

**Protocole d'identification des sources équivalentes de mode commun
dans les convertisseurs statiques**

F. Costa¹, C. Vollaire² et R. Meuret³

¹ SATIE UMR 8029

² CEGELY, UMR 5005

³ HISPANO SUIZA

Protocole d'identification des sources équivalentes de Mode Commun dans les convertisseurs statiques

F. Costa¹, C. Vollaire², R. Meuret³

¹SATIE UMR 8029, ²CEGELY, UMR 5005, ³HISPANO SUIZA

Résumé—Les convertisseurs statiques sont des sources majeures de perturbations de mode commun dont les conséquences sont multiples : perturbations par courants conduits, rayonnement des câbles, destruction des roulements à billes dans les machines tournantes. Ces aspects sont d'autant plus sensibles dans le domaine de l'aéronautique. Aussi est-il nécessaire de pouvoir caractériser le plus précisément possible ces effets pour calculer les filtres à associer et plus généralement pour optimiser les moyens de réduction. Dans le cas des convertisseurs du type onduleurs de tension triphasés à IGBT, un protocole expérimental associé à un modèle de source équivalente de tension de mode commun a été mis au point, il permet : d'acquérir expérimentalement les grandeurs pertinentes externes du convertisseur nécessaires à la reconstitution des sources de tension de mode commun ainsi que les impédances de couplage dominantes, de confirmer le modèle pour différents contextes d'exploitation du convertisseur statique. Le protocole de mesures sert à renseigner le modèle permettant d'une part une meilleure compréhension des paramètres déterminant dans la génération de perturbations de MC (capacité de couplage, source, stratégie de MLI, ...) et d'autre part d'estimer l'influence de chaque paramètre sur les perturbations générées.

I. INTRODUCTION

L'objectif principal de l'avion « plus » électrique est d'éliminer les natures multiples des sources d'énergie : hydraulique, pneumatique et leurs canalisations associées. Les gains attendus sont de plusieurs natures. Il est prévu une réduction de 10% sur la masse de l'appareil, un gain de 13 % sur la poussée moteur (suppression des prélèvements d'air moteur), 9 % sur la consommation, 15 % sur la fiabilité et enfin 10 % sur le coût de l'appareil. Pour parvenir à de tels objectifs, les innovations technologiques nécessaires sont multiples. La puissance électrique embarquée change d'ordre de grandeur (actuellement 2×90 kVA sur un Airbus A320, 4×60 kVA sur un Boeing 747). Les générateurs électriques devront être intégrés aux arbres moteurs. De nouveaux actionneurs électromagnétiques devront être développés en fonction de la puissance et de la nature de leurs fonctions. Actuellement, les gouvernes électriques sont en fait constituées par des actionneurs hydroélectriques alimentés à fréquence variable par des onduleurs de tension triphasé à découpage via des câbles blindés. Le contrôle de la qualité et

la robustesse du réseau électrique embarqué vont ainsi devenir extrêmement complexe, et par voie de conséquences, les problèmes de CEM vont devenir critiques. Par ailleurs, il sera nécessaire de disposer de dispositifs électroniques haute température. Toutes ces innovations devront être menées avec des contraintes spécifiques à l'aéronautique, à savoir un environnement thermique sévère (haute température : typiquement 200 °C, basse température : typiquement -60 °C, cyclage, humidité), des contraintes vibratoires spécifiques et sévères, une très grande fiabilité et disponibilité des systèmes ainsi qu'une maintenance simple et rapide (procédures de monitoring et de diagnostic des systèmes).

II. SITUATION DU PROBLEME

Les contraintes de fiabilité imposent des restrictions très fortes quant à la compatibilité électromagnétique (CEM) des matériels électriques électroniques embarqués. En effet, l'énergie électrique sur les câbles reliant le convertisseur de puissance à l'actionneur hydroélectrique est acheminée sous une forme qui présente de fortes variations de tensions et de courants. Ceci est lié au fait que l'actionneur (rotatif ou linéaire) doit pouvoir engendrer des mouvements discontinus (translation, vitesse variable, mouvement alternatif). Les variations de tension et/ou de courant présents sur les câbles de puissance engendrent des perturbations électromagnétiques. Par conséquent, il faut garantir que l'introduction dans un aéronef, de dispositifs électriques de puissance ne nuira pas au fonctionnement des systèmes de commandes électroniques embarqués (antennes, systèmes de guidage, calculateurs) et d'autre part que les solutions retenues sont fiables (minimisation du nombre de composants, atténuation des courants parasites entraînant des vieillissements prématurés des convertisseurs électromécaniques). Les travaux en matière de CEM sont donc fondamentaux dans ce contexte.

A. Perturbations électromagnétiques dans les onduleurs de tension

Les champs électromagnétiques rayonnés par les câbles de transmission d'énergie sont dus aux courants sur les lignes qui génèrent des perturbations de Mode Différentiel (MD) et à la tension homopolaire qui génère des perturbations de MC. La contribution des perturbations de MD est minime devant celle de MC [1,2].

Dans le cas d'une association d'un onduleur de tension et d'un convertisseur électromécanique triphasé de type synchrone ou asynchrone, la génération de tensions aux

points milieux des cellules de commutation génère, via des couplages parasites, des courants haute fréquence qui parcourent le système par différents chemins de propagation. La figure 1 illustre les différents chemins de propagation au niveau de l'ensemble convertisseur - câble - moteur. Il apparaît trois chemins de propagation: Couplage capacitif entre le module à semi conducteur et le dissipateur qui est relié à la terre (C_{dis}), couplage capacitif dans le câble d'alimentation entre les phases et le blindage relié à la terre ($C_{c\grave{a}ble}$), couplage capacitif entre le bobinage statorique du moteur et la carcasse reliée à la terre (C_{mot}).

L'existence de cette tension homopolaire génère donc des perturbations de MC qui vont se propager via ces différents chemins. La figure 2 illustre ce même principe au travers d'un schéma équivalent monophasé où V_{MC} est la tension de MC (V_{MC} est une tension homopolaire, constituée par la somme des tensions entre chaque phase et la terre, divisée par 3). Cette approche permet donc de traiter les problèmes de mode commun avec un formalisme qui consiste à associer une matrice d'impédance à chaque maillon du système de variation de vitesse. Ainsi les matrices $[Z]$ peuvent-elles être déterminées expérimentalement (démarche du papier) ou par modèle physique.

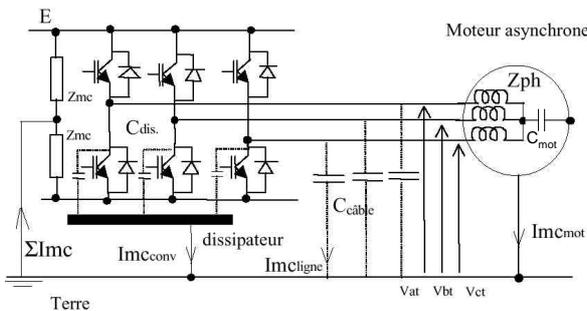


Fig. 1. Chemins de propagation des courants de MC

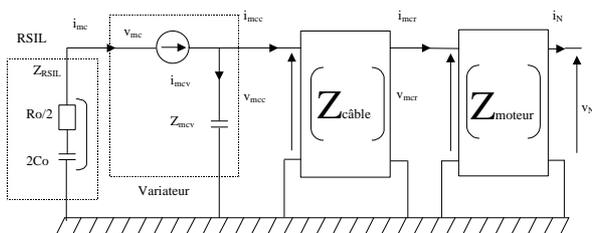


Fig. 2. Schéma équivalent en mode commun

V_{MC} dépend du type de modulation de largeur d'impulsion (MLI) utilisée. Elle est essentiellement liée au fait que la somme instantanée des tensions n'est pas égale à zéro. De plus, il peut se produire une transformation d'une partie du MD en MC liée à une dissymétrie entre les phases du moteur et/ou du câble lui-même. La contribution du câble vis à vis de l'écoulement des courants de MC dans une association convertisseur machine est prépondérante. Cette contribution s'accroît avec la longueur du câble. Ces courants de MC vont d'une part, engendrer des champs électromagnétiques et, d'autre part, dégrader les paliers et les isolations électriques des actionneurs rotatifs. Par conséquent ils engendrent une forte diminution de la durée de vie des actionneurs et donc de la sûreté de fonctionnement de l'ensemble.

Notons que pour les actionneurs électromécaniques rotatifs à courant continu ou pour les actionneurs linéaires, la problématique et les solutions à apporter sont identiques à celles énoncées ici.

III. MODELISATION

A. Méthodologie

Dans cette étude, le convertisseur de puissance est assimilé à un générateur de perturbation de MC. Le RSIL, le câble de puissance et le moteur asynchrone sont assimilés à des quadripôles d'un point de vue du MC. Il s'agit donc d'identifier par la mesure les paramètres électriques de chacun des constituants de la chaîne (figure 3) et d'appliquer une méthode de modélisation versatile, adaptée aussi bien à une caractérisation expérimentale qu'issue de modèles physiques.

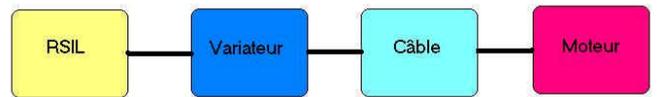


Fig.3. Schéma blocs des différents constituants du système

B. Modélisation du variateur

L'onduleur utilisé au cours de cette étude est un variateur triphasé industriel 3kW/380V. Le schéma équivalent de l'onduleur (Figure 4) est constitué de 3 sources de tension (points milieu des cellules de commutation), de trois impédances interne entre chaque point milieu du bras et la terre, d'une source de courant absorbé par l'onduleur et d'une impédance en mode différentiel.

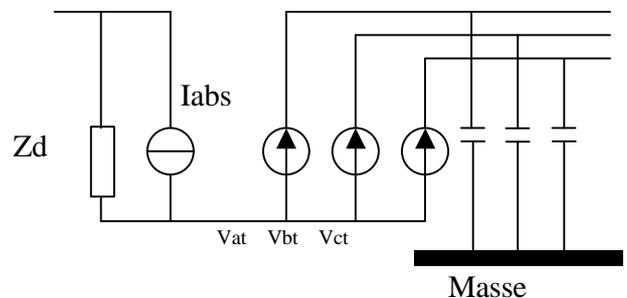


Figure 4 : Schéma équivalent de l'onduleur

D'un point de vue du MC, le modèle adopté pour le variateur est schématisé dans la figure 5. Le variateur est considéré comme étant une source HF de tension multi-niveaux alternative, associée à une impédance (capacité Z_{mcv}) en sortie.

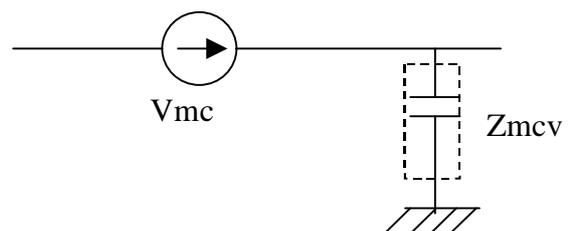


Figure 5 : Schéma équivalent de l'onduleur en MC.

La source V_{mc} a été caractérisée dans le domaine fréquentiel par son spectre. Les mesures ont été effectuées entre 2kHz et 15MHz, ce qui correspond à la plage fréquentielle où le variateur est susceptible de polluer le plus comme le montrent les mesures de la figure 6.

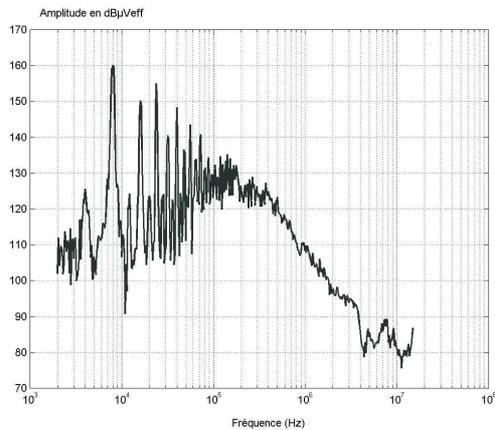


Figure 6 : spectre de la tension de mode commun, $F_{dec} = ?$ kHz, $F_{ond} = 40$ Hz

Toutes les mesures d'impédances sont réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance de marque HP4194A qui génère par nature de faibles signaux. Cet appareil est un pont de mesure auto-équilibrant pour les fréquences imposées par le générateur de signal. La caractérisation des grandeurs est réalisée entre 2kHz et 15 MHz, nous avons pu constater qu'au delà, les niveaux de perturbations conduits deviennent inférieurs au seuil de bruit de l'analyseur.

La figure 7 présente l'impédance de sortie du variateur Z_{mcv} en fonction de la fréquence sur une page allant de 2KHz à 15 MHz. L'impédance mesurée est capacitive jusqu'à 10MHz. On peut simplement déduire la valeur de cette capacité : à 100 kHz : $C = 840$ pF.

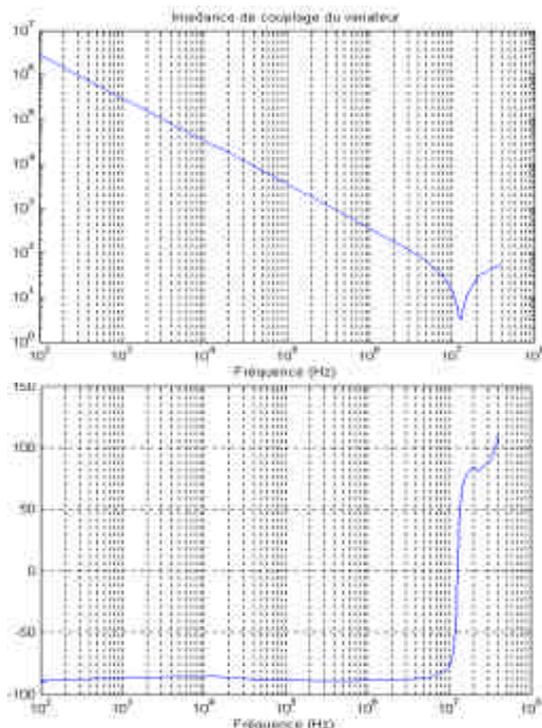


Figure 7 : impédance d'un pont de vue du MC du variateur (haut : module ; bas : phase).

C. Modélisation du câble de puissance

Le câble utilisé possède 4 conducteurs de 2,5mm², il est blindé par une tresse métallique, les isolants sont de type PVC. Le modèle adopté est celui d'un quadripôle caractérisé par sa matrice d'impédance. Ce qui se traduit par l'équation (1). Pour mesurer les différentes impédances, il suffit de réaliser pratiquement les expressions décrites par (2).

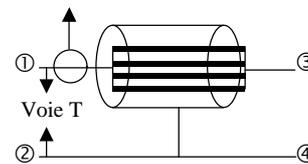
$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11c} & Z_{12c} \\ Z_{21c} & Z_{22c} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ -i_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$Z_{11c} = \frac{v_1}{i_1} \text{ à } i_2 = 0 \quad Z_{12c} = -\frac{v_1}{i_2} \text{ à } i_1 = 0 \quad (2)$$

$$Z_{21c} = \frac{v_2}{i_1} \text{ à } i_2 = 0 \quad Z_{22c} = -\frac{v_2}{i_2} \text{ à } i_1 = 0$$

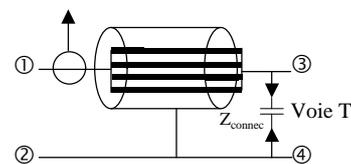
Les impédances mesurées doivent être corrigées en raison de la présence de la connectique. Avant chacune des mesures, l'impédance de la connectique (vue en parallèle avec l'impédance à mesurer) est caractérisée. Les mesures des différents paramètres du câble sont corrigées en conséquence. La figure 8 présente le principe de la mesure des paramètres du câble en MC (les fils du câbles sont réunis). Le tableau 1 expose le protocole de mesure de chacun des paramètres.

Sonde de courant



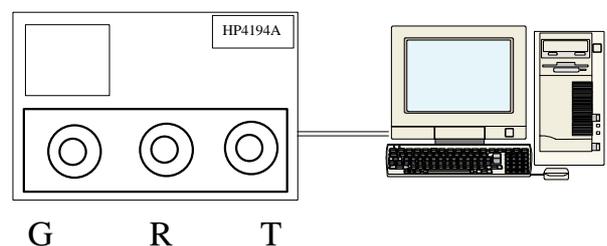
G : signal : Tension injectée
R : entrée ref : Courant mesuré
T : entrée test : tension mesurée

Sonde de courant



G : signal : Tension injectée
R : entrée ref : Courant mesuré
T : entrée test : tension mesurée

Figure 8 : principe de la mesure des paramètres Z_{11} et Z_{12} du câble.



Mesure de Z_{11c} :	Mesure de Z_{12c} :
A → ① et ②	A → ③ et ④
C → ① et ②	C → ① et ②
B → ①	B → ③
Mesure de Z_{21c} :	Mesure de Z_{22c} :
A → ① et ②	A → ③ et ④
C → ③ et ④	C → ③ et ④
B → ①	B → ③

TABLEAU 1. PROTOCOLE DE MESURE DE CHACUN DES PARAMETRES DU CABLE

La figure 9 présente l'allure des impédances du câble corrigées en tenant compte de la connectique. Ces impédances sont déterminées toujours dans la même bande de fréquence (2kHz et 15MHz). Notons que les impédances du câble Z_{11} et Z_{22} sont identiques. Il en est de même pour Z_{12} et Z_{21} , le câble étant un quadripôle symétrique. Z_{11} (et Z_{22}) sont capacitives de 2KHz jusqu'à 5 MHz, au-delà de cette fréquence elles deviennent inductives. De même, les impédances Z_{12} et Z_{21} sont capacitives entre 10KHz et 1MHz.

D. Modélisation du moteur asynchrone

Il est difficile de modéliser la machine asynchrone. En effet les différents couplages à l'intérieur de la machine asynchrone sont nombreux et de nature variée.

1) Couplages capacitifs ou électrostatiques

- Entre les enroulements : il y a un effet capacitif réparti sur l'ensemble du bobinage d'une phase statorique.
- Entre les enroulements et la carcasse métallique : il y a aussi, un effet capacitif réparti entre le bobinage statorique d'une phase et la carcasse du moteur.
- Entre le rotor et le stator : le rotor d'une machine asynchrone à cage est lisse et forme donc une capacité avec le stator de la machine.

2) Couplages en tête de bobine

- Les têtes de bobine constituent un endroit privilégié pour les couplages capacitifs inter-phases. Elles permettent également l'établissement des fuites magnétiques des phases du stator.

La complexité est d'autant plus grande sur les machines de faible puissance ($P < 100\text{kW}$) que le bobinage est réparti aléatoirement dans les encoches [1]. La géométrie des enroulements est donc inconnue et la prédiction des couplages électrostatiques est très difficile. Ajoutons à cela que ces effets sont fortement non linéaires (effets magnétiques) et sont dus à la non-linéarité des matériaux magnétiques utilisés habituellement. Le modèle que nous avons adopté est donc de considérer la machine asynchrone comme un quadripôle caractérisé par sa matrice d'impédance. En conséquence, la machine asynchrone est vue comme un quadripôle. Du fait de la technique d'identification adoptée, les effets de saturation ne sont pas pris en compte dans ce type de modèle. Les trois enroulements statoriques sont reliés électriquement de chaque côté (figure 10), et les mesures des paramètres sont réalisées selon le même protocole que celui du câble (tableau 1).

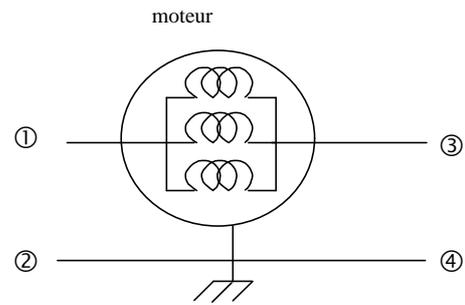


Figure 10 : principe de représentation du moteur

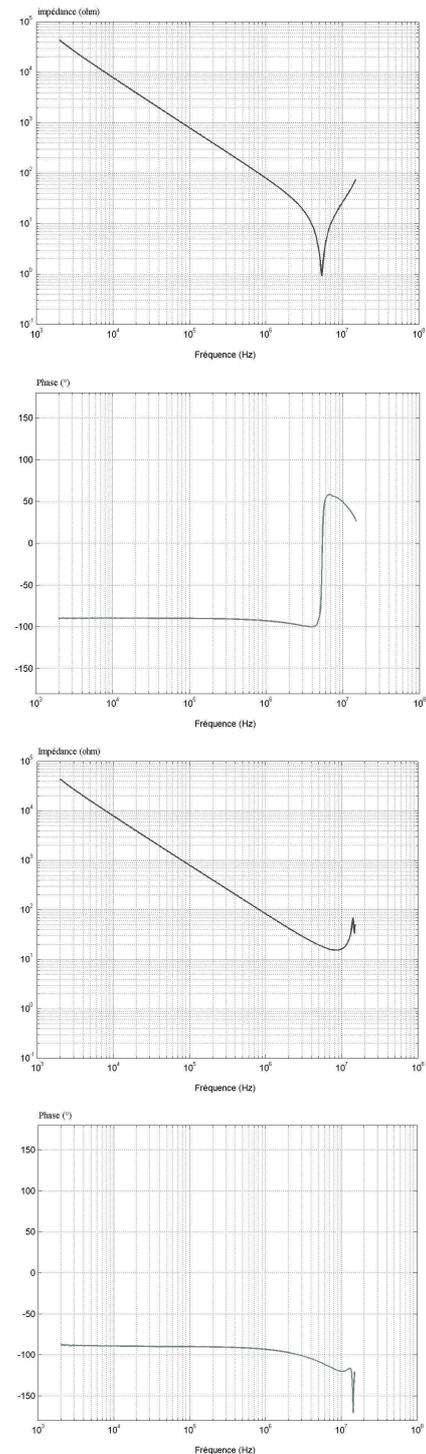


Figure 9 : impédances Z_{11} et Z_{12} corrigées du câble (amplitude et phase)

La figure 11 présente les allures des impédances corrigées du moteur dans une bande de fréquence allant de 2KHz à 15MHz pour les mêmes raisons que citées précédemment. On retrouve évidemment que $Z_{11} = Z_{22}$ et $Z_{12} = Z_{21}$, le moteur vu en mode commun étant un quadripôle symétrique. L'impédance Z_{11} du moteur asynchrone présente une évolution complexe reflétant sa complexité structurelle : bobinage dans des encoches, pertes diverses dans les conducteurs et les tôles, effets diélectriques multiples au stator et au rotor ; en fait, le moteur présente une caractéristique de ligne de transmission non régulière avec beaucoup de termes de pertes.

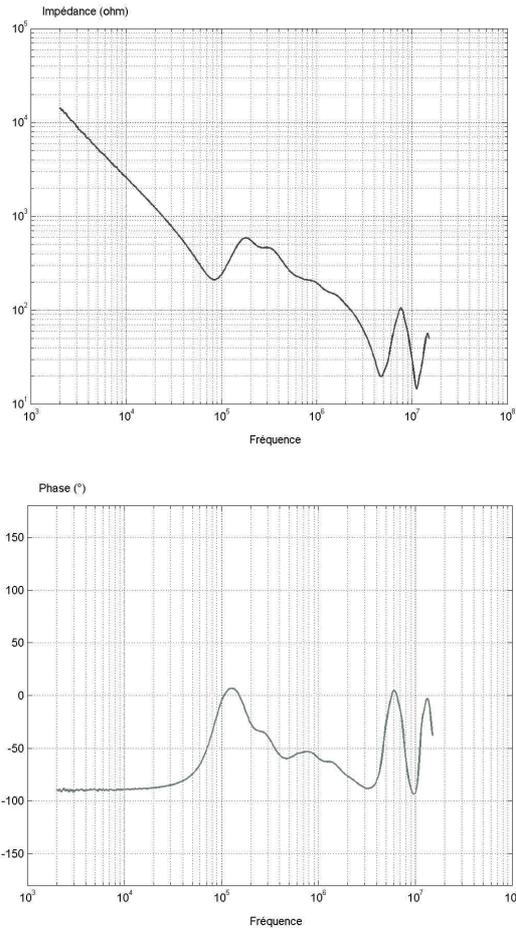


Figure 11 : impédances corrigées du moteur (amplitude et phase)

E. Modélisation du RSIL

Le dernier élément à modéliser est le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL). Celui-ci s'apparente à un filtre qui est inséré entre le dispositif sous test et le réseau fournissant l'énergie. Son rôle est double. Il doit isoler le réseau, sur lequel peuvent exister des perturbations de Mode Commun et de Mode Différentiel, de l'équipement sous test. La structure du RSIL est représentée figure 12. Le filtre réalisé par L1, C1, L2, C2 constitue un filtre passe-bas qui élimine les perturbations réseau. Le filtre C3, R constitue le filtre passe-haut qui permet la fermeture des perturbations haute fréquence dans la résistance de mesure R_o de 50 Ω . En Mode Commun, le schéma équivalent monophasé du RSIL est présenté figure 13. D'après les normes en vigueur : $R_o = 50 \Omega$ et $C_o = 0,2\mu F$. Ces impédances se trouvent donc vues en parallèle (3 termes) dans le cas du réseau triphasé.

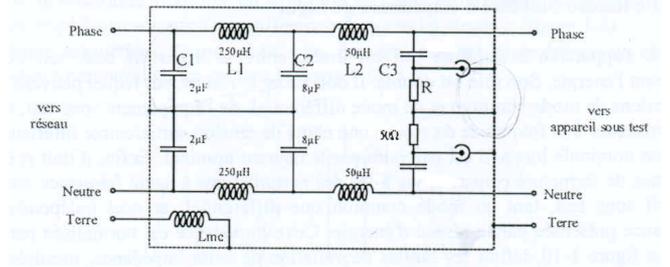


Figure 12 : schéma électrique du RSIL monophasé

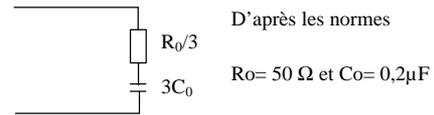


Figure 13 : schéma électrique en MC du RSIL triphasé

IV. EXPLOITATION DES MODELES

A. Validation

Le modèle complet a été présenté à la figure 2. Il s'agit maintenant d'exploiter cette modélisation en essayant de prédire les perturbations de MC dans des endroits significatifs : blindage des câbles (car ils sont à l'origine de leur rayonnement, carcasse moteur, réseau amont de l'onduleur, etc..). Pour ce faire, les résultats de mesure sont directement exploités. Chaque impédance est représentée par un vecteur de points, chaque point correspondant à une impédance pour une fréquence donnée. Il en est de même pour le générateur de perturbations de MC (§III.B.) pour lequel l'amplitude de la tension perturbatrice de MC est connue pour chaque fréquence. Les calculs sont effectués dans le domaine fréquentiel car directement exploitables sous forme de spectres. Les équations suivantes (3) permettent d'établir les relations entre les différents courants de mode commun dans la structure, la tension de mode commun et les impédances concernées.

$$i_{mc} = \frac{v_{mcv}}{z_{RSIL} + \frac{z_{mcv} \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11r} + z_{22c}} \right)}{z_{mcv} + \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11r} + z_{22c}} \right)}} \quad (3)$$

$$i_{mcc} = \frac{z_{mcv} v_{mcv}}{z_{RSIL} z_{mcv} + \left(z_{RSIL} + z_{mcv} \right) \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11r} + z_{22c}} \right)}$$

$$i_{mcr} = \frac{z_{21c} z_{mcv} v_{mcv}}{\left(z_{21r} + z_{22c} \right) \left(z_{RSIL} z_{mcv} + \left(z_{RSIL} + z_{mcv} \right) \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11r} + z_{22c}} \right) \right)}$$

La figure 14 présente présente une comparaison entre les spectres calculés et mesurés directement du courant de mode

commun dans le RSIL. On notera une excellente corrélation entre la prédétermination par calcul et la mesure directe.

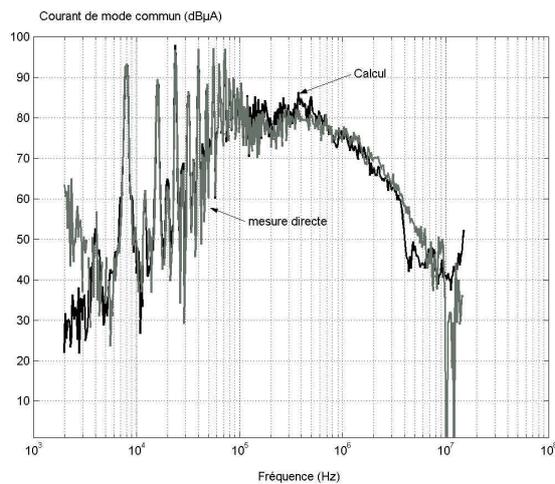


figure 14 : comparaison entre les spectres calculés (noir) et mesurés (gris) du courant total de mode commun dans le RSIL

On retrouve le même résultat tout à fait probant en ce qui concerne la comparaison entre les courants calculés et mesurés dans la carcasse du moteur, comme le montre la figure 15.

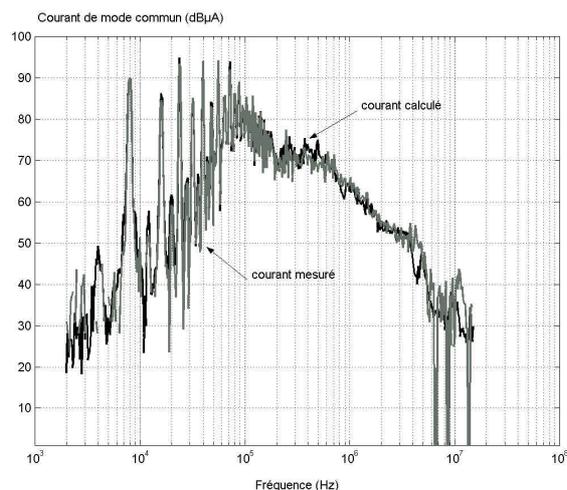


Figure 15 : comparaison entre les spectres calculés (noir) et mesurés (gris) du courant total de mode commun dans la carcasse du moteur

B. Exploitation

L'intérêt de la méthode proposée réside dans plusieurs points :

- possibilité d'étude de sensibilité à certains paramètres, de façon à affiner l'étape de conception (paramètres linéiques des câbles, fréquence de découpage de l'onduleur, stratégie de MLI, etc..) et ainsi d'évaluer leur influence sur les perturbations de MC.

- possibilité d'insérer dans la modélisation un quadripôle représentant un filtre de MC et de voir son apport (ou bien de le dimensionner pour obtenir certaines performances par optimisation des valeurs de ses composants).

IV CONCLUSION

Nous avons décrit dans cet article un modèle et une méthodologie d'étude expérimentale des perturbations conduites de mode commun dans un système de variation électronique de vitesse qui peut être rencontré sur un réseau de bord aéronautique. Partant d'un système d'alimentation triphasé, nous avons proposé une modélisation globale réduite au seul mode commun, largement responsable de la majorité des phénomènes de perturbation engendrés par ces dispositifs et dont les effets sont particulièrement perturbants. Les résultats obtenus ont prouvé qu'il est possible de prévoir les niveaux de courant parasites en différents endroits du système à partir d'un modèle homopolaire relativement simple et de la caractérisation en mode commun des différents acteurs du système.

Enfin, cette architecture de modèle est suffisamment versatile pour s'adapter également à des paramètres directement issus de modèles physiques ou issus de simulations et non plus mesurés comme pratiqué ici ; elle peut être mise à profit dans le design des filtres de mode commun ou pour des études de sensibilité en phase de conception.

REFERENCES

- [1] C. Vermaelen, F. Costa, A. Lacarnoy, M. Arpilliere, « Méthodes de réduction des perturbations de mode commun dans les variateurs de vitesse », Proceeding EPF 2002.
- [2] C. Vermaelen, « Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, thèse de doctorat, ENS Cachan, décembre 2003.