



HAL
open science

Dimensionnement des inductances de mode commun mono- couches

Bertrand Revol, François Costa, Jacques Ecrabey, Philippe Baudesson

► **To cite this version:**

Bertrand Revol, François Costa, Jacques Ecrabey, Philippe Baudesson. Dimensionnement des inductances de mode commun mono- couches. *Electronique de Puissance du Future (EPF)*, Jul 2006, Grenoble, France. hal-01689460

HAL Id: hal-01689460

<https://hal.science/hal-01689460>

Submitted on 22 Jan 2018

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.

Dimensionnement des inductances de mode commun monocouches

Bertrand Revol (*), François Costa (*), Jacques Ecrabey (**), Philippe Baudesson(***)

(*) SATIE UMR8029 - ENS de CACHAN, 61 av du pdt Wilson, 94235 Cachan

(**) Schneider Electric, DST, Technopôle T3, 37 quai Paul-Louis Merlin 38050 Grenoble

(***) Schneider Toshiba Inverter Europe, 33 rue Blanchet, 27120 Pacy sur Eure

Résumé : Le prototypage virtuel des équipements électriques est aujourd'hui devenu incontournable dans les phases de développement et se doit évidemment d'intégrer l'ensemble des contraintes critiques jouant directement sur le design des convertisseurs de puissance (rendement, coût, volume, poids, thermique...). L'objectif de cette étude est de proposer une méthode de dimensionnement des inductances de mode commun réalisées sur des circuits magnétiques toriques. Ces éléments, présents dans la quasi-totalité des structures de puissance commercialisées, sont généralement dimensionnés à partir de mesures sur un prototype, par une approche de type "essai-erreur". Si cette démarche permet dans la majeure partie des cas de répondre aux contraintes normatives, elle est toutefois loin d'être satisfaisante et ne permet pas de définir les éléments représentant "la meilleure solution" pour le filtrage de la structure développée.

I. INTRODUCTION.

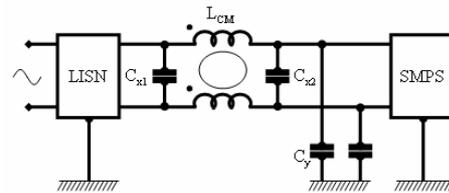
Aujourd'hui encore, en électronique de puissance, ce n'est qu'une fois le prototype achevé que les tests de pré certification sont réalisés et que l'on calcul réellement le filtre CEM dédié à la réduction du bruit en mode conduit. Quels que soient leurs niveaux de puissance, leurs topologies ou de façon générale leurs applications, les convertisseurs électroniques de puissance sont soumis à des contraintes normatives de compatibilité électromagnétique sévères. L'utilisation de filtres spécifiques sur une plage étendue de fréquences est généralement inévitable et bien qu'il existe des filtres complets commercialisés, il est généralement préférable pour des raisons évidentes de coûts et d'efficacité de les dimensionner directement en fonction de la structure de puissance développée. Les études sur le filtrage RF ne manquent pas, proposant des solutions passives et actives intéressantes [1][2]. Toutefois la quasi totalité des techniques de filtrage nécessite encore l'utilisation d'inductances couplées et dans la majeure partie des cas ce couplage est de mode commun. Cet élément peut suivant la stratégie de filtrage être vu comme transformateur pour réaliser une compensation active des perturbations ou naturellement comme "simple" inductance. Dans ces deux cas de figure la qualité du filtrage dépendra d'une part des propriétés magnétiques du matériau sur une gamme de fréquence étendue et d'autre part des effets capacitifs parasites liés à la réalisation des bobinages [3][4]. Cet article présente comment dimensionner ces inductances à partir d'une technique associant le produit des aires à un nombre de couches unitaire. Cette contrainte forte reflète ce qui est généralement réalisé en pratique. En effet une diminution du nombre de spires ne peut qu'aller dans le sens d'une réduction des couplages capacitifs parasites [5].

II. ETUDE D'UN FILTRE DE MODE COMMUN

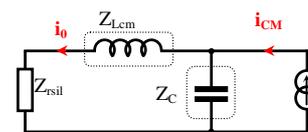
A. Limitations des filtres de mode commun.

Les filtres de mode commun monocellulaires (association LC) sont des structures relativement simples. Usuellement, ces cellules passives s'incèrent entre l'étage

de conversion (i.e l'électronique de puissance) et la source d'alimentation qui sur la figure 1 intègre le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL), nécessaire à la mesure des perturbations conduites. Si le convertisseur est considéré du point de vue des perturbations de mode commun comme un générateur de courant équivalent (figure 1), la fonction d'atténuation ($A_{CM} = I_0/I_{CM}$) permet de décrire le comportement en fréquence du filtre (1). Cette fonction tient compte des impédances des éléments du filtre et de l'impédance équivalente des branches de mesures du RSIL.



1. Figure : Insertion standard d'un filtre de mode commun dans une structure de puissance

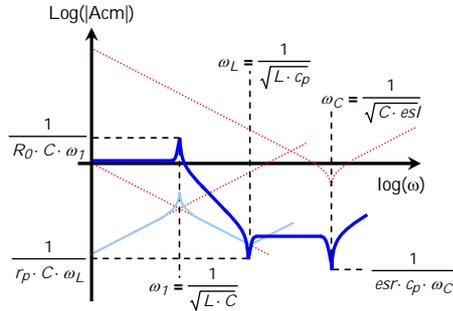


2. Figure : Filtre de mode commun à 1 cellule

$$A_{CM} = \frac{Z_{Cy}}{Z_{rsil} + Z_{Lcm} + Z_{Cy}} \quad (1)$$

Idéalement (i.e. composants parfaits), au delà de la fréquence de coupure du filtre l'atténuation est de 40dB/dec. Naturellement, en tenant compte des imperfections intrinsèques de chaque composant, cette atténuation est rapidement limitée en fréquence. Nous pouvons dire, en nous basant simplement sur des considérations statistiques, que les filtres passifs de mode commun utilisés en électronique de puissance perdent leur efficacité pour des fréquences comprises entre 500kHz et 5 MHz. Une représentation asymptotique réalisée à partir des impédances définissant A_{CM} met en évidence l'influence de chacun des éléments parasites caractéristiques des composants

utilisés pour ce type de filtre (figure 3). Cette représentation simplifiée montre que la première limitation en fréquence est liée aux éléments de l'inductance et plus précisément à la capacité parasite équivalente parallèle C_p . La prédétermination de cet élément reste le point faible de toutes les approches proposées pour dimensionner *a priori* une inductance de mode commun.

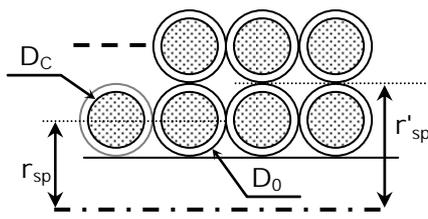


esr : résistance série des condensateurs
esl : inductance série des condensateurs

L : inductance de mode commun
 C_p : capacité parallèle de L
 r_p : résistivité parallèle de L

3. Figure : Représentation asymptotique de l'atténuation d'un filtre de mode commun

Nous pouvons essayer de fixer un ordre de grandeur de C_p sur la base des travaux présentés dans [6]. La relation 2 permet de calculer la capacité (C_{ss}) entre 2 spires jointives de rayon r_{sp} enroulées autour d'un support non conducteur et non diélectrique (figure 4). Cette expression fait également intervenir la permittivité relative (ϵ_r) du film isolant protégeant les conducteurs. En se fiant aux résultats exposés dans l'article précédemment cité, cette constante diélectrique est fixée à 3.5. En supposant que seules les capacités entre deux spires jointives sont prépondérantes, leur dénombrement pour N spires réparties sur P couches permet d'obtenir l'expression de la capacité équivalente parallèle à l'enroulement (3). Cette relation montre très simplement que la capacité équivalente C_p pour plusieurs couches est toujours supérieure à celle définie pour une couche dont la valeur est donnée par (4). Pour plusieurs couches, r_{sp} représente le rayon moyen d'une spire. Cette dernière relation ne tient évidemment pas compte des couplages capacitifs entre les spires et le noyau magnétique. Ces éléments vont se combiner aux capacités inter spires et augmenter la valeur de C_p . En se limitant au cas présenté et de façon à donner un ordre de grandeur de cet élément indésirable, un exemple illustratif est donné dans le tableau 1.



D_C : diamètre du conducteur sans isolant

D_0 : diamètre du conducteur avec isolant

r_{sp} : rayon d'une spire

4. Figure : représentation de 2 spires jointives

$$C_{ss} = \epsilon_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot r_{sp} \cdot \frac{2 \cdot \epsilon_r \cdot \arctan \left[\frac{(\sqrt{3} - 1) \cdot \left(2 \cdot \epsilon_r + \ln \left(\frac{D_0}{D_C} \right) \right)}{(\sqrt{3} - 1) \cdot \sqrt{\left(2 \cdot \epsilon_r + \ln \left(\frac{D_0}{D_C} \right) \right) \cdot \ln \left(\frac{D_0}{D_C} \right)}} \right]}{\sqrt{2 \cdot \epsilon_r \cdot \ln \left(\frac{D_0}{D_C} \right) + \ln \left(\frac{D_0}{D_C} \right)^2}} \quad (2)$$

$$C_p = \left[1 + \frac{N \cdot (N - 1) \cdot (P - 1)}{P} \right] \cdot \frac{C_{ss}}{P \cdot (N - 1)} \quad (3)$$

$$C_{p1} = \frac{C_{ss}}{P \cdot (N - 1)} \quad (4)$$

1. Tableau capacités parasites pour 1 et 2 couches de conducteurs

	P	N	r_{sp} (mm)	D_0 (mm)	D_C (mm)	C_p (pF)
Cas 1	1	18	8	1.4	1.35	0.5
Cas 2	2	18	8.6	1.4	1.35	36

Evidemment, la comparaison directe de C_p dans les deux cas de figure proposés ci-dessus est critiquable. Normalement, pour une valeur d'inductance donnée, l'utilisation d'une ou plusieurs couches entraîne un dimensionnement différent du circuit magnétique et par conséquent une longueur de spire différente. En se fixant une valeur réaliste d'inductance ($L_{Lmc} = 2.5mH$) pour les deux cas précédents et dont nous admettrons l'invariance sur la bande fréquentielle qui nous intéresse, la fréquence de résonance propre de cette élément (5) permet de donner une estimation de la plage de bon fonctionnement de cette élément. Pour le cas 1, f_{Lmc} est estimée à 4.5MHz et pour le cas 2, cette fréquence est évidemment nettement plus faible (~500kHz). Cette fréquence doit être comparée à la fréquence de résonance des condensateurs de filtrage de mode commun (C_Y) qui fixe la limite la plage maximale d'atténuation comme le montre la figure 3. Ainsi, suivant la valeur de l'inductance parasite localisée en série avec le condensateur dans son schéma équivalent, la l'atténuation du filtre peut ne pas présenter de palier. La valeur minimale de cette inductance est directement liée à la connectique interne des condensateurs. La valeur maximale, quant à elle, est fortement liée au placement et au routage des condensateurs sur la carte de filtrage.

$$f_{Lmc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{cm} \cdot C_p}} \quad (5)$$

B. Sur un cas réel.

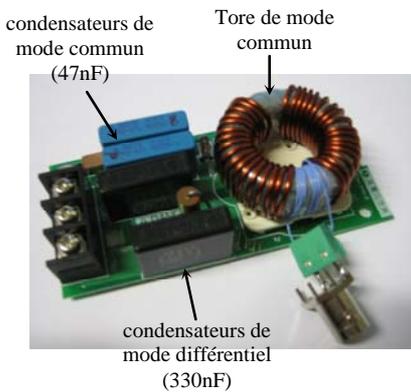
Une mesure de l'atténuation sur une carte de filtrage (figure 5) implantée dans un variateur de vitesse commercialisé montre clairement l'influence des éléments indésirables (figure 6) présentés dans la partie précédente. A partir de cette courbe, nous pouvons identifier la principale fréquence de résonance de ce filtre dont l'expression est donnée par (6).

$$f_{Rmc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{cm} \cdot 2 \cdot C_y}} \quad (6)$$

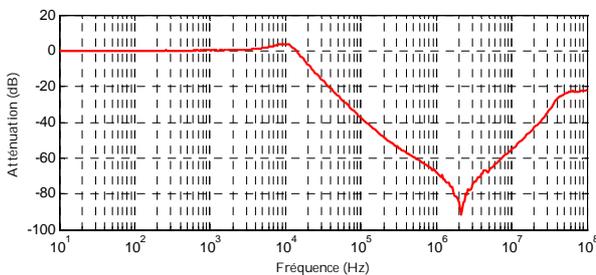
Contrairement à la représentation asymptotique, la courbe réelle ne possède pas un palier défini par les effets conjugués de la capacité parasite équivalente parallèle à L_{cm} et des

condensateurs de mode commun C_Y . Cet effet, qui indirectement avantage l'efficacité de ce filtre, est lié à la conjoncture de deux phénomènes. Le premier peut s'expliquer simplement par une valeur de capacité parasite C_P faible. Pour le filtre pris comme exemple ici, le nombre de spires est relativement faible (17 spires) pour un noyau magnétique torique dont la circonférence permet de réaliser des enroulements à une couche, limitant ainsi les couplages capacitifs parasites. Il faut également tenir compte de la diminution de la perméabilité du matériau magnétique en fonction de la fréquence (figure 7). Cette évolution conduit naturellement à une réduction de la valeur de l'inductance repoussant la fréquence de résonance propre de cet élément (7).

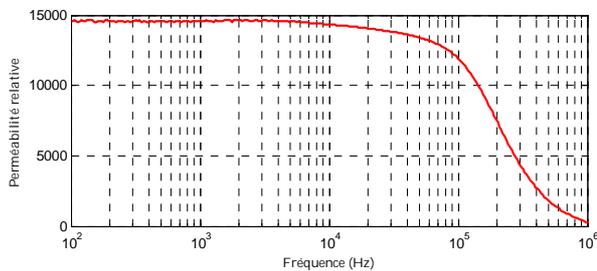
$$f_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{cm}(f_L) \cdot C_P}} \quad (7)$$



5. Figure : Filtre de mode commun testé



6. Figure : Mesure de l'atténuation du filtre



7. Figure : Perméabilité relative du tore de mode commun

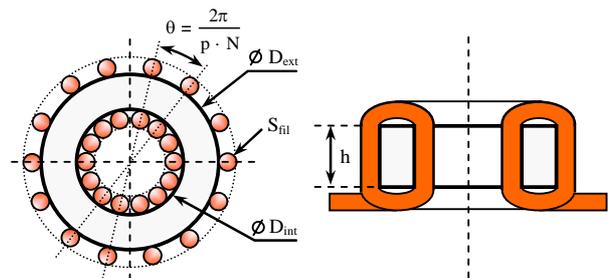
La fréquence de résonance propre de C_Y (47nF), extraite d'une mesure d'impédance aux bornes de cet élément, est évaluée à 8.6MHz. Nous pouvons cependant constater que la plage de fonctionnement de ce filtre se limite à 2MHz. Cela met en évidence clairement l'importance du routage de ces cartes de filtrage et du

placement des différents éléments qui dans ce cas de figure augmentent l'inductance parasite des condensateurs. Par l'intermédiaire de cette première étude nous pouvons conclure qu'il est nécessaire de réduire au minimum la valeur de C_P en limitant le nombre de couches en veillant à dimensionner correctement l'inductance.

III. DIMENSIONNEMENT D'UNE INDUCTANCE MONO-COUCHE

A. Considérations générales

La démarche proposée dans cet article est basée sur l'utilisation des circuits magnétiques toriques (figure 8) autour desquels seule une couche de conducteurs est réalisée. Les matériaux magnétiques utilisés pour le filtrage de mode commun possèdent de fortes perméabilités. Ces matériaux se divisent en deux familles distinctes. La première, la plus classique, regroupe les matériaux à base de ferrite haute perméabilité dont l'induction à saturation reste modeste (<400mT). La deuxième, associée à des matériaux plus récents, est constituée par des alliages nanocristallisés. Ces deux types de matériaux concurrentiels possèdent des caractéristiques très différentes. La deuxième catégorie, par exemple, offrent des performances en terme de perméabilité relative (>25000) et d'induction à saturation (1.2T) très intéressantes pour le filtrage haute fréquence. Toutefois, la difficulté de conditionnement des matériaux nanocristallins et leur prix encore élevé rendent leur utilisation marginale. Les matériaux à base de manganèse zinc (Mn-Zn), quant à eux, peuvent également atteindre des perméabilités élevées (>2.10⁴) (ex : 3E9 FerroxCube) [7]. Cette perméabilité reste relativement constante sur une plage de fréquences pouvant aller jusqu'à 100kHz (ex : 3E9 $\mu_r=15000@100kHz$). Au delà de cette fréquence les propriétés magnétiques du matériaux décroissent rapidement (-27dB/dec). Dans le cadre de cette étude, les circuits magnétiques retenus sont à base de ferrite dont la perméabilité relative est supérieure à $5 \cdot 10^3$.



- S_{fil} : Section d'un conducteur
- S_b : Surface interne de bobinage
- S_{CM} : Section du circuit magnétique
- δ : densité de courant admissible
- N : Nombre de spires d'un enroulement
- p : Nombre de phases
- $A_i = S_b \cdot S_{CM}$

8. Figure : Répartition des spires sur un circuit torique

Le dimensionnement des inductances de mode commun est, dans une certaine mesure, similaire à celui des inductances de lissage. Le choix du circuit magnétique peut être effectué à partir du produit (A_i) de la section du circuit (S_{CM}) par la surface du bobinage (S_b). Ce paramètre est définie par la valeur de l'inductance, la densité de courant admissible par les conducteurs, le courant efficace défini par la puissance du convertisseur, l'induction à saturation et du courant de mode

commun maximal (8). Cette expression conduit à une première remarque. Le dimensionnement de ce composant nécessite la connaissance du courant de mode commun généré par l'ensemble de la structure. Ceci suppose que le filtre est également intégré à cette dernière. Nous voyons ainsi que la seule façon d'obtenir un élément correctement définis fait intervenir une simulation itérative pour estimer le courant de mode commun à chaque modification des éléments du filtre.

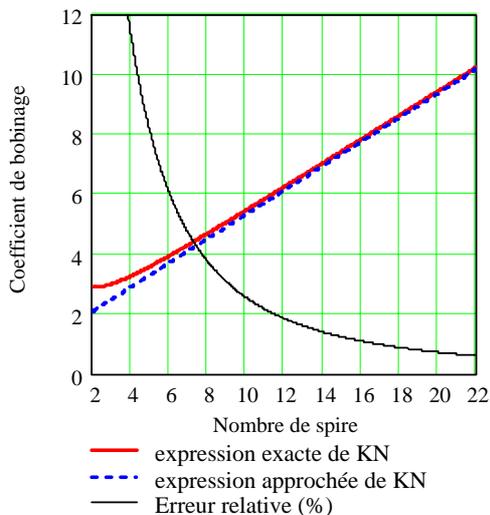
B. Règle de dimensionnement proposée

L'expression du produit des aires conduit normalement à une relation indépendante du nombre de spires. Ce paramètre n'est alors pas directement maîtrisé ce qui peut conduire au remplissage quasi total de la fenêtre de bobinage. En imposant le nombre de couches, A_i est inévitablement fonction de N par le coefficient de bobinage (9). Un développement limité sur N de ce coefficient de bobinage K_N permet de linéariser ce terme (10). Cette nouvelle expression n'est cependant intéressante que pour un nombre de spires supérieur à 5 majorant ainsi l'erreur relative à 8% (figure 9). Pour des convertisseurs de très fortes puissances (ex : variateurs de vitesse supérieurs à 30kW) et notamment dans les applications triphasées, les inductances de mode commun peuvent être réalisées avec un nombre de spires par enroulement très faible (2 à 3 spires). Il est alors nécessaire de considérer l'expression exacte de K_N . Pour cette étude, nous allons supposer que l'expression approchée de K_N s'applique.

$$A_i = K_N(N) \cdot \frac{L \cdot I_{MC} \cdot I_{eff}}{\delta \cdot B_M} \quad (8)$$

$$K_N(N) = \frac{k_f}{N} \cdot \left(1 + \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{p \cdot N}\right)} \right)^2 \quad (9)$$

$$K_N(N) \approx k_f \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \left(\frac{p \cdot N}{\pi} + 2 \right) \quad (10)$$

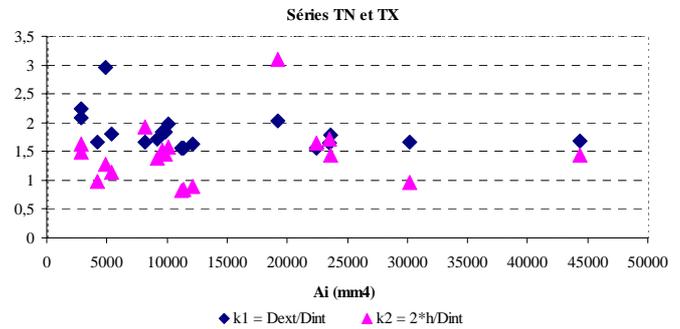


9. Figure : Tracé de K_N en fonction de N (pour $k_f=1$ et $p=2$)

Nous savons que le volume de matériau magnétique peut s'exprimer en fonction du produit des aires et d'un

facteur adimensionné K_{CM} (11). Ce facteur K_{CM} , souvent utilisé pour l'optimisation du volume des composants magnétiques, dépend des paramètres géométriques du circuit (D_{int} , D_{ext} , h). L'expression de ce terme (12) n'est pas unique suivant que l'on intègre ou non le bobinage dans le calcul du volume.

En se référant aux données FerroxCube pour 19 circuits toriques des séries TX et TN dont les perméabilités relatives sont comprises entre 5000 et 10500, K_{cm} est défini entre 3 et 7. Ainsi, pour un même fabricant de circuit magnétiques toriques, le facteur K_{cm} peut varier fortement. Ceci montre que l'hypothèse d'une réalisation homothétique des tores, sur laquelle nous nous appuyons, n'est pas totalement justifiée. Ces différences sont liées aux facteurs k_1 et k_2 (12) qui varient en fonction des noyaux (figure 10). Ces dernières considérations dépendent fortement du fabricant et ne peuvent être généralisées. Si nous nous basons sur les études statistiques de [8], il est possible d'établir des lois de variation de K_{CM} en fonction de A_i .



10. Figure : k_1 et k_2 en fonction du produit des aires

Toutefois, si nous voulons prédéterminer l'inductance à partir des données FerroxCube en assurant une bonne utilisation du circuit magnétique, nous allons supposer que ces deux coefficients sont invariants. k_1 et k_2 sont alors fixés à leur valeur moyenne sur le nombre d'échantillons soit respectivement 1.8 et 1.4. L'utilisation de ces valeurs permet de fixer K_{CM} à 3.83. A partir de la définition de la réluctance, il est possible d'établir une relation reliant N au volume de matériaux (V_{CM}) et à la valeur de l'inductance (L) grâce au facteur K_V (13). Ce terme dépend de la perméabilité du matériau et de la géométrie du circuit magnétique. Pour illustrer notre approche, la perméabilité relative est fixée à 10000. Cette valeur correspond à la référence 3E6 de FerroxCube.

Grâce aux relations (8) (10) et (13), nous pouvons définir un polynôme de A_i (14) dont les racines permettent de déterminer le produit des aires que nous recherchons et de sélectionner un circuit dans la liste du fabricant.

$$V_{CM} = K_{CM} \cdot A_i^{3/4} \quad (11)$$

$$K_{CM} = (k_1 + 1) \cdot \sqrt[4]{\pi \cdot k_2 \cdot (k_1 - 1)} \quad (12)$$

$$\text{Avec } k_1 = \frac{D_{ext}}{D_{int}} \text{ et } k_2 = \frac{2 \cdot h}{D_{int}}$$

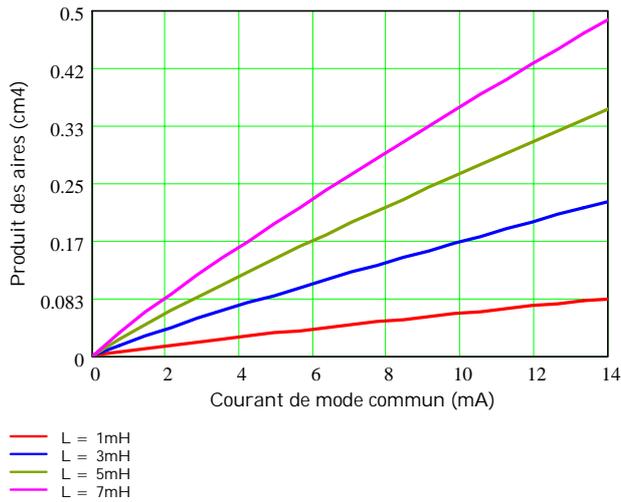
$$N = K_V \cdot \sqrt{L} \cdot A_i^{-1/8} \quad (13)$$

$$\text{Avec } K_V = \sqrt{\frac{\pi \cdot K_{CM}}{\mu \cdot k_2 \cdot (k_1 - 1)}}$$

$$A_i - \alpha \cdot A_i^{-1/8} - \beta = 0 \quad (14)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} \alpha = \frac{4 \cdot k_f \cdot L \cdot I_{MC} \cdot I_{eff}}{\pi \cdot \delta \cdot B_M} \\ \beta = \frac{4 \cdot k_f \cdot K_V \cdot L^{3/2} \cdot I_{MC} \cdot I_{eff}}{\pi^2 \cdot \delta \cdot B_M} \end{cases}$$

A titre d'exemple, les solutions de l'équation (5) permettent de tracer un réseau de caractéristiques définissant le produit des aires en fonction du courant de mode commun maximal et de la valeur de l'inductance (figure 11).

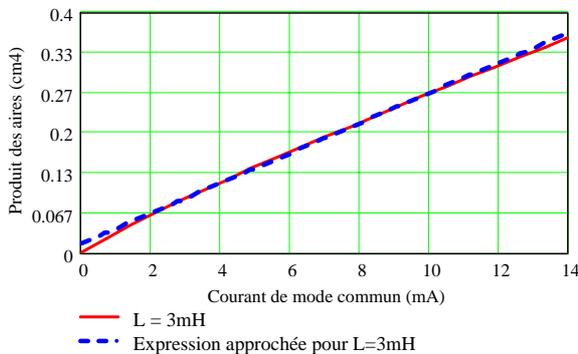


11. Figure : Produit des aires en fonction de I_{MC} et L

Ainsi pour un matériau donné de perméabilité connue, généralement utilisé pour le filtrage haute fréquence, le choix du circuit magnétique peut s'effectuer grâce à une expression simplifiée (6) extraite du réseau de courbes.

$$A_i = C_1(L) \cdot I_{MC} + C_2(L) \quad (6)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} C_1(L) = 4.618 \cdot 10^3 \cdot L + 1.829 \\ C_2(L) = 2.952 \cdot L + 1.655 \cdot 10^{-3} \end{cases}$$



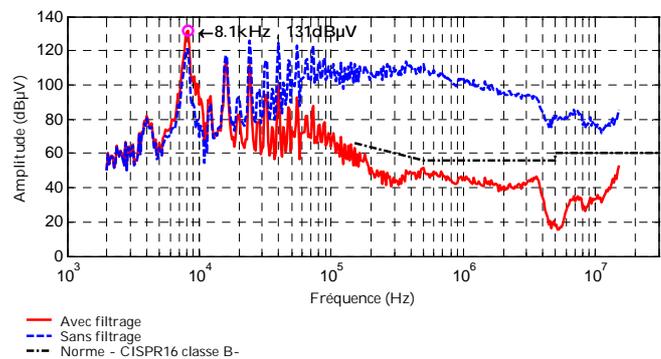
12. Figure : Comparaison entre l'expression simplifiée et la solution du polynôme pour $L=3mH$

Cette dernière relation est naturellement plus simple à exploiter dans un processus d'optimisation dans lequel il est préférable de pouvoir connaître le sens de variation de A_i en fonction des variables à optimiser telle que L . Si nous voulons proposer un dimensionnement optimal, il est

nécessaire de déterminer l'impédance équivalente et le générateur de tension équivalent de mode commun de l'équipement. L'insertion de l'équation (6) dans un processus d'optimisation sous contraintes conduit au choix du circuit magnétique le plus adapté pour minimiser le volume de l'inductance en limitant les effets des capacités parasites.

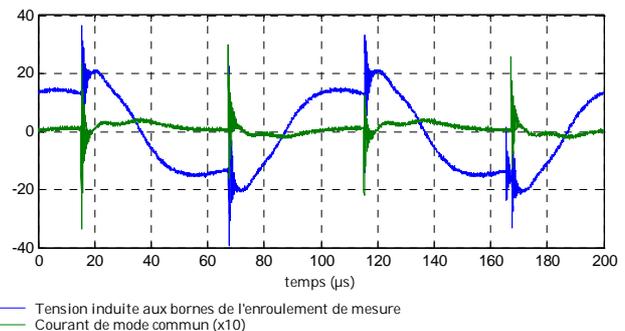
IV. SATURATION DES INDUCTANCES DE MODE COMMUN

L'association des filtres présentés précédemment avec un convertisseur dont la fréquence de découpage est relativement basse, à l'instar des variateurs de vitesse (4kHz à 16kHz), pose un problème peu courant. La fréquence de résonance propre du filtre peut avoir une valeur voisine de la fréquence de découpage, les perturbations de mode commun sont alors amplifiées pour certaines fréquences (131dB μ V@8kHz) (Figure 13) ce qui peut conduire à la saturation du circuit magnétique de l'inductance [9].



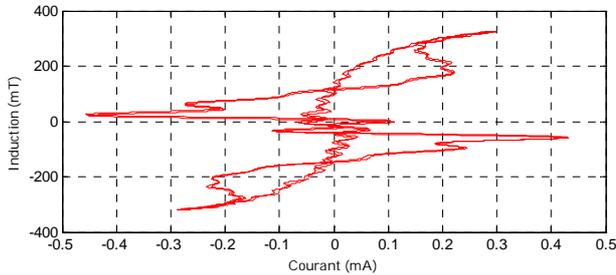
13. Figure : Spectre des perturbations de mode commun avec et sans filtre d'un variateur de vitesse

Durant le fonctionnement d'un variateur de vitesse de laboratoire dont la fréquence de découpage a été fixée à 10kHz, des mesures sont effectuées sur le filtre de mode commun présenté ci-dessus (Figure 5). La figure 14 présente, sur deux périodes de découpage, le courant de mode commun circulant dans le filtre et la tension induite par le flux de mode commun aux bornes d'un enroulement supplémentaire de mesure. Cette tension, une fois intégrée et pondérée par le nombre de spires et la section du circuit magnétique, nous permet de représenter l'évolution de l'induction magnétique dans le matériau. Le tracé du cycle d'hystérésis (Figure 15) permet de constater que l'induction dans le matériau ferrite est proche de la saturation (300mT). Si cette dernière est atteinte une distorsion supplémentaire du courant peut enrichir le contenu spectral du courant de mode commun et limiter de ce fait l'efficacité du filtre.



14. Figure Courant de mode commun et tension induite par le flux de mode commun dans le tore

Nous voyons au travers de cet exemple que si le dimensionnement du tore n'est pas réalisé sans la connaissance de l'amplitude maximale du courant de mode commun généré par le convertisseur dans lequel le filtre est déjà présent, des problèmes de saturation peuvent se poser.



15. Figure : Représentation du cycle d'hystérésis

V. CONCLUSION

Contrairement au dimensionnement classique d'une inductance de mode différentielle ou de lissage, pour lequel l'énergie stockée maximale est connue, celui d'une inductance symétrique (i.e. de mode commun) est plus délicat puisqu'il nécessite de connaître l'amplitude maximale du courant de mode commun pour éviter la saturation du circuit. La connaissance de ce courant est de ce fait indispensable et nous avons montré clairement au travers du dernier exemple qu'un dimensionnement *a priori* de cet élément à partir d'un prototype et des règles usuelles de calcul de filtre peut conduire à un mauvais fonctionnement. Nous savons qu'une telle démarche durant la phase de développement est parfois coûteuse. Ainsi, l'optimisation sous contrainte du filtre, qui peut également être associée à une optimisation globale de la structure, peut apporter une aide précieuse dans la conception des convertisseurs de puissance. La technique de dimensionnement présentée dans cet article doit permettre d'assurer un fonctionnement optimum du filtre.

Les prochaines étapes de ce travail vont consister à intégrer cette démarche dans un processus d'optimisation du filtre d'un variateur de vitesse et à caractériser le filtre obtenu.

VI. REFERENCES :

- [1] "A new active common mode EMI filter for PWM inverter"; Yo-Chan Son, Seung-Ki Sul; IEEE transactions on Power Electronics, vol. 18, No. 6, November 2003
- [2] "An active ripple Filtering technique for improving common-mode inductor performance"; Padraig Cantillon-Murphy, Timothy C. Neugebauer; IEEE Power Electronics letters, vol.2, No.2, June 2004
- [3] "Effects of parasitic parameters on EMI filter performance"; Shuo Wang, Fred. C. Lee, W. G. Odendaal; IEEE transaction on Power Electronics, vol. 19, No. 3, May 2004
- [4] "Self-capacitance of inductors"; A. Massarini, G. Grandi, M. Kazimierczuk; IEEE transactions on Power Electronics; vol. 12, No. 4, July 1997
- [5] "Stray capacitance of single-layer solenoide air-core inductors"; G. Grandi, M. Kazimierczuk, A. Massarini; IEEE transactions on Industry Applications; vol. 35, No. 5, September/October 1999
- [6] "Self-capacitance of inductors"; A. Massarini, M. Kazimierczuk; IEEE transaction on Power Electronics, vol. 12, No. 4, July 1997
- [7] "Soft Ferrites and Accessories", Magnetic materials Datasheet, www.FerroxCube.com
- [8] "Transformer and Inductor Design Handbook"; Colonel Wm. T. McLyman; Ed. Dekker; ISBN 0-8247-7828-6
- [9] W. Shen, F. Wang, D. Boroyevich, V. Stefanovic, M. Arpilliere, "Optimizing EMI filter design for motor drives considering filter component high-frequency characteristics and noise source impedance", APEC '04. Nineteenth Annual IEEE, Page(s):669 - 674 vol.2