

Origine des courants induits dans les bobinages des composants planaires

[Origin of induced currents on planar components windings]

Awat Abderahim¹⁻², O. B. Arafat¹⁻³, O. N. Adam¹⁻³, S. Capraro¹, P. David¹, and J. J. Rousseau¹

¹LabHC UMR 5516, CNRS, 42023 Saint-Etienne, Jean Monnet University of Saint-Etienne, Saint-Etienne, France

²Department of Science and Technology, University of N'Djamena, N'Djamena, Chad

³Department of Electrical Engineering, National Institute of Science and Technology of Abeche, Abeche, Chad

Copyright © 2021 ISSR Journals. This is an open access article distributed under the **Creative Commons Attribution License**, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

ABSTRACT: The windings of planar magnetic components such as inductors and transformers are the seat of physical phenomena (skin effects, proximity effects and the magnetic field produced by the component) leading to a non-uniform distribution of current in the conductors and an increase in Joule losses. The objective of this paper is to identify the physical phenomena at the origin of this non-uniformity of the current in the conductors. This work is conducted using a 3D finite element software. It highlights the predominant influence of the Hz component of the magnetic field produced by the component, perpendicular to the plane of the component.

KEYWORDS: Magnetic component, integrated planar devices, non-uniform current density, skin proximity and magnetic effects.

RESUME: Les enroulements des composants planaires magnétiques comme les inductances et les transformateurs sont le siège de phénomènes physiques (effets de peau, de proximité et du champ magnétique produit par le composant) conduisant à une répartition non-uniforme du courant dans les conducteurs et une augmentation des pertes Joule. L'objectif de cet article est d'identifier les phénomènes physiques à l'origine de cette non-uniformité des courants dans les conducteurs. Ce travail est conduit à l'aide d'un logiciel d'éléments finis 3D. Il met en évidence l'influence prépondérante de la composante Hz du champ magnétique produit par le composant, perpendiculaire au plan du composant.

MOTS-CLEFS: Composant magnétique, composants planaires intégrés, densité de courant non-uniforme, effets de peau, proximité et magnétiques.

1 INTRODUCTION

Depuis de nombreuses années, des efforts importants ont été réalisés pour l'intégration des composants passifs comme les inductances et les transformateurs de très faible puissance pour, par exemple, la réalisation d'alimentations intégrées distribuées [1-2]. L'intégration de ces composants impose très souvent l'utilisation de technologie planaire et en particulier la réalisation des conducteurs et bobinages planaires de faible épaisseur mais de plus grande largeur, la Fig.1 donne quelques exemples de ces composants. Ces bobinages sont le siège de phénomènes électromagnétiques qui se traduisent par une répartition non uniforme des courants dans les conducteurs et par une augmentation significative des pertes.

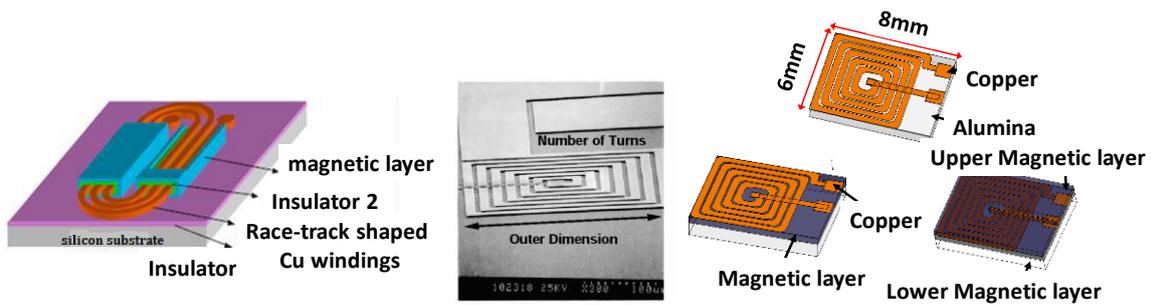


Fig. 1. Exemples de composants planaires intégrés [1], [2], [3]

Au cours de ces dernières décennies, de très nombreux travaux ont été conduits sur les composants bobinés qui s'intéressent en particulier à la modélisation des pertes dans les bobinages [4-11]. En revanche, peu d'études ont été réalisées sur la modélisation des pertes cuivre dans les composants planaires et sur leurs origines [12-14].

L'objectif de cet article est d'analyser et d'identifier ces phénomènes électromagnétiques et de comprendre leurs origines. Ce travail a été conduit à l'aide du logiciel de simulation HFSS utilisant la méthode des éléments finis en 3D. Dans une seconde section, nous rappellerons les différents phénomènes électromagnétiques responsables d'une répartition non-uniforme du courant dans un conducteur. Nous aborderons ainsi les effets de peau, de proximité et les effets dus uniquement au champ magnétique créé par le composant. La troisième section, correspondant aux résultats de simulation, permettra d'identifier la contribution de chacun des effets sur la non-uniformité du courant dans les conducteurs.

2 LES PHÉNOMÈNES PHYSIQUES EN HAUTE FRÉQUENCE

Pour un conducteur parcouru par un courant, le minimum des pertes est obtenu lorsque le courant qui le traverse possède une répartition uniforme sur toute sa section. Cette uniformité se produit si la fréquence du courant est suffisamment basse, conduisant à des courants induits négligeables dans le conducteur. Si en basse fréquence les pertes par effet Joule sont dues à la résistance R_{DC} du bobinage, il n'en est plus le même à des fréquences plus élevées. En haute fréquence, les courants de Foucault qui se développent à l'intérieur des conducteurs conduisent à une augmentation parfois très importante des pertes dans ces conducteurs. Ces courants induits sont dus aux variations rapides des champs magnétiques dans lesquels sont plongés les conducteurs. On distingue généralement trois cas différents bien qu'il s'agisse d'un même phénomène :

- L'effet de peau;
- L'effet de proximité;
- L'effet dû au champ magnétique généré par le composant lui-même.

2.1 EFFET DE PEAU

Lorsqu'un courant alternatif circule dans un conducteur, un champ magnétique est créé autour de ce dernier. En raison de la conductivité finie du métal qui le constitue, une partie du champ magnétique est contenue à l'intérieur du conducteur, créant ainsi des courants de Foucault s'opposant au passage du courant vers le centre du conducteur.

Le courant circule alors préférentiellement vers la périphérie du conducteur, cela signifie que la section utile de celui-ci devient plus petite et que sa résistance augmente, donc des pertes par effet Joule plus importantes. Pour un conducteur cylindrique, la densité du courant décroît exponentiellement en s'éloignant de la surface du conducteur. Cette propriété permet de définir une grandeur caractéristique appelée "épaisseur de peau". Une loi de variation en \sqrt{f} : $R = R_{DC} (1 - \alpha \sqrt{f})$ est classiquement utilisée pour modéliser ces effets.

2.2 EFFET DE PROXIMITÉ

Cet effet très proche de l'effet de peau résulte de l'interaction entre plusieurs conducteurs voisins parcourus chacun par un courant. Lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant alternatif, il génère un champ magnétique variable. Les variations du champ magnétique se traduisent à travers la surface du conducteur voisin par un flux variable qui engendre une f.é.m. induite. Il circule alors dans le conducteur voisin des courants de même fréquence engendrant des pertes par effet Joule.

2.3 EFFET DÛ AU CHAMP MAGNÉTIQUE H DE LA BOBINE

Cet effet est spécifique aux composants planaires comme celui de la Fig. 2 qui correspond à une inductance planaire intégrée.

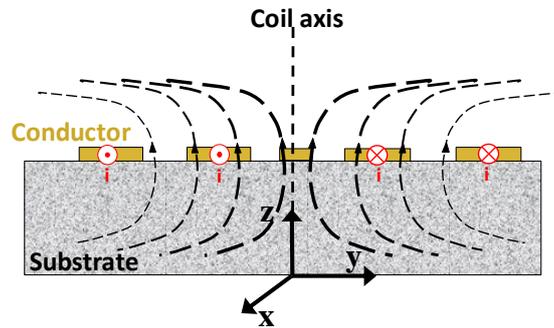


Fig. 2. Composant planaire

Ces composants possèdent classiquement des conducteurs dont la section est rectangulaire avec une faible épaisseur et une largeur relativement grande. Les variations de la composante H_z du champ magnétique induisent dans chaque conducteur des courants de Foucault d'autant plus importants que la fréquence est élevée comme illustré Fig. 3.

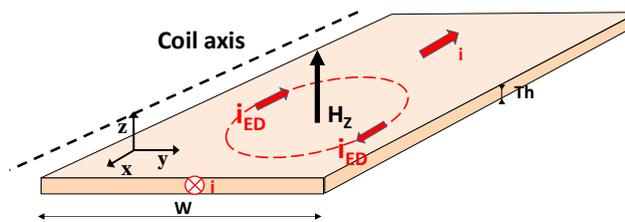


Fig. 3. Courant induit dans un conducteur planaire

Suivant le signe de H_z , les courants induits i_{ED} se retranchent ou s'additionnent avec le courant principal i . Sur l'exemple de la Fig.3, dans la partie intérieure des spires, les courants de Foucault s'additionnent avec le courant principal, tandis qu'il se retranchent dans la partie extérieure. On observe alors une forte non uniformité de la répartition du courant dans les conducteurs. La figure 4 illustre la répartition non uniforme du courant.

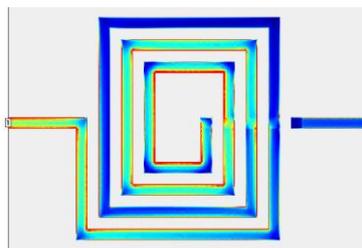


Fig. 4. La distribution du courant dans la spirale de base de l'inductance [15]

2.4 LES COMPOSANTS ÉTUDIÉS

La figure ci-après illustre le design des inductances étudiées. Il s'agit d'une spirale de 5 tours en cuivre sur un substrat alumine (Al_2O_3). La connexion entre le plot central et le plot extérieur est réalisée soit par bonding soit par air-bridge. Les principales dimensions sont précisées dans le tableau ci-dessous.

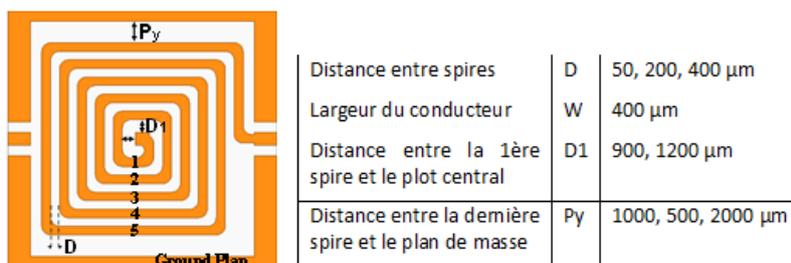


Fig. 5. Inductance étudiée et ses principales dimensions

D: distance entre spires; D₁: distance entre la première spire et le plot central; P_y: distance entre la dernière spire et le plan de masse.

A titre d'exemple, nous donnons un exemple de la répartition des courants dans ce composant obtenue par simulation.

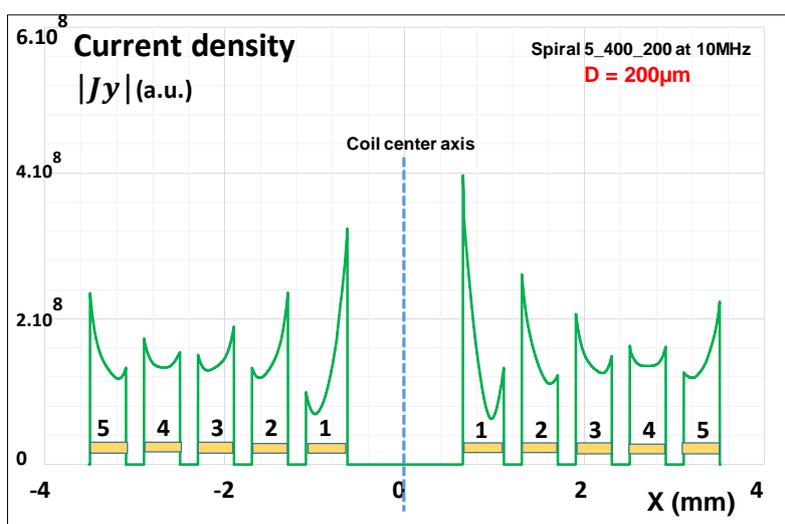


Fig. 6. Densité de courant dans les conducteurs d'une spirale planaire

On peut observer une très forte non-uniformité du courant dans les conducteurs qui se traduira par des pertes qui seront d'autant plus importantes que la non-uniformité sera grande. Quels sont les phénomènes physiques à l'origine de ces non-uniformités ? Pourquoi certains conducteurs sont peu affectés par cette non-uniformité ? Pourquoi la densité de courant est fortement augmentée sur la face intérieure du conducteur mais également parfois sur la face extérieure ? Quelle est l'influence des paramètres géométriques de la spirale ? Quels sont les effets prépondérants qui occasionnent cette non-uniformité ?

Nous répondrons, à travers les études menées décrites dans les paragraphes suivants, à ces questions.

3 MÉTHODES ET RÉSULTATS

Pour conduire ce travail nous avons utilisé un logiciel de simulation 3D (HFSS) qui permet de déterminer la densité de courant en tous points du conducteur.

Pour chaque simulation, nous avons, tout d'abord vérifié qu'aux fréquences d'étude les phénomènes de propagation sont inexistantes, ainsi le courant est identique dans chaque conducteur compte-tenu des fréquences maximales de l'étude (de 2 à 50MHz) et des dimensions millimétriques des composants.

Nous nous sommes ensuite intéressés au courant circulant dans l'axe du conducteur, les courants induits dans les deux autres axes étant faibles ou complètement négligeables comme l'illustre la Fig. 7.

Enfin nous avons fait varier la fréquence du signal ainsi que les dimensions géométriques du composant afin d'identifier les phénomènes physiques responsable de la non-uniformité du courant dans les conducteurs.

3.1 RÉPARTITION DES COURANTS SUIVANT LES 3 AXES

La figure Fig.7 donne l'évolution des densités de courant suivant les 3 axes x, y et z.

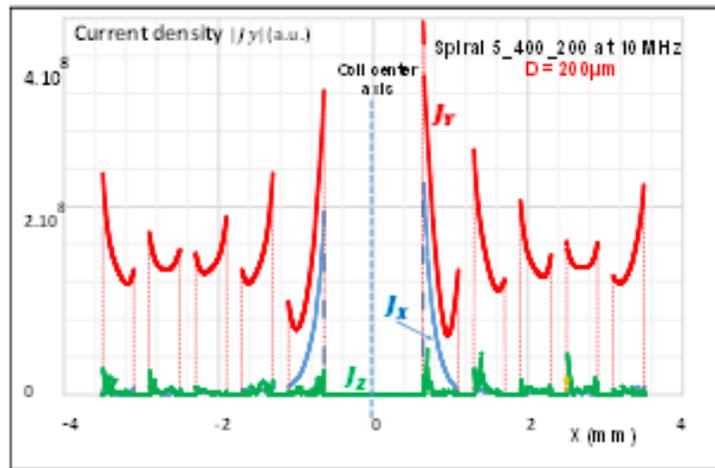


Fig. 7. Modules de J_{vol} suivant les axes X, Y et Z

Nous remarquons que les modules de J_x et J_z sont très faibles devant le module de J_y qui est orienté dans la même direction que le courant. Pour cela, nous considérerons seulement le module de J_y pour nos travaux.

3.2 INFLUENCE DE LA FRÉQUENCE

La Fig. 8 met clairement en évidence l'influence de la fréquence sur la répartition non-uniforme du courant. A 2 MHz (Fig 8.a), le courant se répartit presque uniformément sauf dans la spire centrale. Pour une fréquence plus élevée ($F=5$ MHz), une seule spire conserve une répartition uniforme du courant, la spire n°4.

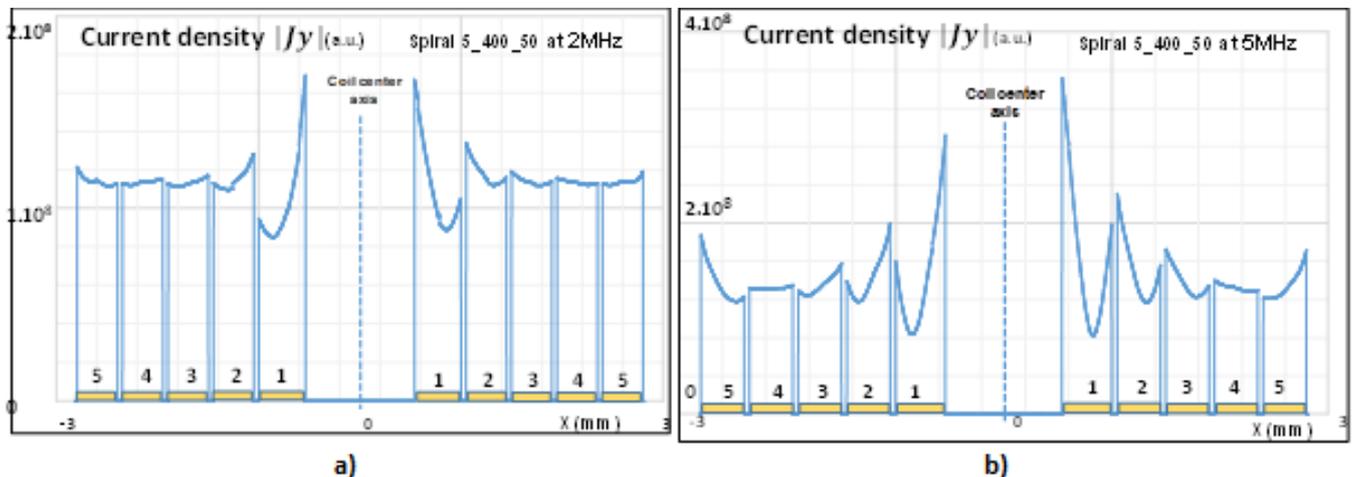


Fig. 8. Distribution du module de la densité du courant de la spirale 5_400_50 à 2 et 5MHz

Nous étudions dans les paragraphes suivants l'influence des chacun des 3 effets.

3.3 EFFET DE PEAU

L'effet de peau ne peut pas expliquer la non-uniformité des courants pour les deux raisons suivantes:

- Les conducteurs des composants étudiés ont tous les mêmes dimensions (5 μm d'épaisseur et 400 μm de largeur). Si l'effet de peau en était la cause, la répartition des courants dans chaque conducteur devrait être similaire, or ce n'est pas le cas.
- La profondeur de peau est de 29,5 μm à 5 mhz ($\delta_{(\mu\text{m})} = 66/\sqrt{f_{(\text{MHz})}}$) or l'épaisseur des conducteurs est seulement de 5 μm , nous pouvons conclure que l'effet de peau n'est pas à l'origine de cette dissymétrie.

3.4 EFFETS DE PROXIMITÉ

Les effets de proximité sont provoqués entre conducteurs voisins parcourus par un courant dont les variations induisent des courants dans les conducteurs placés à proximité. Ces effets augmentent lorsqu'on rapproche les conducteurs et ils diminuent quand on les éloigne. Pour nos structures, trois paramètres géométriques peuvent modifier l'amplitude de ces effets à savoir:

- La distance entre spires (D);
- La distance entre le plot central et la première spire (D₁);
- La distance entre la dernière spire et le plan de masse (P_y).

Pour vérifier cela, nous avons en premier lieu fait varier la distance entre spires (D) de 50, 200 et 400 μm . Nous avons obtenu les résultats des figures 9 a, b et c (la densité du courant dans le plot central n'est pas représentée).

Nous observons sur les figures précédentes que la non-uniformité reste présente même si celle-ci s'atténue avec l'augmentation de la distance entre spires. Cette diminution peut être due à la diminution de la composante Hz du champ magnétique créée par la spirale planaire.

Nous avons ensuite fait varier la distance entre le plot central et la première spire (D₁) de 900 à 1200 μm . Le résultat pour l'inductance 5_400_400 est donné par Fig. 10.

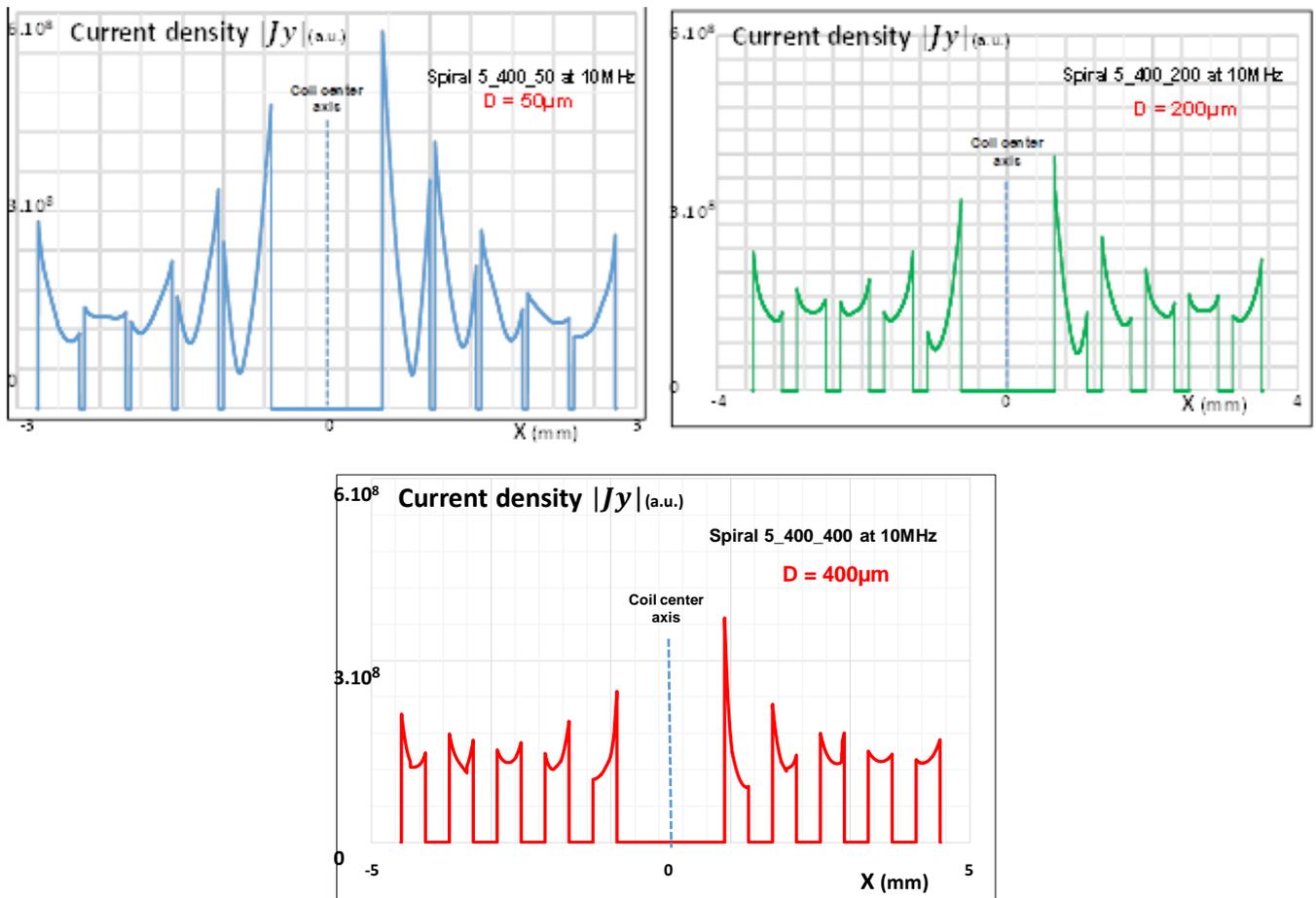


Fig. 9. Module de J_y de des inductances sans le plot central à 10 MHz: a) 5_400_50; b) 5_400_200 c) 5_400_400

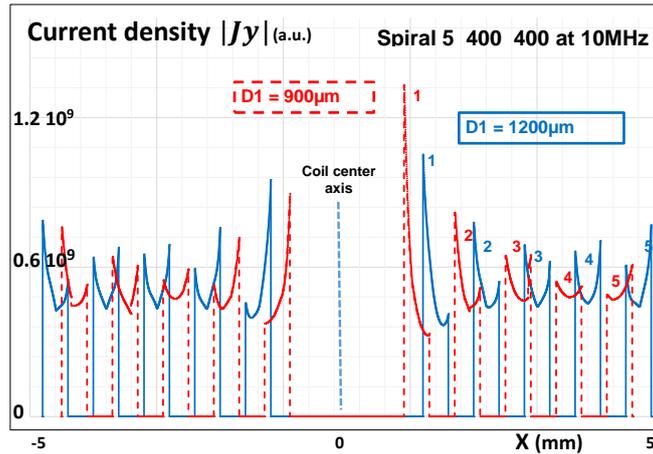


Fig. 10. Comparaison Module de J_y de l'inductance 5_400_400: distance entre la première spire et le plot central 900 et 1200 μm à 10 MHz

Cette figure montre aussi que la non-uniformité existe toujours même si elle est un peu atténuée lorsque la distance entre la première spire et le plot central est plus importante.

Enfin, nous avons fait varier la distance entre le plan de masse et la dernière spire (Py) de 500, 1000 et 2000 μm que nous présentons sur les Fig. 11 a et b.

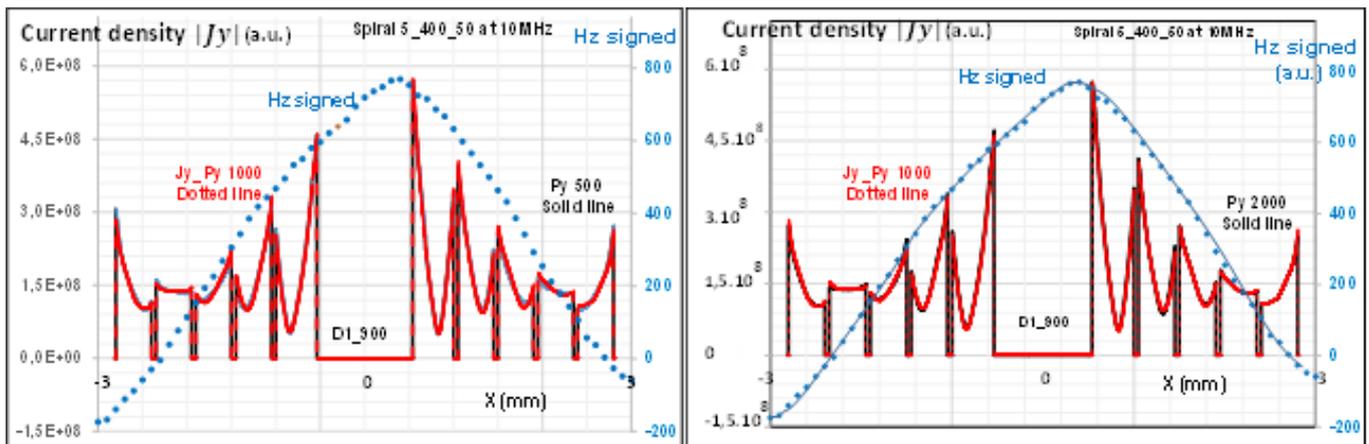


Fig. 11. a, b: Module de J_y et champ signé Hz des inductances avec différentes distances entre spires et distances entre la dernière spire et la masse variables

Les figures 11 a, b et c ne montrent aucun changement sur la non-uniformité des densités de courant dans la dernière spire lorsqu'on varie la distance entre elle et le plan de masse.

CONCLUSION:

Les variations de la distance entre spires, de la distance entre le plot central et la première spire et de la distance entre le plan de masse et la dernière spire n'apportent aucun changement significatif sur cette dissymétrie qui existe toujours. Ce qui nous permet de conclure que les effets de proximité ne sont pas à l'origine de de cette dissymétrie.

3.5 EFFET DU CHAMP MAGNÉTIQUE

Les Fig. 12 a et b illustrent la répartition du champ magnétique créé par la bobine planaire. On peut observer, sur la Fig. 12 a, une très forte amplitude du champ magnétique au centre de la spirale, avec une composante Hz suivant l'axe z très importante. L'amplitude du champ magnétique décroît au fur et à mesure que l'on s'éloigne du centre de la spirale. Les lignes

de champ, dirigées suivant l'axe z au centre de la spirale changent progressivement de direction, pour se refermer dans le substrat (Fig. 12 b). La composante Hz diminue puis change de signe.

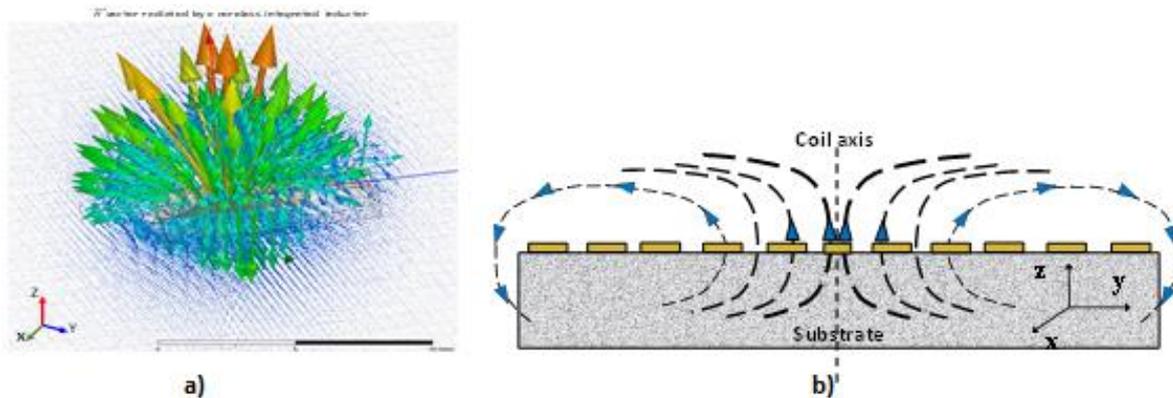


Fig. 12. Champ magnétique créé par la spirale

La Fig. 13 donne l'évolution du champ Hz normalisé suivant l'axe z des spirales pour des distances entre spires de 50, 200 et 400 μm. On peut observer que le champ magnétique Hz normalisé (c'est-à-dire Hz/I) est très élevé au centre des bobinages et diminue lorsqu'on s'éloigne du centre. Plus la distance entre les spires est importante, plus l'amplitude maximale de Hz diminue.

EXPLICATION DE LA NON-UNIFORMITÉ ET DE LA DYSMÉTRIE DE LA DENSITÉ DE COURANT DANS LES CONDUCTEURS

La Fig 14 illustre les orientations des différentes grandeurs: le courant i circule suivant l'axe y, correspondant à l'axe du conducteur, la composante Hz du champ magnétique étant perpendiculaire au plan du conducteur. Le courant total i_t est la somme de deux courants, le courant principal i auquel s'ajoute les courants induits dans le conducteur i_{EC} .

$$i_t = i \pm i_{EC} \tag{1}$$

Le courant principal correspond au courant qui circulerait dans le conducteur en l'absence des courants de Foucault.

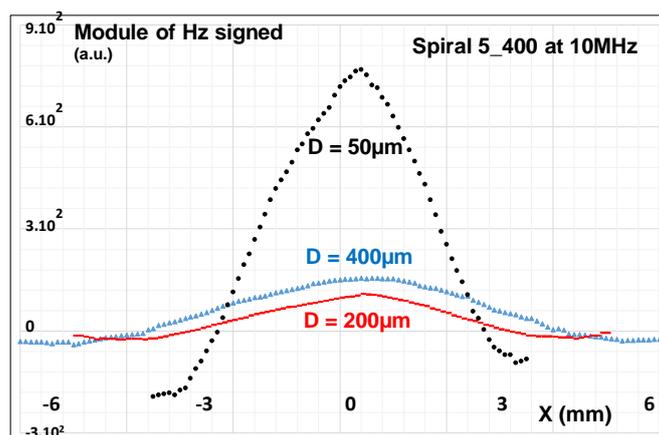


Fig. 13. Module du champ HZ normalisé des spirales 5_400_50, 5_400_200 et 5_400_400 à 10MHz

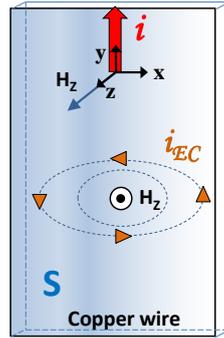


Fig. 14. Courants induits dans le conducteur planaire

A travers une surface S du conducteur planaire on peut définir un flux φ dont les variations entraînent des f.é.m. et des courants induits dans le plan du conducteur. En se plaçant en régime sinusoïdal, cas des simulations conduites avec le logiciel HFSS, on obtient les expressions (2) – (8). L'excitation magnétique suivant l'axe z est proportionnelle au courant. On considère dans un premier temps cette composante H_Z uniforme sur la surface S du conducteur.

$$H_Z(t) = k \cdot i(t) = k \cdot I_M \cdot \sin \omega t \quad (2)$$

$$H_Z(t) = H_{ZM} \cdot \sin \omega t \quad (3)$$

Le flux à travers une surface S a pour expression:

$$\varphi = \mu_0 \cdot S \cdot H_{ZM} \cdot \sin \omega t \quad (4)$$

D'où l'expression des fem et des courants de Foucault induits dans le conducteur:

$$e(t) = \frac{d\varphi}{dt} = \mu_0 \cdot S \cdot \omega \cdot H_{ZM} \cos \omega t \quad (5)$$

$$i_{ED} = e/r = \left(\frac{d\varphi}{dt}\right) / r \quad (6)$$

$$i_{EC} = \mu_0 \cdot S \cdot \frac{H_M}{r} \cdot \omega \cdot \cos \omega t = I_{EC} \cdot \cos \omega t \quad (7)$$

On observe un déphasage de $\pi/2$ entre le courant i et le courant induit i_{EC} , le courant réel i_t étant la somme algébrique des deux:

$$i_t = i \pm i_{EC} = I_M \cdot \sin \omega t \pm I_{EC} \cdot \cos \omega t \quad (8)$$

La somme de ces deux composantes a pour expression:

$$i_t = I_{tM} \cdot \sin(\omega t + \theta) \text{ avec } I_{tM} = \sqrt{I_M^2 + I_{EC}^2} \text{ et } \tan \theta = \pm \frac{I_{EC}}{I_M} \quad (9)$$

La Fig.15 montre l'évolution du courant total i_t et de sa phase θ en fonction du rapport I_{EC}/I_M

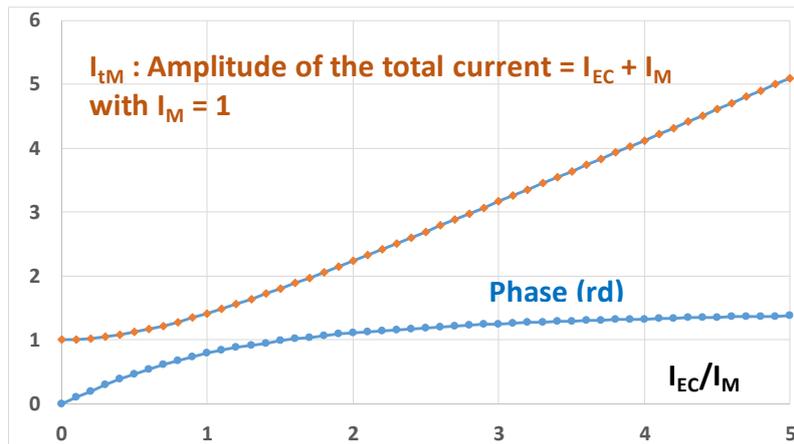


Fig. 15. Amplitude et phase du courant total en fonction du rapport Courant de Foucault/courant principal

Pour de faibles courants de Foucault $I_{EC} < 0,5I_M$, l'amplitude du courant total n'est pas vraiment affectée, en revanche la phase est un peu modifiée. Pour des courants induits importants, l'amplitude du courant total est fortement modifiée et la phase tend vers $\pi/2$. On peut également remarquer que l'amplitude du courant total ne dépend pas du sens de circulation des courants induits. L'amplitude du courant total est donnée par la formule (9) et dépendra essentiellement des courants de Foucault dont l'expression est donnée par (7). L'amplitude des courants de Foucault et du courant total dépendra donc du champ H et de la fréquence. En revanche, la phase dépendra du sens de circulation des courants de Foucault $\tan\theta$ (9).

La Fig.16 montre la répartition des densités de courant dans les cinq spires du composant étudié ainsi que la phase des courants et l'amplitude de la composante Hz. On peut observer que la densité du courant est particulièrement non uniforme dans le conducteur 1, la composante Hz étant la plus élevée. La densité de courant est plus forte aux endroits où Hz est la plus élevée; c'est-à-dire sur la face interne du composant la plus proche du centre de la spirale. Sur le côté opposé, la densité de courant est légèrement plus faible due à une valeur moins élevée de Hz. La phase du courant total est positive sur la face interne et négative sur la face externe, les courants de Foucault circulant dans le sens du courant principal ou en sens inverse suivant le coté considéré.

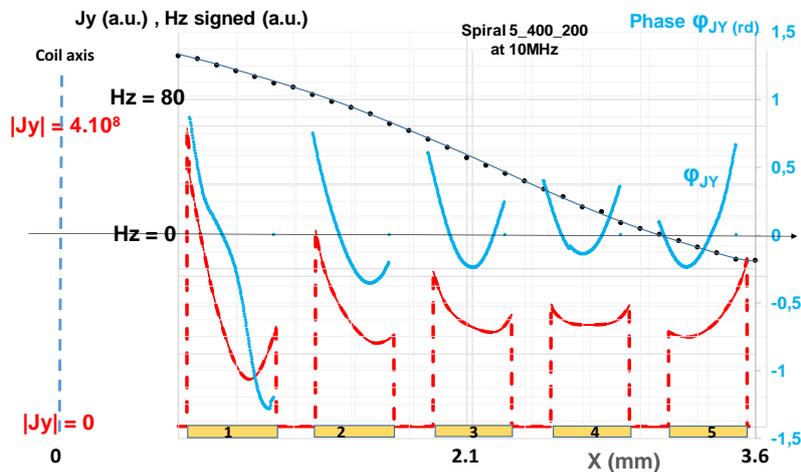


Fig. 16. Déphasages des courants dans les spires

Il en est de même pour les spires 2 et 3 qui présentent cependant une non uniformité plus faible puisque l'amplitude du champ Hz a diminué. La densité de courant est presque uniforme dans la spire 4 car l'amplitude du champ Hz tend vers de très faibles valeurs. Concernant la dernière spire, on peut observer que la densité de courant est plus élevée sur la face extérieure que sur la face intérieure contrairement aux spires 1, 2, 3 et 4. Ce changement n'est pas dû au changement de signe de la composante mais à l'évolution de son amplitude. En effet sur la face intérieure, le champ Hz est voisin de 0 alors qu'il est plus fort sur la face extérieure.

4 CONCLUSION

Les conducteurs des composants planaires sont le siège des courants de Foucault importants. Pour des conducteurs de faible épaisseur et de grande largeur, on observe une non-uniformité importante de la densité de courant dans les conducteurs. Ces courants de Foucault et la non-uniformité sont essentiellement dus à la composante Hz du champ magnétique produit par la spirale.

REFERENCES

- [1] Ningning Wang, Terence O'Donnell, Saibal Roy, Paul McCloskey, Cian O'Mathuna, "Micro-inductors integrated on silicon for power supply on chip", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 316 (2007) e233- e237.
- [2] C. Patrick Yue. "On-Chip Spiral Inductors for Silicon-Based Radio-Frequency Integrated Circuits". Doctoral dissertation Center for Integrated Systems Stanford University, CA.
- [3] Boukhari Mahamat, D.A. Oumar, S. Malloum, D. Pietroy, S. Capraro, J. P. Chatelon, J. J. Rousseau. IEEE "Magnetic field radiated by integrated inductors and magnetic shielding" International Conference on Industrial Technology (ICIT) 20-22 Feb. 2018. DOI: 10.1109/ICIT.2018.8352271.
- [4] S. Prabhakaran, T. O'Donnell, C. R. Sullivan, M. Brunet, S. Roy, C. O'Mathuna, "Microfabricated coupled inductors for integrated power converters", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 290-291 (2005), pp 1343-1346.
- [5] Kin Keung Lee, Carl Bryant, Markus Törmänen, Henrik Sjöland "A 65-nm CMOS Ultra-Low-Power LC Quadrature VCO", EPE Conference Trondheim 16-17 Nov. 2009 DOI: 10.1109/NORCHP.2009.5397805.
- [6] P.L. Dowell « Effects of eddy currents in transformer windings » *Proceedings of the IEE*, vol 113, Volume 113, Issue 8, August 1966, p. 1387 – 1394.
- [7] Xi Nan and Charles R. Sullivan "An Improved Calculation of Proximity Effect Loss in High-Frequency Windings of Round Conductors" IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03. DOI: 10.1109/PESC.2003.1218168.
- [8] J. A. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no.-1, pp. 127-131, Jan. 1994. DOI: 10.1109/63.285503.
- [9] Frédéric Robert, Member, IEEE, Pierre Mathys, Member, IEEE, and Jean-Pierre Schauwers "A Closed-Form Formula for 2-D Ohmic Losses Calculation in SMPS Transformer Foils" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 16, NO. 3, MAY 2001 DOI: 10.1109/63.923777.
- [10] R.P. Wojda M.K. Kazimierczuk "Winding resistance of litz-wire and multi-strand inductors" Department of Electrical Engineering, Wright State University, 3640 Colonel Glenn. *IET Power Electron.*, 2012. DOI: 10.1049/iet-pel.2010.0359.
- [11] Andreas Roßkopf, Eberhard Bar, and Christopher Joffe. Influence of Inner Skin and Proximity Effects on Conduction in Litz Wires *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 29, NO. 10, OCTOBER 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2293847.
- [12] William B. Kuhn, Senior Member, IEEE, and Nouredin M. Ibrahim, Senior Member "Analysis of Current Crowding Effects in Multiturn Spiral Inductors", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. 49, NO. 1, JANUARY 2001.
- [13] A. Abderahim, A.T. Mahamat, J.P. Chatelon, D. Pietroy, S. Capraro and J.J. Rousseau. "Approach of copper losses determination in planar windings". *Electronics Letters* (Volume: 52, Issue: 12, 6 9 2016) Page (s): 1050 – 1052 June 2016. DOI: 10.1049/el.2016.0919.
- [14] Ji Chen and Juin J. Liou "On-Chip Spiral Inductors for RF Applications: An Overview" *JOURNAL OF SEMICONDUCTOR TECHNOLOGY AND SCIENCE*, VOL.4, NO.3, SEPTEMBER, 2004.
- [15] James C. Rautio, "Free EM Simulator Analyzes Spiral Inductor on Silicon", *Microwaves & RF Magazine*, Sept. 1999, pp. 165-172.