



**HAL**  
open science

# Méthode de détermination des capacités parasites des bobines toriques nanocristallins

Florentin Salomez, Arnaud Videt, Nadir Idir

► **To cite this version:**

Florentin Salomez, Arnaud Videt, Nadir Idir. Méthode de détermination des capacités parasites des bobines toriques nanocristallins. Compatibilité Electromagnétique 2020, Apr 2021, Lyon, France. hal-03320509

**HAL Id: hal-03320509**

**<https://hal.science/hal-03320509>**

Submitted on 26 Dec 2021

**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.

# METHODE DE DETERMINATION DES CAPACITES PARASITES DES BOBINES TORIQUES NANOCRISTALLINS

F. Salomez<sup>1</sup>, A. Videt<sup>2</sup>, N. Idir<sup>3</sup>

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

<sup>1</sup>florentin.salomez@univ-lille.fr

<sup>2</sup>arnaud.videt@univ-lille.fr

<sup>3</sup>nadir.idir@univ-lille.fr

**Résumé** Les capacités parasites des bobines impactent leur impédance à haute fréquence. Un modèle semi-analytique de la capacité parasite équivalente pour des bobines à noyau conducteur (nanocristallin) est proposé pour expliquer son origine et la réduire, notamment pour des applications de filtrage pour la compatibilité électromagnétique (CEM) à haute fréquence. Une approche énergétique est utilisée pour calculer la capacité parasite équivalente à partir du nombre de tours et de la valeur des capacités parasites élémentaires issues de simulation éléments finis. Les erreurs relatives par rapport aux mesures montrent que le modèle proposé améliore la précision de la prédiction par rapport aux modèles classiquement utilisés dans la littérature et prend en compte correctement l'évolution avec le nombre de tours et les espacements inter-spaires, et spire-noyau.

## I. INTRODUCTION

L'électronique de puissance haute fréquence demande une connaissance accrue des éléments parasites des composants passifs [1], notamment les capacités parasites (CP) des bobines de filtrage. Les modèles numériques utilisant la méthode des éléments finis (MEF) permettent une prédiction des CP [2], [3], [4], [5], mais les modèles analytiques sont mieux adaptés à l'optimisation du volume du composant car plus rapides à évaluer [6]. Le modèle présenté par Massarini et al. dans [7], cité dans la littérature [8], [9] pour l'évaluation de la capacité parallèle équivalente (CPE) des bobines de filtrage, utilise des hypothèses fortes comme un bobinage serré, et une répartition libre des potentiels le long du bobinage. Ces hypothèses ne semblent pas vérifiées pour les bobines toriques. Cet article propose d'imposer une distribution linéaire de la tension le long du bobinage comme cela est fait dans la MEF et de calculer la CPE grâce à une approche énergétique [10], [11, Sect. 11.6]. La géométrie et la discrétisation du bobinage, ainsi que les hypothèses de répartition de la tension sont expliquées dans une première partie. Puis dans un deuxième temps le modèle proposé est détaillé avec notamment l'extraction des CP. Enfin les modèles sont comparés à la mesure réalisée sur une bobine torique à noyau nanocristallin, et ce pour différents nombres de tours.

## II. HYPOTHESES DE MODELISATION

### II.1. Description de la géométrie et des matériaux

Une bobine fabriquée à partir d'un tore en matériau nanocristallin est considérée, sa section est rectangulaire de côté  $c = (R - r)$  avec  $r$  et  $R$  respectivement le rayon interne et externe et de hauteur  $h$ . Elle est bobinée de  $N$  tours d'un fil de cuivre émaillé de diamètre utile  $d_c$ , et de diamètre isolé  $d_o$  comme indiqué sur la figure 1. Les espaces inter-spaires sont nommés  $s_{tt}$ , les espace noyau-spire  $s_{tc}$ . Ils sont suffixés par  $r, R, h$  selon la face du tore considérée.

### II.2. Réseau de capacités parasites élémentaires discrétisé

Le composant présenté précédemment est déplié autour de son axe de révolution sur la figure 2. Le noyau nanocristallin est considéré comme un conducteur parfait. La discrétisation du bobinage à l'échelle de la spire (de périmètre  $p$ ) permet d'associer à chacune un potentiel unique  $V_n$  et de représenter les couplages spire-noyau par une capacité élémentaire  $C_{tc}$ , et les couplages inter-spaires par une capacité  $C_{tt}$ .

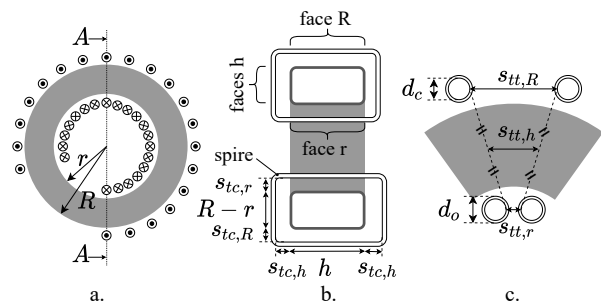


Figure 1. Description de la géométrie du tore bobiné : a. vue du dessus, b. coupe diamétrale A-A, c. détails sur une paire de spires vue de dessus

### II.3. Modèle de Massarini et al.

Pour calculer la CPE du réseau présenté précédemment, les auteurs de [7] utilisent des transformations  $\Delta Y$  successives pour réduire le réseau à une capacité équivalente parallèle  $C_M$  exprimée en fonction des capacités élémentaires (1) avec  $N \in \mathbb{N}$  et  $N \geq 2$ . Le bobinage considéré

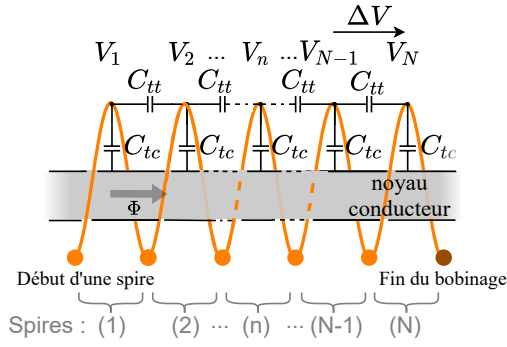


Figure 2. Réseau de capacités créés par le bobinage

est serré, l'hypothèse retenue alors par les auteurs est l'équation (2), c'est pour cette raison que  $C_{tc}$  n'apparaît pas dans le système (1).

$$\begin{cases} C_M(2) &= 2 \cdot C_{tt} \\ C_M(3) &= 3 \cdot C_{tt}/2 \\ C_M(N) &= C_{tt}/\left(2 + \frac{C_{tt}}{C_M(N-2)}\right) + C_{tt} \end{cases} \quad (1)$$

$$C_{tc} = 2 \cdot C_{tt} \quad (2)$$

Afin de prendre en compte des bobinages lâches, le modèle est ici étendu selon l'équation (3) pour l'étendre au cas général où  $C_{tc} \neq 2 \cdot C_{tt}$ . Il est appelé par la suite *Massarini Adaptée* ( $C_{MA}$ ). Toutefois, la méthode de réduction du réseau capacitif à une seule capacité équivalente est similaire, sans contrainte de répartition de la tension le long du bobinage. Cet aspect est considéré dans la section suivante pour proposer un modèle amélioré de la capacité parallèle équivalente.

$$\begin{cases} C_{MA}(2) &= C_{tt} + C_{tc}/2 \\ C_{MA}(3) &= C_{tt}/2 + C_{tc}/2 \\ C_{MA}(N) &= C_{tt}/\left(2 + \frac{C_{tt}}{C_{MA}(N-2)}\right) + C_{tc}/2 \end{cases} \quad (3)$$

#### II.4. Répartition de la tension

La résolution proposée dans [7] laisse libre les potentiels intermédiaires du bobinage ( $V_1 \dots V_n, \dots V_{N-1}$ ). La répartition de la tension a alors la forme présentée dans la figure 4. Or le comportement magnétique du composant impose plutôt une répartition linéaire de la tension le long du bobinage comme le montre la figure 3. Si le flux magnétique  $\Phi$  est le même pour toutes les spires, alors la chute de tension est identique pour toutes les spires et égale à  $\Delta V = -d\Phi/dt$

La tension d'excitation est symétrique d'amplitude  $2 \cdot V_{max}$ , la différence de potentiel (DDP) entre deux spires consécutives est donc  $\Delta V = 2 \cdot V_{max}/N$ . Chaque spire équivalente est à son potentiel moyen  $V_n$  (4) avec  $n \in \mathbb{N}$ ,  $1 \leq n \leq N$ . Cette hypothèse n'est valable

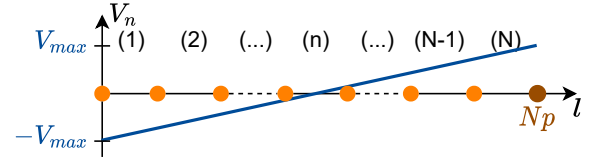


Figure 3. Répartition linéaire des potentiels ayant pour origine le comportement magnétique.

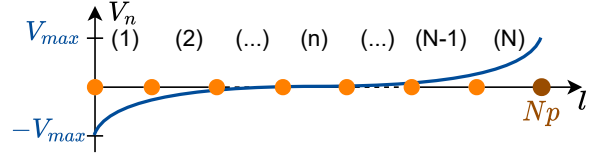


Figure 4. Répartition libre des potentiels le long du réseau d'après [7].

que pour les fréquences où les effets de propagation sont négligeables.

$$V_n = -V_{max} + \frac{\Delta V}{2} + (n-1)\Delta V \quad (4)$$

### III. MODELE PROPOSE

Le modèle proposé appelé  $C_{Lin}$  prend en compte la répartition linéaire de la tension le long du bobinage, décrite précédemment.

#### III.1. Calcul de la CPE en connaissant la répartition de la tension

Le potentiel du noyau est flottant et correspond au potentiel moyen d'excitation du composant  $V_{moy} = (V_1 + V_N)/2$  de par la symétrie du réseau capacitif [12]. Connaissant la DDP aux bornes de chaque capacité il est possible de calculer l'énergie totale du réseau, et d'en déduire la capacité équivalente du composant  $C_{Lin}$  (5).

$$C_{Lin}(N) = \frac{N-1}{N^2} C_{tt} + \frac{1}{12} \frac{N^2-1}{N} C_{tc} \quad (5)$$

#### III.2. Détermination des CP par les éléments finis

Dans [7] les capacités élémentaires  $C_{tt}$  sont calculées de manière analytique d'après le parcours supposé des lignes de champ (6), avec  $\epsilon_r$  la permittivité relative de l'isolant des conducteurs.. Cette approche fonctionne relativement bien pour des spires serrées entre elles et sur le noyau [13]. Pour prendre en compte les espaces interspires et spire-noyau, une méthode de calcul des capacités élémentaires par les éléments finis est proposée.

$$\begin{cases} \theta' = \arccos\left(1 - \frac{\ln(d_o/d_c)}{\epsilon_r}\right) \\ C_{tt} = \epsilon_0 p \left(\frac{\epsilon_r \theta'}{\ln(d_o/d_c)} + \cot \frac{\theta'}{2} - \cot \frac{\pi}{12}\right) \end{cases} \quad (6)$$

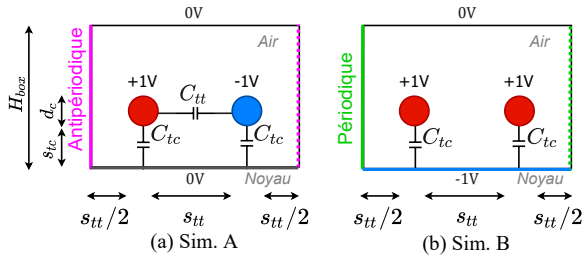


Figure 5. Simulation des capacités parasites élémentaires : a. pour extraire  $C_{tt}$ , connaissant  $C_{tc}$  extraite d'après b.

#### a - Simulations MEF 2D

Les phénomènes de couplage ayant lieu uniquement entre la surface du tore et les spires, il est possible d'utiliser des simulations 2D sur chacune des faces du tore pour calculer les capacités élémentaires. La figure 5 décrit la géométrie et les conditions utilisées dans le logiciel de MEF 2D FEMM 4.2. La permittivité relative de l'isolant des spires n'est pas prise en compte en raison de sa faible épaisseur. Néanmoins l'espace occupé par l'isolant ( $d_o - d_c$ ) est considéré dans les espaces interspires  $s_{tt}$  et tore-spire  $s_{tc}$ . L'écart entre les spires  $s_{tt}$  étant faible devant le rayon moyen du tore, le noyau est considéré droit localement. D'après la figure 5 a. la capacité équivalente pour la face  $i$  du système est  $C_{tt,i} + C_{tc,i}/2$ , et d'après la figure 5 b. la capacité équivalente est  $2 \cdot C_{tc,i}$ , le système d'équations (7) est alors utilisé pour déterminer  $C_{tc,i}$  et  $C_{tt,i}$  grâce aux énergies extraites de ces deux simulations respectivement  $E_{SimA}$  et  $E_{SimB}$ . La hauteur du domaine simulé est  $H_{box} = 10(s_{tc} + 2d_c)$ . Ces deux simulations sont répétées sur le rayon interne  $r$ , le rayon externe  $R$  et le dessus du tore avec les variations nécessaires sur  $s_{tt}$  et  $s_{tc}$ , puis les résultats sont additionnés (8). La détermination expérimentale des espaces tore-spire et interspire est expliquée dans la section IV.1.

$$\begin{cases} C_{tc,i} = \frac{1}{4} E_{SimB} \\ C_{tt,i} = \frac{1}{2} E_{SimA} - \frac{1}{8} E_{SimB} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} C_{tc} = C_{tc,r} + C_{tc,R} + 2C_{tc,h} \\ C_{tt} = C_{tt,r} + C_{tt,R} + 2C_{tt,h} \end{cases} \quad (8)$$

#### b - Evolution des capacités élémentaires en fonction des espacements

Les simulations décrites précédemment sont utilisées pour évaluer la sensibilité des CP aux espaces tore-spire et inter-spire. Le diamètre  $d_c$  considéré est 0,5 mm et la profondeur de la simulation est 9 mm. La figure 6 montre que  $C_{tt}$  diminue bien avec l'augmentation de  $s_{tt}$  tout en étant peu sensible à  $s_{tc}$ . Mais elle montre aussi que  $C_{tc}$  est croissante par rapport à  $s_{tt}$ . Ce résultat s'explique par le champ de frange de chacune des spires

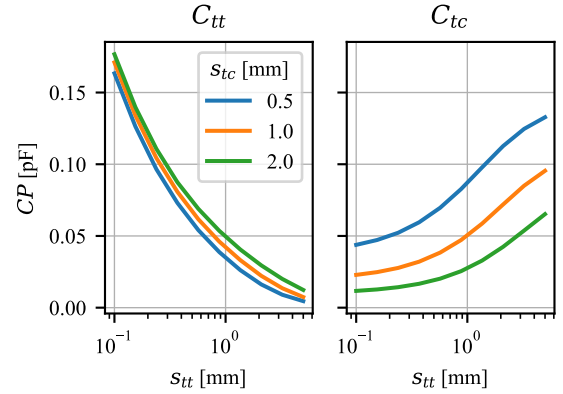


Figure 6. Evolution de  $C_{tt}$  et  $C_{tc}$  en fonction des espaces interspires  $s_{tt}$  et tore-spires  $s_{tc}$

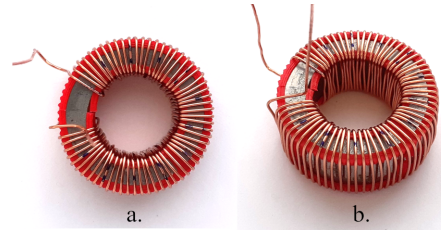


Figure 7. Tore équipé des écarteurs de spire et bobiné : a. vue de dessus, b. vue de devant

qui, lorsqu'elles sont écartées les unes des autres, ne rencontre pas d'obstacle pour atteindre la surface du tore, augmentant ainsi le couplage spire-tore.

Or d'après l'équation (5), la contribution majeure à la capacité totale  $C_{Lin}$  provient de la capacité  $C_{tc}$  qui est multipliée par le nombre de tours, alors que la capacité  $C_{tt}$  est divisée par le nombre de tours et contribue relativement peu au total, lorsque le nombre de tours est suffisamment grand. Il est donc intéressant pour diminuer la capacité parasite totale de diminuer l'espace interspire. L'espace  $s_{tt}$  n'est donc pas un degré de liberté pour la diminution de la CPE des tores à noyau nanocristallin.

## IV. VALIDATION EXPERIMENTALE

Un tore nanocristallin (TCT TNA002BP19) sans sa coque protectrice en plastique est utilisé pour la mesure. Il a été équipé d'écarteurs de spires imprimés en PLA (thermoplastique de type *polylactic acid*) pour maintenir des espaces inter-spires et spire-noyau réguliers, comme présenté à la figure 7. L'épaisseur de ce dispositif est  $e_{PLA}$ , et la longueur  $l_{PLA}$  recouvre 8 fois une partie du périmètre total de la section, soit ici 22%, comme décrit sur le schéma de la section du composant bobiné à la figure 8 a.

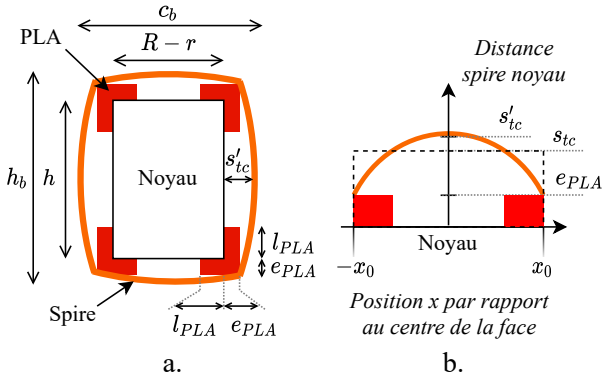


Figure 8. Approximation de la distance tore-spire : a. coupe radiale du tore équipé et bobiné, b. approximation de la courbure de la spire à une parabole

#### IV.1. Mesures géométriques

La hauteur bobinée  $h_b$ , et la largeur de la section bobinée à mi-hauteur  $c_b$  sont mesurées au pied à coulisse comme indiqué sur la figure 8 a. et le tableau 1. présente les valeurs. La courbure de la spire, visible sur la figure 8, est approximée par une parabole d'équation (10) et de maximum  $s'_{tc}$  (9). Sa prise en compte n'est pas possible dans les simulations 2D (section III.2), un espace tore-spire moyen est alors calculé (11). Le bobinage n'étant pas parfait, une valeur moyenne des mesures est retenue comme valeur nominale. Les valeurs minimales et maximales de  $h_b$  et  $c_b$  sont utilisées pour calculer les valeurs min. et max. de  $s_{tc,r}$  et  $s_{tc,h}$  et ainsi un encadrement de la CPE. Les espaces interspires  $s_{tt}$  sont considérés réguliers sur l'ensemble du bobinage et indépendants des variations des espaces tore-spire. Ils sont calculés à partir de la mesure de l'angle  $\beta$  couvert par le bobinage dans l'équation (12).

$$\begin{cases} s'_{tc,r} &= (c_b - c - d_c - d_o) / 2 \\ s'_{tc,h} &= (h_b - h - d_c - d_o) / 2 \end{cases} \quad (9)$$

$$s_{tc}(x) = (s'_{tc} - e_{PLA}) \cdot \left(1 - \left(\frac{x}{x_0}\right)^2\right) + e_{PLA} \quad (10)$$

$$\begin{cases} s_{tc,r} = s_{tc,R} &= \frac{2}{3}s'_{tc,r} + \frac{1}{3}e_{PLA} \\ s_{tc,h} &= \frac{2}{3}s'_{tc,h} + \frac{1}{3}e_{PLA} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} s_{tt,r} &= (\beta (r_b + \frac{d_o}{2}) - d_o) / (N - 1) - d_c \\ s_{tt,R} &= (\beta (R_b - \frac{d_o}{2}) - d_o) / (N - 1) - d_c \\ s_{tt,h} &= (s_{tt,r} + s_{tt,R}) / 2 \end{cases} \quad (12)$$

#### IV.2. Mesure de la CPE

Le circuit équivalent du composant bobiné est décrit dans la figure 9. L'impédance du tore est mesuré à un faible nombre de tours  $N = 3$ . De cette mesure est déduite

Table 1. Grandeurs mesurées sur le tore à nu, et bobiné indiquées b

Grandeurs mesurées (mm)			
Nom	Min.	Moy.	Max.
$h$	-	10,03	-
$R$	-	13,57	-
$r$	-	9,18	-
$d_c$	-	0,5	-
$d_o$	-	0,6	-
$h_b$	12,52	12,69	12,86
$c_b$	7,64	8,06	8,48
$\beta(^{\circ})$	-	314	-
$e_{PLA}$	-	0,5	-
$l_{PLA}$	-	0,8	-
Grandeurs calculées (mm)			
$R_b$	15,2	15,4	15,6
$r_b$	7,1	7,3	7,5
$s_{tc,r}$	0,88	1,02	1,16
$s_{tc,h}$	0,63	0,69	0,74
$s_{tt,r}$	-	0,20	-
$s_{tt,R}$	-	0,89	-
$s_{tt,h}$	-	0,54	-

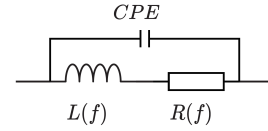


Figure 9. Circuit équivalent du composant bobiné

l'impédance à 1 tour équivalente  $Z_{N1}$  considérée sans capacité parasite. Un outil d'ajustement de courbe est utilisé pour minimiser l'écart entre  $Z_{mod}$  (13) et  $Z_{meas}$ , avec pour variable de décision CPE. L'impédance de référence  $Z_{meas}$  est mesurée avec un impédance-mètre HP 4294A équipé de l'adaptateur 16047E, le composant sous test est maintenu à 2 cm du plan de mesure. Afin d'obtenir l'évolution de la CPE en fonction du nombre de tour,  $Z_{meas}$  est relevée tous les 5 tours en débobinant le composant depuis  $N = 60$  et en découpant la partie de conducteur en surplus.

$$Z_{mod}(f, CPE) = \frac{N^2 Z_{N1}(f) \cdot Z_{CPE}(f)}{N^2 Z_{N1}(f) + Z_{CPE}(f)} \quad (13)$$

#### IV.3. Evolution de la CPE en fonction du nombre de tours du bobinage

Pour comparer les différents modèles présentés dans II et III, la géométrie décrite dans le tableau 1. est utilisée en entrée des simulations détaillées dans III.2. Les capacités parasites élémentaires ainsi obtenues (et détaillées dans le tableau 2. ) sont injectées dans (3), et (5). La capacité  $C_{tc}$  est plus grande sur le rayon externe  $R$  que sur le rayon interne  $r$  car l'espace interspire est plus grand (voir figure 6). Le modèle de référence de la littérature  $C_M$  n'utilise pas les résultats de simulation pour  $C_{tt}$

mais l'équation (6), injectée dans (1), et qui a pour valeur  $C_{tt} = 3,86$  pF. D'après la figure 10 ce dernier modèle surestime la CPE, ce qui est normal car aucun espace inter-spires et noyau-spire n'est pris en compte. Mais le modèle adapté  $C_{MA}$ , dérivé du premier, ne donne pas l'évolution de la CPE en fonction du nombre de tours constatée expérimentalement, même si l'ordre de grandeur est plus proche de la mesure. A contrario le modèle proposé  $C_{Lin}$  est cohérent avec la mesure. L'erreur relative de  $C_{Lin}$  à la mesure est comprise entre -38% et -31% pour le cas où  $s_{tc}$  nominal est utilisé, et de -23% à -43% pour l'encadrement complet de CPE par les valeurs minimales et maximales de  $s_{tc}$ . Cette sous-estimation est attendue, en effet les écarts de spire en PLA (dont la permittivité relative  $\epsilon_{PLA}$  est d'environ 3 [14]) ont été négligés en première approche.

Afin de vérifier si l'écart constaté est dû uniquement à la permittivité du PLA négligée, des simulations 2D avec PLA sur les portions de noyau  $l_{PLA}$  ont été réalisées (comme dans la section III.2 avec un matériau supplémentaire de permittivité  $\epsilon_{PLA}$  entre la spire et le noyau). Le résultat de ces simulations est comparé au cas sans PLA et à la mesure dans le tableau 3. Comme la prise en compte du PLA n'explique qu'environ 10% de l'écart constaté avec la mesure, une partie de la capacité parasite est probablement due à la géométrie de la spire et notamment son coude qui n'est pas considéré dans les simulations 2D. Les coins sont donc pris en compte en augmentant la longueur du domaine simulé, des faces  $r$  et  $R$ , de la distance moyenne parcourue par la spire dans les coins, soit  $\pi/2 \cdot s_{tc,c}$  pour les deux coins (avec  $s_{tc,c} = (s_{tc,r} + s_{tc,h})/2$ ). La contribution des coins est non négligeable dans le cas présenté ici (environ 8% lorsque le PLA est pris en compte). Le modèle  $C_{Lin}$  est donc recalculé avec la nouvelle  $C_{tc}$  issue de la simulation qui prend en compte le PLA et les coins, et est appelé par la suite  $C_{Lin,corr}$ . Cette nouvelle application numérique du modèle proposé est comparée à celle sans la prise en compte du PLA et des coins dans la figure 11. L'écart restant peut être attribué aux isolants des spires non modélisés ici, et aux hypothèses simplificatrices utilisées pour passer d'une géométrie 3D à une 2D.

Enfin la figure 12 montre l'impédance mesurée du composant bobiné à  $N = 50$  tours comparée aux impédances modélisées. Chaque impédance a été calculée en mettant en parallèle l'impédance idéale sans la CPE ( $Z_L$  ss  $C$ ) et la CPE calculée précédemment pour chacun des modèles présentés. Le modèle proposé  $C_{Lin,corr}$  est le plus proche de l'impédance mesurée et semble confirmer la justesse de l'hypothèse de répartition linéaire de la tension le long du bobinage. Comme attendu, les résonances dues à la propagation ne sont pas modélisées, mais la détermination de la CPE permet de représenter l'impédance jusqu'à 30 MHz ici.

Table 2. Détails des capacités  $C_{tc}$  et  $C_{tt}$

Capacité de la face considérée (pF)				
Type	$R$	$r$	$h$	Total (8)
$C_{tc}$	0,106	0,059	0,052	0,270
$C_{tt}$	0,105	0,264	0,059	0,487

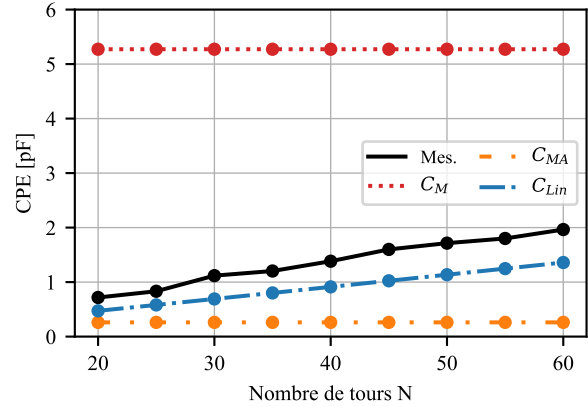


Figure 10. Comparaison des modèles à la mesure sur l'évolution de la CPE d'un tore bobiné en fonction du nombre de tours

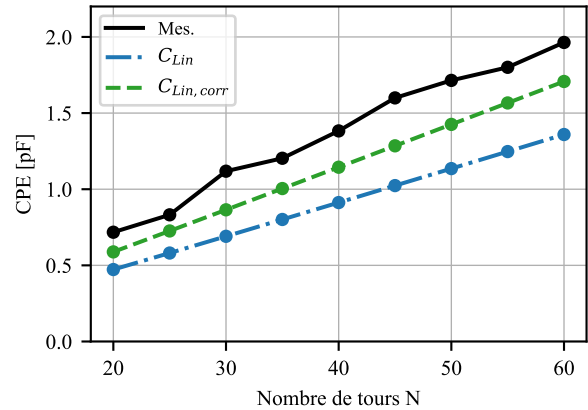


Figure 11. Comparaison du modèle proposé à la mesure sur l'évolution de la CPE en fonction du nombre de tours

Table 3. Comparaison des résultats de simulation pour  $C_{tc}$  avec la valeur extraite expérimentalement à  $N=60$

Cas considérés		$C_{tc}$ [pF]	Ecart Rel.
sans PLA	sans coins	0,270	-29,3%
	avec coins	0,292	-23,6%
avec PLA	sans coins	0,309	-19,1%
	avec coins	0,340	-11,0%
Mesure		0,382	Réf.

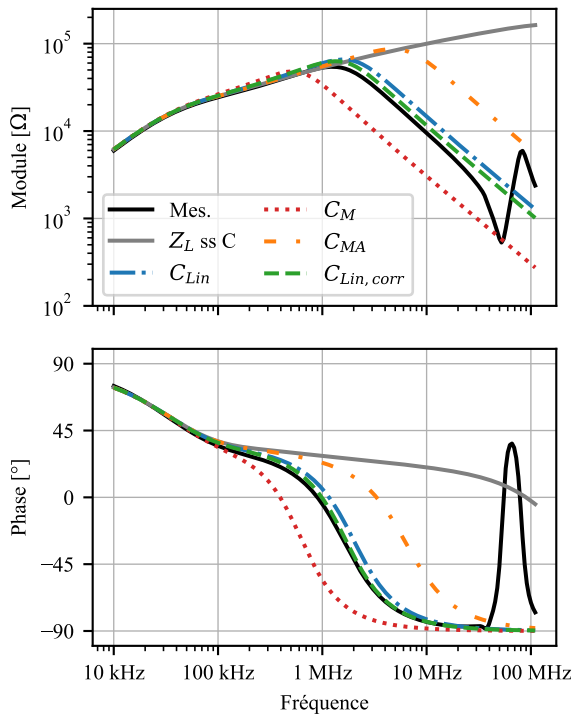


Figure 12. Comparaison de l'impédance mesurée du noyau bobiné de  $N = 50$  tours avec les différents modèles

## V. CONCLUSION

En conclusion le modèle proposé estime correctement la capacité parasite équivalente des bobines à noyau conducteur (nanocristallin) à partir de la détermination des capacités parasites élémentaires par les éléments finis. De plus ce modèle prend en compte les espaces interspires et spire-noyau. Les perspectives de ce travail sont dans un premier temps la prise en compte de l'isolant du conducteur et de celui des noyau, puis dans un second temps l'amélioration des hypothèses simplificatrices retenues pour simplifier une géométrie 3D vers une 2D, et enfin dans un troisième temps la généralisation du modèle aux matériaux non conducteurs comme les ferrites. L'application de ces modèles aux bobines de filtrage permettrait d'améliorer leur dimensionnement pour des applications haute fréquence.

## REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet CE2I (Convertisseur d'Énergie Intégré Intelligent). CE2I est cofinancé par l'Union Européenne avec le soutien financier du Fond Européen de Développement Régional (FEDER), l'état Français, et la région des Hauts-de-France.

## Références

- [1] A. K. Morya, M. C. Gardner, B. Anvari, L. Liu, A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, and H. A. Toliyat, "Wide Band-gap Devices in AC Electric Drives : Opportunities and Challenges," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 5, pp. 3–20, Mar. 2019.
- [2] M. Kovačić, S. Stipetić, Z. Hanić, and D. Žarko, "Small-Signal Calculation of Common-Mode Choke Characteristics Using Finite-Element Method," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, pp. 93–101, Feb. 2015.
- [3] C. Cuellar and N. Idir, "Stray capacitances determination methods of emi filter inductors," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 7040–7045, 2017.
- [4] Qin Yu and T. W. Holmes, "A study on stray capacitance modeling of inductors by using the finite element method," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 1, pp. 88–93, 2001.
- [5] A. Chafi, N. Idir, A. Videt, and H. Maher, "Design method of pcb inductors for high-frequency gan converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 1, pp. 805–814, 2021.
- [6] B. Zaidi, A. Videt, and N. Idir, "Optimization Method of CM Inductor Volume Taking Into Account the Magnetic Core Saturation Issues," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, pp. 4279–4291, May 2019.
- [7] A. Massarini and M. K. Kazimierczuk, "Self-capacitance of inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, pp. 671–676, July 1997.
- [8] B. Touré, J. Schanen, L. Gerbaud, T. Meynard, J. Roudet, and R. Ruelland, "Emc modeling of drives for aircraft applications : Modeling process, emi filter optimization, and technological choice," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1145–1156, 2013.
- [9] A. Roc'h, H. Bergsma, Dongsheng Zhao, B. Ferreira, and F. Leferink, "Comparison of evaluated and measured performances of common mode chokes," in *2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, pp. 1–5, 2008.
- [10] W. Tan, X. Margueron, and N. Idir, "Analytical modeling of parasitic capacitances for a planar common mode inductor in EMI filters," in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. DS3f.2–1–DS3f.2–6, Sept. 2012.
- [11] E. C. Snelling, *Soft Ferrites : Properties and Applications*. London : Iliffe Books Ltd, 1969.
- [12] Z. Shen, H. Wang, Y. Shen, Z. Qin, and F. Blaabjerg, "An Improved Stray Capacitance Model for Inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, pp. 11153–11170, Nov. 2019.
- [13] N. B. Chagas and T. B. Marchesan, "Analytical Calculation of Static Capacitance for High-Frequency Inductors and Transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, pp. 1672–1682, Feb. 2019.
- [14] J. Zechmeister and J. Lacik, "Complex relative permittivity measurement of selected 3d-printed materials up to 10 ghz," in *2019 Conference on Microwave Techniques (COMITE)*, pp. 1–4, 2019.