

Impact de la forme des pistes de PCB sur les pertes HF des composants planar

Jean Sylvio NGOUA TEU^{1,2}, Reda BAKRI¹, Xavier MARGUERON¹, Philippe LE MOIGNE¹, Arnaud MAHE²,
Taoufik BENSALAH²

¹ Univ. Lille, Centrale Lille, Arts et Metiers ParisTech, HEI, EA 2697 - L2EP - Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance, F-59000 Lille, France

² THALES AES, 41 Bd de la République, F-78400 Chatou

RESUME – La technologie planar est une solution intéressante pour les composants magnétiques haute fréquence (HF) dans les alimentations à découpage. Depuis quelques décennies les inductances et transformateurs planar se sont développés avec la miniaturisation des composants de puissance et leur montée en fréquence, notamment dans les systèmes embarqués à forte densité de puissance. Dans l'optique d'optimiser les composants planar, chaque aspect de la géométrie est à prendre en compte. Cet article mettra l'accent sur l'un de ces aspects : La forme des pistes de circuit imprimé (PCB). Trois formes standards de pistes seront simulées par éléments finis 3D pour calculer leurs résistances dynamiques et leur facteurs résistifs. Différentes combinaisons de ces pistes élémentaires seront testées afin de trouver le meilleur compromis en termes de pertes cuivre HF.

Mots-clés— *Transformateur planar, pertes cuivre HF, modélisation, intégration de puissance, spires sur PCB.*

1. INTRODUCTION

En électronique de puissance (EP), les secteurs de l'automobile ou de l'aéronautique nécessitent souvent une forte intégration de puissance des systèmes embarqués. Cela est d'autant plus vrai dans le contexte actuel où l'efficacité énergétique est requise pour les composants et systèmes électriques. Les transformateurs planar haute fréquence (HF) s'inscrivent bien dans cette optique au vu de leurs avantages par rapport aux composants bobinés classiques. Ces composants sont notamment plus compacts et ont de meilleures caractéristiques électromagnétiques et thermiques [1], [2].

Une problématique actuelle en EP est de pouvoir dimensionner et concevoir des alimentations de puissance optimisées pouvant fonctionner dans des atmosphères contraignantes (températures, encombrement,...). Dans les topologies de convertisseurs où les composants magnétiques sont nécessaires (isolation galvanique, stockage, filtrage, etc.), les noyaux planar permettent d'atteindre de meilleurs points de fonctionnement en limitant les échauffements par rapport aux noyaux ferrite traditionnels [1]. Il en résulte alors un gain sur les systèmes de refroidissement, toujours intéressant, notamment dans les systèmes embarqués.

Généralement, dans le processus de dimensionnement, les concepteurs doivent fixer les dimensions, le type et la géométrie des conducteurs en fonction du noyau utilisé. Pour les noyaux planar, les conducteurs sont souvent de forme rectangulaires sur circuit imprimé (PCB) ou en feuille de cuivre, même si du fil de Litz peut aussi être utilisé. Les noyaux planar sont disponibles avec des jambes centrales rectangulaires (planar E) ou circulaire (planar ER) [3]. En fonction du noyau utilisé, les conducteurs seront alors rectangulaires ou circulaires pour, respectivement, des planar E et des planar ER. L'impact de la forme des pistes n'a pas vraiment été étudié dans la littérature même si elles peuvent être à l'origine de pertes cuivre supplémentaires en HF. Généralement, les concepteurs basent leur choix sur des règles standards ou intuitives liées à un savoir-faire.

Ainsi, cet article présente une étude approfondie de l'impact de la forme des pistes de PCB sur les pertes cuivre HF. Trois formes standards de pistes (carré, trapèze et ronde) sont utilisées pour réaliser un exemple simple de transformateur à deux enroulements sur PCB double couche. Des combinaisons de ces pistes élémentaires sont analysées pour identifier la meilleure configuration.

Cet article est organisé comme suit : Dans la section 2, les cas d'études sont présentés à partir des formes de pistes et épaisseurs standards de PCB. Puis, dans la section 3, différentes combinaisons sont analysées par simulations éléments finis (FEM). Certaines règles de conception sont alors déduites dans une courte synthèse. Enfin, la validation expérimentale de cette étude est ensuite présentée (section 4) avant de terminer par une conclusion.

2. PRESENTATION DES CAS D'ETUDES

2.1. Géométrie du transformateur planar étudié

La Fig.1 présente un transformateur planar à 2 enroulements, réalisés sur PCB double couche. Sur cet exemple, les spires sont de forme rectangulaire à angles droits sur les deux faces du PCB à l'extérieur du noyau magnétique. En HF, des effets 3D affecteront les pertes cuivre dans les différents angles des pistes du PCB. Par ailleurs, à cause des effets de proximité entre les enroulements, des courants induits

seront générés d'un enroulement à un autre en fonction la distance entre les couches du transformateur.

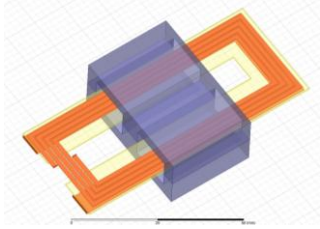


Fig.1 Exemple d'un transformateur planar à 2 enroulements sur PCB double couche

2.2. Limites de la modélisation analytique

Pour étudier les pertes cuivre HF (effets de peau et de proximité), les concepteurs peuvent utiliser des modèles analytiques. La méthode la plus connue est celle développée par Dowell [4]. Toutefois, dans [5] différentes méthodes sont comparées et il a été montré que le modèle de Ferreira [6] est plus efficace lorsque les conducteurs ne remplissent pas la fenêtre de bobinage (facteur de porosité $\eta \leq 0.7$ (1)) tandis que le modèle de Dowell reste efficace pour $0.7 \leq \eta \leq 1$. Les composants planar dont les enroulements sont en PCB correspondent plutôt au premier cas figure, lorsque le facteur de porosité est inférieur à 0.7 car généralement, niveau technologie, il faut respecter une isolation entre les pistes d'une même couche et de couche différentes et également une isolation entre les pistes de cuivre et le noyau magnétique.

$$\eta = \frac{N \cdot a}{b} \quad (1)$$

Avec N le nombre de spires, a la largeur du conducteur et b la largeur de la fenêtre.

Le modèle de Dowell et ses méthodes dérivées permettent d'obtenir l'augmentation de la résistance dynamique AC ainsi que l'évolution de l'inductance de fuite en fonction de la fréquence pour les enroulements à l'intérieur du noyau magnétique. La variation de la résistance AC est représentée par le facteur résistif F_r (2), lequel est largement utilisé en électronique de puissance pour quantifier l'évolution des pertes cuivre HF.

$$F_r = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = M' + \frac{(m^2 - 1)D'}{3} \quad (2)$$

Avec m le nombre de couches sur une portion d'enroulement, M' et D' sont respectivement exprimés par (3) et (4).

$$M = ch \cdot \coth(ch) = M' + jM'' \quad (3)$$

$$D = 2ch \cdot \tanh\left(\frac{ch}{2}\right) = D' + jD'' \quad (4)$$

Avec h l'épaisseur de cuivre, δ la profondeur de peau (5) et α (6) sont définis par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{1+j}{\delta} \quad (6)$$

Le premier terme de l'expression (2) représente l'effet de peau et le second représente l'effet de proximité. Ces effets restent difficiles à modéliser d'autant plus que leurs expressions peuvent changer suivant les cas. Ces variantes se retrouvent dans les méthodes dérivées de Dowell qui prennent en compte différents paramètres comme la porosité et la mise en parallèle des enroulements. Par ailleurs, l'expression (2) permet d'obtenir la variation de la résistance de la résistance R_{AC} par rapport à la résistance statique ou DC (7) :

$$R_{DC} = \frac{\rho}{S} \cdot MLT \cdot N \quad (7)$$

Où ρ est la résistivité du cuivre, S la section du conducteurs, MLT : la longueur moyenne d'une spire et N le nombre total de tours.

Le modèle de Dowell suppose que le champ magnétique est unidirectionnel et tangentiel à la surface des conducteurs. Or, dans les cas d'études qui suivent, les effets étudiés sont essentiellement localisés hors du plan. Ce type de modèle analytique s'avère donc insuffisant et inefficace.




La modélisation éléments finis 3D est une alternative intéressante permettant d'évaluer l'impact des formes de pistes sur les pertes cuivre HF.

2.3. Cas tests et conditions de simulation

Les cas d'études sont basés sur les formes de pistes standards et leurs combinaisons présentées dans le Tableau 1.

Le but sera d'étudier ces différentes configurations en vue d'évaluer leur impact sur la résistance HF R_{AC} et le facteur résistif F_r (2).

Tableau 1. Formes de spires et différentes combinaisons

		Secondaire		
		Carré	Trapèze	Rond
Primaire	Carré	 $P_c - S_c$	$P_c - S_t$	$P_c - S_r$
	Trapèze	 $P_t - S_c$	$P_t - S_t$	$P_t - S_r$
	Rond	 $P_r - S_c$	$P_r - S_t$	$P_r - S_r$

Pour chaque configuration, le primaire est constitué de 4 spires espacées de 0.3mm. Le secondaire ne contient, quant à lui, qu'une seule spire (Fig.3). Chaque spire primaire est alimentée par un courant de 1/4 A efficace, et le secondaire est alimenté par un courant de -1A efficace. Avec une telle combinaison de courant, le nombre total d'Ampères-tours est nul (8). Le courant magnétisant est donc aussi considéré comme nul et l'énergie magnétique est directement liée à l'inductance de fuite du transformateur.

$$I_p + \eta \cdot I_s = 0 \quad (8)$$

avec I_p et I_s respectivement les courants des enroulements primaire et secondaire, et η rapport de transformation.

Le PCB (Fig.2) est constitué d'Epoxy (FR-4) qui assure également l'isolation entre les enroulements primaire et secondaire. Les pertes dans ce diélectrique ne seront pas prises en compte dans la modélisation numérique.

Différentes configurations des formes élémentaires (Tableau 1) seront simulées à partir des dimensions standards de cuivre et PCB double couche listées dans le Tableau 2. Pour chaque simulation, les conducteurs primaire et secondaire auront la même épaisseur.

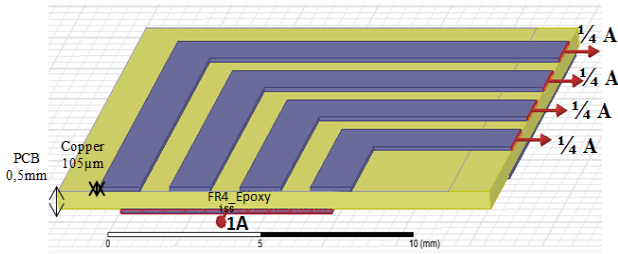


Fig.2 Géométrie 3D et alimentation – Exemple de pistes carrées

Tableau 2. Epaisseurs standards de cuivre (Cu) et de PCB

Cu (µm)	35	70	105
PCB (mm)	0.5	0.8	1.6

L'analyse par éléments finis de ces configurations est réalisée à l'aide de l'outil Ansys Maxwell 3D [7] sur une large plage fréquentielle [10Hz, 1MHz]. Le maillage est auto-adaptatif, ce qui signifie que les dimensions des éléments du maillage sont calculées automatiquement pour chaque fréquence considérée.

Les simulations FEM sont réalisées sans noyau magnétique car on s'intéresse seulement aux effets des angles des spires sur les pertes HF des conducteurs (Fig.2). Cependant, toutes ces configurations sont basées sur le même format de noyau planar en E (Fig.1). Concernant les conditions aux limites, les conducteurs sont placés dans une boîte infinie (champ magnétique nul à l'infini).

Concernant les pistes avec les coins arrondis, les arcs de cercle ont été pris avec un angle de 90° pour pouvoir les comparer aux autres topologies. Cet angle pourrait être plus important mais, dans ce cas, les spires tendraient vers des formes circulaires, lesquelles ne se combinent pas avec un noyau à jambe centrale rectangulaire (noyau de type E).

Toutes ces configurations et combinaisons sont comparées en termes de facteur résistif (2) pour l'enroulement primaire (F_{rp}) et pour l'enroulement secondaire (F_{rs}). Les valeurs de résistances dynamiques HF sont d'abord extraites d'une table matricielle [Freq (Hz) R_{AC} (Ohm)]. Puis, en phase de post-traitement, la résistance relative $Fr = R_{AC}/R_{DC}$ est tracée. R_{DC} est prise dans la matrice en basse fréquence (à la fréquence $Frq = 10Hz$).

3. SIMULATIONS ELEMENTS-FINIS

En tenant compte de toutes les combinaisons des différentes formes et des différentes épaisseurs de cuivre et de PCB, il

existe 81 différents cas d'études possibles. Dans cette partie, l'analyse se focalisera premièrement sur ces différents paramètres (formes, épaisseurs) avant de s'intéresser à un cas spécifique avec 105µm d'épaisseur de cuivre et une épaisseur de PCB de 0.5mm, paramètres avec lesquels les résultats les plus marquants sont obtenus.

3.1. Impact des formes élémentaires

Tout d'abord les configurations primaire et secondaire identiques ($P_c - S_c$, $P_t - S_t$ et $P_r - S_r$) sont comparées en termes de facteur résistif primaire F_{rp} . La Fig.3 présente des résultats de simulation FEM où ces trois configurations sont modélisées avec une épaisseur de cuivre de 105µm et un PCB de 0.5mm.

La forme carrée conduit à un facteur résistif plus important tandis que la forme arrondie donne le facteur résistif le plus faible des trois configurations. Autrement dit, la combinaison de forme carrée conduit à plus d'effets de courant induits HF d'où l'augmentation de la résistance apparente de l'enroulement. A l'opposé, la combinaison de forme ronde limite au maximum ces effets et cette élévation. Ces observations sont aussi valables s'il ne s'agit que d'un seul enroulement [8], [9], [10].

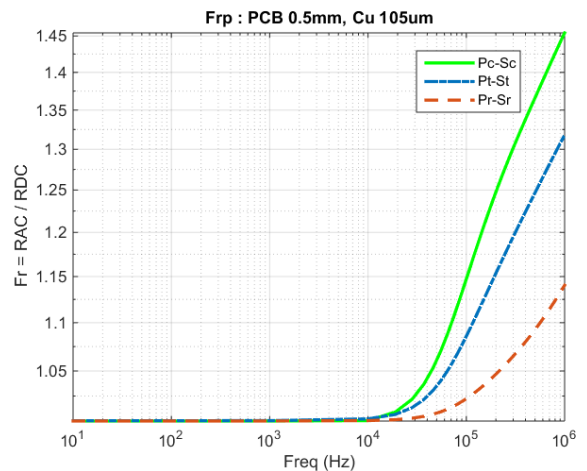


Fig.3 Comparaison des facteurs résistifs primaires (F_{rp}) de trois combinaisons (Cu 105µm et PCB 0.5mm).

Concernant le facteur résistif au secondaire (Fig.4), les formes carrée et trapézoïdale ont des facteurs assez proches alors que celui pour la forme arrondie reste toujours inférieur deux autres.

En comparant les évolutions des facteurs au primaire et au secondaire, on peut noter que F_{rp} est ici toujours plus important que le facteur F_{rs} . Ceci n'implique pas forcément que l'enroulement primaire aura plus de pertes HF car le courant efficace le traversant est plus faible. De plus, dans un convertisseur d'EP à découpage, les formes d'ondes ne sont pas de forme sinusoïdale et leur taux d'harmoniques est également déterminant dans l'évaluation des pertes joule.

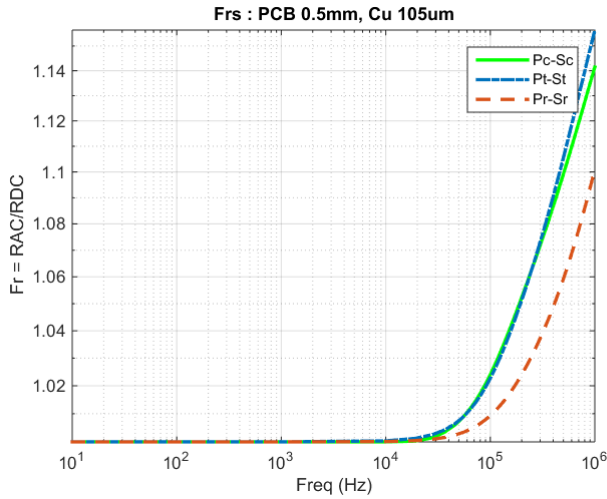


Fig.4 Comparaison des facteurs résistifs secondaires (F_{rs}) de trois combinaisons (Cu 105µm et PCB 0.5mm).

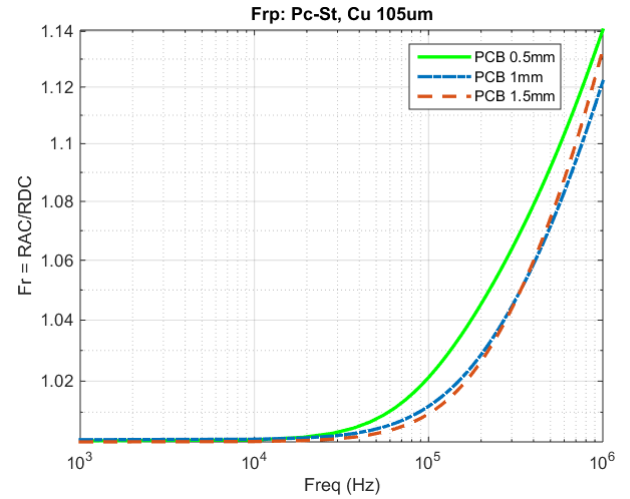


Fig.6 Comparaison des facteurs F_{rp} pour différentes épaisseurs de PCB (0.5mm, 1mm et 1.5mm).

3.2. Impact des épaisseurs de cuivre et de PCB

En principe, les effets HF, notamment les effets de proximité, augmentent si l'épaisseur des conducteurs augmente (sans modifier l'épaisseur du diélectrique). La Fig.5 permet de vérifier cette hypothèse. Dans cet exemple, la configuration $P_t - S_r$ est choisie et simulée pour des épaisseurs respectives de cuivre de 35µm, 70µm et 105µm.

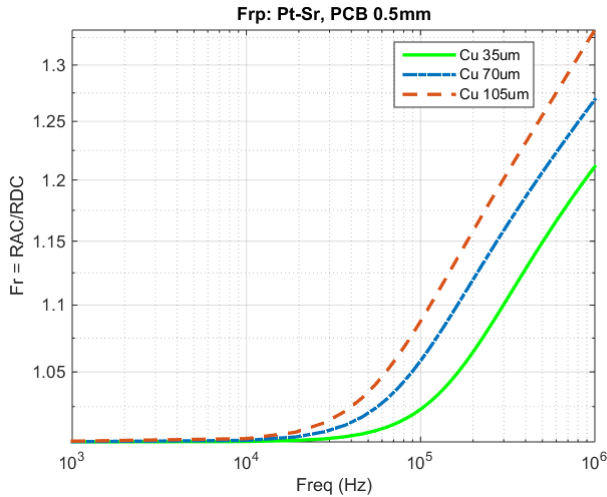


Fig.5 Comparaison des facteurs F_{rp} pour différentes épaisseurs de conducteurs (35µm, 70µm et 105µm).

Concernant l'épaisseur du PCB, son augmentation (pour une épaisseur de cuivre constante), engendre une diminution des effets de courants induits HF. La Fig.6 présente les facteurs résistifs primaires tracés pour la configuration $P_c - S_t$ avec une épaisseur de conducteurs de 105µm et une épaisseur variable pour le PCB. Cette figure montre qu'avec un PCB d'épaisseur 0.5mm, les pertes HF sont relativement plus importantes mais il est difficile de conclure par rapport aux épaisseurs de 1 et 1.5mm. En effet, la différence entre les deux n'est pas flagrante. De plus, dans la même logique que pour l'épaisseur de cuivre, un PCB plus important devrait donner moins d'effets HF.

3.3. Combinaisons des formes élémentaires

Les figures précédentes ont présenté les variations fréquentielles des facteurs résistifs et l'impact de paramètres tels que les épaisseurs des conducteurs et celles de PCB. Cette partie s'intéresse maintenant aux combinaisons de différentes formes de spires au primaire et au secondaire (Tableau 1). Les résultats, obtenus par simulation FEM, sont comparés en termes de R_{AC} et de facteurs résistifs.

Ici, seulement quatre combinaisons sont considérées pour les simulations. Ces combinaisons concernent essentiellement les formes « extrêmes » carrée et arrondie : $P_c - S_c$, $P_c - S_r$, $P_r - S_c$ et $P_r - S_r$ (Tableau 1). Ces deux formes de base ont été choisies parce que, à priori, ce sont celles qui permettent d'observer des différences significatives.

La Fig.7a présente les variations de la résistance primaire pour ces quatre combinaisons. La Fig. 7b représente, quant à elle, l'évolution des facteurs résistifs équivalents. Comme on peut l'observer sur la Fig.7a, les résistances DC sont identiques au primaire pour les couples de combinaisons ($P_c - S_c$, $P_c - S_r$) et ($P_r - S_c$, $P_r - S_r$). Les différences obtenues (Fig.6a) semblent logiques car d'une part, dans le premier couple, les deux enroulements primaires étant de forme carrée, leur résistance DC est plus grande que celle du cas arrondi étant donné que la longueur moyenne des spires de forme carrée est plus grande que celle de la forme arrondie. Par ailleurs, lorsque la fréquence augmente, d'importantes différences apparaissent, spécialement lorsque le primaire est de forme carrée, ce qui est cohérent avec les résultats obtenus précédemment (Fig.3).

Vis-à-vis des pertes cuivre HF, la combinaison $P_c - S_c$ s'avère donc être la moins intéressante. En effet, pour les mêmes courants moyen et efficace, en tenant compte des harmoniques de courant (forme non sinusoïdale), une plus grande résistance conduira à plus de pertes cuivre (9). Ces observations sont également valables pour les enroulements secondaires.

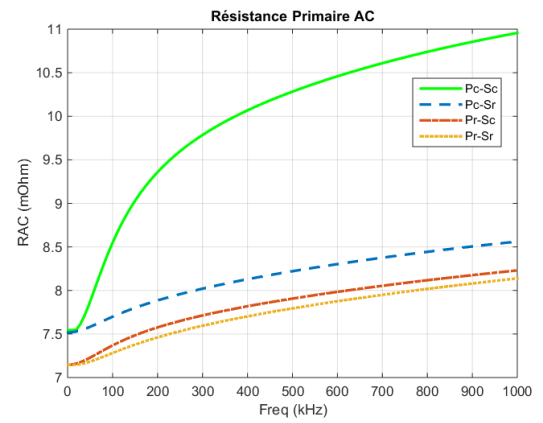
$$P_{joule} = R_{DC} * I_{DC}^2 + \sum_{k=1}^n R_{AC}(k * F_{sw}) * I_{rms(k * F_{sw})}^2 \quad (9)$$

Avec k le rang de la composante harmonique considérée et F_{sw} la fréquence de découpage (fondamentale).

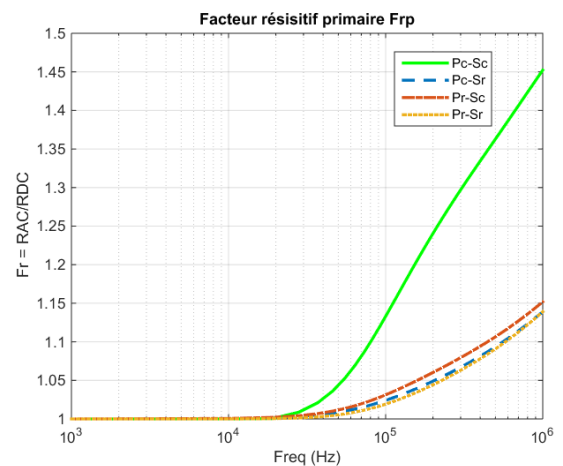
Comme attendu, la combinaison $P_r - S_r$ conduit à des pertes limitées. Le facteur résistif (Fig.7b) semble relativement proche pour les combinaisons $P_r - S_r$ et $P_c - S_r$ mais, s'agissant des pertes, la résistance statique R_{DC} pénalise la combinaison $P_c - S_r$.

Finalement, en comparant toutes les combinaisons possibles du Tableau 1, les modèles FEM étant simulés avec les mêmes épaisseurs de conducteurs (105 μ m) et de PCB (0.5mm) 9 combinaisons différentes sont possibles. Les analyses de ces combinaisons permettent de comparer leurs facteurs résistifs primaire et secondaire [11]. Côté primaire (Fig.8), les combinaisons les plus intéressantes par rapport au F_{rp} , sont $P_t - S_c$, $P_c - S_t$, $P_r - S_r$, $P_c - S_r$ et $P_r - S_t$. Au secondaire, les combinaisons qui conduiraient à un F_{rs} plus intéressant sont $P_c - S_t$, $P_c - S_r$, $P_t - S_r$, $P_r - S_c$ et $P_r - S_r$.

En combinant ces deux aspects (F_{rp} et F_{rs}) de la Fig.8, les combinaisons qui semblent les plus performantes sont donc $P_c - S_t$, $P_c - S_r$ et $P_r - S_r$. Deux de ces combinaisons ont déjà été évoquées sur la Fig. 7.



(a)



(b)

Fig.7 Résistance primaire AC (a) et Facteur résistif primaire (b) pour les combinaisons de formes carrée et arrondie (Cu 70 μ m et PCB 0.5mm).

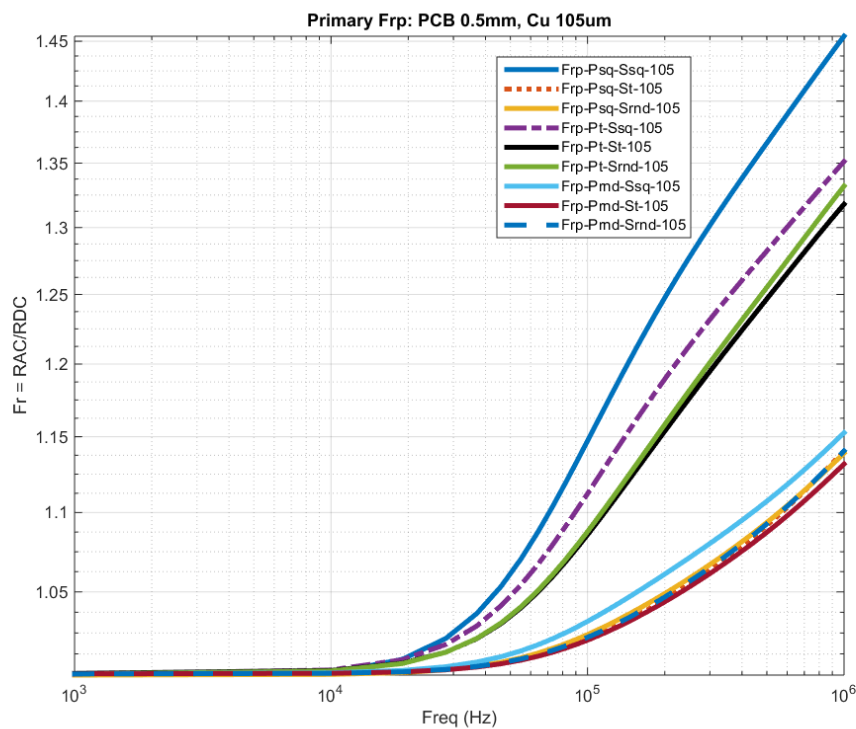


Fig.8 Facteurs résistifs pour les 9 cas possibles au primaire [11]

4. VALIDATION EXPERIMENTALE

4.1. Prototypes et modèle électrique

Pour valider l'analyse éléments finis, quatre prototypes de PCB double couche (Fig. 8) ont été réalisés et caractérisés en petits signaux à l'aide d'un analyseur d'impédance [12].

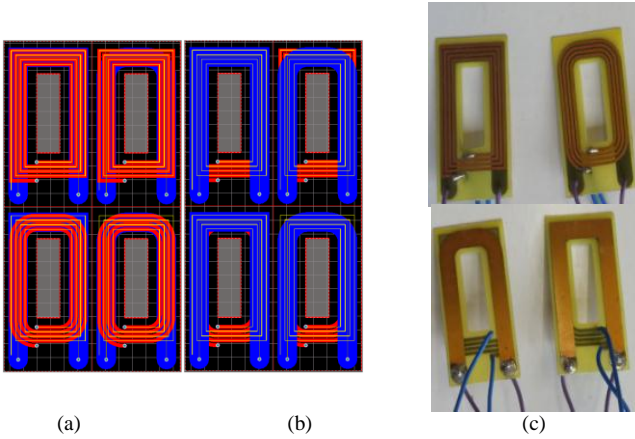


Fig. 9 (a) CAO vue de dessus, (b) CAO vue de dessous et (c) prototypes de PCB.

Le noyau magnétique planar utilisé est un EE43/10/28, matériau 3C90 du fabricant Ferroxcube [3]. Un exemple de transformateur assemblé est présenté sur la Fig. 9.

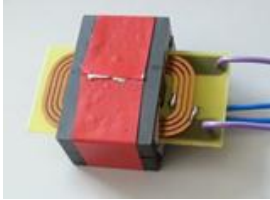


Fig. 10 Exemple d'un prototype de transformateur planar

4.2. Caractérisation petit signal

Pour chaque transformateur, des mesures d'impédances à vide et en court-circuit sont réalisées pour caractériser un modèle équivalent. A partir d'une mesure vue du primaire avec le secondaire court-circuité, la résistance dynamique (R_{AC}) peut être calculée via (10). La Fig.11 présente l'évolution de ces résistances dynamiques entre 40Hz et 1MHz pour les 4 prototypes.

$$Z_{sc}(f) = R_{AC}(f) + j \cdot L_{lk}(f) \cdot 2\pi \cdot f \quad (10)$$

Avec R_{AC} la résistance dynamique, L_{lk} l'inductance de fuite vue du primaire et f la fréquence.

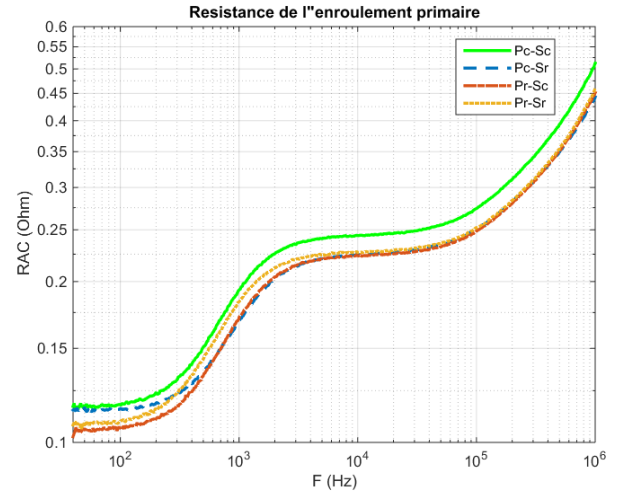


Fig.11 Résistances vues du primaire (R_{AC}) mesurées pour quatre combinaisons

Comme on peut le voir sur la Fig.11, les différentes observations des simulations FEM sont confirmées. La combinaison $P_c - S_c$ a la résistance AC la plus élevée en HF. Les angles de ces pistes conduisent bien à des effets induits plus importants. A courant équivalent, avec les différents harmoniques, cette configuration conduirait à des pertes cuivre HF plus élevées.

Ces observations permettent donc pouvoir choisir de façon optimale des combinaisons qui permettent d'optimiser non seulement les pertes cuivre en BF mais également en HF.

4.3. Mesures de pertes en puissance

Pour évaluer le gain sur les pertes HF, les prototypes sont alimentés par une puissance de quelques watts. Le banc de test est constitué d'un générateur de fréquence (GBF) et d'un amplificateur de puissance (Amplifier Research Model 75A250A) limité à 75W et pouvant fonctionner sur une plage [10kHz, 250MHz] (Fig.12). Les prototypes de transformateurs planar sont testés à vide, en court-circuit et débitant sur une charge résistive de 0.8Ω . Les tensions et courants sont mesurés respectivement avec une sonde différentielle et une pince ampère-métrique puis sont visualisés sur un oscilloscope.

Afin de ne pas saturer le signal sinusoïdal de quelques centaines de kHz injecté dans le transformateur, la tension en sortie du GBF est limitée à 1V crête-à-crête. L'injection de puissance reste donc limitée mais permet de mettre en avant quelques phénomènes (Tableau 4). Les différents prototypes de transformateurs sont testés aux mêmes fréquences et pour la même excitation (gain de l'amplificateur fixé).

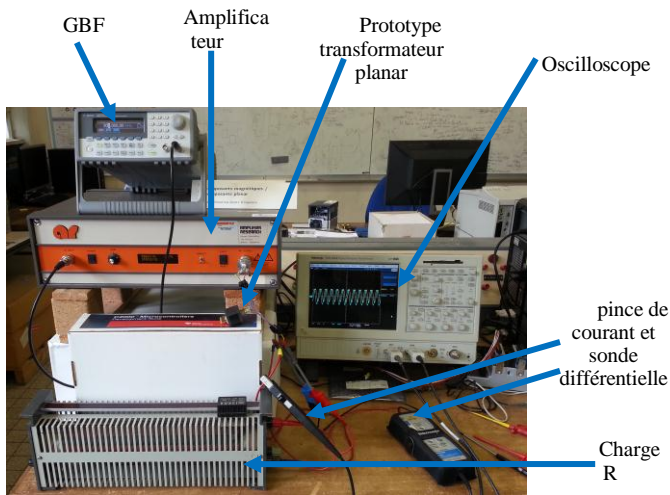


Fig.12 Banc de mesure

A vide, le courant étant faible, les pertes totales sont principalement dues aux pertes fer. Ces pertes peuvent être comparées au modèle analytique en utilisant la formule de Steinmetz (GSE) (11), l'excitation étant sinusoïdale.

$$P_{core} = K_c \cdot F_{sw}^\alpha \cdot B_{peak}^\beta \cdot V_c \quad (11)$$

Avec $K_c = 1.045 \text{ kW/m}^3$, $\alpha = 1.504$ et $\beta = 2.698$ sont des paramètres fournis par le fabricant pour ce matériau 3C90 et V_c est le volume du noyau ferrite. B_{peak} est l'induction crête définie comme suit :

$$B_{peak} = \frac{V_p}{K_f \cdot A_c \cdot N \cdot F_{sw}} \quad (12)$$

Où $K_f = 4.44$ pour une excitation sinusoïdale, V_p est la tension efficace de l'enroulement primaire et A_c est la surface de la jambe centrale du noyau.

Tableau 4. Mesure de puissance

$F_{sw} = 200 \text{ kHz}$	Essai à vide ($I_0 \approx 0.2A$)		GSE	Essai en court-circuit ($I_{p,eff} = 0.86A$)	
	V_{p0} (V)	P_{fer} (mW)		V_p (V)	P_{joule} (mW)
$P_c - S_c$	19.1	140	110	1.9	240
$P_c - S_r$	19	110	108	1.8	220
$P_r - S_c$	19.2	140	111	1.9	220
$P_r - S_r$	19.1	130	110	1.9	200

Bien que ces pertes soient faibles, elles permettent tout de même d'observer des différences entre les combinaisons. Ces dernières montrent que ces configurations permettent de limiter

les pertes en HF d'environ 15% entre les cas extrêmes $P_c - S_c$ et $P_r - S_r$, même si ces résultats sont discutables étant donné les faibles valeurs mesurées et la simplicité (2 couches) du PCB. Les écarts et les gains au niveau du rendement devraient être bien plus importants pour des PCB multicouches.

5. CONCLUSIONS

Cet article a permis de souligner l'influence des angles des pistes PCB sur les pertes cuivre HF d'un transformateur planar. Les résultats numériques ont pu être validés sur des prototypes et ils ont montré qu'il vaut mieux associer une piste à angle carré, si elle est utilisée, à une autre forme pour limiter les pertes cuivre HF et donc l'échauffement de ces pistes. Les observations faites sur la longueur moyenne des spires qui conduisent à une résistance DC élevée peuvent être extrapolées en supposant que les spires circulaires présenteraient des caractéristiques toutes aussi intéressantes, celles-ci ayant une longueur moyenne généralement plus faible que les pistes rectangulaires. En effet ces considérations peuvent permettre de limiter les pertes cuivre BF et HF. Enfin, pour compléter ce travail, les performances et gains potentiels pour des transformateurs planar sur PCB multicouches seront prochainement étudiées.

6. CONTEXTE INDUSTRIEL

Ces travaux entrent dans le cadre d'une convention CIFRE avec la société THALES AES et s'effectuent en collaboration avec le G2Elab via une thèse sur l'aspect structure et commande.

7. REFERENCES

- [1] Z. Ouyang, M. A.E. Andersen, "Overview of Planar Magnetic Technology – Fundamental properties", IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no 29, pp. 4888-4900, September 2014
- [2] R. Bakri, J.S Ngoua Teu Magambo, X. Margueron, P. Le Moigne, N. Idir, "Equivalent Thermal Resistance Variation of Planar Magnetic Components According to Losses Level for Thermal Design", EPE 2016 ECCE Europe, to be published in September 2016.
- [3] Ferroxcube catalogue. Available online on www.ferroxcube.com
- [4] P.L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings", Proc. of IEE, vol. 113, pp. 1387-1394, Aug. 1966.
- [5] A. Reatti and M. K. Kazimierzuk, "Comparison of Various Methods for Calculating the AC Resistance of Inductors", IEEE Trans. Magnetics, Vol. 38, May 2002
- [6] J. A. Ferreira, "Improved analytical model-ling of conductive losses in magnetic components", IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, no 1, pp. 127-131, Jan. 1994
- [7] ANSYS Maxwell 3D (17.0 ed.). Available online on: www.ansys.com
- [8] L. Wang, C. Gong, "Detailed design of high-frequency planar power transformer", 6th IEEE Conference on Industrial electronics and Applications (ICIEA), pp. 1610-1614, 2011
- [9] B. Carsten, "High Frequency Conductor Losses in Switch-mode Magnetics", research education public relations (ECPE 2012) on Design of Magnetics Components, pp. 67-68
- [10] C. Feenay, N. Wang, S.C. O'Mathuna, M. Duffy "Design Procedure for Racetrack Microinductors on Silicon in Multi-MHz DC-DC Converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no 12, pp. 6897-
- [11] J.S Ngoua Teu Magambo, R. Bakri, X. Margueron, P. Le Moigne, A. Mahe, T. Bensalah, "Impact of PCB Track Shape on HF Copper Losses of Planar Magnetic Components", Speedam 2016, to be published in June 2016
- [12] Agilent 4294A Precision Impedance Analyser-OperationManual, Agilent 725 Technologies, Santa Clara, CA, US.