



HAL
open science

Dimensionnement d'un filtre de mode commun avec prise en compte du comportement haute fréquence du composant magnétique

Florentin Salomez, Arnaud Videt, Nadir Idir

► **To cite this version:**

Florentin Salomez, Arnaud Videt, Nadir Idir. Dimensionnement d'un filtre de mode commun avec prise en compte du comportement haute fréquence du composant magnétique. *Jeunes Chercheurs en Génie Électrique (JCGE2022)*, Jun 2022, Le Croisic, France, France. hal-04441407

HAL Id: hal-04441407

<https://hal.science/hal-04441407>

Submitted on 6 Feb 2024

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.

Copyright

Dimensionnement d'un filtre de mode commun avec prise en compte du comportement haute fréquence du composant magnétique

Florentin SALOMEZ, Arnaud VIDET, Nadir IDIR

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

Bât. ESPRIT, Av. Henri Poincaré,
59655 Villeneuve d'Ascq, France

florentin.salomez@univ-lille.fr, arnaud.videt@univ-lille.fr, nadir.idir@univ-lille.fr

RESUME - La montée en fréquence des convertisseurs statiques de puissance oblige à dimensionner les filtres de compatibilité électromagnétique en prenant en compte les éléments parasites de ces derniers. L'objectif est alors d'obtenir un modèle circuit de la bobine de mode commun sur une large plage de fréquence (150 kHz à 30 MHz ici), puis d'utiliser ce modèle pour dimensionner une bobine de mode commun pour le respect d'une norme (DO-160-B ici). L'équivalence circuit du modèle de Debye de la perméabilité magnétique complexe permet de simplifier le dimensionnement de l'inducteur avec la prise en compte de la chute de perméabilité avec la fréquence. La solution semi-analytique de la bobine optimale prend en compte la non-saturation du noyau, et le remplissage de la fenêtre de bobinage, le tout avec un coût de calcul modéré. La géométrie optimale est alors utilisée dans un modèle de la capacité parallèle équivalente de l'inducteur pour prédire avant réalisation sa valeur et la maintenir en deçà du maximum calculé pour le respect de la norme.

ABSTRACT - The increase in switching frequency of the static converters impacts the electromagnetic compatibility filter design. The circuit model of the common mode choke needs to be valid on a large frequency band (150 kHz to 30 MHz here). Then the model is used to size the choke to pass the standard (DO-160-B here). The equivalent circuit of the Debye model of the complex magnetic permeability allows to simplify the sizing of the choke while taking into account the variation of the permeability with the frequency. The semi-analytical solution of the optimization problem of the common mode choke takes into account the non-saturation of the core, and the filling limit of its winding window. This solution is less computer intensive than pure numerical optimisation. The optimum geometry is then used as the input of an equivalent parallel capacitance model of the common mode choke. The obtained value is then compared to the maximum value that ensures the respect of the standard.

MOTS-CLES - Compatibilité Électromagnétique, Filtre, Modélisation, Bobine de Mode Commun, Capacité Parasite, Dimensionnement, Électronique de Puissance

Notations

Les grandeurs complexes qui dépendent de la fréquence f sont décrites comme des fonctions de \mathbb{R}_+ dans \mathbb{C} dont le nom est en majuscule et à la fonte sans empattement comme Z pour une impédance complexe $Z(f)$ comme détaillé dans l'équation (1). À ces fonctions sont associés les opérateurs d'addition (+) et de multiplication (\cdot). Ces opérateurs fonctionnent aussi avec l'association d'un complexe et d'une fonction fréquentielle, de la manière décrite dans les équations (2) et (3).

$$\begin{aligned} Z : \mathbb{R}_+ &\rightarrow \mathbb{C} \\ f &\mapsto Z(f) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\forall k \in \mathbb{C}, \forall f \in \mathbb{R}_+, \quad (k \cdot Z)(f) = k \cdot Z(f) \quad (2)$$

$$\forall k \in \mathbb{C}, \forall f \in \mathbb{R}_+, \quad (k + Z)(f) = k + Z(f) \quad (3)$$

L'opérateur (\parallel) est défini comme l'opérateur de mise en parallèle des impédances. Il est défini dans l'équation (4).

$$\forall (z_1, z_2) \in \mathbb{C}^2, \quad z_1 \parallel z_2 = \frac{z_1 \cdot z_2}{z_1 + z_2} \quad (4)$$

La fonction fréquentielle complexe s est définie dans (5) pour simplifier l'écriture des impédances complexes.

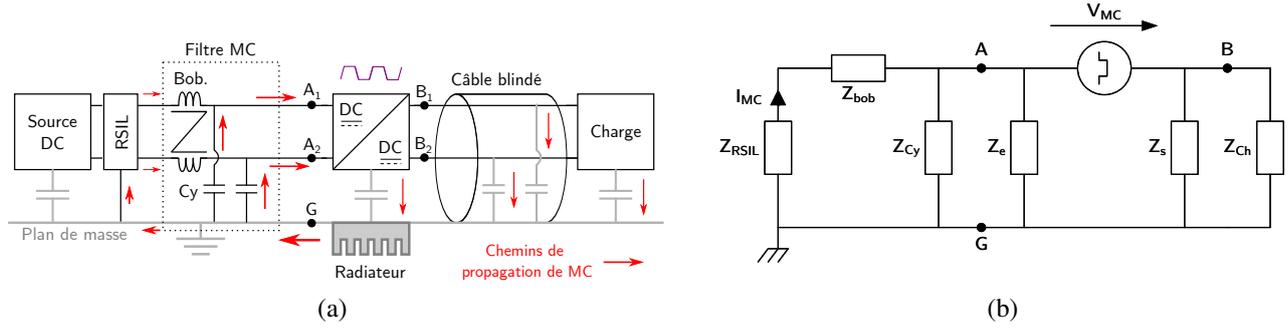


Figure 1: Modèles circuit de la chaîne de conversion : (a) Modèle complet , (b) Modèle équivalent de MC.

$$\begin{aligned}
 s &: \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{C} \\
 f &\mapsto j2\pi f
 \end{aligned} \tag{5}$$

1. Introduction

La montée en fréquence des convertisseurs statiques de puissance à base de composants semi-conducteurs à large bande interdite entraîne des perturbations électromagnétiques conduites plus difficiles à filtrer dans la partie haute fréquence (HF) des normes de Compatibilité Electromagnétique (CEM) [1]–[3]. La limitation des performances HF des filtres de mode commun (MC) est notamment due aux capacités parasites de la bobine de MC ainsi qu'à leur prise en compte lors du calcul des éléments circuit du filtre [6]. L'approche proposée dans cet article est de découpler la partie calcul des éléments du filtre de la partie dimensionnement de la bobine. L'article se présente de la manière suivante : dans un premier temps le modèle circuit monophasé équivalent de mode commun de la chaîne de conversion sera présenté, dans un deuxième temps le modèle circuit de la bobine de mode commun qui relie les paramètres matériaux et géométriques aux performances électriques sera présenté, dans un troisième temps la combinaison des modèles de la chaîne de conversion et de la bobine permettra de dimensionner cette dernière tout en respectant la norme CEM en HF.

2. Modèle de mode commun de la chaîne de conversion

2.1 Description de la chaîne de conversion

La Fig. 1(a) illustre une chaîne de conversion DC-DC avec son filtre de MC. La Fig. 1(b) montre le modèle circuit équivalent de MC de cette même chaîne, avec V_{MC} le générateur de perturbation de mode commun, Z_{ch} l'impédance de la charge et du câble blindé, Z_s l'impédance de sortie du convertisseur, Z_e l'impédance d'entrée du convertisseur, Z_{Cy} l'impédance des capacités C_y , Z_{bob} l'impédance de la bobine de mode commun, Z_{RSIL} l'impédance du réseau stabilisateur d'impédance de ligne et de la pince de mesure, et enfin I_{MC} le courant de mode commun mesuré [4]. Le générateur de mode commun équivalent V_{MC} est égal à la différence des tensions moyennes au potentiel de référence G à l'entrée A (m phases) et à la sortie B (n phases) du convertisseur (le blindage autour du convertisseur est considéré suffisamment peu impédant pour le modéliser par un seul potentiel de référence G). Dans le cas présenté ici le convertisseur de type *Buck* a deux phases et une masse, le générateur de MC est donc égal à $V_T/2$, avec V_T la tension aux bornes du transistor (en position basse dans le demi-pont ici), voir l'équation (6). La tension du transistor est mesurée de manière temporelle, puis une transformée de Fourier inverse est appliquée afin d'obtenir une représentation fréquentielle. Pour la suite le modèle de Thévenin du convertisseur et de la charge entre les points A et G sera utilisé avec V_{Th} le générateur équivalent de Thévenin exprimé dans l'équation (7), et Z_{Th} l'impédance de Thévenin montrée dans l'équation (8).

$$V_{MC} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n V_{B_j G} - \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m V_{A_i G} = \frac{V_T}{2} \tag{6}$$

$$V_{Th} = \frac{Z_e}{Z_e + Z_s \parallel Z_{ch}} V_{MC} \tag{7}$$

$$Z_{Th} = Z_e \parallel Z_s \parallel Z_{ch} \tag{8}$$

Le courant de mode commun I_{MC} en fonction de l'impédance complexe de la bobine Z_{bob} est alors exprimé dans l'équation (9).

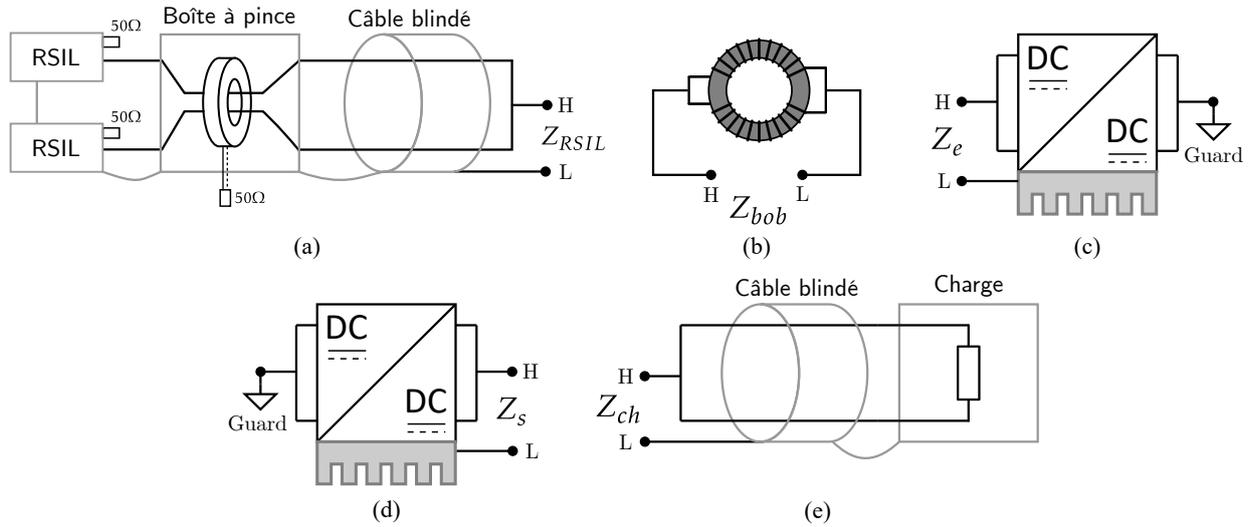


Figure 2: Mesures des impédances de mode commun à l'aide d'un analyseur d'impédance entre les bornes de mesure High (H) et Low (L). (a) Impédances du RSIL, de la pince de mesure et du câble blindé d'entrée considéré comme Z_{RSIL} ; (b) impédance de la bobine Z_{bob} ; (c) et (d) impédances respectivement d'entrée Z_e et de sortie Z_s du convertisseur; (e) impédance du câble blindé avec la charge Z_{ch} .

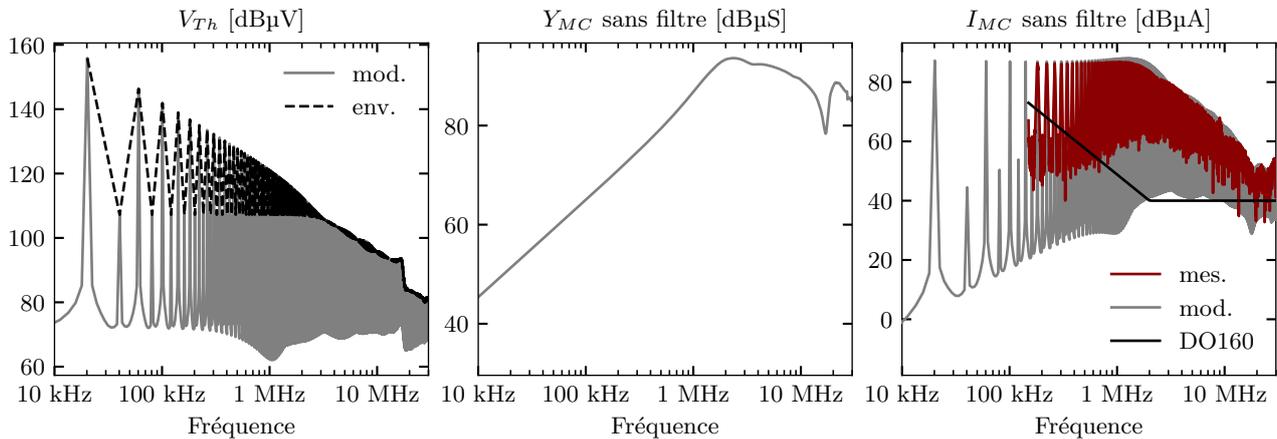


Figure 3: Représentation spectrale du modèle de mode commun de la chaîne de conversion.

$$I_{MC} = \frac{Z_{Cy}}{Z_{Cy} \cdot (Z_{RSIL} + Z_{bob}) + Z_{Th} \cdot (Z_{Cy} + Z_{RSIL} + Z_{bob})} V_{Th} = Y_{MC} \cdot V_{Th} \quad (9)$$

2.2 Mesure des impédances de mode commun

Les impédances de mode commun nécessaires au calcul de I_{MC} sont mesurées à l'aide d'un analyseur d'impédance *E4990A* équipé de l'adaptateur *16047E* selon les configurations décrites dans la Fig. 2, en branchant les connecteurs High (H) et Low (L) de l'adaptateur *16047E* comme indiqué sur la Fig. 2. La *Guard* permet d'enlever la contribution de Z_s dans la mesure de Z_e et vice versa [5]. L'impédance des condensateurs C_y est mesurée directement à l'analyseur d'impédance, leur mise en parallèle donne Z_{Cy} . La Fig. 3 montre la tension de Thévenin V_{Th} modélisée d'après la mesure du trapèze de la tension du transistor, la trans-admittance de mode commun de la chaîne de conversion sans filtre Y_{MC} , et enfin le courant de mode commun sans filtre. L'écart entre le modèle et la mesure sur ce dernier graphique est en moyenne de 4.4 dB sur toute la plage de la norme.

3. Modèle de mode commun de la bobine

Les éléments qui composent un filtre de mode commun sont les condensateurs de classe Y et la bobine de mode commun. Les condensateurs sont la plupart du temps des composants prêts sur étagère. Un modèle circuit de type *RLC* série et tiré de la mesure d'impédance est suffisant pour les modéliser ici, comme indiqué sur la Fig. 4(a) avec *RSE* la résistance série équivalente, et *LSE* l'inductance série équivalente d'un condensateur C_y . Au contraire, la bobine est un composant avec beaucoup plus de degré de liberté à la conception (noyau, bobinage...). Elle est modélisable sous certaines hypothèses par un circuit *RLC* parallèle, comme indiqué sur la Fig. 4(a) avec *RPE* la résistance équivalente parallèle, et *CPE* la capacité parallèle équivalente d'un enroulement. Il y aussi une inductance supplémentaire en amont du filtre qui représente la connexion entre le filtre et le convertisseur (cette inductance est

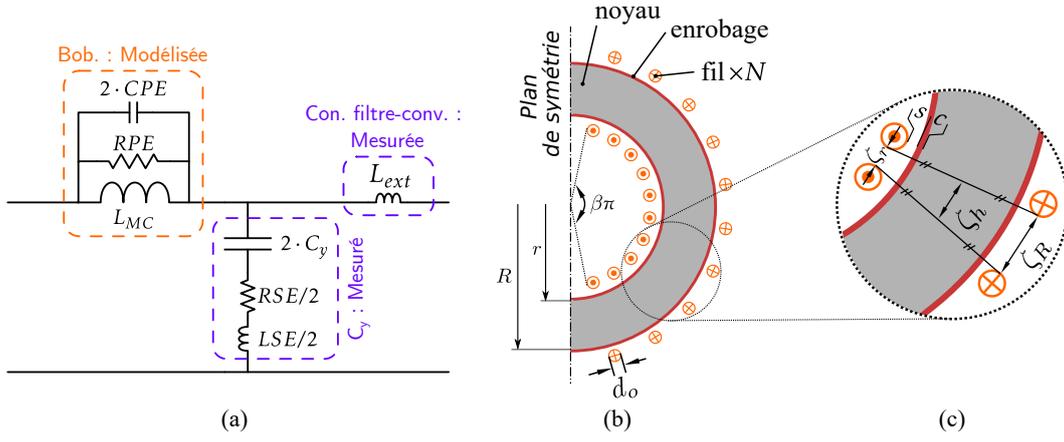


Figure 4: (a) Schéma de mode commun monophasé équivalent du filtre, (b) coupe transversale de la bobine de mode commun, (c) détail d'une paire de tours du bobinage.

spécifique à cette chaîne de conversion car le filtre est ici amovible). Dans ce travail la bobine est donc modélisée de manière à relier les paramètres matériaux (la perméabilité relative μ_r , le champ à saturation B_{sat}) et géométriques (le rayon externe R , le rayon interne r , la hauteur h , le nombre de tours N , le diamètre des conducteurs avec l'isolant d_o , les espaces inter-spire ζ_a , les espaces tore-spire s , la fraction angulaire de bobinage β , l'épaisseur d'enrobage c) indiqués sur les figures 4(b) et (c) à la représentation circuit du composant en vue de l'optimisation de son volume sous contraintes (norme CEM, non saturation, bobinage simple couche...).

3.1 Équivalence circuit du modèle de Debye pour la perméabilité

La perméabilité magnétique des matériaux de type ferrite Mn-Zn et Ni-Zn peut être modélisée par le vecteur complexe de Debye $\underline{\mu}_{Db}$ (10), présentée dans [7], [8], avec μ_i la perméabilité initiale, et f_{rel} la fréquence de relaxation du matériau magnétique. L'impédance complexe Z_{Db} d'une inductance avec une telle perméabilité correspond à un circuit série avec les paramètres L_{Db} et R_{Db} qui sont dépendants de la fréquence f comme montré dans l'équation (12) et présentés dans la Fig. 5(a) (avec une capacité parallèle équivalente CPE considérée dans la section suivante). Le coefficient A défini dans (11) dépend uniquement de la géométrie du composant (ici un tore avec r le rayon interne, R le rayon externe, h la hauteur et N le nombre de tours). Mais l'impédance d'un circuit $R-L$ parallèle Z_{RL} , présentée dans (13) et dans la Fig. 5(b), est identifiable à l'impédance Z_{Db} , avec les paramètres L et R qui sont indépendants de la fréquence (14). La Fig. 5(c) illustre le spectre d'impédance de la bobine réalisée avec un matériau de perméabilité $\underline{\mu}_{Db}$ mais avec des facteurs de forme A différents.

$$\underline{\mu}_{Db} = \frac{\mu_0 \mu_i}{1 + j \frac{f}{f_{rel}}} \quad (10)$$

$$A = \frac{hN^2}{2\pi} \log \left(\frac{R}{r} \right) \quad (11)$$

$$Z_{Db} = s \frac{\mu_0 \mu_i}{1 + s \frac{1}{2\pi f_{rel}}} A = s \cdot L_{Db} + R_{Db} \quad (12)$$

$$Z_{RL} = (sL) \parallel R = s \frac{L}{1 + s \frac{L}{R}} \quad (13)$$

$$\forall f \in \mathbb{R}_+, Z_{RL}(f) = Z_{Db}(f) \implies \begin{cases} L = \mu_0 \mu_i A \\ R = 2\pi f_{rel} L \end{cases} \quad (14)$$

3.2 Modèle de la capacité parallèle équivalente

Les spires du bobinage provoquent des couplages capacitifs qui sont autant de chemins de faible impédance pour les perturbations hautes fréquences. Les résultats des travaux précédents du L2EP [9]–[11], [13] montrent que le modèle de la capacité parallèle équivalente CPE d'un enroulement de la bobine de MC est fonction du nombre de tour N et de C_{tc} , C_{tt} et C_f les capacités élémentaires noyau-spire, inter-spire et de frange respectivement, comme montré dans l'équation (15).

$$CPE = \frac{1}{12} \frac{N^2 - 1}{N} C_{tc} + \frac{N - 1}{N^2} C_{tt} + \frac{1}{2} \left(\frac{N - 1}{N} \right)^2 C_f \quad (15)$$

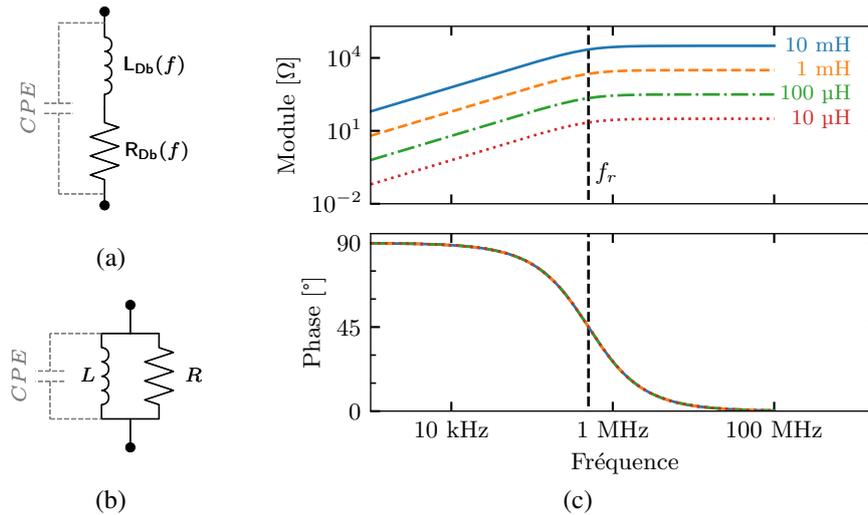


Figure 5: Modèle de Debye: (a) Représentation circuit série du composant, (b) représentation circuit parallèle du composant, (c) spectre d'impédance pour différentes valeur de L .

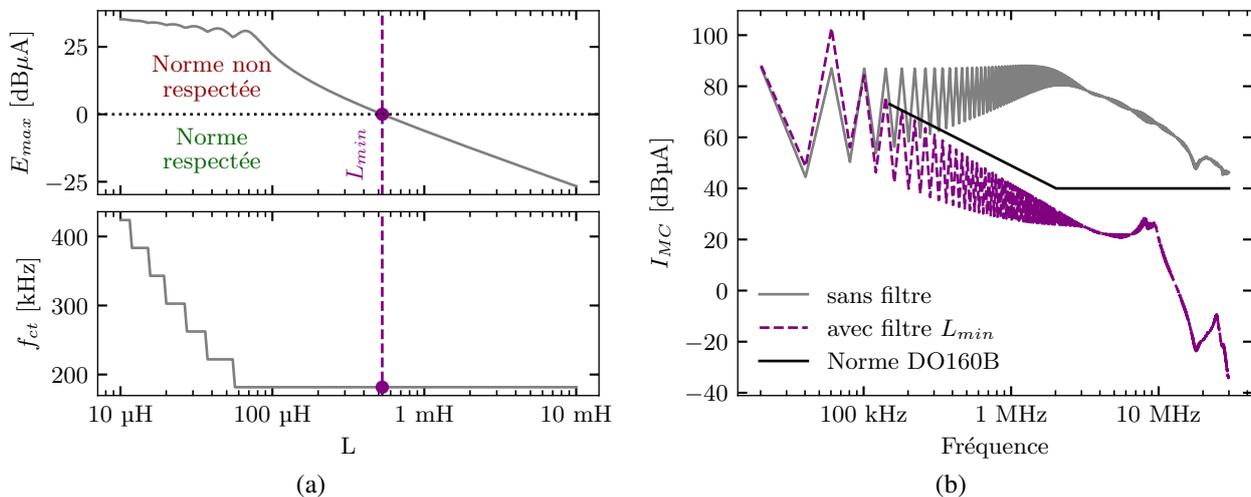


Figure 6: Dimensionnement de l'inductance minimale à matériau donné : (a) Dépassement par rapport à la norme et sa fréquence en fonction de L , (b) spectre du bruit de MC sans filtre et avec filtre sans CPE à L_{min} .

4. Dimensionnement de la bobine de MC

Le dimensionnement du filtre de mode commun, de structure $L - C$ comme présenté dans Fig. 1(a), est réalisé ici à Z_C connu. Le problème est alors de dimensionner la bobine de mode commun, ici à matériau connu. Le problème est résolu en deux temps: 1) définition des paramètres L minimum connaissant f_{rel} , et CPE maximum qui permettent de respecter la norme ; 2) dimensionnement du noyau et choix du nombre de tours connaissant ces paramètres, le matériau, et le courant qui traverse le composant bobiné.

4.1 Détermination d'un gabarit RLC pour l'impédance de la bobine

4.1.1 Inductance minimale L_{min}

Le niveau de courant absolu $G_{\mu A}$, en $\text{dB}\mu\text{A}$, est défini dans l'équation (16), cette fonction est utile pour comparer le niveau de bruit calculé d'après le modèle à la norme (ici $DO160-B$). Le respect de la norme G_N est assuré lorsque le maximum E_{max} (18) de l'écart à la norme E_n (17) est négatif. Ce maximum est atteint à une certaine fréquence f_{ct} qualifiée de fréquence de contact avec la norme. L'inductance L la plus faible (20a) qui permet de respecter la norme (20b), tout en prenant en compte l'évolution fréquentielle de l'impédance de la bobine Z_{bob} (20c), est appelée L_{min} . Ici Z_{bob} est définie dans l'équation (20c) comme l'impédance Z_L du composant sans les effets capacitifs, pour un matériau à f_{rel} donnée, en fonction de l'inductance L . La Fig. 6(a) montre le passage à zéro de E_{max} et la valeur de L_{min} associée, ici le bruit touche la norme à la fréquence de $f_{ct} = 181 \text{ kHz}$ comme illustrée dans la Fig. 6(b) (l'enveloppe qui relie les maximum locaux des spectres est tracée pour plus de lisibilité, mais les calculs sont réalisés avec les spectres complets, voir l'Annexe 1). Au delà de L_{min} le bruit diminue encore plus, et s'éloigne du niveau de la norme.

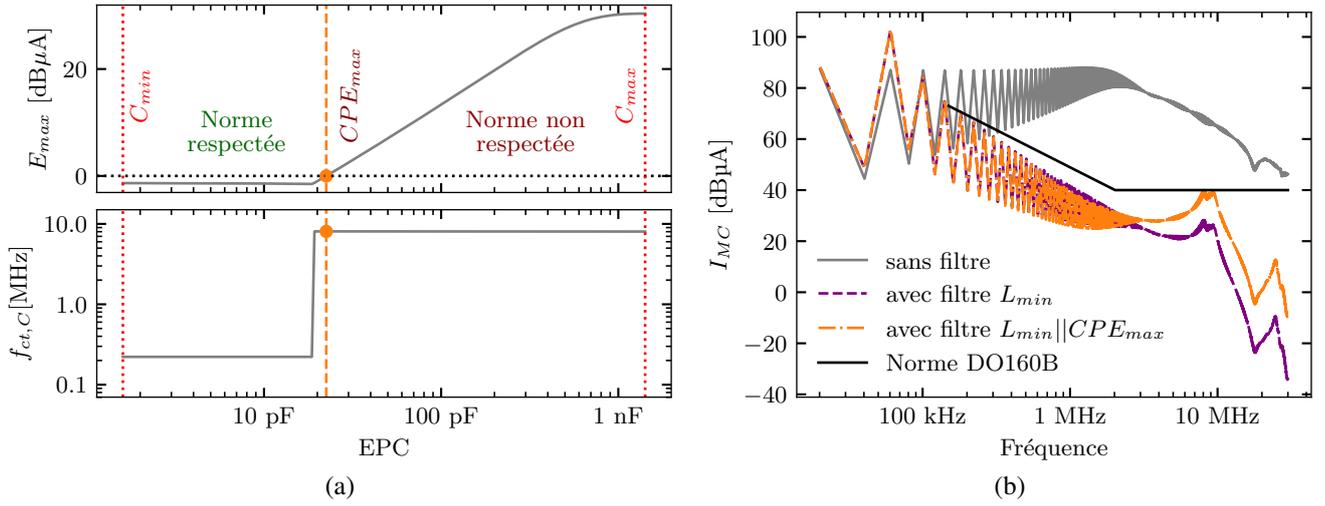


Figure 7: Détermination de la CPE_{max} : (a) Évolution du dépassement Δ_{max} et de sa fréquence en fonction de CPE ; (b) spectre du bruit de MC sans filtre, avec filtre sans CPE et avec filtre avec CPE .

$$G_{\mu A} : \mathbb{C} \rightarrow \mathbb{R}, \quad z \mapsto 20 \cdot \log \left(\frac{|z|}{10^{-6}} \right) \quad (16)$$

$$E_n : \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}, \quad f \mapsto G_{\mu A} (I_{MC}(f)) - G_n(f) \quad (17)$$

$$E_{max} = \max_f E_n(f) \quad (18)$$

$$f_{ct} = \arg \max_f E_n(f) \quad (19)$$

$$\min_L L \quad (20a)$$

$$\text{soumis à } E_{max} < 0 \quad (20b)$$

$$\text{avec } Z_{bob} = Z_L = s \cdot \frac{L}{1 + s_{2\pi f_{rel}}} \quad (20c)$$

4.1.2 Capacité Parallèle Équivalente maximum CPE_{max}

Les effets capacitifs qui apparaissent en HF offrent un chemin moins impédant pour les perturbations HF. Il y a donc une CPE_{max} à ne pas dépasser. Pour la déterminer il faut trouver un second passage à zéro du dépassement maximum à la norme (21): l'objectif est de trouver la CPE_{max} (21a), tout en vérifiant que le maximum de l'écart à la norme E_{max} reste toujours inférieur à 0 (21b) sur l'intervalle des fréquences restreint au delà de la première fréquence de contact f_{ct} , avec Z_{bob} définie cette fois comme la mise en parallèle de $Z_{L_{min}}$ et de CPE (21c). L'intervalle de recherche de CPE est défini aux limites de la plage de la norme ($f_{min} = 150$ kHz et $f_{max} = 30$ MHz ici) avec respectivement l'impédance de L_{min} pour $C_{max} = 1/(4\pi^2 f_{min}^2 L_{min})$, et la résistance R (14) pour $C_{min} = 1/(4\pi^2 f_{rel} f_{max} L_{min})$.

$$\max_{C_{min} \leq CPE \leq C_{max}} CPE \quad (21a)$$

$$\text{soumis à } E_{max} < 0 \quad (21b)$$

$$\text{avec } Z_{bob} = Z_{L_{min}} \parallel \left(\frac{1}{s \cdot CPE} \right) \quad (21c)$$

La Fig. 7(a) montre l'écart maximum à la norme E_{max} pour différentes valeurs de CPE ainsi que sa fréquence $f_{ct,C}$. La Fig. 7(b) illustre le spectre du bruit de MC par rapport à la norme pour un filtre sans CPE comme précédemment, et pour un filtre avec la CPE_{max} . Dans le cas particulier de cet article, un deuxième pic à 8.07 MHz touche la norme pour une CPE_{max} de 22.5 pF. Tant que la CPE reste en dessous de cette valeur le respect de la norme est assuré.

Tableau I: Contraintes pour un bobinage simple couche et une non-saturation

Contrainte	Condition	$K_1 \cdot N + K_2$
SL : Simple couche	$r \geq r_{min,1} = \frac{d_o + \zeta}{\beta\pi} N + \frac{d_o}{2} + s$	$K_1 = \frac{d_o + \zeta}{\beta\pi}, K_2 = \frac{d_o}{2} + s$
NS : Non Saturation	$r \geq r_{min,2} = \mu_0 \mu_r \frac{I_{max}}{2\pi\alpha B_{sat}}$	$K_1 = \mu_0 \mu_r \frac{I_{max}}{2\pi\alpha B_{sat}} N, K_2 = 0$

4.2 Calcul du courant à travers L

Le courant de MC qui passe à travers L est responsable de la saturation du composant. Il est possible de le calculer avec un simple diviseur de courant. Néanmoins la CPE n'est pas connue d'avance, en effet il faut la géométrie du composant et du bobinage pour la calculer. Or la saturation du composant est due aux courants à basse fréquence qui suivent le chemin du conducteur à travers la fenêtre de bobinage, au contraire des courants haute fréquence qui empruntent les couplages capacitifs du bobinage et ne participent pas ainsi à la saturation. La CPE est donc négligée dans (22) pour le calcul du courant I_L . Une transformée de Fourier inverse \mathcal{F}^{-1} est utilisée dans l'équation (23) pour retrouver l'évolution temporelle du courant et en déduire un courant maximum I_L qui provoquerait la saturation.

$$I_L = \begin{cases} Z_{bob} = Z_{L_{min}} \\ \frac{R}{s \cdot L_{min} + R} \cdot I_{MC} \end{cases} \quad (22)$$

$$I_{max} = \max_t (\mathcal{F}^{-1}(I_L)(t)) \quad (23)$$

4.3 Dimensionnement sous contraintes de l'inducteur

Les développements de cette partie s'appuient sur le travail présenté dans [4], dans lequel l'inducteur est dimensionné connaissant le matériau, la valeur d'inductance cible L , et le courant qui y passe I_{max} .

4.3.1 Description du problème

Le dimensionnement d'une bobine de mode commun est décrit ci-après comme un problème d'optimisation (24) du volume bobiné (24a) sous contraintes : d'une valeur d'inductance cible (24b), de Non Saturation (NS) (24d), de bobinage Simple Couche (SL: *Single Layer*) (24c), et de faisabilité (24e). Les différentes variables du problème ont été décrites précédemment dans la Fig. 4, avec α la fraction de champ magnétique maximum autorisée par rapport au niveau à saturation B_{sat} .

$$\min_{(R,r,h) \in \mathbb{R}_+^3, N \in \mathbb{N}_+} Vol = \pi (h + 2 \cdot (d_o + s)) \cdot (R + d_o + s)^2 \quad (24a)$$

$$\text{soumis à } L = \mu_0 \mu_r \frac{h N^2}{2\pi} \log\left(\frac{R}{r}\right) \quad (\text{Inductance}) \quad (24b)$$

$$r \geq \frac{d_o + \zeta_r}{\beta\pi} N + \frac{d_o}{2} + s \quad (\text{Single Layer, SL}) \quad (24c)$$

$$r \geq \mu_0 \mu_r \frac{I_{max}}{2\pi\alpha B_{sat}} N \quad (\text{Non Saturation, NS}) \quad (24d)$$

$$r < R \quad (24e)$$

4.3.2 Stratégie de résolution

Afin de diminuer le coût en calcul, la résolution est semi-analytique. Il est en effet intéressant de remarquer que le volume optimal est une fonction décroissante avec le rayon r [4]. Ainsi c'est le rayon interne r le plus grand défini par une des contraintes (NS) ou (SL) qui est retenu. Autrement dit il y a toujours au moins une contrainte d'inégalité qui est appliquée. Pour chaque sous-problème la contrainte sur r est écrite sous la forme $K_1 \cdot N + K_2$, et les coefficients K_1 et K_2 sont définis pour chacune des contraintes dans le Tableau I.

La solution générale du problème est alors exprimée grâce aux équations (25a) à (25d), la contrainte $r < R$ ayant permis de retirer du système les solutions non réalisables. La résolution numérique de l'équation (25a) permet de trouver le nombre optimal de tours N_{opt} et d'en déduire la géométrie optimale $R_{opt}, r_{opt}, h_{opt}$.

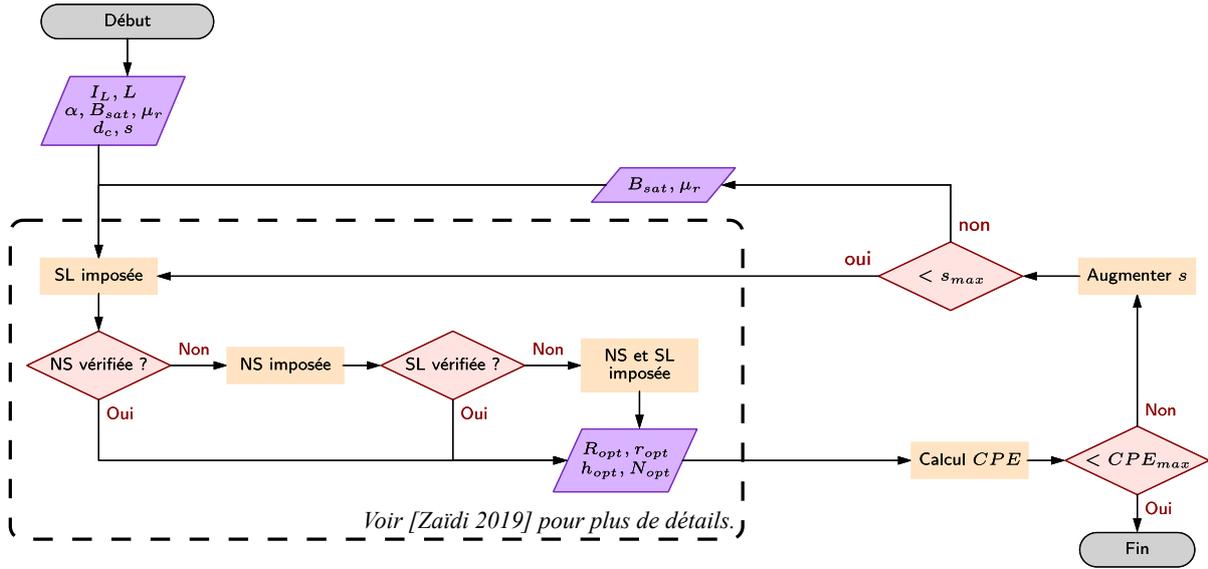


Figure 8: Organigramme de la méthode de dimensionnement.

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{K_1 N_{opt}}{K_1 N_{opt} + K_2} \right)^2 + \frac{2\pi K_1 L}{\mu_0 \mu_r (d_o + s)} - \frac{2\pi L}{\mu_0 \mu_r N_{opt}^2} \left(\frac{1}{d_o + s} + \frac{\exp\left(\frac{-K_1 N_{opt}}{2 \cdot (K_1 N_{opt} + K_2)}\right)}{K_1 N_{opt} + K_2} \right) = 0 \quad (25a) \\ R_{opt} = \exp\left(\frac{K_1 N_{opt}}{2 \cdot (K_1 N_{opt} + K_2)}\right) \cdot r_{opt} \quad (25b) \\ r_{opt} = K_1 N_{opt} + K_2 \quad (25c) \\ h_{opt} = \frac{4\pi L}{\mu_0 \mu_r K_1 N_{opt}^3} r_{opt} \quad (25d) \end{array} \right.$$

La résolution suit alors l'organigramme montré dans la Fig. 8 jusqu'à obtenir une géométrie optimale (R_{opt} , r_{opt} , h_{opt} , N_{opt}). cette première partie de l'algorithme est issue directement du travail de [4]. Puis cette géométrie optimale sert d'entrée au modèle de la CPE . La valeur déduite est alors comparée à la valeur maximale obtenue plus tôt. S'il y a dépassement alors les spires sont écartées du noyau de la distance s pour faire diminuer la CPE . En effet dans [9]–[11], [13] il a été montré qu'écarté les spires du noyau avec des écarteurs imprimé en 3D permet de réduire la CPE . Si cela n'est plus possible ($s > s_{max}$), il faudra changer de matériau, ou de structure de filtre pour espérer réduire la valeur de CPE jusqu'au respect de la norme.

4.3.3 Choix de la valeur d'inductance

La valeur L_{min} assure le passage du courant de I_{CM} sous la norme mais entraîne dans cet exemple une augmentation du courant de mode commun dans la bande hors norme 10 kHz - 100 kHz à cause de la fréquence de résonance $L_{min} - C_y$. En effet cette fréquence est ici excitée par un harmonique de la fréquence de commutation, comme cela est montré par les figures 6(b) et 7(b). Dans le cas présent, la fréquence de résonance du filtre associé à la chaîne de conversion est donnée par l'équation (26) et a pour valeur 66 kHz, avec C_{Th} la capacitance équivalente de Thévenin. Cette relation est valable tant que f_{res} est inférieure à f_{rel} et que Y_{MC} est équivalent à l'admittance d'une capacité, soit ici jusque 2 MHz d'après la Fig. 3(b). Sachant que le courant au travers de l'inducteur I_L est directement proportionnel au courant I_{MC} d'après l'équation (22), et que ce courant peut saturer la bobine, il doit être réduit, autrement il entraînera le surdimensionnement de la bobine [12].

$$f_{res}(L_{min}) = \frac{1}{2\pi \sqrt{(2 \cdot C_y + C_{Th}) \cdot L_{min}}} \quad (26)$$

Afin de réduire le courant qui passe au travers de l'inducteur, la fréquence de résonance de la chaîne de conversion avec son filtre est placée sur le première inter-harmonique qui permet de respecter la norme et donc la contrainte $L > L_{min}$. La valeur d'inductance correspondante est calculée avec l'équation (27) issue de l'équation (26), f_1 étant la fréquence du fondamental ici 20 kHz, et i le rang de l'inter-harmonique concerné. La meilleure valeur d'inductance L_{best} retenue pour la suite est $L_{2.5 \cdot f_1} = 906 \mu\text{H}$.

$$\forall i \in \mathbb{N}, L_{(i+0.5) \cdot f_1} = \frac{1}{4\pi(2 \cdot C_y + C_{Th}) \cdot (i + 0.5) \cdot f_1^2} \quad (27)$$

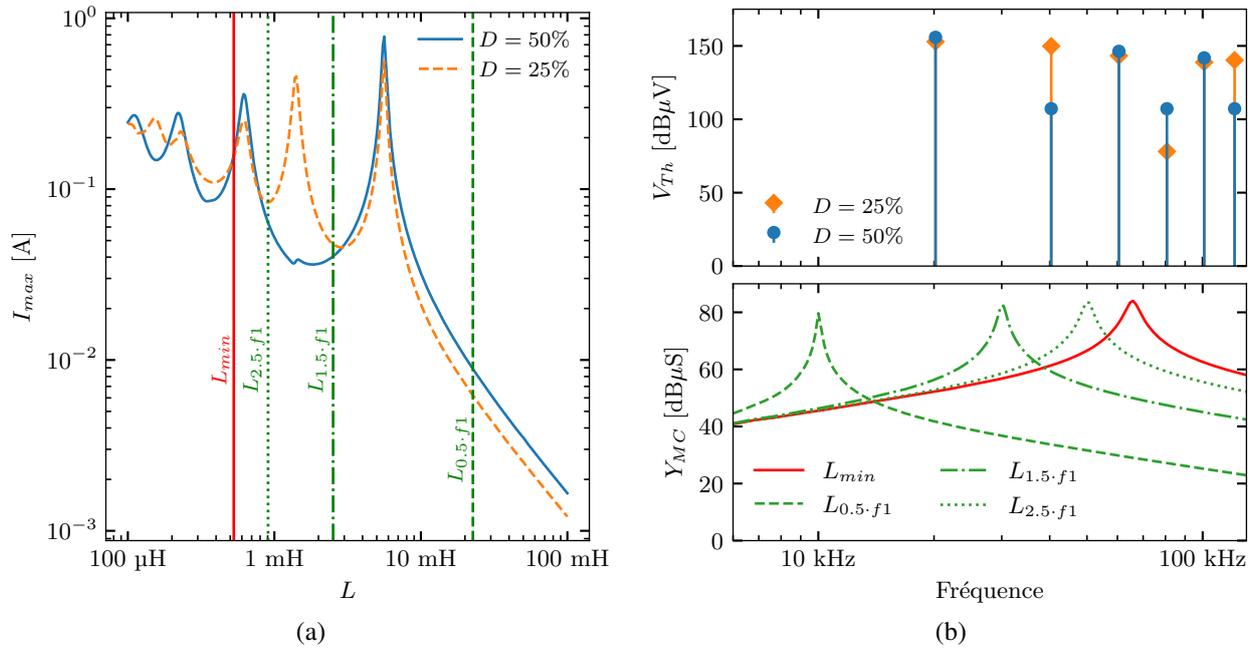


Figure 9: Evolution du courant de mode commun magnétisant à travers la bobine en fonction de son inductance : (a) pour deux rapports cycliques différents, (b) mise en relation de V_{th} et Y_{MC} dont la résonance se trouve bien entre les harmoniques pour les valeurs $L_{(i+0.5) \cdot f_1}$.

Les valeurs d'inductance qui entraînent une fréquence de résonance proche des harmoniques paires seraient utilisables ici, car l'application est à rapport cyclique fixe et égal à 50%. Lorsque l'application est à rapport cyclique variable il vaut mieux choisir une valeur d'inductance qui correspond à un inter-harmonique le plus favorable en volume parmi les pires cas de rapports cycliques. Cet inter-harmonique spécifique n'est pas possible de prévoir sans plus de renseignements sur l'application et le matériau utilisé pour réaliser la bobine.

4.3.4 Résultat du dimensionnement de L_{best}

Pour la chaîne de conversion étudiée, le dimensionnement de la bobine de valeur L_{best} avec la méthode décrite précédemment donne la géométrie présentée dans la Fig. 10(a). Cette géométrie optimale n'est pas disponible sur catalogue (les paramètres géométriques issus de l'optimisation ne sont pas contraints à des tailles standards). Afin de valider expérimentalement le dimensionnement, en acceptant un écart à la géométrie optimale, une approche par parcours de base de données [15] (ici une liste des géométries de type toriques décrite dans le catalogue TDK [14], en considérant pour toutes un matériau de type N30 modélisé de la même manière que précédemment à savoir $\mu_i = 4300$, $B_{sat} = 380$ mT, $f_{rel} = 1$ MHz) est donc utilisée pour sélectionner un noyau disponible sur catalogue: le noyau qui a le volume bobiné le plus petit, qui surestime la valeur d'inductance requise L_{best} , et qui respecte les mêmes contraintes (SL) et (NS) est choisi parmi tous ceux de la base. La géométrie présentée dans la Fig. 10(b) est alors obtenue. Les deux géométries respectent toutes les contraintes. La géométrie issue de la BDD a une valeur d'inductance plus élevée de 10.2% par rapport à l'optimale. Ici ce n'est pas gênant car le courant diminue encore comme le montre la Fig. 11(a). Cette même figure confirme bien que l'approche optimale est meilleure que l'approche BDD. Le gain en volume procurée par l'approche optimale en comparaison de l'approche BDD est en moyenne de 17%, et au maximum de 62% pour le cas présenté ici et avec un matériau de type N30. De plus le modèle de la CPE présenté précédemment prouve que les deux géométries respectent la contrainte sur la CPE maximale de 22.5 pF.

Dans le cas présent, avec le matériau choisi, le N30 il n'est pas possible d'avoir un volume d'inducteur plus petit. En effet comme le montre la Fig. 11(a) le volume augmente avec L même si le courant diminue encore. Il semble que pour un matériau donné il y ait un courant de seuil I_{seuil} au delà duquel la contrainte (NS) est appliquée et le volume est alors proportionnel au produit LI^2 , et en deçà duquel la contrainte (SL) est active et le volume semble proportionnel à L .

En fait il existe un troisième cas comme le montre la Fig. 11(b), le cas (*Both*) où les deux contraintes sont appliquées. Le passage de (NS) à (SL) entraîne un changement des rapports de forme k_r et k_h du noyau, qui passe d'un volume inscrit dans un cube ($k_h \approx 1$), à un volume plat ($k_h \approx 0.5$). Les rapports des rayons optimaux sont proches (4%) de la valeur théorique $\exp 1/2 \approx 1.64$. Les noyaux sur catalogues sont plus proches des géométries plates de type (SL).

4.3.5 Validation expérimentale

Le filtre réalisé est montré dans la Fig. 12(a), et le bruit de MC mesuré après l'installation du filtre dans la Fig. 12(b) avec pour rappel le bruit non filtré, et le modèle du bruit filtré. Avec ce filtre la chaîne de conversion passe la norme, néanmoins des écarts non négligeables entre le modèle et la mesure sont constatés. Ces écarts viennent en partie de la valeur d'inductance de la bobine réalisée $L_{real} = 925$ μ H qui est plus petite que la valeur attendue (tout en restant dans les écarts de 25% annoncés par le fabricant, ici 7%). Au delà de 8 MHz les écarts sur avec le modèle sont

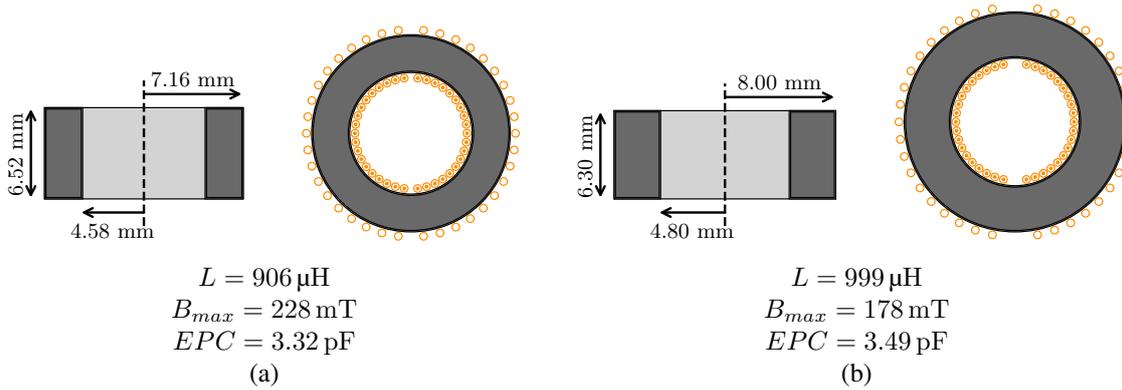


Figure 10: Géométrie du composant optimisé à l'échelle: (a) géométrie optimale, (b) géométrie proche optimale BDD.

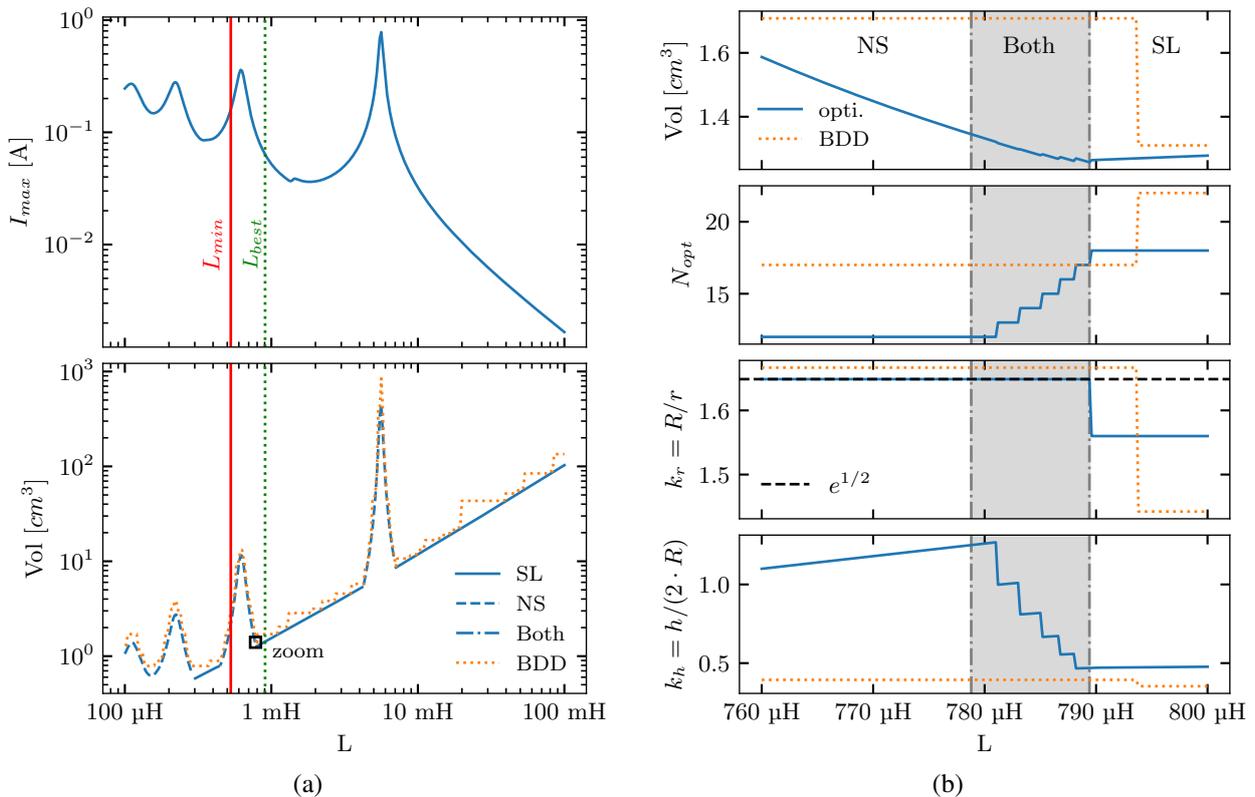
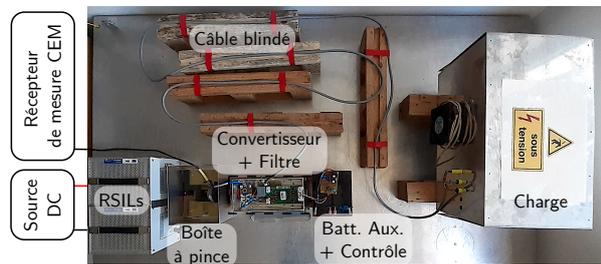


Figure 11: Evolution du volume et du rapport de forme de la bobine optimale pour différentes valeurs d'inductance : (a) comparaison des approches optimales et base de donnée (BDD), (b) détails de l'application des contraintes autour de la valeur d'inductance de $785 \mu\text{H}$

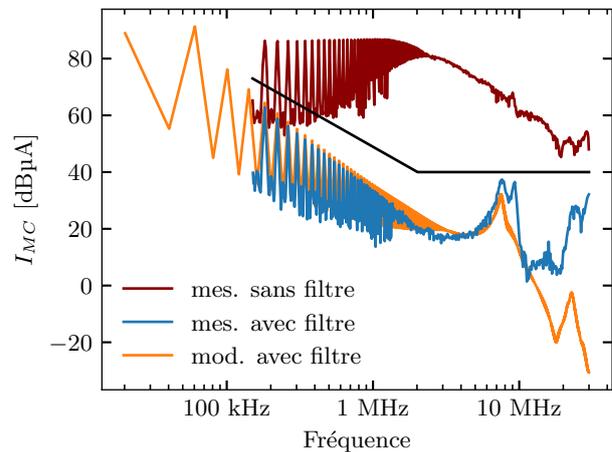
conséquents, et possiblement dus à : du transfert de mode, des hypothèses trop fortes sur les chemins de propagation des perturbations de mode commun, une caractérisation à froid des impédances de mode commun de la chaîne de conversion. Toutefois la remontée du bruit de MC observée autour de 8MHz , où la CPE participe au chemin de MC, reste $2.7 \text{ dB}\mu\text{A}$ sous la norme, alors que la valeur attendue par simulation était de 6.3 dB .

5. Conclusion

En conclusion le modèle de la capacité parallèle équivalente associée à la procédure de dimensionnement de la bobine de mode commun et à un modèle de mode commun de la chaîne de conversion permet de vérifier avant réalisation le respect de la norme, même dans la partie haute fréquence de la norme. En perspective de ces travaux l'impact du choix du matériau magnétique sur le volume de la bobine sera étudié avec notamment la possibilité de proposer un matériau proche de l'optimal avant dimensionnement. Un meilleur modèle des perturbations de mode commun est aussi nécessaire afin de tirer parti au maximum de la modélisation et du dimensionnement optimal de la bobine de mode commun et ne pas la surdimensionner. Et finalement l'optimisation globale du volume du filtre avec les capacités C_y sera envisagée.



(a)



(b)

Figure 12: Insertion du filtre dans la chaîne de conversion: (a) photos de la chaîne de conversion, (b) bruit de mode commun mesuré et modélisé.

Références

- [1] A. K. Morya et al., "Wide Bandgap Devices in AC Electric Drives: Opportunities and Challenges", IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 1, p. 3-20, mars 2019, doi: 10.1109/TTE.2019.2892807.
- [2] B. Zhang and S. Wang, "A Survey of EMI Research in Power Electronics Systems With Wide-Bandgap Semiconductor Devices", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 1, pp. 626–643, Mar. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2953730.
- [3] D. Han, S. Li, Y. Wu, W. Choi, and B. Sarlioglu, "Comparative Analysis on Conducted CM EMI Emission of Motor Drives: WBG Versus Si Devices", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 10, pp. 8353–8363, Oct. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2681968.
- [4] B. Zaidi, A. Videt and N. Idir, "Optimization Method of CM Inductor Volume Taking Into Account the Magnetic Core Saturation Issues," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 5, pp. 4279-4291, May 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2861620.
- [5] Keysight Technologies, Impedance Measurement Handbook, Keysight. 2016.
- [6] C. Cuellar et N. Idir, "EMI filter design methodology taking into account the static converter impedance", in 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, août 2014, p. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2014.6910940.
- [7] N. C. Hamilton, "Electrical circuit models of the HF initial permeability spectra of soft ferrite lead to revised definition of fundamental material properties ", in 1st Annual Active and Passive RF Devices Seminar, oct. 2013, p. 59-62. doi: 10.1049/ic.2013.0239.
- [8] N. Hamilton, "The Small-Signal Frequency Response of Ferrites ", High Frequency Electronics, p. 9, juin 2011.
- [9] F. Salomez, A. Videt and N. Idir, "Modelling and minimization of the parasitic capacitance of ring core inductors ", 2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), 2021, pp. 1-10.
- [10] F. Salomez, A. Videt and N. Idir, "Semi-Analytical Model of Parasitic Capacitance of Inductor with Conductive Core ", PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2021, pp. 1-8.
- [11] F. Salomez, A. Videt, N. Idir. " Méthode de détermination des capacités parasites des bobines toriques nanocristallins " Compatibilité Electromagnétique 2020, Apr 2021, Lyon, France. hal-03320509
- [12] F. Luo et al., "Analysis of CM Volt-Second Influence on CM Inductor Saturation and Design for Input EMI Filters in Three-Phase DC-Fed Motor Drive Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 7, p. 1905-1914, juill. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2043541.
- [13] F. Salomez, A. Videt and N. Idir, "Modelling and Minimization of the Parasitic Capacitances of Single-Layer Toroidal Inductors," in IEEE Transactions on Power Electronics, doi: 10.1109/TPEL.2022.3177642.
- [14] TDK, "Ferrites and Accessories, EPCOS Data Book 2013." TDK, 2013. Consulté le: 30 mai 2022. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/519704/069c210d0363d7b4682d9ff22c2ba503/ferrites-and-accessories-db-130501.pdf>
- [15] H. H. Sathler, "Optimization of GaN-based Series-Parallel Multilevel Three-Phase Inverter for Aircraft applications", Thèse, Université Paris-Saclay, 2021, <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03521417>