HAL open science

Optimisation des filtres de mode commun associés aux systèmes de variation de vitesse

Bertrand Revol, François Costa

To cite this version:

Bertrand Revol, François Costa. Optimisation des filtres de mode commun associés aux systèmes de variation de vitesse. Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnetique (CEM), Apr 2006, Saint Malo, France. hal-01689454

HAL Id: hal-01689454

https://hal.science/hal-01689454

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.

Optimisation des filtres de mode commun associés aux systèmes de variation de vitesse

B. Revol, F. Costa
Système et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie, UMR 8029
94235 Cachan
E-mail: bertrand.revol@satie.ens-cachan.fr, françois.costa@satie.ens-cachan.fr

Résumé. Cette étude présente un modèle fréquentiel d'un onduleur triphasé MLI utilisé pour les entraînements à vitesse variable. A partir de ce modèle, qui tient compte de l'environnement du convertisseur (câbles, moteur, filtre, RSIL…), une optimisation du filtre de mode commun est proposée.

I. POSITIONNEMENT

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. La CEM qu'elle soit conduite ou rayonnée n'est donc pas gérée comme une contrainte au moment de la conception mais seulement comme une épreuve que l'on fait subir au prototype avant la fabrication en série. L'étude que nous proposons dans cet article est axée sur la modélisation CEM des systèmes de variation de vitesse. Comme la quasi-totalité des équipements électriques destinés aux marchés européens, les variateurs de vitesse ou les associations convertisseurs-machines se doivent de répondre aux normes CEM conduites et rayonnées. Même si leur utilisation, prépondérante dans le secteur industriel leur permettrait parfois d'échapper à cette contrainte, leur implantation progressive en milieu tertiaire nécessite de remplir ou au moins de prévoir l'aspect normatif.

II. MODELISATION DU VARIATEUR

En électronique de puissance, l'estimation des perturbations conduites qu'elles soient de mode commun ou de mode différentiel, nécessite dans un premier temps de "linéariser" la structure à topologie variable pour faire apparaître des sources de perturbations localisées représentant les variations rapides des grandeurs électriques (dV/dt et dI/dt). Cet article montre que cette technique, devenue classique pour l'étude des convertisseurs mono interrupteur, s'applique pour des structures aussi complexes que les onduleurs triphasés. De précédents travaux [1] ont également montré qu'une étude directe dans le domaine fréquentiel permettait des simulations robuste et rapide compatibles avec des processus d'optimisation.

II.1 Définition de l'impédance de mode commun

Pour des variateurs dont la puissance n'excède pas quelques kilowatts, la nature des perturbations conduites reste principalement de mode commun. Cette hypothèse est d'autant plus vrai que la longueur des câbles de puissance, généralement blindés, entre le variateur et le moteur est importante. Les capacités parasites entre le conducteur de chaque phase et le blindage sont de l'ordre de 200pF/m à 300pF/m suivant la géométrie du câble. Typiquement, cette valeur s'ajoute à celle définie par la capacité entre les phases statoriques et le châssis de la machine (Fig.1). Ainsi, pour définir une impédance équivalente en sortie du variateur, les éléments définissant l'impédance du câble sont directement concaténés à ceux du moteur. Cet association permet de représenter les principaux chemins de propagation en mode commun par l'intermédiaire d'une matrice impédance Z_{CM}. Ce réseau d'impédances couplées assure également une représentation correcte des phénomènes de propagation visibles pour des fréquences élevées par des résonances et des anti-résonances. Naturellement ces effets sont essentiellement liés à la longueur du câble sur la plage fréquentielle dont nous nous intéressons.

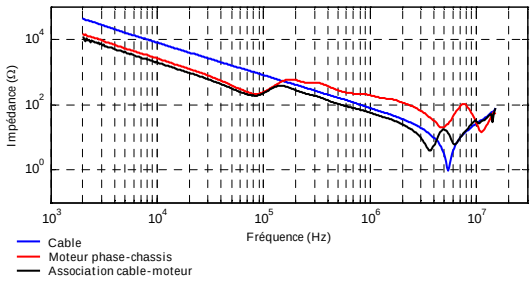

Fig.1 Impédance de mode commun du et de la machine asynchrone

II. 2 Définition de la source de mode commun

La démarche la plus naturelle consiste à remplacer chaque cellule de commutation (i.e bras d'onduleur) par une source de tension représentant les variations rapides de potentiels générées par les commutations des interrupteurs, et par une deuxième source modélisant le courant découpé généré par une cellule. Le schéma équivalent du variateur présente ainsi quatre sources de perturbations. Il est cependant intéressant de simplifier ce schéma en remplaçant les trois bras d'onduleur par une seule source V_{CM} définie à partir des trois fonctions de commutation (f_{sw}) et de la tension du bus continu (1). Le schéma simplifier permet également de conserver la symétrie des chemins de propagation en mode commun en

définissant l'impédance Zp (2). Cette impédance homopolaire dissociée en deux parties tient naturellement compte de l'ensemble des couplages mutuels entre les trois phases (Fig.2).

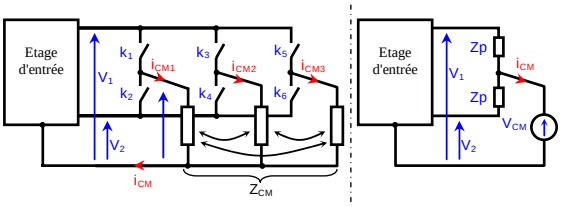

Fig.2 - Modèle équivalent en mode commun

$$V_{CM} = V_{diff} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{f_{sw1} + f_{sw2} + f_{sw3}}{3} \right) \qquad (1)$$

$$Zp = \frac{2}{3} \cdot \left(\sum_{j=1}^{3} \sum_{i=1}^{3} Y_{CM\,j,i} \right)^{-1} \; ; \; Y_{CM} = Z_{CM}^{-1} \qquad (2)$$

Le courant découpé et absorbé par les trois bras peut également être représenté par une source placée en dérivation sur le bus continu. A l'instar de V_{CM}, cet élément intègre les lois de commande et les courants définis par le moteur. Cette source de courant est représentative des perturbations de mode différentiel, en grande partie filtrées par les condensateurs de découplage haute fréquence des bras de l'onduleur et des condensateurs chimiques de stockage présents sur le bus continu (Fig.3). Suivant les puissances des variateurs, la modélisation de ce générateur équivalent n'est pas véritablement indispensable. Dans notre étude, nous avons volontairement négligé les perturbations de mode différentiel devant celles de mode commun. Ce choix sera justifié au vue des résultats présentés dans les parties qui suivent.

Le modèle complet doit évidemment tenir compte du filtre et intégrer le réseau stabilisateur d'impédance de ligne. Le modèle dynamique linéaire permet également de négliger l'influence des sources d'alimentation très basse fréquence et d'éliminer obligatoirement les sources continues.

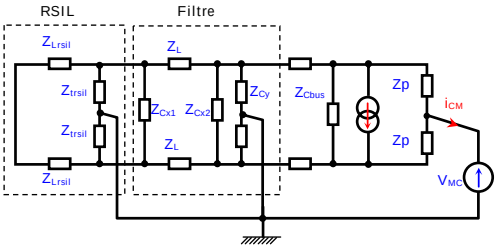

Fig.3 Modèle dynamique du variateur

En négligeant les perturbations de mode différentiel, le schéma fréquentiel proposé (Fig.4) peut se mettre sous la forme d'une association en cascade de quadripôles avec pour seule source la tension de mode commun V_{MC}.

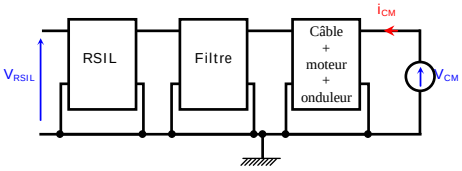

Fig.4 Représentation par quadripôles

III. FILTRE DE MODE COMMUN

III.1 Limitation des filtres passifs

Les filtres de mode commun monocellulaires (association LC) sont des structures relativement simples. Si le convertisseur est considéré comme un générateur de courant de mode commun (Fig.5), la fonction d'atténuation ($A_{CM} = I_0/I_{CM}$) permet de décrire le comportement du filtre en fréquence (3).

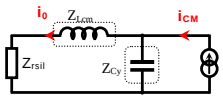

Fig.5 - Filtre de mode commun à 1 cellule

$$A_{CM} = \frac{Z_{Cy}}{Z_{rsil} + Z_{Lcm} + Z_{Cy}} \qquad (3)$$

En tenant compte des éléments parasites de chaque composant, l'atténuation du filtre est limitée en fréquence [2]. Typiquement, les filtres passifs perdent leur efficacité pour des fréquences comprises entre 100kHz et 1 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 (Fig.6). Une mesure de l'atténuation sur une carte de filtrage (Fig.7) implantée sur un variateur de vitesse commercialisé montre clairement l'influence de ces éléments indésirables (Fig.8). A partir de cette courbe, nous pouvons identifier la principale fréquence de résonance de ce filtre dont l'expression est donnée par (4). 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 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 (Fig.8). Cette évolution conduit naturellement à une réduction de la valeur de l'inductance repoussant la fréquence de résonance propre de cet élément (5).

$$f_{Rmc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{cm} \cdot 2 \cdot C_y}} \quad (4)$$

$$f_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{cm}(f_L) \cdot C_P}} \quad (5)$$

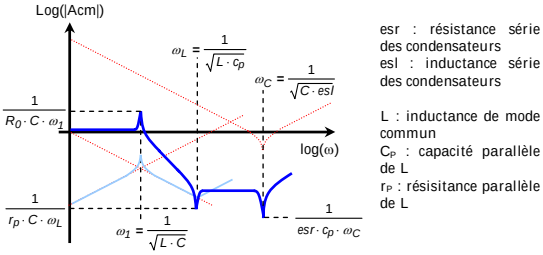

Fig.6 – Représentation asymptotique de l'atténuation d'un filtre de mode commun

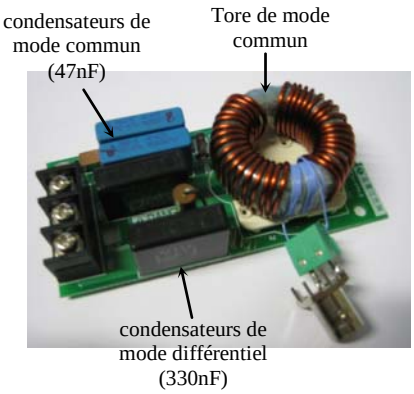

Fig.7 Filtre de mode commun testé

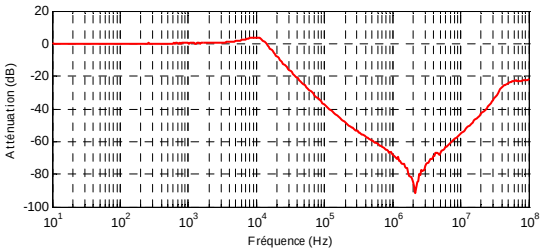

Fig.8 –Mesure de l'atténuation du filtre

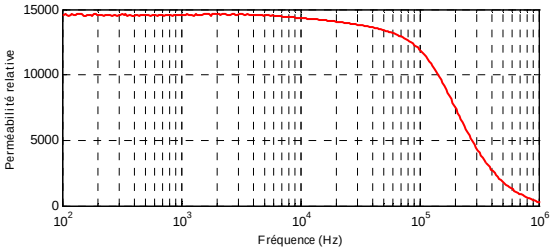

Fig.9 –Perméabilité relative du tore de mode commun

III.2 Etude des condensateurs de mode commun

La majeur partie des condensateurs de classe Y utilisés pour le filtrage de mode commun sont réalisés avec un matériau diélectrique en polyester (MKT) dont la permittivité (ε_{MKT}) est de 2.7 pour une rigidité électrique (E_{MKT}) de 10kV/mm. A partir de ces données et de la tension maximale d'utilisation (U_m), le volume peut s'exprimer comme une fonction linéaire de la capacité (6). Cette relation usuelle, vérifiée pour ces technologies permet de prédéterminer le volume de condensateur du filtre optimal recherché (Fig.10).

$$Vol_{CY}(c) = \frac{c}{\varepsilon_{MKT}} \cdot \left(\frac{U_m}{E_{m_{MKT}}} \right)^2 + V_{0_{MKT}} \quad (6)$$

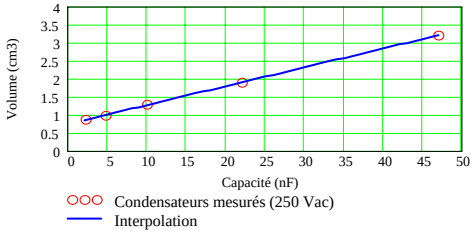

Fig.10 Volume des condensateurs de classe Y

Nous pouvons également prédéterminer les éléments parasites de ces condensateurs pour approcher au mieux la réponse du filtre dans le processus de recherche des éléments les plus adaptés. Le modèle associé aux condensateurs est un circuit R-L-C série, comme nous avons l'habitude de le définir. Des relevés au pont d'impédance HP4194A permettent de déterminer ces différents paramètres de façon précise. Le tableau I présente ces éléments pour une série de condensateurs.

Tableau I - Eléments parasites et fréquence de résonance des condensateurs Y étudiés (MKT 250V)

Capacité (nF)	1	2.2	10	22	47
Inductance série (nH)	6.9	7.1	6.88	7.5	7.33
Résistance série (mΩ)	444	383	240	113	90
Fréquence de résonance (MHz)	60.5	40.2	19.2	12.4	8.57

Nous pouvons constater que l'inductance série n'a pas une variation significative en fonction de la capacité, contrairement à la résistance série (esr) qui diminue rapidement (Fig.11). On peut alors déterminer une relation permettant d'estimer ce paramètre en fonction de la capacité (7). Cette résistance conditionne l'une des atténuations maximales du filtre (Fig.5).

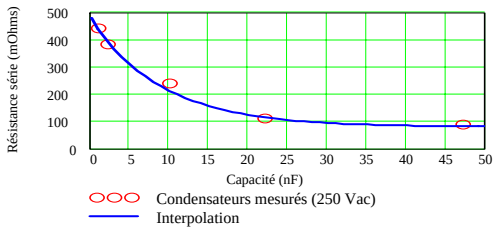

Fig.11 Evolution de la résistance série des condensateurs de filtrage

$$esr(C) = \alpha \cdot e^{-\beta \cdot C} + \gamma \qquad (7)$$

Avec $\alpha = 0.4$, $\beta = 1.1 \cdot 10^8$ et $\gamma = 0.08$

III.3 Etude du tore de mode commun

Les matériaux magnétiques utilisés pour le filtrage de mode commun possèdent de fortes perméabilités et des inductions à saturation modeste (<400mT). Ces matériaux se divisent en deux familles distinctes. La première, la plus classique, regroupe les matériaux à base de ferrite haute perméabilité. 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 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 ($>2 \cdot 10^4$) (ex: 3E9 FerroxCube) [3]. Cette perméabilité reste relativement constante sur une plage de fréquences pouvant aller jusqu'à 100kHz (ex:3E9 μ_r = 15000 à 100kHz). Au delà de cette fréquence les propriétés magnétiques du matériaux baissent 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 $5 \cdot 10^3$.

Le dimensionnement des inductances de mode commun est similaire à celui des inductances de lissage. Le choix du circuit magnétique peut être effectué à partir du produit de la section du circuit par la surface du bobinage (A_i). 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). L'expression du produit des aires conduit 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 si un coefficient de sécurité k_b n'est pas défini. Le volume de cette inductance s'exprime alors à partir de A_i et d'un facteur K_{cm} représentatif de la forme du circuit magnétique (9) [4]. Ce facteur dépend des paramètres adimensionnés représentant les facteurs de formes du circuit (Fig.12) (10).

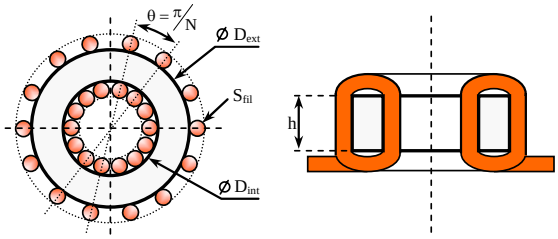

Fig.12 Vues en coupes des circuits magnétiques toriques bobinés

$$A_i = k_b \cdot \frac{L \cdot I_{eff} \cdot I_{mc}}{\delta \cdot B_M} \qquad (8)$$

$$V_{Lmc} = K_{cm} \cdot (A_i)^{3/4} \qquad (9)$$

$$K_{cm} = (k_1 + 1) \cdot (\pi \cdot (k_1 - 1) \cdot k_2)^{1/4}$$
$$\text{avec } k_1 = \frac{D_{ext}}{D_{int}} \text{ et } k_2 = \frac{2 \cdot h}{D_{int}} \qquad (10)$$

Suivant les fabricants de circuit magnétiques toriques le facteur K_{cm} peut varier de 3 à 10. En se référant aux données FerroxCube pour 10 circuits toriques de la série TX dont les perméabilités relatives sont comprises entre 5000 et 10500, K_{cm} est défini entre 3 et 4.5 et sa valeur moyenne est de 3.56 ce qui permet de fixer ce paramètre.
Contrairement aux condensateurs, les éléments parasites des composants bobinés sont plus délicats à estimer [5][6]. Pour le filtre précédemment étudié, les capacités des enroulements sont très faibles (<20pF). Leur influence sur le comportement fréquentiel du filtre n'est pas significative.

IV. SIMULATIONS ET MESURES

Une comparaison directe entre la simulation et la mesure des perturbations de mode commun via un RSIL standard montre la pertinence d'un modèle à une source (Fig.13). Le véhicule test est un variateur STIE ATV58 5kW relié à une machine asynchrone de 3kW par un câble triphasé blindé de 5m.

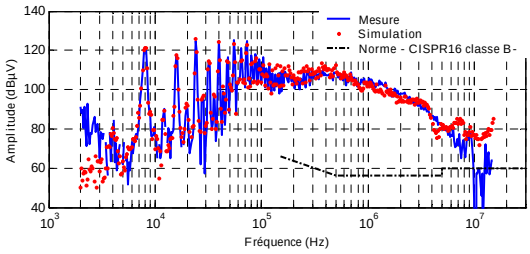

Fig.13 - Comparaison de la Simulation avec la Mesure

V. DETERMINATION DU FILTRE

La première technique consiste à déterminer le couple LC du filtre telle que l'atténuation de ce dernier soit suffisante pour que le plus haut niveau du spectre (S_M) sans filtre relevé à la fréquence f_0 devienne inférieur au gabarit normatif (G_N) (11). De plus, les condensateurs de classe Y utilisés pour le filtrage de mode commun ont généralement de faibles capacités pour limiter les courants basses fréquences vis à vis des protections différentielles. En utilisant le modèle d'onduleur, proposé précédemment, il est possible de réaliser un pré-dimensionnement du filtre. Le filtre obtenu, sans réelle optimisation, permet de définir un volume théorique de référence. Pour l'inductance, le circuit magnétiques [2] a une perméabilité élevée et ne possède qu'une seule couche de conducteurs. Pour le spectre précédent, l'atténuation nécessaire est de 46dBµV à 150kHz (Fig.13). Les résultats obtenus sont reportés dans le tableau II.

$$L_{cm} \cdot 2 \cdot C_y = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2} \cdot 10^{\frac{S_M - G_N}{20}} \qquad (11)$$

Tableau II – Eléments du filtre.

	L_{CM}	C_Y
Valeurs	5,1mH	22nF
Volume (cm³)	9.8	2×1.9

Ainsi, le volume total du filtre de mode commun de référence est de 13,6 cm³. A titre d'exemple Une optimisation sous contraintes en se fixant comme objectif la minimisation du volume permet une diminution relative de quelques pourcents (5% à 10%) (tableau III).

Tableau III – Eléments du filtre optimisé.

	L_{CM}	C_Y
Valeurs	3.4mH	33nF
Volume (cm³)	7.3	2×2,5

La fonction objectif, liée au volume et associée à un algorithme d'optimisation génétique permet de réaliser un compromis intelligent entre le volume des condensateurs et celui de l'inductance. En fixant des valeurs réalistes aux éléments parasites des composants, que nous avons pris soin de détailler dans la première partie de cet article, le modèle équivalent pour le filtre calculé détermine un spectre dont le niveau reste inférieur au gabarit normatif à partir de 150kHz (Fig.14).

Nous avons réalisé dans cette étude, une optimisation mono objectif avec pour contrainte le respect du gabarit normatif. Cette démarche reste évidemment valable pour des optimisations multi objectifs pour lesquels nous pouvons considérer le coût de réalisation ou encore intégrer l'aspect thermique en définissant les pertes associées à chaque composant.

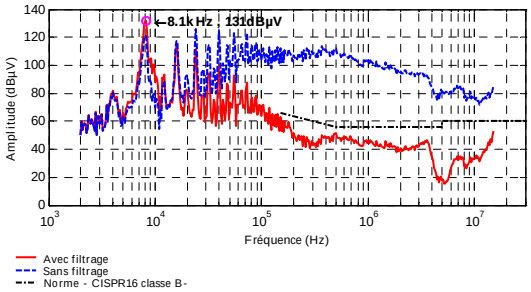

Fig.14 - Spectre de mode commun avec et sans filtre

VI. PROBLEME LIE A LA NATURE DE LA STRUCTURE

L'association des filtres avec un convertisseur dont la fréquence de découpage est relativement basse (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 (131dBµV@8kHz) (Fig.13) ce qui peut conduire à la saturation du circuit magnétique de l'inductance [7].

Durant le fonctionnement d'un variateur de vitesse de laboratoire dont la fréquence de découpage a été fixée à 10kHz, des mesures ont été effectuées sur le filtre de mode commun présenté ci-dessus (Fig.7). La figure 15 présente 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 spire 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 (Fig.16) 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 contenue spectral du courant de mode commun et limiter de ce fait l'efficacité du filtre.

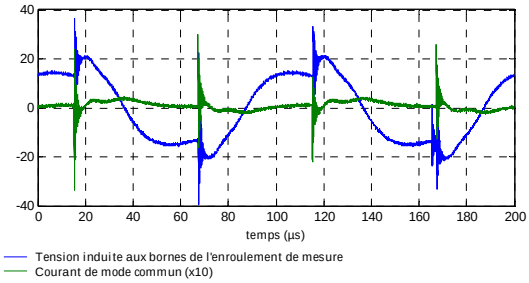

Fig.15 Courant de mode commun et tension induite par le flux de mode commun dans le tore

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.

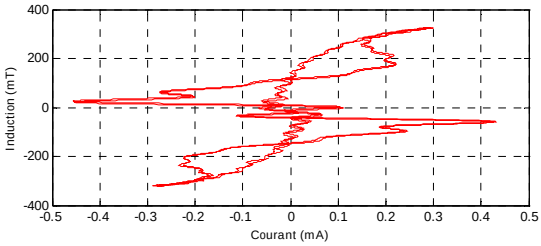

Fig.16 Représentation du cycle d'hystérésis

VII. CONCLUSION

Cet article propose un modèle équivalent d'un variateur de vitesse pour l'estimation des perturbations conduites. Il souligne la pertinence de l'optimisation sous contrainte du filtre de mode commun durant la phase de conception du variateur. De plus, nous avons mis en évidence que sans la connaissance du courant de mode commun avec le filtre déjà présent dans le dispositif le dimensionnement n'a pas de sens et que sans l'apport de la simulation seul un processus itératif sur un prototype peut conduire à une réalisation acceptable et efficace du filtre. 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.

REFERENCES

[1] B. Revol, J.Roudet, J.L.Schanen, P.Loizelet, "*EMI study of a three phase inverter-fed motor drives*", IAS '04. Volume 4, 3-7 Oct. 2004 Page(s):2657 - 2664 vol.4

[2] Shuo Wang, Fred. C. Lee, W. G. Odendaal; "*Effects of parasitic parameters on EMI filter performance*"; IEEE transaction on Power Electronics, vol. 19, No. 3, May 2004

[3] Magnetic materials Datasheet, *"Soft Ferrites and Accessories"*, on www.FerroxCube.com

[4] "*Transformer and Inductor Design Handbook*"; Colonel Wm. T. McLyman; Ed. Dekker; ISBN 0-8247-7828-6

[5] "*Self-capacitance of inductors*"; A. Massarini, M. Kazimierczuk; IEEE transaction on Power Electronics, vol. 12, No. 4, July 1997

[6] "*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

[7] 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