

Dimensionnement de transformateurs planar sous contraintes thermiques

Reda BAKRI, Xavier MARGUERON, Philippe LE MOIGNE, Nadir IDIR

Univ. Lille, Arts et Metiers Institute of Technology, Centrale Lille, Yncrea Hauts-de-France, ULR 2697, L2EP, F-59000 Lille,

RESUME – La méthode du produit des aires est très répandue pour le dimensionnement des composants magnétiques en électronique de puissance, grâce notamment à sa simplicité de mise en œuvre. Néanmoins, l'utilisation de cette méthode nécessite des itérations pour affiner le choix du noyau et la définition des bobinages afin de respecter les contraintes thermiques des composants. Dans cet article, la méthode du produit des aires est étendue pour pouvoir y incorporer la prise en compte des effets haute fréquence et les contraintes thermiques liées aux composants magnétiques planar. L'expression finale obtenue permet un dimensionnement plus efficace et plus rapide des composants planar en évitant les itérations liées aux contraintes thermiques. La différence entre les deux approches est illustrée au travers d'un exemple de dimensionnement de transformateur planar (100 kHz / 2 kW).

Mots-clés—Transformateur planar, méthode de dimensionnement, contraintes thermiques, produit des aires

1. INTRODUCTION

Les composants magnétiques planar ont connu un essor considérable ces dernières années, notamment pour toutes les applications nécessitant de fortes densités de puissances : avionique, aérospatial, véhicules électriques, équipements portatifs.... Cet essor est dû à un certain nombre d'avantages en comparaison avec des composants bobinés haute fréquence (HF) plus classiques [1, 2] :

- Faible épaisseur
- Plus forte densité de puissance
- Moins de pertes en HF
- Faible inductance de fuite
- Bonne évacuation thermique

Leur fonctionnement en HF permet certes d'augmenter la densité de puissance mais impose, en contrepartie, des contraintes thermiques encore plus fortes. En effet, les pertes dans les composants augmentent fortement avec la fréquence, tandis que les surfaces refroidissantes, elles, diminuent, puisque les tailles des composants se réduisent. Par conséquent, le dimensionnement des transformateurs planar est très une tâche complexe qui peut être itérative, en fonction de la méthode de dimensionnement employée.

Comme pour les composants bobinés HF, la méthode de dimensionnement basée sur le produit des aires (PdA) [3] est largement utilisée pour les transformateurs planar. Il s'agit d'une expression qui lie la puissance du composant à des paramètres

géométriques du noyau magnétiques. Comme nous le détaillerons par la suite, le PdA correspond au produit de la surface de bobinage et de la surface de fer. Cette méthode permet de choisir un noyau magnétique à partir de la puissance préconisée dans un cahier des charges. Néanmoins, la prise en compte des contraintes thermiques dans le composant se fait de manière itérative et plusieurs itérations sont généralement nécessaires pour obtenir un composant correspondant au cahier des charges.

Cet article propose d'étendre l'expression du produit des aires dans le cas de transformateurs planar, en prenant en compte les effets HF sur les pertes en plus des contraintes thermiques sur le composant. Après avoir introduit le principe du dimensionnement par la méthode PdA, la nouvelle expression incluant les effets HF et thermiques est développée. Un exemple de dimensionnement de transformateur planar (100 kHz / 2 kW) est traité pour illustrer l'intérêt de la méthode proposée. Cette dernière conduit à un processus de dimensionnement plus rapide que la traditionnelle méthode PdA, sans itération.

2. DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS MAGNETIQUES A BASE DU PRODUITS DES AIRES

Le produit des aires A_p (1), permet de lier le produit de la surface de la fenêtre de bobinage S_c et de la section S_f du noyau magnétique à la puissance P transitant dans le composant.

$$A_p = S_f \cdot S_c = \frac{2}{K_f K_r} \frac{P}{J \cdot B_{max} \cdot f} \quad (1)$$

avec K_f coefficient de forme, K_r coefficient de remplissage de la fenêtre de bobinage, f fréquence (Hz), J densité de courant (A/m^2) et B_{max} (T) induction maximale dans le noyau magnétique.

Ces deux dernières grandeurs (J et B_{max}) sont fonctions de la température. En effet, les pertes cuivre et fer participant à l'élévation de température du composant dépendent respectivement des paramètres densité de courant et induction maximale.

Dans un processus de dimensionnement classique, le noyau magnétique est sélectionné à partir du produit des aires calculé en fonction des contraintes électriques (puissance et fréquence) spécifiées par le cahier des charges. La densité de courant et l'induction maximale sont, quant à elles, fixées par rapport à des recommandations ou par retour d'expérience des concepteurs. Par exemple, dans [3], l'auteur recommande de fixer une densité

de courant comprise entre 400 A/cm² et 4700 A/cm², ainsi qu'une induction maximale pour les matériaux ferrites comprise entre 150 mT et 350 mT. Les pertes étant calculées dans une seconde phase, après le choix du noyau, si l'élévation de la température engendrée par ces dernières n'est pas acceptable, un noyau de taille supérieure devra alors être utilisé. Les valeurs de la densité du courant et de l'induction maximale devront être ajustées en conséquence, lors de différentes itérations.

La procédure de dimensionnement classique en utilisant le PdA est illustrée sur la Fig. 1. Les différentes étapes de cette procédure sont décrites ci-dessous :

- **Etape 1 :** Le produit des aires (A_p) est calculé à partir des données du cahier des charges.
- **Etape 2 :** Le noyau magnétique est sélectionné en prenant un noyau dont le produit des aires est légèrement supérieur à celui calculé.
- **Etape 3 :** Le nombre de spires primaires N_p est calculé à partir de la formule de Boucherot (2) en utilisant la tension primaire V_p et l'induction maximale autorisée B_{max} . Le nombre de spires au secondaire N_s , peut être ensuite déduit en multipliant par le rapport de transformation souhaité (3).

$$N_p = \frac{V_p}{k_f \cdot f \cdot S_f \cdot B_{max}} \quad (2)$$

$$m = \frac{N_s}{N_p} \quad (3)$$

- **Etape 4 :** La section des conducteurs au primaire (S_{cup}) est estimée à partir du courant primaire I_p et de la densité de courant prédéfinie selon (4). La section de spires au secondaire (S_{cus}) se déduit en divisant la section des conducteurs du primaire par le rapport de transformation (5). A partir de ces sections, la taille des conducteurs et leur disposition dans la fenêtre peuvent alors choisies.

$$S_{cup} = \frac{I_p}{J} \quad (4)$$

$$S_{cus} = \frac{S_{cup}}{m} \quad (5)$$

- **Etape 5 :** Les pertes fer sont estimées à partir de la formule de Steinmetz [4] ou une autre formule équivalente.
- **Etape 6 :** Les bobinages étant définis, les pertes cuivre sont estimées avec un modèle analytique ou numérique adapté.
- **Etape 7 :** Les pertes calculées servent d'entrée pour calculer la température du composant à partir d'un modèle thermique.
- **Etape 8 :** Si la température du composant est acceptable, l'étape de réalisation et de test peut être franchie. Dans le cas contraire, les étapes à partir de la définition des bobinages sont réitérées en utilisant un noyau magnétique dont la taille (produit des aires) est supérieur au premier qui avait été sélectionné.
- **Etape 9 :** si le noyau choisi permet de respecter l'élévation de température, il est possible de passer à l'étape de la réalisation et de la validation d

Les itérations effectuées dans ce processus de dimensionnement le sont en raison de contraintes thermiques. La prise en compte directe de ces contraintes dans l'expression du PdA peut donc permettre d'accélérer le dimensionnement.

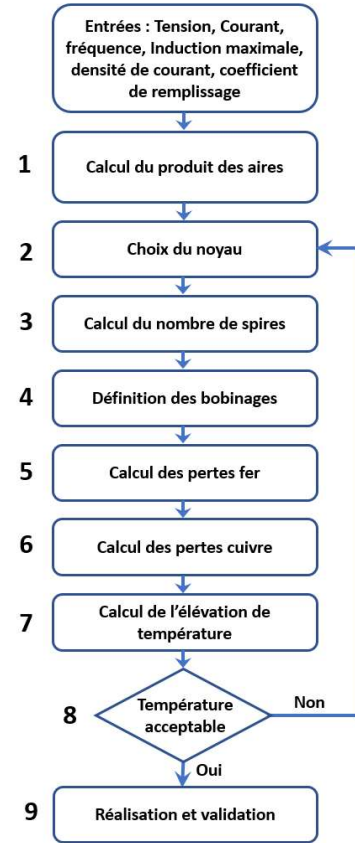


Fig. 1. Procédure de dimensionnement classique à base du produit des aires

3. PRISE EN COMPTE DE LA TEMPERATURE DANS LE PRODUIT DES AIRES

L'objectif de cette partie est de détailler la méthode de dimensionnement permettant d'intégrer les contraintes thermiques directement dans l'expression du produit des aires. Cette méthodologie est développée pour le dimensionnement de transformateurs planar à base de noyaux ferrite de type E/PLT et EE [5].

Pour un dimensionnement optimal, nous considérerons que les pertes fer P_{fer} sont égales aux pertes cuivre P_{cu} et donc égales à la moitié des pertes totales [2]. Ces pertes peuvent alors être liées à l'élévation de température ΔT du composant (Fig. 2) via sa résistance thermique R_{th} (6) :

$$P_{cu} = P_{fer} = \frac{P_{totales}}{2} = \frac{\Delta T}{2 R_{th}} = \frac{T_{max} - T_a}{2 R_{th}} \quad (6)$$

avec T_{max} température maximale du composant (°C) et T_a la température ambiante (°C).

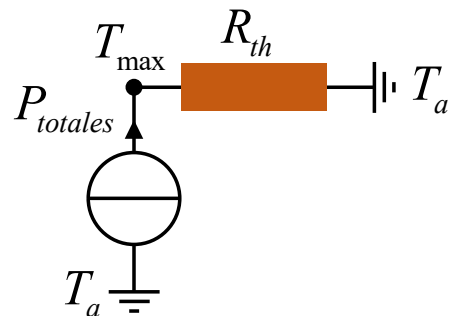


Fig. 2. Schéma équivalent thermique permettant de calculer l'élévation de température

Comme expliqué dans la partie précédente, les choix d'induction maximale et de densité du courant vont impacter la température du composant. Il faut donc qu'ils soient choisis en fonction des contraintes thermiques du cahier des charges.

L'équation (7) représente la formule de Steinmetz [4] qui permet de calculer la valeur des pertes fer, à partir du volume effectif du noyau V_e et des paramètres de Steinmetz magnétique k_c , α et β , dont les valeurs dépendent des matériaux magnétiques utilisés.

$$P_{fer} = k_c \cdot f^\alpha \cdot B_{max}^\beta \cdot V_e \quad (7)$$

A partir de l'équation de Steinmetz (7), l'induction maximale B_{max} dans le circuit magnétique peut être exprimée à partir de l'élévation de température ΔT , de la résistance thermique R_{th} comme exprimée par la formule (8) :

$$B_{max} = \left(\frac{\Delta T}{2 R_{th}} \cdot \frac{1}{k_c \cdot V_e \cdot f^\alpha} \right)^{1/\beta} \quad (8)$$

Les pertes cuivre, quant à elles, peuvent être calculées à partir de modèles analytiques type Dowell [6]. L'équation de Dowell (9) exprime les pertes cuivre en fonction du facteur résistif de F_r , représentant l'augmentation des pertes avec la fréquence, et de la résistance des bobinages en basse fréquence (BF) R_{dc} :

$$P_{Cu} = F_r R_{dc} I^2 \quad (9)$$

La résistance BF (10) peut être exprimée à partir de la résistivité du cuivre ρ_{Cu} , de la longueur moyenne du bobinage l_{moy} , et du produit du coefficient de remplissage K_r et de la section de la fenêtre du noyau magnétique S_c , ce produit correspondant à la surface de cuivre totale :

$$R_{dc} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{moy}}{K_r \cdot S_c} \quad (10)$$

Le facteur de Dowell [6] est fonction du rapport entre l'épaisseur des conducteurs h_{cu} et l'épaisseur de peau δ (11) pour tenir en compte la variation de la résistance avec la fréquence. Selon [7], ce facteur peut être simplifié en introduisant une approximation d'ordre 4, donnée ici par l'équation (12). Pour un minimum de pertes l'entrelacement primaire/secondaire doit être maximal, donc le nombre de bobinage par portion est $m=1$.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad (11)$$

avec μ la perméabilité magnétique (H/m)

$$F_r = 1 + \frac{5m^2 - 1}{45} \left(\frac{h_{cu}}{\delta} \right)^4 \quad (12)$$

A partir des équations (6), (9), (10) et (11), la densité de courant peut être exprimée par (13). Cette expression est fonction de l'élévation de la température, tout en prenant en compte les effets de la fréquence via le facteur résistif de Dowell F_r .

$$J = \left(\frac{\Delta T}{2 R_{th}} \cdot \frac{1}{F_r \cdot \rho_{Cu} \cdot l_{moy} \cdot K_r \cdot S_c} \right)^{1/2} \quad (13)$$

En combinant les expressions de B_{max} (8) et de J (13) dans l'expression du PdA (1), on obtient ainsi :

$$A_p = \frac{1}{K_f K_r^{1/2} \cdot \left(\frac{1}{F_r \cdot \rho_{Cu}} \right)^{1/2} \cdot \left(\frac{1}{k_c} \right)^{1/\beta} \cdot (\Delta T)^{1/\beta + 1/2} \cdot f^{1-\alpha/\beta} \cdot \left(\frac{1}{R_{th}} \right)^{1/\beta + 1/2} \cdot \left(\frac{1}{l_{moy} S_c} \right)^{1/2} \cdot \left(\frac{1}{V_e} \right)^{1/\beta}} P \quad (14)$$

Nous définissons alors deux quantités K_1 et K_2 telles que :

$$K_1 = \left(\frac{1}{l_{moy} S_c} \right)^{1/2} \cdot \left(\frac{1}{V_e} \right)^{1/\beta} \quad (15)$$

$$K_2 = \left(\frac{1}{R_{th}} \right)^{1/\beta + 1/2} \quad (16)$$

K_1 est fonction du paramètre β du matériaux magnétique et des paramètres géométriques du noyau : l_{moy} , S_c et V_e . K_2 est fonction de la résistance thermique globale R_{th} et du paramètre β du matériau. Plusieurs expressions de cette résistance thermique sont disponibles dans la littérature [3, 8-12]. Une expression liant la résistance thermique et la surface externe du composant S_{ext} , a été choisie pour illustrer l'intérêt de la méthode (17). Cette expression est simple d'utilisation et permet, en plus, de prendre facilement en compte la présence d'un radiateur en ajustant le coefficient d'échange h . Dans le cas d'une convection naturelle ce dernier sera fixé à $h = 14 \text{ W.m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$ [8, 12].

$$R_{th} = \frac{1}{h \cdot S_{ext}} \quad (17)$$

Avec l'expression de R_{th} (17), K_2 devient :

$$K_2 = (h \cdot S_{ext})^{1/\beta + 1/2} \quad (18)$$

En traçant les quantités K_1 et K_2 sur des échelles logarithmiques en fonction du produit des aires A_p des différentes tailles des noyaux magnétiques planar de type E/PLT et EE [5], nous constatons que leur variation est linéaire, comme le montre l'exemple de Fig. 3. K_1 et K_2 peuvent alors être approximés par des expressions exponentielles (19).

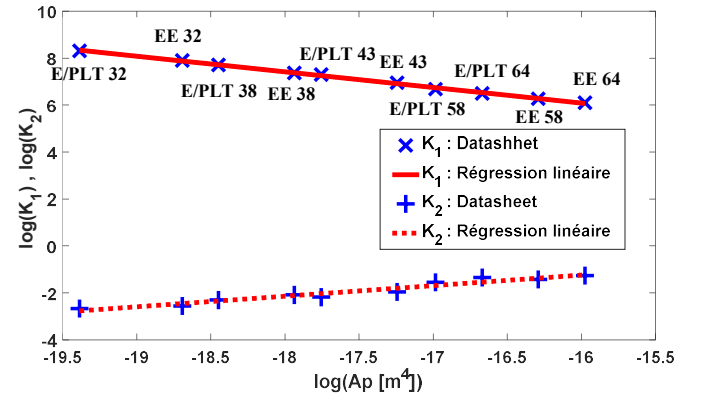


Fig. 3. Evolution de $\log(K_1)$ et de $\log(K_2)$ en fonction du produit des aires $\log(A_p)$ pour les noyau de type E/PLT et EE

$$K_1 = a_1 A_p^{b_1} \quad , \quad K_2 = a_2 A_p^{b_2} \quad (19)$$

Les coefficients a_1 , a_2 , b_1 et b_2 , sont calculés par régression linéaire avec un paramètre β moyen pour tous les matériaux comme proposé dans [7]. Ceci permet d'obtenir des coefficients indépendants du matériau magnétique utilisé.

Dans notre cas, les différents paramètres calculés pour les noyaux planar de type E/PLT et EE sont présentés dans le tableau 1 :

Tableau 1. Valeurs des coefficients	
β_{moy}	2,71
a_1	0,0105
b_1	-0,665
a_2	366.63
b_2	0.482

En introduisant les coefficients de l'équation (19) dans l'expression du produit des aires (14), cette dernière devient :

$$A_p = \left[\frac{P}{a_1 \cdot a_2 \cdot K_f \cdot K_r^{1/2} \cdot \left(\frac{1}{f_r \cdot \rho_{Cu}}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(\frac{1}{k_c}\right)^{\frac{1}{\beta}} \cdot (\Delta T)^{\frac{1}{\beta} + \frac{1}{2}} \cdot f^{1 - \frac{\alpha}{\beta}}} \right]^{\frac{1}{1+b_1+b_2}} \quad (20)$$

Finalement, l'expression obtenue permet de prendre en compte à la fois les effets de la HF sur les pertes et les contraintes thermiques sur le composant au stade du dimensionnement.

4. PROCEDURE DE DIMENSIONNEMENT A BASE DU PRODUIT DES AIRES MODIFIE

L'intégration, dans la formulation du produit des aires modifié (PdAM), du modèle de résistance thermique basée sur la surface externe du transformateur permet de sélectionner des valeurs d'induction maximale et de densité de courant de manière implicite.

La procédure de dimensionnement à base du PdAM est présentée sur la Fig. 4. Les étapes de cette procédure sont détaillées dans la suite :

- **Etape 1 :** Le produit des aires est calculé à partir des données du cahier des charges (P, f, ΔT) avec (20).
- **Etape 2 :** sélectionner le noyau magnétique dont le produit des aires est légèrement supérieur à celui calculé.
- **Etape 3 :** L'induction maximale peut être estimée à partir de la résistance thermique du noyau sélectionné et de l'élévation de température préconisée en utilisant la relation de l'équation (8).
- **Etape 4 :** La densité de courant nécessaire pour maintenir l'élévation de température en dessous du niveau désiré est calculée à partir de l'équation (13).
- **Etape 5 :** A partir de l'induction maximale obtenue, le nombre de spires primaire est calculé à partir de la formule de Boucherot, comme exprimé par l'équation (2). Le nombre de spires secondaire est déduit ensuite avec (3).
- **Etape 6 :** Les sections des conducteurs sont ensuite estimées à partir de la densité de courant selon les équations (4) et (5). La taille des conducteurs et leur disposition sont alors définies, selon la technologie adoptée par le concepteur.
- **Etape 7 :** Une étape de vérification est alors nécessaire. En effet, le nombre de spires calculé précédemment pour limiter le niveau d'induction maximal (et donc les pertes fer) peut être trop élevé et donner lieu à une surface totale de bobinage dépassant la celle de la fenêtre du noyau choisi, en prenant en compte le coefficient de remplissage. Dans ce cas un autre noyau doit être sélectionné pour réduire le nombre de spires et/ou augmenter la surface de la fenêtre de bobinage.

- **Etape 8 :** Les pertes fer sont calculées à base de la formule de Steinmetz (7), ou une autre formule équivalente [8], comme pour l'approche classique.
- **Etape 9 :** Les bobinages étant définis, les pertes cuivre sont estimées via un modèle analytique ou numérique adapté.
- **Etape 10 :** Les pertes totales permettent d'estimer l'échauffement du composant et vérifier que la contrainte ΔT est bien respectée. Cette étape n'est pas indispensable puisque l'élévation de température était une donnée d'entrée du dimensionnement, mais elle sert à vérifier la cohérence des résultats.
- **Etape 11 :** Finalement, il est possible de passer à l'étape de prototype et de tests du transformateur.

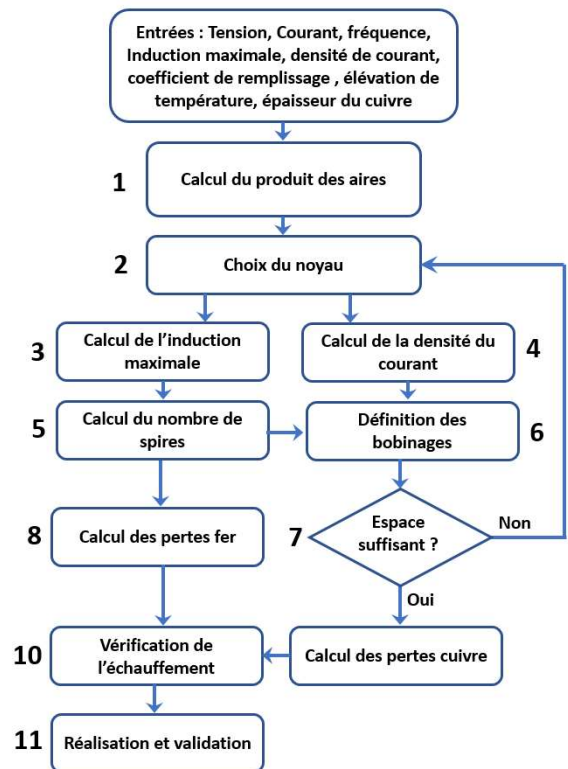


Fig. 4. Procédure de dimensionnement à base du produit des aires modifié (PdAM)

Cette procédure de dimensionnement permet de réduire les itérations en comparaison avec la procédure classique. En effet, étant donné que la contrainte thermique est prise en compte dès l'expression du produit des aires, seules les contraintes géométriques sur l'espace disponible pour le bobinage peuvent conduire à une réitération dans la procédure de dimensionnement.

5. EXEMPLE D'APPLICATION

Dans cette partie, les deux méthodes PdA et PdAM sont comparées sur un exemple de dimensionnement de transformateur planar de 2kW sous une fréquence de 100kHz. La contrainte en température fixée est une élévation de température de 40°C. L'épaisseur des conducteurs est de 0.2 mm, elle est proche de l'épaisseur de peau du cuivre à 100kHz pour réduire les effets des pertes hautes fréquences. Quant au coefficient de remplissage il est fixé à 0.6 pour cette application, vu que l'épaisseur de l'isolant sera équivalente à la moitié de l'épaisseur du cuivre.

Les différents paramètres relatifs au cahier des charges sont spécifiés dans le tableau 2.

Tableau 2. Cahier des charges du transformateur planar

Puissance	2 kW		
Tension primaire	325 V		
Tension secondaire	40 V		
Courant primaire	6.2 A		
Rapport de transformation	1/8		
Fréquence	100 kHz		
Epaisseur du cuivre	0,2 mm		
Epaisseur du isolant	0.1 mm		
Coefficient de remplissage	0,6		
Elévation de température	40 °C		
Matériaux magnétiques	3F3 de Ferroxcube		
	k_c	α	β
	$2,5 \cdot 10^{-4}$	1,68	2,45

La première étape des deux procédures de dimensionnement est de calculer le produit des aires. Pour mieux analyser le comportement de cette grandeur avec la température, le produit des aires est évalué à l'aide de l'expression proposée dans cet article (20), pour des valeurs d'élévation de la température allant de 30 °C à 90 °C. Les valeurs obtenues sont alors comparées, sur la Fig. 5, à celle obtenue avec la formulation classique (1). Cette dernière est calculée à partir des données du tableau 1 et en utilisant les valeurs de l'induction maximale (200mT) et de la densité de courant (500A/cm²), indiqué pour l'approche classique dans le tableau 2.

La Fig. 5 montre que la variation du produit des aires en fonction de l'élévation de température est significative, et varie entre 2000 mm⁴ et 6500 mm⁴, ce qui impacte considérablement le choix du noyau selon l'élévation de la température souhaitée.

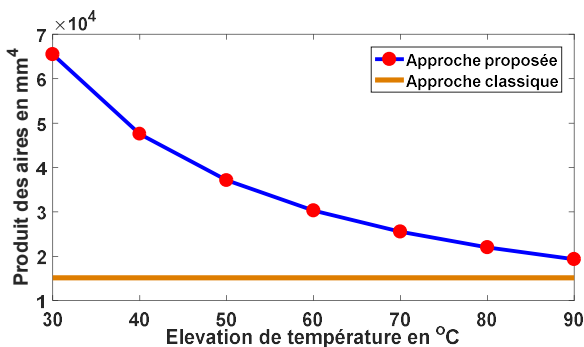


Fig. 5. Evolution du produit des aires avec l'élévation de température : Comparaison de l'approche classique et l'approche proposée

Le Tableau 3 présente les résultats obtenus avec la première itération de l'approche classique et avec l'approche modifiée. Les produits des aires calculés permettent de choisir, respectivement, un noyau E/PLT43 (Fig. 6) par la première approche PdA et un noyau E/PLT 64 (Fig. 7) par la deuxième approche PdAM. Pour l'approche classique, la valeur de l'induction magnétique est fixée par rapport aux limites des ferrites utilisées. Pour la ferrite 3F3 de Ferroxcube [5], cette valeur est de 400mT. Dans le cadre de l'approche modifiée cette valeur est calculée pour respecter la contrainte thermique en limitant les pertes fer. La valeur obtenue est bien inférieure à 40 mT.

Le produit des aires calculé par l'approche classique est logiquement inférieur à celui calculé par PdAM. Ceci s'explique par les valeurs de l'induction maximale et de la densité de

courant initiales choisies pour le calcul du produit des aires, même si ces derniers sont typiques pour les transformateurs HF à base de ferrite.

La densité de courant calculée via l'approche PdAM est du même ordre de grandeur que celle choisie pour l'approche classique. Il en est de même pour les pertes cuivre évaluées par la formule de Dowell simplifiée (9).

Le calcul de pertes fer est effectué à l'aide de la formule de Steinmetz (7). Il permet de constater que les pertes fer sont excessives dans le noyau sélectionné par PdA. Il sera alors nécessaire de réduire cette valeur d'induction maximale pour les éventuelles itérations suivantes.

L'élévation de la température est estimée à partir de la résistance thermique exprimée par l'équation (17). Cette élévation de température montre que la contrainte thermique n'est pas respectée pour la première itération de l'approche classique PdA. Pour l'approche PdAM, l'élévation de température est en dessous de l'élévation de température préconisée dans le cahier des charges. Le dimensionnement est donc valable dès la 1^{ère} itération. Ceci montre l'efficacité et la rapidité de l'approche PdAM pour le dimensionnement.

Pour une meilleure représentation du transformateur dimensionné par PdAM, la figure 8 montre la fenêtre de ce dernier, avec les bobinages choisis, ainsi que leurs dimensions. Chaque bobinage contient 8 couches conductrices, 2 spires primaires par couche (ce qui fait 1 spires) et 4 couches d'un conducteur chacune, et forment une spires au secondaires (pour un total de deux spires au secondaire) .

Tableau 3. Résultats des deux approches de dimensionnement

	Approche classique	Approche proposée
Produit des aires calculé	15128 mm ⁴	47550 mm ⁴
Noyau sélectionné	E/PLT 43	E/PLT 64
Produit des aires du noyau sélectionné	16231 mm ⁴	42025 mm ⁴
Induction maximale B_{max}	200 mT	80 mT
Nombre de spires primaires	16	16
Nombre de spires secondaires	2	2
Densité du courant J	500A/cm ²	386A/cm ²
Largeur des conducteurs primaires l_{pcu}	6.2 mm	8 mm
Largeur des conducteurs secondaires l_{scu}	2*6.2=12.4 mm	2*8=16 mm
Nombre de couches par bobinage	8	8
Pertes fer	8.48 W	3.54 W
Pertes cuivre	2.61 W	3.26 W
Élévation de température	122.3 °C	32.1 °C

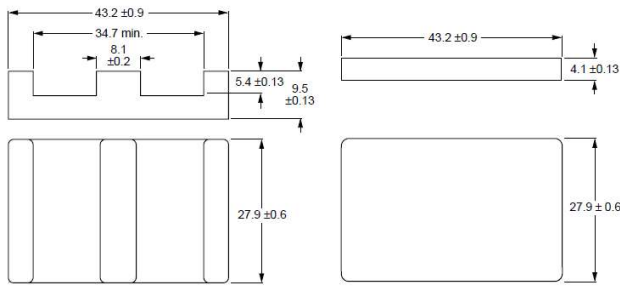


Fig. 6. Dimensions du noyau E/PLT 43 [5]

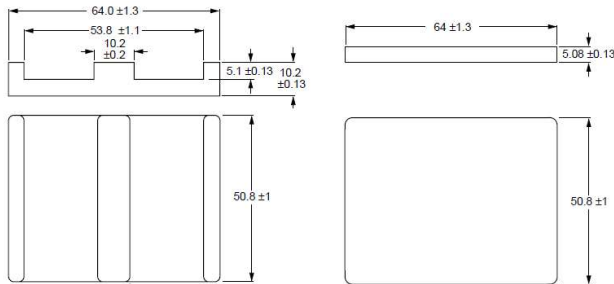


Fig. 7. Dimensions du noyau E/PLT 64 [5]

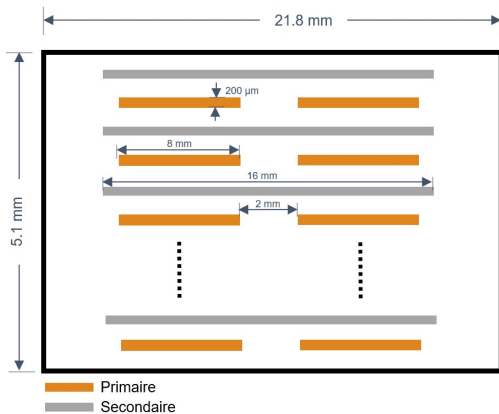


Fig. 8. Fenêtre du transformateur dimensionné

6. CONCLUSIONS

Le dimensionnement des composants magnétiques HF reste un point clé dans la conception de convertisseurs d'électronique de puissance. Dans cet article, une méthode de dimensionnement des transformateurs planar est développée pour pallier aux itérations de la classique méthode du produit des aires (PdA). La méthode modifiée (PdAM) permet de prendre en compte les

effets de la HF et de la température directement dans l'expression du produit des aires.

Après avoir explicité les 2 méthodes PdA et PdAM, ces dernières sont appliquées au dimensionnement d'un transformateur planar de 2kW / 100kHz. Les résultats montrent que la valeur du produit des aires peut varier significativement en fonction du critère élévation de la température. Ceci affecte alors fortement le choix du noyau magnétique.

La méthode proposée PdAM a permis un dimensionnement valide dès la première itération, tout en respectant la contrainte thermique, contrairement à l'approche classique qui nécessite d'autres itérations en ajustant les valeurs de l'induction magnétique et de la densité de courant.

7. REFERENCES

- [1] Z. Ouyang and M. A. E. Andersen, "Overview of planar magnetic technology fundamental properties," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 9, pp. 4888–4900, Sep. 2014.
- [2] J. S. Ngoua Teu Magambo, R. Bakri, X. Margueron, P. Le Moigne, A. Mahe, S. Guguen and T. Bensalah, "Planar Magnetic Components in More Electric Aircraft: Review of Technology and Key Parameters for DC-DC Power Electronic Converter," IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 3, no. 4, pp. 831–842, Apr. 2017.
- [3] C.W. T. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook, 4th ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2011.
- [4] J. E. Brittain, "A steinmetz contribution to the AC power revolution," Proc. IEEE, vol. 72, n° 2, p. 196–197, févr. 1984.
- [5] Soft Ferrites and Accessories Data Handbook 2013, accessed on Oct. 1, 2020. [Online]. Available: <https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11>
- [6] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," Proc. Inst. Electr. Eng., vol. 113, no 8, p. 1387–1394, Aug. 1966
- [7] W. G. Hurley, E. Gath and J. G. Breslin, "Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 2, pp. 369–376, March 2000.
- [8] R. Bakri, "Modélisation thermique des composants magnétiques planar pour l'intégration de puissance", thèse de doctorat de Centrale Lille, juin 2018.
- [9] Magnetics Designer - Personal Computer Circuit Design Tools, accessed on Oct. 1, 2020. [Online]. Available: <http://www.intusoft.com/lit/Magdes.pdf>
- [10] Ferroxcube Soft Ferrites Design Tool (SFDT), accessed on Oct. 1, 2020. [Online]. Available: https://www.ferroxcube.com/en-global/design_tool/index
- [11] A. van den Bossche, V. C. Valchev, Inductors and transformers for power electronics, Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2005
- [12] W. G. Hurley, W. H. Wölflé, Transformers and Inductors for Power Electronics - Theory, design and applications, John Wiley & Sons Ltd, 2013.