de conducteurs cylindriques rectilignes proches. Les simulations par éléments finis montrent la précision des approximations usuelles et l'impact des courants de circulation.

Nous étudions ensuite, un transformateur planar industriel. Nous commençons par mettre évidence (Partie III), à l'aide de simulations par éléments finis, les problèmes pratiques résultant de la mise en parallèle d'enroulements. Grâce à la simplicité géométrique de ce composant, ce problème est, dans la partie IV, traité analytiquement par la méthode des circuits de plaques [3, 4]. En représentant chaque couche de l'empilement par un circuit électrique, nous pouvons prévoir le courant dans chacune des couches et même rechercher les dispositions favorables à la réduction des pertes.

II. COURANTS INDUITS ET COURANTS DE CIRCULATION : LE POINT

Lorsque la fréquence augmente et que l'épaisseur de peau devient comparable ou plus petite que les dimensions de la section du conducteur, des courants induits de moyenne nulle, s'ajoutent à la densité de courant initiale uniforme qui minimisait les pertes dans le conducteur. Suivant la cause du champ magnétique impliqué, on distingue généralement deux effets : l'effet de peau dû au champ créé par le conducteur sur lui-même et l'effet de proximité provoqué par les champs créés par d'autres conducteurs. On montre que, quelle que soit la forme de la section d'un conducteur rectiligne, les puissances dues aux effets de peau et de proximité, s'ajoutent (théorème d'orthogonalité). Ceci étant, il faut préciser que ces deux effets doivent être évalués en présence de tous les matériaux environnants.

Pour montrer l'incidence des approximations habituelles ainsi que celle des courants de circulation, nous avons simulé par éléments finis [5], à 100 kHz, le comportement d'une paire de conducteurs cylindriques jointifs ($\Phi = 0.75$ mm) appartenant à un enroulement. En alimentant un ou deux fils en parallèle, en les soumettant ou non à une induction extérieure uniforme [6] et en remplaçant éventuellement l'un des conducteurs par de l'air, la contribution de tous les effets cités peut être évaluée.

Les valeurs données ci-dessous sont obtenues lorsqu'un courant de $1 A_{eff}$ circule dans chaque conducteur alimenté. A titre de référence, en basse fréquence, lorsque les courants induits sont négligeables, ce courant provoque une dissipation de 38.9 mW/m par fil.

A 100 kHz cette puissance passe à 46.1 mW/m si le fil est éloigné de tout autre (Fig. 1a) et à 46.3 mW/m si le second fil est proche (Fig. 1b). Dans ce cas, 9.8 mW/m sont également dissipés dans le fil non alimenté. Si on ajoute les puissances dues aux effets de peau et de proximité évaluées en présence des deux conducteurs, on obtient 56.1 mW/m, soit, à peu de choses près, la valeur observée lorsque les deux conducteurs sont parcourus par des courants de 1 A_{eff} et de même sens : 54,4 mW/m. Ceci constitue une vérification directe du théorème d'orthogonalité. Notons que la valeur retenue pour l'effet de peau 46.3 mW/m diffère de celle obtenue pour le fil isolé 46.1 mW/m et, comme on le voit sur la figure 1c, l'effet de proximité est, lui aussi différent de ce qu'il serait dans un champ incident uniforme (9.8 mW/m contre 21.3 mW/m). L'induction uniforme appliquée dans ce cas est celle qui existerait à l'emplacement du centre du conducteur, en son absence (hypothèse généralement retenue pour les calculs analytiques).

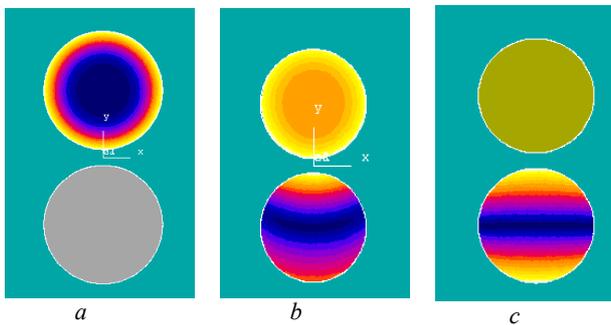


Figure 1. Densités de courant dans les fils. a) fil 1 seul alimenté (effet de peau), fil 2=air ; b) fil 1 seul alimenté (peau modifiée), fil 2=cuivre (proximité modifiée) ; c) pas d'alimentation, fil 1=air, fil 2 soumis à un champ uniforme.

On s'intéresse maintenant aux courants qui circulent, sous l'effet d'un champ externe, lorsque ces deux fils sont connectés en parallèle. Afin d'appliquer un champ extérieur réaliste, nous considérons un transformateur en court circuit dont l'un enroulement est constitué de 15 spires bobinées « 2 fils en main » (Fig. 2). Le champ moyen appliqué aux deux conducteurs encadrés sur la figure 2 est relevé et nos deux conducteurs sont ensuite soumis à un champ uniforme de même amplitude et de même direction, en phase avec le courant alimentant les conducteurs.

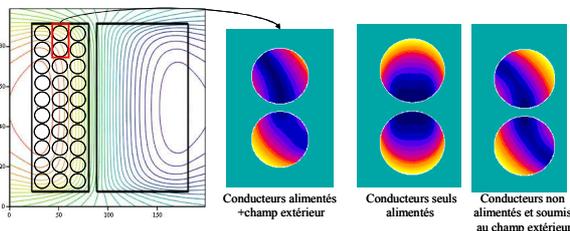


Figure 2. Conducteurs cylindriques dans une fenêtre de transformateur en court-circuit et décomposition des champs.

Lorsque les deux conducteurs en parallèle sont soumis au champ extérieur mais ne sont pas alimentés, un courant de 1.83 A_{eff} circule dans la boucle formée (Fig. 2) et une puissance de 402.6 mW/m est dissipée dans chacun des conducteurs. Il faut noter qu'à 100 kHz la résistance qui lie la puissance dissipée au courant varie suivant la répartition du courant dans le conducteur.

Finalement, lorsque les deux conducteurs sont alimentés en parallèle par un courant total de 2 A_{eff}, l'induction extérieure ajoute 1.83 A_{eff} dans un fil et soustrait le même courant dans l'autre (Fig. 3).

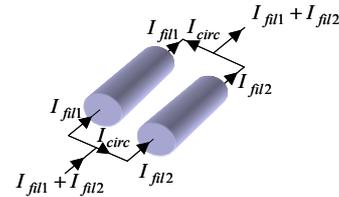


Figure 3. Parcours des différents courants.

La puissance dissipée (Fig. 2) vaut alors 242.8 mW/m pour le premier fil et 671.3 mW/m pour le second. On remarque que la puissance dissipée au total dans les deux fils (914.1 mW/m) est égale à la somme de la puissance due au courant seul (54.4 x 2 = 108.8 mW/m) et à celle due au champ extérieur seul (402.6 x 2 = 805.2 mW/m). Ceci résulte également du théorème d'orthogonalité mais appliqué, cette fois, à l'ensemble des deux fils considéré comme un tout.

En pratique, l'impact relatif du champ extérieur peut être atténué par plusieurs facteurs. Par exemple, le modèle simple de la figure 2 est proche d'un transformateur bobiné "2 fils en main". Si on considère la paire de fils située en bas de cette figure, on remarque qu'elle embrasse un flux égal et opposé à celui considéré ci-dessus, si bien que des tensions induites égales et opposées s'ajoutent dès que ces tronçons de fils sont en série. Cette situation idéale repose sur la symétrie parfaite de l'enroulement. En général, on se trouve dans une situation intermédiaire entre le cas étudié et cette situation idéale.

Les fils de litz sont tressés de telle manière que, soumis à un champ uniforme, ils embrassent un flux alternativement positif et négatif, ce signe changeant sur un demi-pas de la torsade. L'annulation escomptée du flux total embrassé par une paire de brins est donc incertaine si la longueur du conducteur n'est pas égale à un nombre entier de pas de la torsade ou si le fil est soumis à un champ non uniforme. En pratique, d'après nos mesures, l'annulation de flux espérée n'est effective qu'à quelques % près.

On l'a vu, les courants de circulation, qui se rebouclent dans les fils connectés en parallèle, sont responsables de pertes qui accentuent, parfois fortement, les pertes dues aux effets de peau et de proximité. Afin d'apprécier leur impact de façon réaliste, voyons maintenant ce que ces courants provoquent dans un transformateur industriel.

III. TRANSFORMATEUR PLANAR

A. Description du transformateur

Le transformateur industriel étudié ici est de type planar et il comporte 48 couches conductrices. Il fait appel à un noyau magnétique de type PQ réalisé en ferrite de type PC40. Son primaire est constitué par plusieurs spires en série et il possède deux secondaires identiques, chacun constitué de 11 couches de circuit imprimé connectées en parallèles (Fig. 4) afin de délivrer 275 A_{eff}. Il est alimenté en sinusoïdal à 125 kHz. En fonctionnement normal, un

secondaire est chargé pendant que l'autre est à vide. La charge est modélisée par une résistance de 0.12Ω .

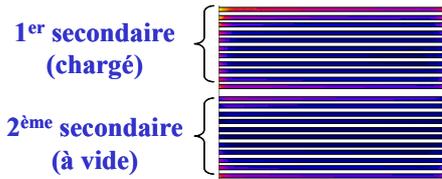


Figure 4. Densité de puissance dissipée dans les conducteurs des secondaires.

B. Simulation FEM et répartition des courants

La simulation de ce composant a été réalisée en 2D plan et en 2D axisymétrique. Les résultats étant quasiment identiques, nous ne présenterons que les résultats obtenus en 2D plan. La figure 4, montre la densité de puissance dissipée dans les 22 couches de conducteurs secondaires. Plus précisément, on observe sur la figure 5 que le courant de la charge (premier secondaire) se répartit très mal entre les 11 couches : la valeur maximale du module du courant est 5 fois plus forte que la minimale. Le deuxième secondaire n'étant pas chargé, la somme des 11 courants complexes est nulle. En dépit de cela, plusieurs couches sont parcourues par des courants dont le module est du même ordre de grandeur que dans l'enroulement chargé.

La répartition des courants montrée par la figure 5 fait penser au profil de la densité de courant dans une plaque : dans la situation d'effet de peau pour l'enroulement chargé et dans la situation d'effet de proximité pour l'enroulement non chargé. Ceci sera expliqué par l'approche analytique. Sur le plan pratique, le plus grave n'est pas l'augmentation des pertes du composant (son rendement reste supérieur à 98,5 %). En revanche, lorsque les courants sont dans un rapport 5, les puissances sont dans un rapport 25 ! Certaines spires sont donc exposées à des échauffements qui peuvent être destructifs.

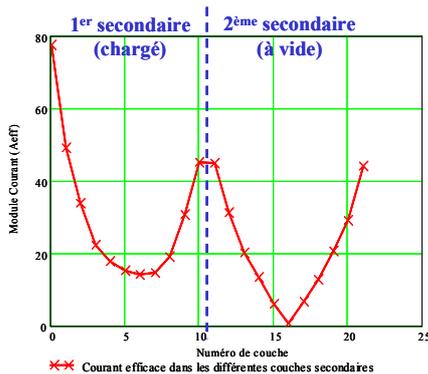


Figure 5. Répartition du courant (module) dans les différentes couches secondaires

C. Réduction des courants de circulation

Afin de réduire l'incidence des courants de circulation, on pense naturellement à diminuer l'écartement des couches conductrices afin que celles-ci embrassent un flux plus petit [7]. A la limite, cet écartement devenant nul, on retrouverait un conducteur massif dans lequel, on le sait, la répartition du courant est loin d'être uniforme ! On peut aussi enchevêtrer les couches des enroulements primaire et secondaire. En

annulant localement les ampères-tours, l'induction quadratique moyenne est réduite et les courants se répartissent plus uniformément [7, 8]. Pour autant cette solution n'est pas idéale car elle augmente les capacités parasites inter-enroulements et elle complique la réalisation pratique. Elle donne toutefois une direction intéressante et la réalisation finale résulte, comme toujours, de compromis.

Toutes les études de courants de circulation réalisées jusqu'à présent reposent sur des simulations par éléments finis ce qui les rend difficilement exploitable par une optimisation. La simulation n'est pas forcément très coûteuse en temps de calcul (prévoir 1h pour le dispositif ci-dessus avec un Pentium 4 et 1 Go de mémoire) mais la description du problème dans le logiciel FEM est plus longue (compter une journée de travail). En effet, même si décrire des conducteurs rectangulaires de largeur fixe est relativement simple, le nombre important (48) de couches de circuit imprimé et le fait qu'il faille au minimum deux mailles dans l'épaisseur de peau ($\delta = 186 \mu m$ à 125 kHz) allongent le temps d'introduction du problème.

Il est clair qu'optimiser la géométrie en agençant les conducteurs de différentes façons peut être un travail très long si on ne s'appuie que sur des simulations à éléments finis. C'est pourquoi nous proposons maintenant une approche analytique permettant de prévoir plus rapidement les courants circulant dans les différentes couches.

IV. CIRCUITS EQUIVALENTS DE PLAQUES

A. Principe des circuits équivalents de plaques

L'approche analytique proposée repose sur des études précédentes [3, 4] dont le principe consiste à envisager un transformateur comme un empilement de plaques conductrices, isolantes et magnétiques. Les matériaux impliqués sont linéaires homogènes et isotropes, ils sont décrits par leur perméabilité et leur permittivité complexes et les échanges d'énergie se font par des ondes planes normales aux couches.

Nous considérons ensuite une couche infinie d'épaisseur a dont nous prenons une portion de hauteur b et de profondeur c (Fig. 6a). Cette couche est soumise au maximum à trois flux de puissance. Les ondes incidentes et réfléchies présentes sur chaque face donnent une excitation magnétique totale H et un champ électrique total E . En outre, une couche conductrice peut être reliée à une source de puissance électrique qui se caractérise par un courant I et une tension V . La relation liant toutes ces grandeurs est, bien entendu linéaire, et elle se traduit par un circuit équivalent électrique (Fig. 6b).

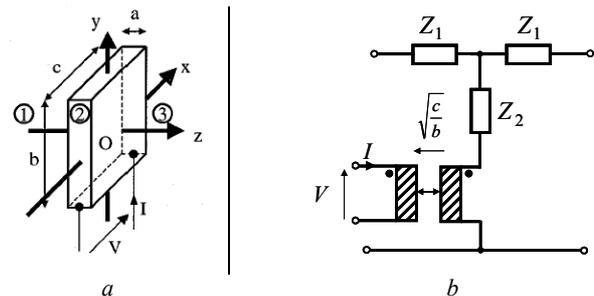


Figure 6. Circuit équivalent de plaque. a) paramètres géométriques ; b) circuit électrique équivalent.

Les impédances de ce circuit équivalent dépendent de l'épaisseur a et des deux paramètres complexes caractérisant la couche ϵ_r et μ_r . Pour du cuivre, ϵ_r est liée essentiellement à la conductivité σ . Notons que si la représentation d'une couche de cuivre nécessite le circuit complet, celle des couches de matériaux isolants et magnétiques se réduit à un simple dipôle puisqu'elles ne sont pas alimentées électriquement : la branche verticale du circuit est donc sans objet. De cette manière, un problème de modélisation électromagnétique devient un problème de circuit électrique qui peut être traité par un logiciel de simulation électronique comme Pspice [9].

Etant donné la géométrie des transformateurs planars et l'adéquation de la description 2D plan établie par la simulation éléments finis, nous réunissons ici les conditions d'application directe de la théorie présentée ci-dessus. Jusqu'à présent, dans les études abordées, les plaques conductrices étaient en fait des nappes de n_t conducteurs cylindriques jointifs connectés en série. Ils étaient alors regroupés en plaques équivalentes [10].

B. Formulation des différentes impédances

- Couche conductrice (Cuivre...)

Les propriétés physiques du conducteur se résument à sa résistivité ρ et nous notons ep son épaisseur. A partir de ces grandeurs, une impédance caractéristique (1) est définie et le phénomène de propagation se traduit par les formules (2) et (3).

$$Z_c = \sqrt{i \cdot \omega \cdot \rho \cdot \mu_0} \quad (1)$$

$$\phi = \omega \sqrt{\frac{\sigma}{i \cdot \omega}} \cdot \mu_0 \cdot ep \quad (2)$$

$$A = e^{-i\phi} \quad (3)$$

Le schéma équivalent de cette plaque prend la forme de la figure 6b dans laquelle les impédances Z_1 et Z_2 sont définies par les relations (4) et (5).

$$Z_1 = Z_c \frac{1-A}{1+A} \quad (4)$$

$$Z_2 = Z_c \frac{2A}{1-A^2} \quad (5)$$

- Couche d'air (ou isolant $\mu_r = 1$)

Une couche d'air d'épaisseur ep_a se modélise simplement par une inductance dont la valeur est donnée par la relation (6).

$$Z_a = i \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot ep_a \quad (6)$$

- Ferrite (ou matériau magnétique)

Une couche de ferrite ou de matériau magnétique d'épaisseur ep_f et de perméabilité μ_r se représente, elle aussi, par une inductance mais ses pertes sont prises en compte de diverses manières. En première approximation, à l'inductance (7) on adjoint une résistance en parallèle. Des modèles plus complexes [11] ont été développés pour représenter les ferrites, mais leur emploi ne se justifie qu'à des fréquences 4 ou 5 fois plus élevées qu'ici.

$$Z_f = i \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot ep_f \quad (7)$$

C. Exemple simple

Considérons un transformateur à deux enroulements, réalisé sur un noyau de ferrite de forme EP. Il possède une symétrie de révolution autour de son axe Oy (vertical sur la figure 7). Chaque couche conductrice est isolée par une couche d'isolant magnétiquement équivalent à de l'air. Puisque la simulation a montré que le traitement 2D plan donnait de bons résultats, nous dimensionnons nos plaques en prenant b égal à la largeur des couches et c égal à la longueur de la spire moyenne. Dans notre circuit équivalent, les couches sont placées en cascade (Fig. 8).

Les impédances représentant une couche de cuivre ne se représentent pas, en général, par un circuit à constantes localisées. Cependant, à une fréquence donnée, une représentation par une association R-L ou R-C est toujours possible si bien que le circuit obtenu est directement simulable, à cette fréquence, par un logiciel de simulation électronique. Si les couches primaire et secondaire comportent, côte à côte, plusieurs spires montées en série, ce nombre de spires est introduit par le rapport de transformation des coupleurs parfaits.

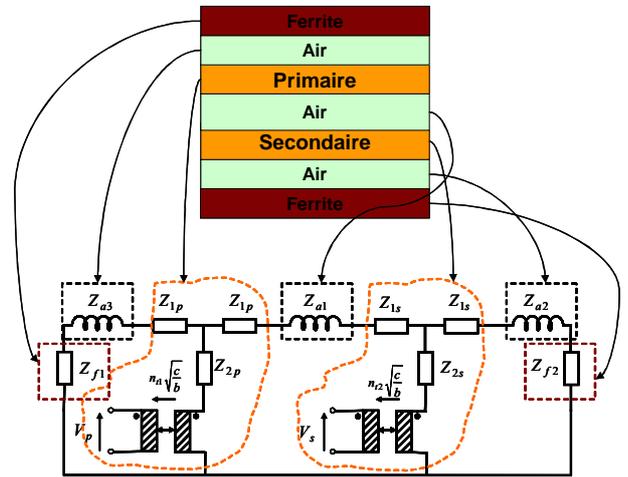


Figure 7. Représentation, par circuit équivalent de plaques, d'un transformateur à deux enroulements.

D. Application au transformateur planar 48 couches

Intéressons nous tout d'abord à la répartition des courants parcourant les couches secondaires. La simulation présentée dans la partie III nous permet d'obtenir les champs tangentiels sur les faces des différents enroulements. Ces derniers comprennent une partie en phase et une en quadrature avec le courant primaire. Ils constituent les courants d'entrée et de sortie du circuit équivalent associé à un secondaire (Fig. 8).

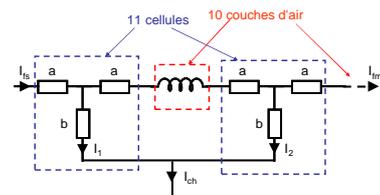


Figure 8: Circuit équivalent d'un secondaire composé de 11 couches de cuivre en parallèle.

Les coupleurs des couches de cuivre présentant tous le même rapport, la mise en parallèle des couches peut se faire

au secondaire de ces coupleurs si bien que, finalement, le circuit équivalent d'un enroulement est obtenu en connectant en cascade 11 quadripôles de plaques conductrices et 10 dipôles représentant les couches isolantes. La prévision qui résulte de ce circuit est comparée (Fig. 9) à celle obtenue par simulation électromagnétique.

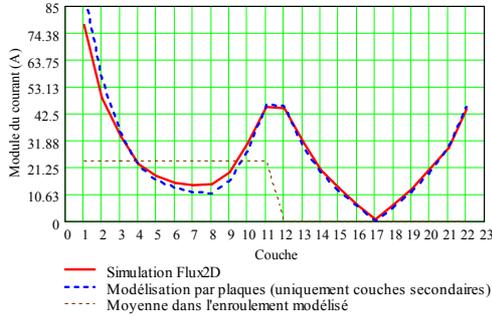


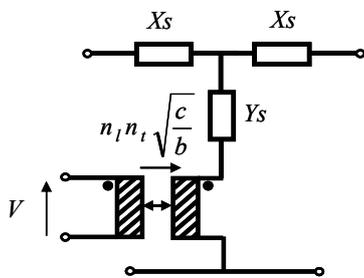
Figure 9. Répartition du courant dans les différentes couches : comparaison de la simulation fem et de la simulation PSpice.

Les formes obtenues sont correctes, mais les valeurs des courants sont un peu trop faibles : 261 A au total pour le circuit par plaques contre 275 A pour la simulation électromagnétique. Ce déficit de 5% est dû au fait qu'en relevant l'excitation magnétique sur les deux faces extérieures de l'enroulement, on a négligé le champ tangentiel présent sur les côtés des couches. Ce bon accord incite à représenter l'ensemble du transformateur par son circuit équivalent dans l'espoir de se passer de toute simulation électromagnétique.

Pour représenter complètement le transformateur, 48 cellules de couches conductrices sont reliées à 49 inductances pour les couches d'air et 2 inductances pour les ferrites. Les éléments Z_1 et Z_2 des couches conductrices se représentent, à 125 kHz, par une résistance et une réactance, ce qui nécessite 6 impédances par cellule. Au total il faut 339 impédances et 48 coupleurs parfaits pour étudier le comportement du transformateur à 125 kHz. Afin de décrire le circuit plus facilement, des regroupements peuvent être opérés et, par exemple, un quadripôle unique peut être associé à un enroulement.

Enroulements en série

Ce cas a déjà été traité [4] et le circuit équivalent à l'enroulement dans son ensemble est donné par la figure 10.



avec n_1 : nombre de couches
 n_t : nombre de spires par couches

Figure 10: Circuit équivalent à un enroulement de n_1 couches de n_t spires connectées en série

Les expressions de X_s et Y_s sont données respectivement par (8) et (9).

$$X_s = n_t Z_1 + \frac{n_t - 1}{2} Z_a \quad (8)$$

$$Y_s = \frac{Z_2}{n_1} - \frac{n_t^2 - 1}{6 \cdot n_1} (2Z_1 + Z_a) \quad (9)$$

Enroulements en parallèle

Pour établir le schéma équivalent à un enroulement constitué de plusieurs couches en parallèle, nous utilisons les propriétés des quadripôles symétriques. L'impédance caractéristique Z_c est telle que, lorsque qu'un quadripôle symétrique est chargé par Z_c , l'impédance vue de son entrée est aussi égale à Z_c . Cette impédance peut s'exprimer en fonction des impédances du circuit en T du quadripôle Z_1 et Z_2 (10). Chargé par Z_c , l'atténuation en tension du quadripôle vaut Gva (11).

$$Z_c = \sqrt{Z_1^2 + 2Z_1 Z_2} \quad (10)$$

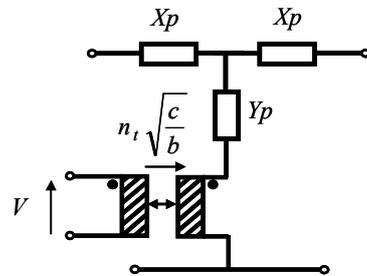
$$Gva = \frac{Z_2}{Z_c + Z_1 + Z_2} \quad (11)$$

Notons que si N quadripôles identiques d'impédance caractéristique Z_c sont connectés en cascade, l'impédance caractéristique du quadripôle équivalent à l'ensemble vaut également Z_c alors que le gain en tension sur charge Z_c vaut Gva^N . Connaissant ces deux grandeurs, on établit les expressions (12) et (13) des deux impédances X_p et Y_p composant le circuit en T du quadripôle équivalent (Fig. 11).

$$X_p = Z_c \cdot \frac{1 - Gva^N}{1 + Gva^N} \quad (12)$$

$$Y_p = Z_c \cdot \frac{2Gva^N}{1 - Gva^{2N}} \quad (13)$$

Chaque secondaire de notre transformateur est composé de 11 couches conductrices et de 10 couches d'air. Si on considère qu'il se représente par 11 quadripôles identiques connectés en cascade (un quadripôle est associé à une couche de cuivre et 2 demi-couches d'air), on introduit une demi-couche d'air en trop sur les faces d'entrée et de sortie de l'enroulement. Pour obtenir sa représentation, il faut donc soustraire, de X_p , l'impédance d'une demi-couche d'air.



avec n_t : nombre de spires par couches

Figure 11. Circuit équivalent à un enroulement de n_1 couches mises en parallèle

Répartition des courants dans le transformateur modélisé en totalité

Maintenant que nous savons comment simplifier les schémas équivalents par des regroupements, nous allons comparer les résultats obtenus à l'aide de ces schémas à ceux issus des simulations électromagnétiques. La répartition des courants dans les différentes couches est présentée sur la figure 12. Cette fois, tous les courants sont bien évalués et le courant total débité dans la charge atteint bien 275 A comme prévu par la simulation électromagnétique.

Ainsi, pour ce type de géométrie, la méthode des circuits équivalents de plaques permet d'étudier l'impact des courants de circulation en remplaçant une simulation FEM par une simulation de circuit électrique beaucoup plus rapide (quelques secondes).

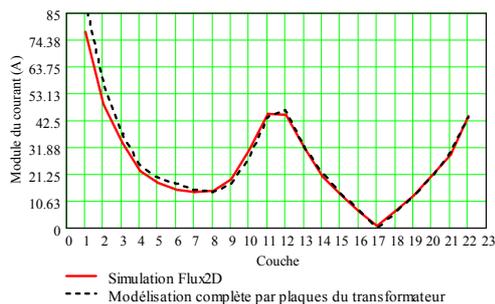


Figure 12. Comparaison des courants calculés par simulation électromagnétique et par simulation électronique

Les optimisations géométriques consistant à réduire l'espace entre les couches conductrices ou à enchevêtrer les couches primaires et secondaires, comme envisagé dans [7] et [8], sont désormais très rapides. En effet, pour changer de configuration, il suffit de changer soit quelques valeurs d'impédances, soit la connexion électrique des quadripôles.

V. CONCLUSION

Les courants de circulation, qui existent dès que plusieurs enroulements de transformateurs sont connectés en parallèle, sont connus des concepteurs qui utilisent la simulation par éléments finis. En revanche, ils ne sont jamais pris en compte par les calculs analytiques exploités pour le dimensionnement des transformateurs.

Après avoir, dans un cas simple, illustré l'impact des différents effets dus aux courants induits et vérifié les relations liant certaines puissances, nous avons abordé l'étude d'un transformateur industriel de type planar. Afin de supporter le passage de 275 A, ce transformateur est réalisé en connectant 11 spires en parallèle.

Une simulation par éléments finis a montré que, d'une part, le courant se répartissait très mal entre les 11 spires chargées et que, d'autre part, des courants très importants circulaient dans les spires d'un enroulement non chargé. Outre une détérioration du rendement, ces courants peuvent créer des points chauds et mener à la destruction du composant.

Une étude analytique a également été proposée pour retrouver ces résultats. Elle consiste à envisager un transformateur comme un assemblage de plaques conductrices, isolantes et magnétiques et à remplacer chaque

plaque par un circuit équivalent électrique. Pour certaines géométries, cette opération permet de remplacer une simulation éléments finis par une simulation électrique en régime sinusoïdal. Cette substitution est évidemment très intéressante en vue d'une optimisation. Une extension de cette approche analytique à des géométries plus variées est également en cours au laboratoire [12].

VI. REFERENCES

- [1] A. Reatti and K. Kazimierczuk, "Comparison of various methods for calculating the AC resistance of inductors", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 38, n°3, May 2002, pp. 1512 – 1518.
- [2] Wei Chen, Yipeng Yan, Yuenquan Hu, Quing Lu, "Model and Design of PCB Parallel Winding for Planar Transformer", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 39, n°5, September 2003, pp. 3202 – 3204.
- [3] J-P. Keradec, B. Cogitore, F. Blache, "Power Transfer in a Two-Winding Transformer : From 1D Propagation to an Equivalent Circuit", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 1. January 1996.
- [4] A. Schellmanns, P. Fouassier, J-P. Keradec, J-L. Schanen, "Equivalent Circuits for Transformers Based on One-Dimensional Propagation: Accounting for Multilayer Structure of Windings and Ferrite Losses", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 36, No. 5, September 2000.
- [5] Flux, Cedrat, 10 Chemin de Pré Carré-ZIRST, 38246 Meylan, France. <http://www.cedrat.com>.
- [6] X. Margueron, J.P. Keradec T.P. Anh, O. Chadebec, G. Meunier "Applying, Canceling and Identifying the Magnetic Field Received and Emitted by a 2D Plan System", in *Proc. CEFC*, Miami, USA, May 2006.
- [7] H. Yuequan, G. Junfeng, B. Xinmin, C. Wie, "Problems of paralleling windings for planar transformers and solutions", *IEEE PESC 2002*, 2002.
- [8] R. Prieto, J.A. Cobos, O. Garcia, P. Alou, J. Uceda, "Using Parallel Windings in Planar Magnetic Components", *IEEE PESC 2001*, Vol. 4, June 2001, pp. 2055 – 2060.
- [9] Pspice Version 10.5, OrCAD Inc, <http://www.orcad.com>.
- [10] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," *Proc. Inst. Elect. Eng. B*, vol. 113, pp. 1387–1394, Aug. 1966.
- [11] J.P. Keradec, P. Fouassier, B. Cogitore, F. Blache, "Accounting for resistivity and permittivity in high frequency permeability measurements: application to MnZn ferrites", *IEEE IMTC 2003*, Vol. 2, May 2003, pp. 1252 – 1256.
- [12] Y. Thiolière, "Mise en parallèle d'enroulements dans les transformateurs", *Master de recherche de l'INPG*, Juin 2006.