

Mécanismes de perturbation HF dans les systèmes d'électronique de puissance

Culture Sciences
de l'Ingénieur

La Revue
3E.I

François COSTA¹

Édité le
07/07/2025

école —————
normale —————
supérieure —————
paris – saclay —————

¹ Professeur émérite à l'UPEC et au Laboratoire SATIE

Cette ressource fait partie du N° 116 de La Revue 3EI du troisième trimestre 2025.

La compatibilité électromagnétique (CEM) est le domaine du génie électrique où l'on étudie et caractérise les interactions mettant en jeu les équipements électriques, leur environnement (réseau, charge, dispositifs de contrôle) et les phénomènes électriques naturels afin de respecter l'intégrité de fonctionnement de tous (voir la ressource *Principes généraux de la compatibilité électromagnétique* [8]). Le concept est apparu dans les années 1920 lors du développement des radiocommunications, lorsque l'on s'aperçut que la diffusion croissante des appareils électriques provoquait des perturbations de réception de plus en plus gênantes. Les premières normes virent le jour durant ces années. Actuellement ce domaine est particulièrement important car les dispositifs électriques et électroniques sont de plus en plus nombreux, complexes et stratégiques (électronique de bord d'un avion) donc vulnérables à la pollution électromagnétique avec des conséquences très importantes.

Le champ d'étude de la CEM est fort vaste tant en termes de phénomènes physiques (foudre, décharges électrostatiques, rayonnements, courants conduits) qu'en termes de domaines d'application (télécommunications, équipement spatial et militaire, contrôle commande, instrumentation, électronique de puissance) ou en gamme de fréquence (de quelques Hz à quelques dizaines de GHz).

On peut toutefois délimiter trois principaux centres d'étude : les sources de perturbation, leur mode de couplage et de propagation, et les effets des perturbations sur les "victimes", qui correspondent au concept de susceptibilité électromagnétique. Des normes existent concernant chacun de ces trois points.

Cet article se limitera au domaine de l'électronique de puissance selon le schéma qui vient d'être évoqué, il s'appuiera sur plusieurs travaux de thèse s'étendant de 1992 à 2024, dont les références sont données dans les titres de paragraphe et détaillées dans la section « références » ainsi que leurs liens de téléchargement.

Les convertisseurs statiques de par leur fonctionnement sont de puissantes sources de perturbation et on mettra en évidence la répartition des phénomènes perturbatoires sur une échelle de fréquence couvrant sept décades, de 10 Hz à 100 MHz.

L'étude des perturbations EM créées par les dispositifs d'électronique de puissance a démarré dans les années 80-90 [1], les concepts sont à présents bien connus. Toutefois, la recherche dans ce domaine reste nécessaire compte tenu d'une part de la vitesse de commutation élevée et croissante des interrupteurs statiques ainsi que de leur fréquence de commutation (émergence des

composants à grand gap SiC et GaN), et d'autre part la diffusion de plus en plus large des systèmes électriques intégrant une électronique de puissance (variation de vitesse, éclairage, chauffage, automobile, aéronautique, etc.) dans la perspective de la transition énergétique décarbonée.

1 - Analyse des perturbations dans un convertisseur statique / aspects théoriques [1]

1.1 - Étendue spectrale de perturbation

La structure d'un convertisseur statique comprend généralement plusieurs étages de conversion, souvent un redresseur suivi d'un étage de commutation à haute fréquence (alimentation à découpage (Figure 1), variateur de vitesse, onduleur de chauffage, etc.).

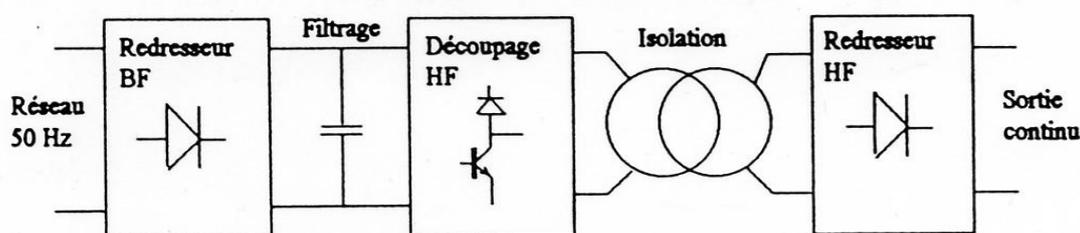


Figure 1 : Structure générique d'une alimentation à découpage

La Figure 2 présente le spectre fréquentiel de perturbations conduites mesurées sur un hacheur bidirectionnel commutant à 15 kHz, connecté au réseau 380V via un redresseur filtré par capacité en tête.

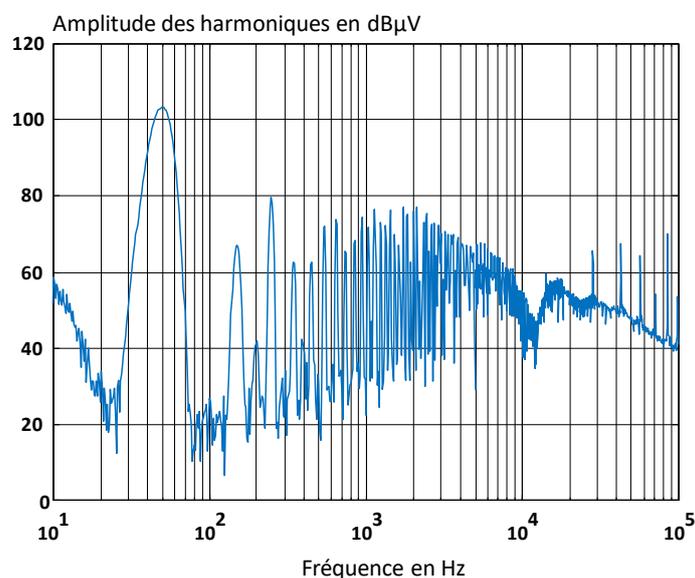


Figure 2 : Spectre de courant conduit sur un hacheur connecté au réseau, 10 Hz 100 kHz

La mesure a été effectuée entre 10 Hz et 100 kHz. On constate que chaque étage va contribuer à créer des perturbations dans une certaine plage de fréquence, liée aux différentes fréquences de commutation du système : le redresseur en basse fréquence (gamme 10 Hz -10 kHz : harmoniques réseau) puis on voit apparaître les raies liées au découpage (15 kHz) au-delà (gamme 10 kHz-10 MHz). Si on étend la mesure en fréquence à [100 kHz 100 Mz], on constate aussi l'existence de raies dans cette gamme, liées aux phénomènes parasites extrêmement rapides qui apparaissent lors des commutations dans l'étage de puissance HF ou encore générées par la commande des interrupteurs, comme le montre le spectre de la Figure 3.

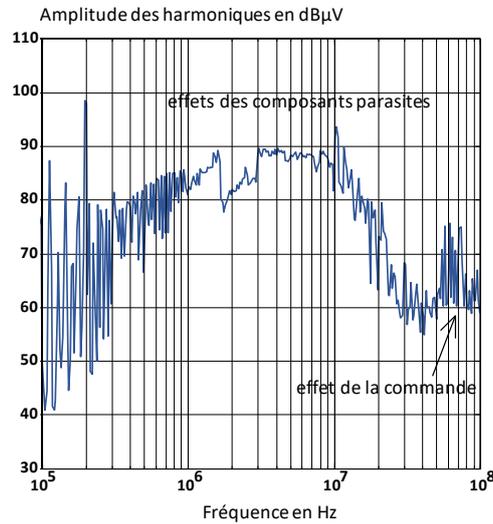


Figure 3 : Perturbations conduites dans un hacheur en haute fréquence, 100 kHz 100 MHz

La Figure 4 représente ces divers phénomènes sur une échelle logarithmique de fréquence, l'étendue fréquentielle est très large faisant des convertisseurs statiques des perturbateurs à très large bande.

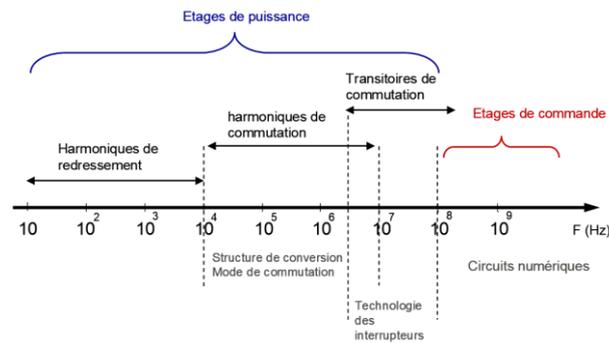


Figure 4 : Étendue fréquentielle des phénomènes perturbatoires

En réalité, on ne peut dissocier simplement ces phénomènes sur l'échelle des fréquences. En effet on peut montrer que le redresseur se comporte comme un multiplieur (le courant absorbé par l'étage HF est multiplié par 0, +1, -1), d'où une transposition complexe du spectre BF du redresseur autour de chaque raie HF (intermodulation). La Figure 5 permet d'observer ce phénomène sur l'exemple précédent où l'on a effectué la mesure en amont puis en aval du redresseur : l'effet d'intermodulation apparaît nettement autour de chaque raie de découpage sur la courbe en rouge.

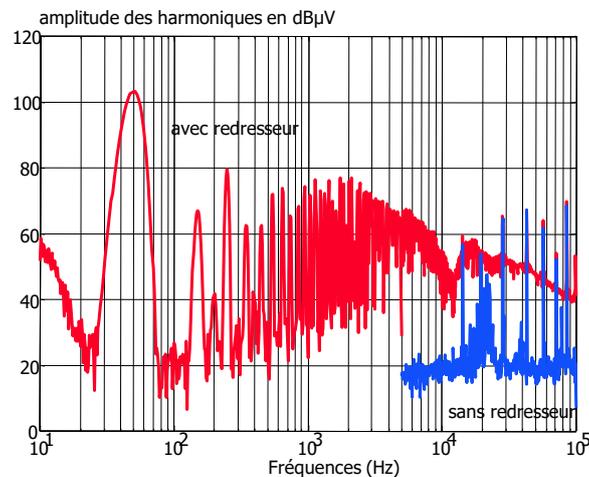


Figure 5 : Effet d'intermodulation dû au redresseur

Néanmoins, l'approche par gamme de fréquence reste intéressante car les spectres BF transposés décroissent en haute fréquence comme on peut le constater au-dessus.

1.2 - Analyse des mécanismes de perturbation sur un exemple simple de cellule de commutation

Dans le cas simple de la cellule de commutation représentée sur la Figure 6 a), les formes de courant et de tension d'interrupteur sont quasi-trapézoïdales, les temps de commutation τ (tension ou courant) peuvent être extrêmement courts (de l'ordre de quelques 10 à quelques 100 ns) pour des calibres moyens (500 V-20 A) d'interrupteurs MOSFET ou IGBT. Nous allons examiner comment ces grandeurs entraînent des perturbations électromagnétiques.

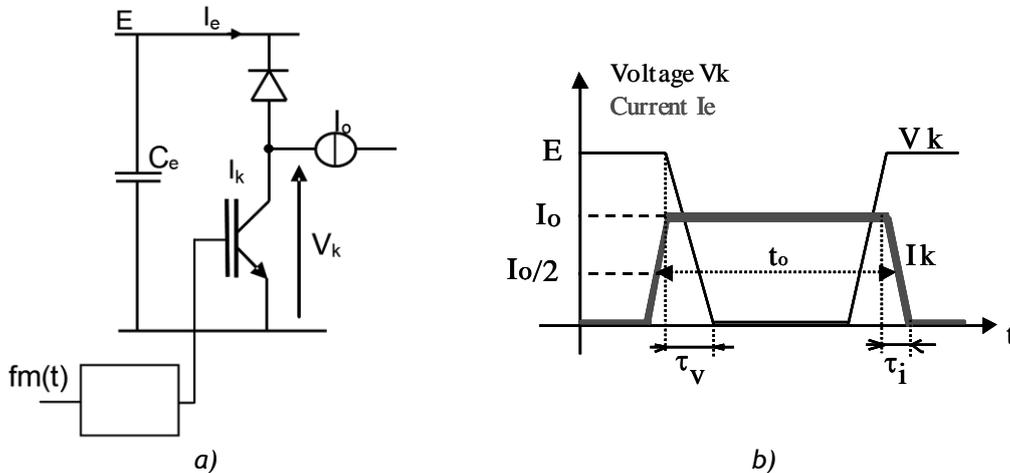


Figure 6 : Cellule de commutation et formes d'onde de tension V_k et de courant I_k

Considérons une grandeur trapézoïdale représentative des tension/courant dans une cellule de commutation ; on a supposé par simplicité que les temps de montée et de descente de chaque grandeur sont identiques, comme représenté sur la Figure 6 b).

Le spectre $sw(f)$ d'un signal trapèze est donné par l'expression ci-dessous. Il est défini par l'amplitude A , la fréquence F_s du signal, son temps de montée τ et son rapport cyclique α avec : $\alpha = t_0.F_s$

$$sw_h(h) = 2A\alpha \frac{\sin(\pi h F_s t_0)}{\pi h F_s t_0} \frac{\sin(\pi h F_s \tau)}{\pi h F_s \tau} = 2A\alpha \sin c(\pi h F_s t_0) \sin c(\pi h F_s \tau) = 2A F_s t_0 \sin c(\pi h F_s t_0) \sin c(\pi h F_s \tau)$$

L'enveloppe asymptotique de ce spectre est obtenue pour les valeurs maximales successives des harmoniques, représentées dans la Figure 7 : tout d'abord, l'asymptote du spectre est constante de F_s à la fréquence $F_0=1/\pi t_0$, puis elle décroît à partir de $F_0=1/\pi t_0$ avec un taux de -20dB/déc. puis à la fréquence $F_C=1/\pi \tau$, elle décroît avec une pente égale à -40dB/déc.

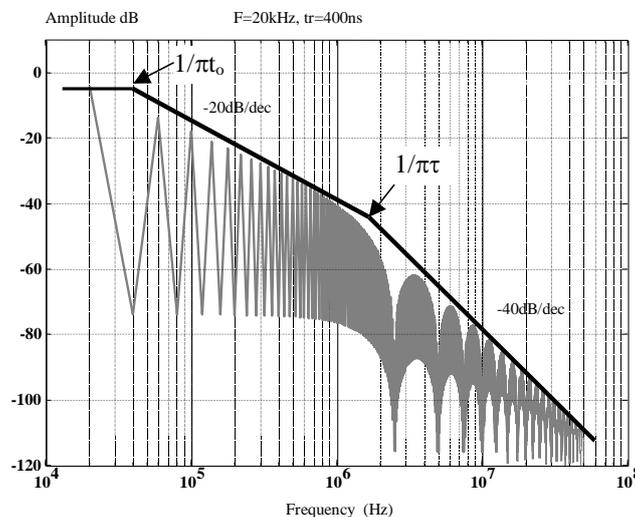


Figure 7 : Spectre fréquentiel d'un signal trapézoïdal ($F_s = 20 \text{ kHz}$, $t_0 = 25 \mu\text{s}$, $\tau = 400 \text{ ns}$)

Ainsi, les principaux paramètres temporels des sources équivalentes de bruit qui déterminent le spectre de perturbations conduites ou rayonnées sont la fréquence de commutation et les gradients temporels lors des transitions.

Sur l'exemple de la Figure 8 pour $\tau = 40$ ns et $t_0 = 25$ μ s, on obtient $F_c = 8$ MHz et $F_c = 0.8$ MHz pour $\tau = 400$ ns. On remarque donc que la vitesse de commutation est un facteur important dans le mécanisme de génération des perturbations et qu'il convient de pouvoir contrôler les dV/dt et dI/dt si on veut réduire l'amplitude du spectre en HF.

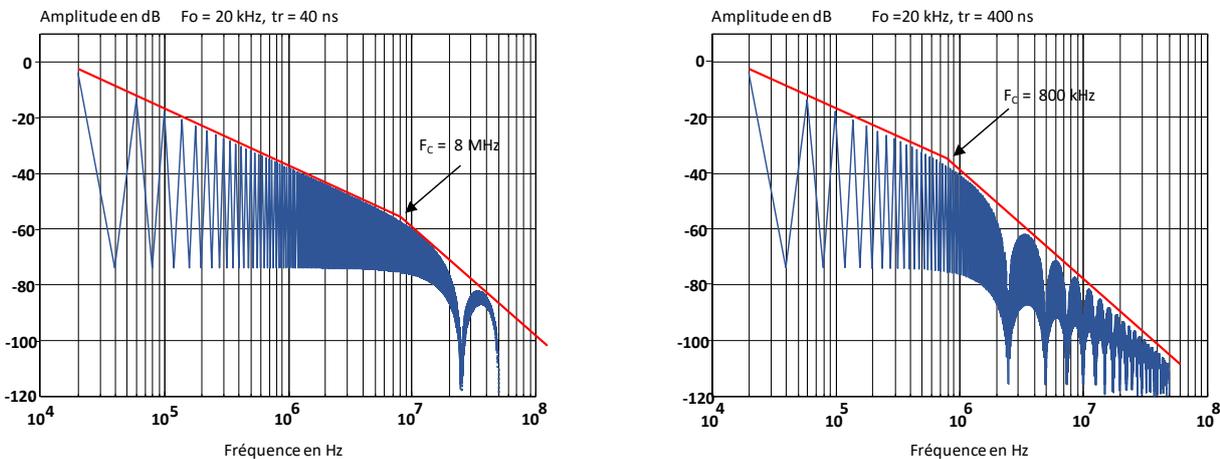


Figure 8 : Influence du temps de commutation sur la répartition spectrale ($A = 1$, $\alpha = 0,5$),

1.2.1 - Conséquences sur les perturbations rayonnées :

On notera que la maille constituée par la cellule de commutation et le condensateur de filtrage, parcourue par un courant trapézoïdal constitue une antenne boucle comme représenté sur la Figure 9, de même les conducteurs reliés au point milieu de la cellule de commutation soumis à potentiel fortement variable se comportent comme une antenne en champ électrique.

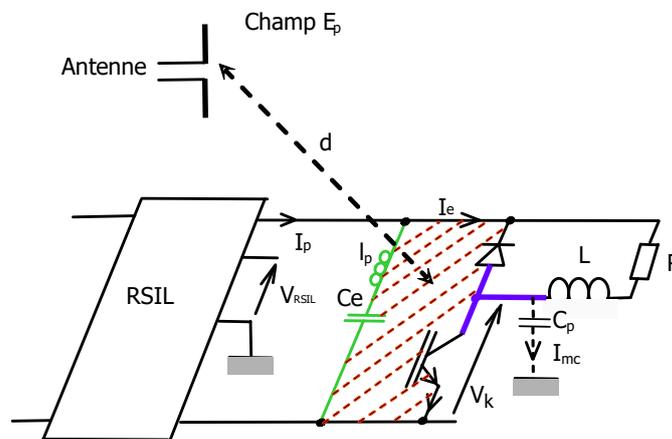


Figure 9 : Sources de rayonnement et d'émission de courant conduit d'une cellule de commutation

La conséquence est la création d'un champ électromagnétique lointain à spectre HF constant dans la zone en $1/F^2$ dont l'amplitude dépend de la surface de la maille polluante et du temps de montée τ du courant. Non seulement les paramètres électriques déterminent le niveau de pollution, mais également les paramètres géométriques telle l'aire de la maille de commutation [9].

1.2.2 - Conséquences sur les perturbations conduites :

Les perturbations conduites sont transmises à l'environnement (le RSIL dans l'exemple choisi) via les différentes impédances de couplage en modes commun et différentiel. La Figure 10 illustre comment s'effectuent ces couplages.

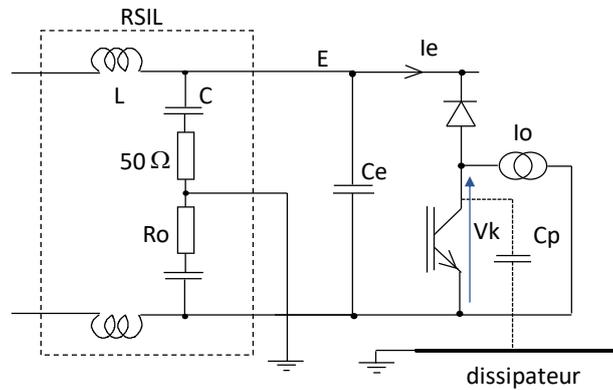


Figure 10 : Couplages des perturbations à l'environnement en mode commun et différentiel

En mode différentiel, le courant haute fréquence I_e généré dans la cellule de commutation se répartit entre le condensateur C_e et l'impédance R_0 et C du RSIL :

Avec : $p=j\omega$

$$I_{md}(p) = \frac{C}{C+2C_e} \frac{1}{1+2pR_0C_e \left(\frac{C}{C+2C_e} \right)} I_e(p)$$

En mode commun les différentes capacités vis-à-vis du potentiel de référence (terre) vont transmettre des courants de mode commun. Le couplage capacitif C_p favorise la transmission des termes HF du spectre de V_k . Là aussi, plus le contenu spectral HF de V_k est important (si τ est faible) et plus le niveau de courant de mode commun augmente :

$$I_{mc}(p) = \frac{pC_p}{1 + pR_0C_p} \cdot V_k(p)$$

Les différentes capacités qui interviennent dans C_p sont :

- Les capacités semi-conducteur/dissipateur (généralement relié au châssis donc à la terre), son ordre de grandeur varie entre 10 et quelques 100 pF.
- Les capacités des câbles de sortie par rapport à la terre, leur expression par unité de longueur est donnée par [10] :

$$C_p = \frac{2\pi \cdot \epsilon_o}{\ln\left(\frac{4h}{d}\right)}$$

h : distance au-dessus du plan conducteur, d : diamètre du conducteur

- Les capacités des composants magnétiques bobinés : ils sont généralement soumis à dV/dt et le circuit magnétique est suffisamment conducteur (même dans le cas de noyaux ferrite) pour que se créent des couplages électrostatiques, notamment si le circuit magnétique est relié au châssis. L'ordre de grandeur de ces capacités peut atteindre plusieurs centaines de pF.

Dans le cas de sources quelconques (réseau 50 Hz, alimentation de laboratoire, etc.) la fermeture du courant de mode commun est toujours assurée par l'impédance de connexion de la source à la terre (connexion physique ou liaison capacitive).

1.3 - Modélisation, mécanismes de perturbation

On peut alors donner un modèle de la cellule de commutation, représentatif des effets de perturbation. Le courant en entrée de la cellule est représenté comme un générateur de courant créant le courant parasite de mode différentiel par couplage par impédance commune (condensateur d'entrée). La tension d'interrupteur est représentée par un générateur de tension générant le courant de mode commun via les couplages capacitifs. La cellule de commutation peut alors être représentée par l'un des deux modèles de la Figure 11, où apparaissent les sources de courant I_e et de tension $V_{mc}=V_k$.

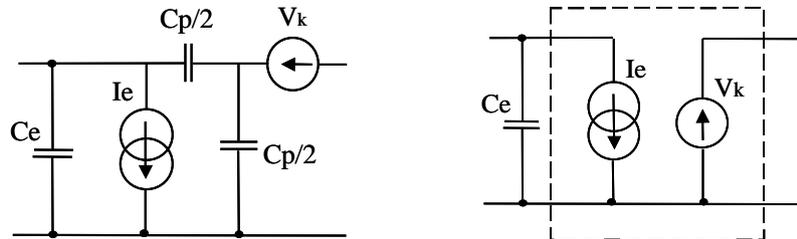


Figure 11 : Modèles de la cellule de commutation pour la représentation des perturbations conduites

Ces modèles peuvent être associés à celui de l'environnement électrique du convertisseur (réseau, charge, dispositifs de commande, connections avec la terre) pour déterminer et calculer les filtres de mode commun et de mode différentiel à placer en entrée [11].

Le premier modèle présente l'intérêt de montrer que les courants parasites dus à la tension V_k peuvent se refermer par les deux lignes d'alimentation mais inclut la capacité de couplage de mode commun, la source de tension V_k est à référence flottante ; le second est référencé à la tension de mode commun, ce qui simplifie l'exploitation analytique, ce modèle est plus représentatif de la cellule de commutation. Ces générateurs équivalents sont donc considérés comme les sources équivalentes des perturbations électromagnétiques.

On complète la description du modèle (Figure 12) avec les impédances de liaison des différents potentiels de la cellule à la référence de potentiel (terre, châssis, etc.), Z_+ , Z_- , Z_{mc} . Ces impédances immatérielles représentent les effets des couplages parasites de mode commun entre le convertisseur et son environnement électrique. Toutes les imperfections des composants passifs et actifs peuvent être inclus dans ce modèle, comme on le verra plus loin.

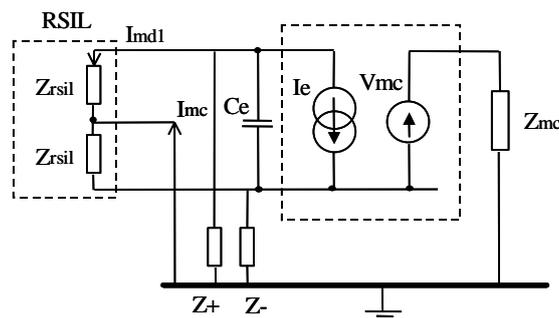


Figure 12 : Modèle CEM de la cellule de commutation par sources équivalentes et couplages localisés

Cette représentation suppose donc des effets localisés, hypothèse admissible tant que les dimensions géométriques des dispositifs restent faibles devant la longueur d'onde des signaux les plus rapides, ce qui est généralement le cas. En complétant ce modèle avec celui du RSIL, il est aisé d'effectuer le calcul du courant I_p appliqué à l'impédance de mesure du RSIL, et représentatif de la contribution de chaque source au signal de perturbation. On en déduit que :

$$I_p = I_e \cdot F(C_e, Z_+, Z_-, Z_{mc}, Z_{RSIL}) + V_{mc} \cdot G(C_e, Z_+, Z_-, Z_{mc}, Z_{RSIL})$$

Les fonctions F et G sont représentatives des couplages des sources I_e et V_{mc} en mode différentiel et en mode commun. On peut donc constater que toutes les sources présentes dans le convertisseur contribuent aux perturbations conduites. Néanmoins, certaines fonctions de couplage sont dominantes vis-à-vis de chaque mode de propagation ; en particulier, la fonction F est dominante pour le mode différentiel et la fonction G l'est pour le mode commun. Deux points apparaissent alors comme déterminants :

- Les sources d'excitation (I_e , V_{mc})
- Leurs fonctions de couplage (F, G)

Cette approche peut aussi être appliquée au mode rayonné : les fonctions de couplage sont beaucoup plus complexes car elles intègrent les géométries (généralement tridimensionnelles) des circuits sources et les coordonnées du point d'observation du rayonnement. On peut toutefois exprimer les champs rayonnés sous une forme analogue, les fonctions de couplage dépendent alors de la nature du champ observé :

$$E_p = I_e \cdot F_R^E(\text{géométrie, circuit}) + V_k \cdot G_R^E(\text{géométrie, circuit})$$

$$H_p = I_e \cdot F_R^H(\text{géométrie, circuit}) + V_k \cdot G_R^H(\text{géométrie, circuit})$$

Dans tous les cas, ce sont toutes les grandeurs électriques de la cellule de commutation qui doivent être considérées comme les sources de bruits du convertisseur.

1.3.1 - Support de la modélisation

L'exploitation de ce modèle dans le cas d'un hacheur abaisseur va nous permettre d'interpréter les spectres de perturbations conduites. Dans la suite de ce chapitre, les résultats expérimentaux présentés ont été mesurés dans le hacheur représenté à la Figure 13, en vue de la confrontation et de l'interprétation avec le modèle. Ce système intègre un RSIL modifié qui permet de séparer les courants de mode commun et de mode différentiel, il est possible de faire varier différents composants parasites (inductance de la maille de commutation, du condensateur d'entrée, capacité de mode commun), la technologie des diodes, la vitesse (résistance de grille R_g) et la fréquence de commutation du transistor.

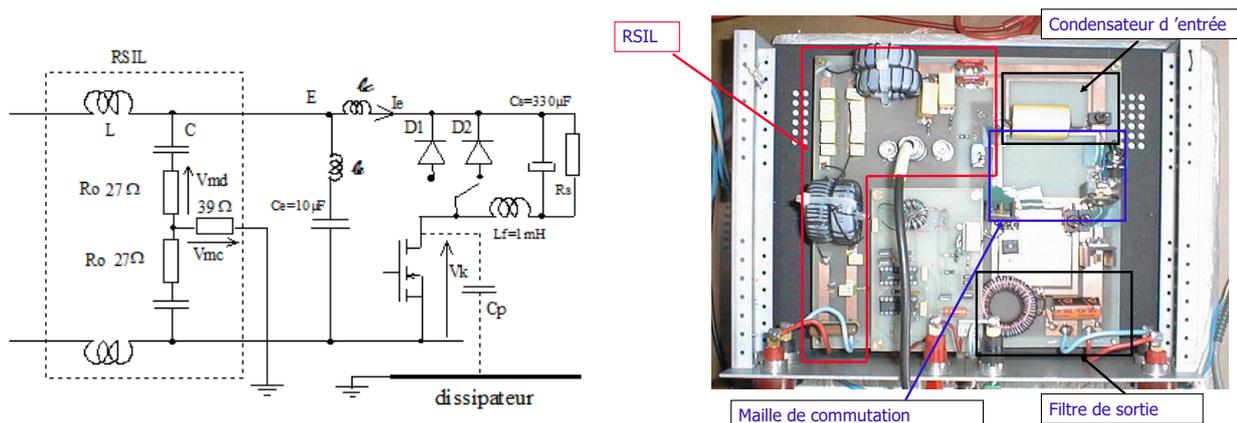


Figure 13 : Hacheur support du modèle analytique, $E = 50 \text{ V}$, $I_o = 5 \text{ A}$

1.3.2 - Analyse du modèle

Les fonctions de couplage

Dans l'exemple simple précédent, les impédances intervenant dans les fonctions de couplage $F(\omega)$, $G(\omega)$ sont essentiellement des effets parasites réactifs. Les couplages capacitifs parasites en mode

commun sont représentés par les impédances Z_+ , Z_- , Z_{mc} . On appelle Z_R l'impédance du RSIL vue entre une ligne et la terre, Z_f l'impédance du condensateur de filtrage d'entrée qui intervient dans la propagation des perturbations de mode différentiel.

Les expressions de $F(\omega)$ et $G(\omega)$ sont données par :

$$F(\omega) = \frac{Z_f}{Z_f + (Z_+ // Z_R) + (Z_- // Z_R // Z_{mc})} \cdot \frac{Z_+}{Z_+ + Z_R}$$

$$G(\omega) = \frac{\frac{Z_- // Z_R}{Z_{mc} + (Z_- // Z_R)}}{(Z_- // Z_R // Z_{mc}) + (Z_+ // Z_R) + Z_f} \cdot \frac{Z_+}{Z_+ + Z_R}$$

(// signifie que les impédances sont en parallèle) ; l'impédance Z_f peut contenir une inductance parasite interne ou de câblage ainsi qu'un terme résistif.

Ces fonctions peuvent se simplifier pour les hypothèses : $Z_+ \gg Z_R$ et $Z_f, Z_- \gg Z_R$ et Z_f ce qui signifie, comme c'est notamment le cas pour les signaux basse fréquence, que les impédances de mode commun des lignes d'alimentation sont très grandes devant celles du RSIL et du filtre d'entrée (condensateur C_e). Elles deviennent :

$$F(\omega) \approx \frac{Z_f}{Z_f + 2Z_R} \quad G(\omega) \approx \frac{1}{2Z_{mc}}$$

La Figure 14 illustre l'évolution des fonctions $F(2\pi f)$ et $G(2\pi f)$, où f est la fréquence. On peut noter l'importance de la capacité parasite de couplage en mode commun Z_{mc} dans la transmission en mode commun (fonction G), effet d'autant plus accentué que les composantes spectrales du signal d'excitation sont étendues. De même, l'importance de Z_f apparaît quant à la transmission en mode différentiel (fonctions F). En effet, si le condensateur C_e présente une inductance parasite, elle crée une résonance série (minimum de F) puis contribue à augmenter F pour les composantes fréquentielles élevées de l_e , ce qui signifie que le condensateur ne filtre plus les harmoniques aux fréquences supérieures à la résonance.

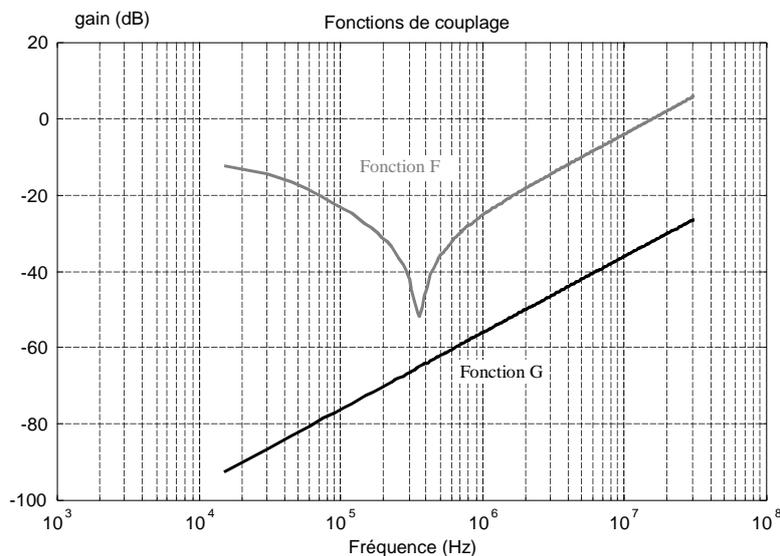


Figure 14 : Fonctions de couplage des sources équivalentes de bruit

Pour illustrer cet effet, on a représenté à la Figure 15 l'évolution du spectre de perturbation du hacheur mesuré sur le RSIL lorsque l'inductance parasite l_{ce} de C_e varie de 40 à 110 nH, correspondant à une variation de sa fréquence de résonance de 260 à 150 kHz. La conséquence de cette variation est qu'à partir de cette fréquence de résonance, le spectre est augmenté d'environ 10 dB.

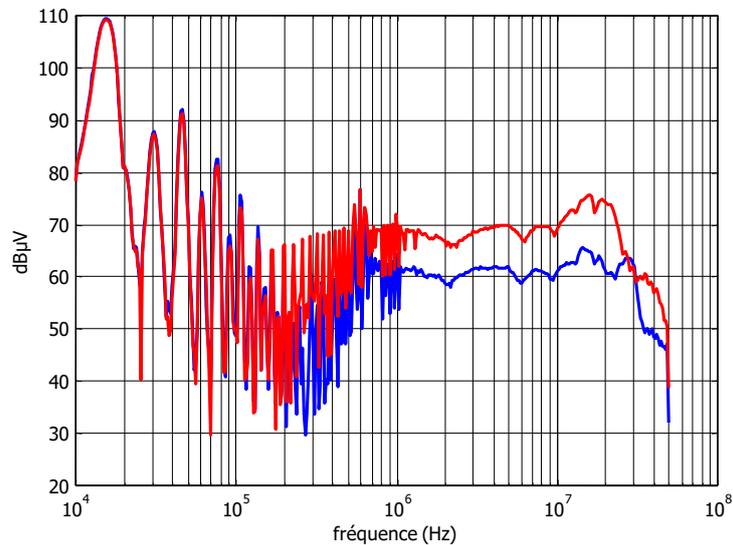


Figure 15 : Accroissement du spectre de perturbations conduites au-delà de la fréquence de résonance du condensateur C_e , mesurées sur le RSIL, dû à la variation de son inductance parasite : rouge $\ell_{ce} = 110 \text{ nH}$, bleu $\ell_{ce} = 40 \text{ nH}$

Que ce soit en mode commun ou en mode différentiel, les fonctions de couplage font apparaître des termes réactifs parasites constituant des couplages d'autant plus faciles et importants qu'ils sont proportionnels à la fréquence et que les spectres des signaux perturbateurs (I_e , V_{mc}) contiennent des raies à très haute fréquence.

Les sources

Les sources équivalentes de perturbation sont déterminées comme on l'a vu plus haut par l'évolution temporelle des grandeurs électriques de la cellule de commutation I_e et $V_k = V_{mc}$. Dans l'approche présentée ici, il est donc naturel de caractériser ces sources dans le domaine fréquentiel par leur spectre. Ainsi, il est nécessaire de lier leurs évolutions temporelles et leurs spectres pour évaluer les perturbations résultantes du convertisseur émises en haute fréquence. On examine ci-après quelques facteurs d'influence.

- La fréquence de commutation :

Son accroissement correspond à une translation du spectre vers les hautes fréquences comme l'illustrent les tracés de la Figure 16.

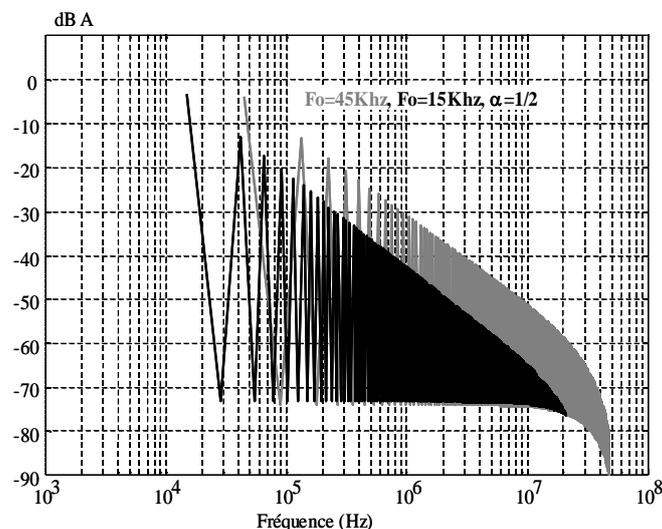


Figure 16 : Spectre du courant I_e selon la fréquence de découpage F_0 : son accroissement revient à traduire le spectre initial (tracé noir) vers les hautes fréquences (tracé gris)

La conséquence de cette translation est un accroissement du niveau global du spectre des perturbations conduites : en effet, les fonctions de couplages étant généralement croissantes avec la fréquence, le spectre de perturbation résultant s'élève. Les spectres de perturbations conduites de la Figure 17 illustrent ce comportement lorsque la fréquence de découpage a varié de 15 à 45 kHz.

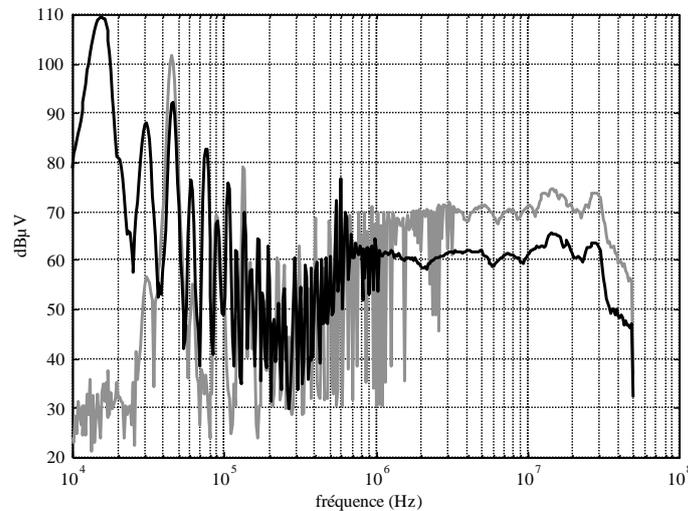


Figure 17 : Conséquence de l'accroissement de fréquence de découpage sur les spectres fréquentiels des perturbations conduites, toutes choses égales par ailleurs. Tracé gris : $F = 45$ kHz, tracé noir $F = 15$ kHz

On peut noter sur cette Figure que jusqu'à environ 200 kHz les harmoniques sont décroissantes et subissent la même décroissance (de l'ordre de -40dB/déc.) que la fréquence de découpage soit de 15 ou 45 kHz. Au-delà de cette fréquence qui correspond à la résonance propre du condensateur d'entrée C_e , le niveau des harmoniques est accru, sensiblement dans le rapport des fréquences ($\times 3 = 10\text{dB}$), ceci étant dû à la croissance de la fonction de couplage au-delà de cette fréquence.

- Les transitoires de commutation :

Lors de la commutation des semi-conducteurs, les dV/dt ou dI/dt sont déterminés par :

- **La technologie des semi-conducteurs** (MOSFET, IGBT, Bipolaire) ou la technologie des diodes qui détermine leur coefficient de softness. Ce point est extrêmement sensible sur le niveau des perturbations émises ; plus la diode a un recouvrement rapide et plus elle perturbe fortement parce que le spectre de la source équivalente de bruit décroît moins rapidement. Le spectre de perturbation présenté à la Figure 18, mesuré dans le RSIL illustre ce comportement. Il est remarquable que l'influence du recouvrement de diode s'étale sur une plage très large de fréquence, de quelques 100 kHz à quelques 10 MHz dans l'exemple proposé. Une analyse plus fine montre un accroissement des courants parasites dans les deux modes de propagation (commun et différentiel), le transitoire de recouvrement agissant à la fois sur le courant I_e et sur la tension V_k .

En ce qui concerne les semi-conducteurs commandés, il est difficile de donner des observations générales, compte tenu de la très grande diversité de comportement durant les transitoires. Ceux-ci dépendent en effet de la nature des transistors (MOSFET, IGBT), de leur calibre et de leur technologie.

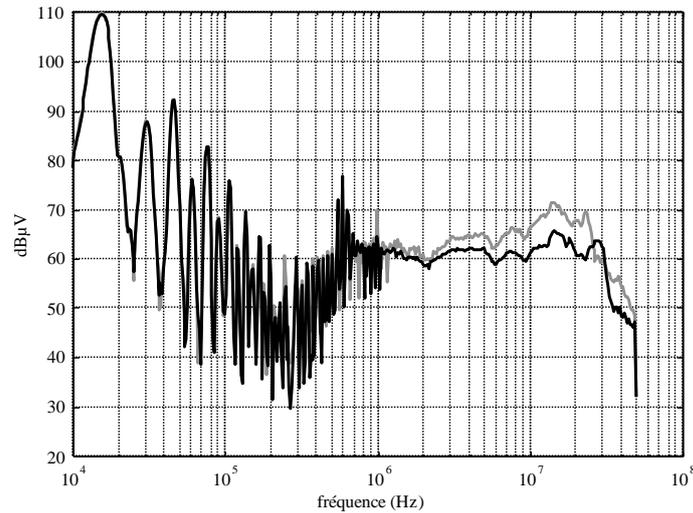


Figure 18 : Spectres de perturbations conduites, gris : diode snap-off (BYW 77 200), noir ; diode soft (BYT 08 200), toutes choses égales par ailleurs ($F = 15 \text{ kHz}$, $I_o = 5 \text{ A}$)

- **La commande de grille** : elle contrôle la vitesse de commutation des interrupteurs et à ce titre détermine les transitoires. On peut noter sur le spectre de la Figure 19 que l'effet de la résistance de grille apparaît vers les hautes fréquences ($> 6 \text{ MHz}$), l'analyse montre que ce sont les courants de mode commun qui dominent dans cette gamme de fréquence parce que l'accroissement de la vitesse de commutation augmente fortement le dV_k/dt qui les détermine.

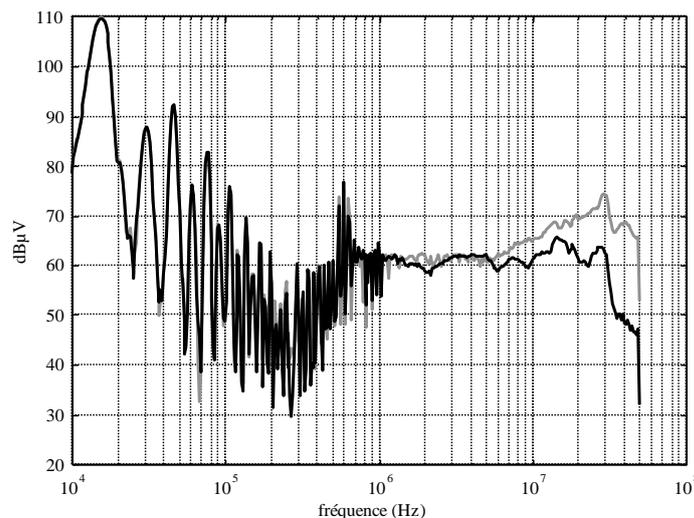


Figure 19 : Spectres des perturbations conduites, influence de la résistance de grille du MOSFET ($R_g = 0 \text{ } \Omega$ gris, $R_g = 22 \text{ } \Omega$ noir)

- **Le mode de commutation** : ce point est fondamental. On a vu en effet que la décroissance du spectre des sources de bruit dépend de la richesse en régimes transitoires rapides. Dans le cas de la commutation douce, les formes d'ondes présentent des variations limitées par le mécanisme de résonance associé à la commutation, d'où des spectres correspondants plus rapidement décroissants. Ce cas est illustré à la Figure 20 où on compare les spectres du courant I_e et de la tension V_k dans un hacheur à commutation forcée et en commutation à zéro de courant dans les mêmes conditions d'alimentation, de puissance fournie à la charge et de fréquence de commutation.

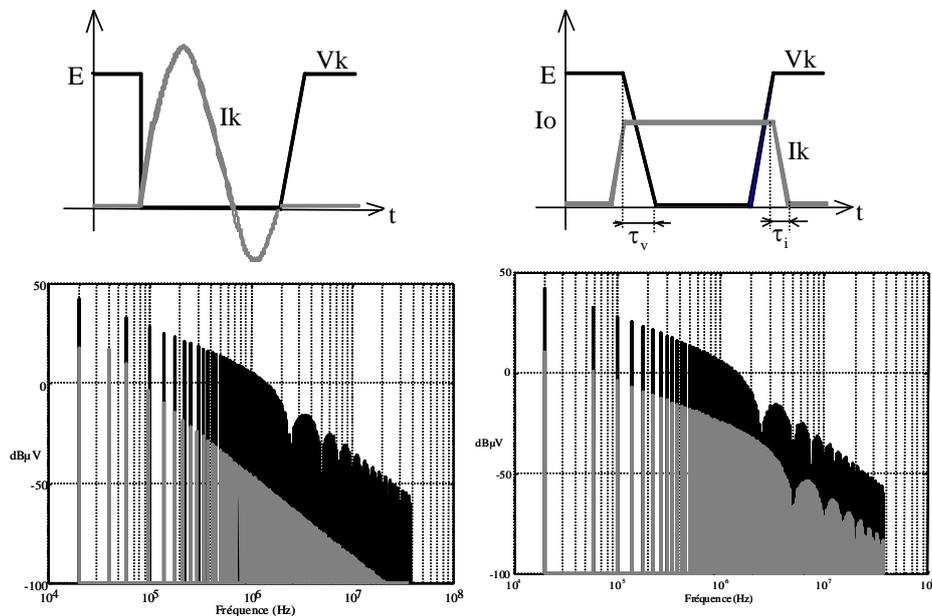


Figure 20 : Spectres des sources I_e (gris) et V_k (noir) selon le mode de commutation

On constate donc une décroissance rapide du spectre du courant en mode ZCS, mais le spectre de la tension reste identique dans les deux cas, à cause du transitoire rapide qui subsiste.

Plus généralement, la commutation douce permet d'assister une des deux grandeurs : courant I_e en mode ZCS (zero current switching), tension V_k en mode ZVS (zero voltage switching). Il en résulte donc pour cette grandeur un meilleur comportement vis-à-vis de la CEM. La grandeur présentant un transitoire rapide peut alors être contrôlée par un dispositif auxiliaire ou grâce à la commande de l'interrupteur.

1.3.3 - Exploitation du modèle analytique

Notons l'intérêt d'un modèle analytique pour prévoir le comportement CEM de ce convertisseur simple et analyser rapidement l'impact d'un paramètre donné (analyse de sensibilité). Dans l'exemple qui nous a servi jusqu'ici les courbes observées et calculées à partir du modèle analytique de la Figure 21 se recouvrent pratiquement attestant de l'intérêt de cette approche simplifiée.

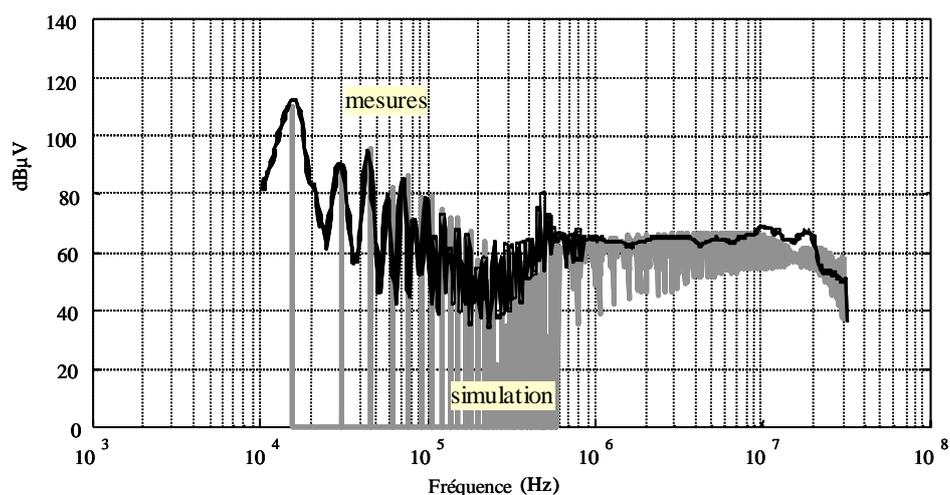


Figure 21 : Comparaison mesure (tracé noir) vs. simulation (tracé gris) des spectres fréquentiels des perturbations conduites dans le RSIL pour le hacheur étudié

On remarque que l'enveloppe du spectre est d'abord décroissante à -40dB/déc. entre 15 kHz et 230 kHz, valeur à laquelle elle présente un minimum pour tendre ensuite vers une valeur sensiblement constante entre 500 kHz et 20 MHz, puis finalement décroître (Figure 21).

Ce comportement peut s'interpréter aisément si on considère à la fois le spectre des sources équivalentes de bruit (Figure 7) et les fonctions de couplage (Figure 14) :

- Dans le premier intervalle (15 kHz -230 kHz), les spectres décroissent en $1/f$, la fonction $F(\omega)$ décroît en $1/f$ et $G(\omega)$ croît proportionnellement à f mais son impact est négligeable car son « gain » est très faible. La source I_e de mode différentiel est donc dominante, le spectre de perturbation résultant décroît en $1/f^2$.
- Le minimum correspond à la fréquence de résonance série du condensateur d'entrée du hacheur,
- Dans le second intervalle (230 kHz-20 MHz), les spectres de I_e et V_k décroissent en $1/f$, mais les fonctions $F(\omega)$ et $G(\omega)$ croissent avec f , il en résulte un niveau spectral de perturbation sensiblement constant, la part des perturbations de mode commun s'accroît avec la fréquence toutefois.
- Enfin, au-delà de 20 MHz, les spectres de I_e et V_k décroissent en $1/f^2$ (ou plus), le spectre des perturbations conduites peut enfin décroître.

Ce modèle est bien adapté à des structures simples et non isolées, mais le calcul analytique des fonctions de couplage devient complexe si on prend un grand nombre d'effet parasites en compte ou si la structure de conversion est plus complexe. L'approche est toutefois transposable à l'utilisation de logiciels de type PSPICE pour calculer les fonctions de couplage dans le cas de dispositifs plus complexes.

2 - Perturbations conduites dans un système complexe, cas des entraînements à vitesse variable

2.1 - Origine et propagation des perturbations conduites

Dans la section précédente on a présenté les mécanismes de génération et de transmission des perturbations conduites dans un dispositif canonique relativement simple ainsi que l'approche pour les modéliser. Les systèmes réels sont plus complexes comme c'est le cas de la chaîne d'énergie pour la variation de vitesse d'une machine triphasée représentée à la Figure 22.

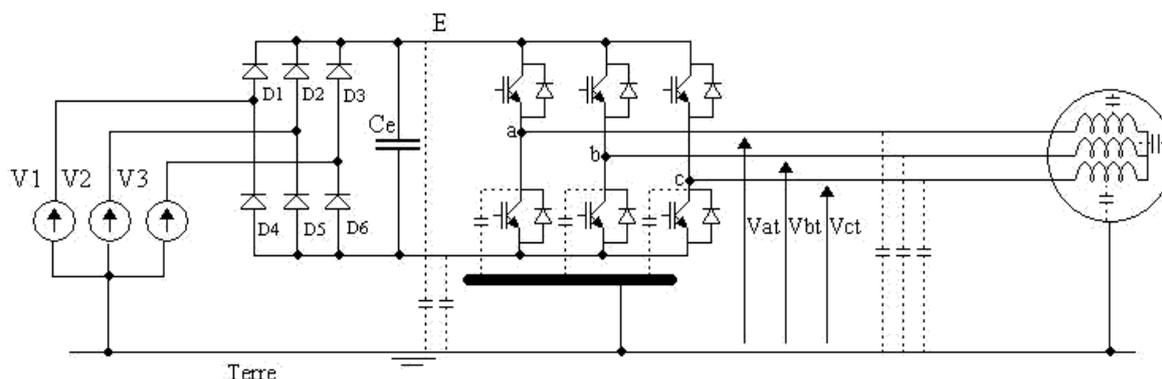


Figure 22 : Chaîne de conversion pour le réglage de la vitesse d'un moteur triphasé.

Cette chaîne est constituée d'une source triphasée (le réseau triphasé), de câbles de liaison, d'un redresseur triphasé, d'un onduleur, de câbles de sortie et enfin d'un moteur triphasé. Chaque

élément va donc contribuer à la génération et/ou à la transmission de perturbations EM conduites qui vont se propager vers le réseau et vers le moteur en mode différentiel et en mode commun. Ce dernier mode est le plus difficile à gérer car les chemins de propagation via les terres peuvent être multiples et complexes, le cas représenté à la Figure 22 étant simplifié.

La Figure 23 met en évidence les courants de mode commun circulant dans les boucles de terre amont et aval de l'onduleur. La tension de mode commun créée par l'onduleur est définie par :

$$V_{MC} = \frac{V_{at} + V_{bt} + V_{ct}}{3}$$

Elle génère des courants de mode commun vers le réseau (boucle en bleu), vers les câbles (boucle en rouge) et vers le moteur (boucles en vert) via leurs impédances de mode commun respectives. La Figure 23 présente la tension de mode commun V_{MC} générée par l'onduleur ainsi que son spectre fréquentiel (en bleu à gauche) : on observera des raies multiples de 150 Hz liées au fonctionnement du redresseur triphasé ainsi que les raies liées au découpage de l'onduleur à partir de 20 kHz.

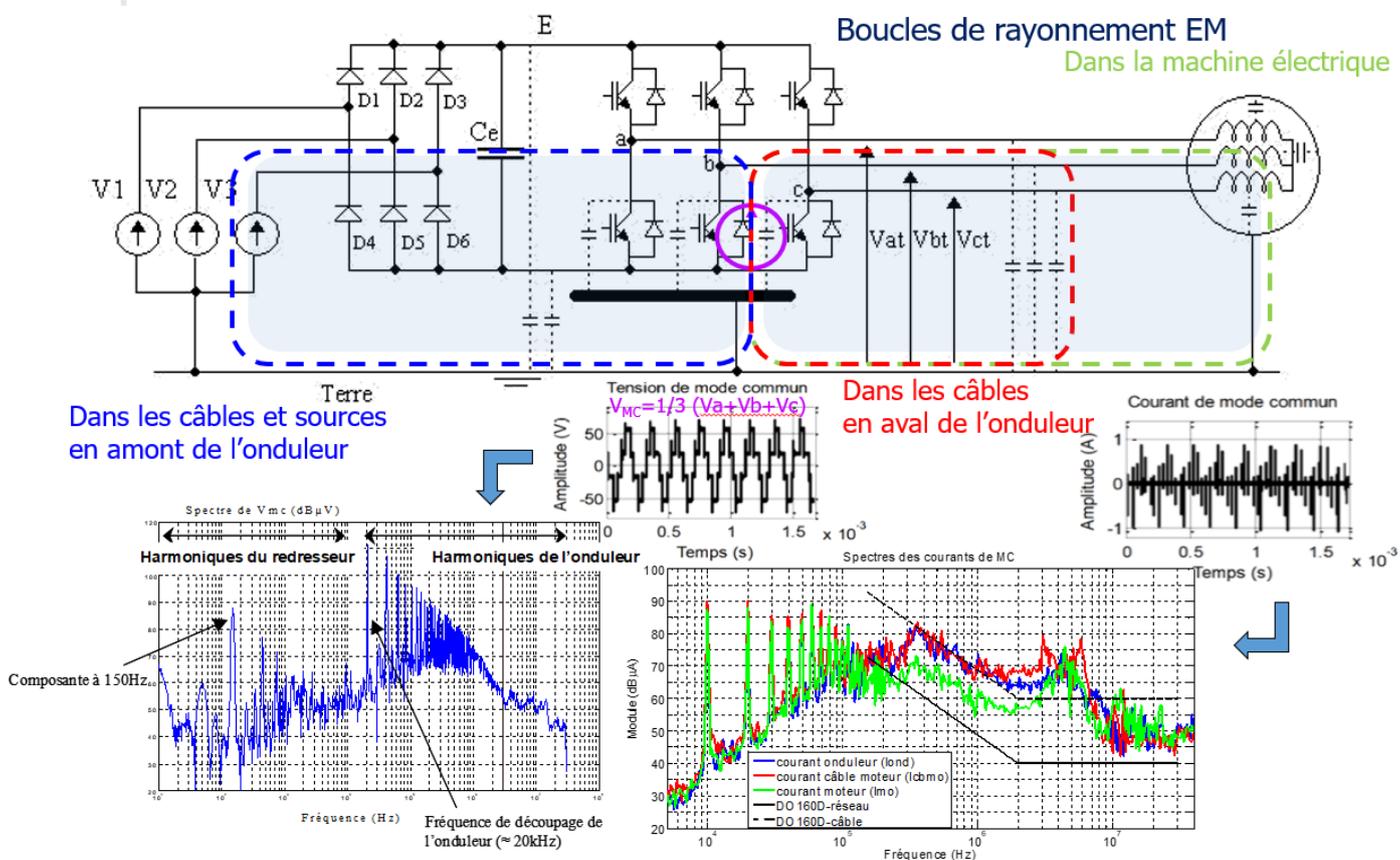


Figure 23 : Propagation des courants de mode commun dans la chaîne d'énergie

La Figure présente aussi le courant de mode commun en temporel issu de la carcasse du moteur ainsi que les spectres des courants de mode commun à différents endroits de cette chaîne d'énergie (voir légende sur les spectres à droite). On peut observer que les niveaux sont très largement supérieurs à ceux autorisés par la norme aéronautique DO160D, que ce soit en entrée ou en sortie de l'équipement. Enfin, ces boucles se comportent en HF comme des antennes aptes à rayonner des champs électromagnétiques indésirables.

2.2 - Phénomènes HF dans les actionneurs électriques [2], [3], [4]

Comme on l'a vu au-dessus, les actionneurs électriques sont maintenant systématiquement associés à des dispositifs de conversion statique (hacheurs, onduleurs), alimentés par des sources de tension ou de courant à découpage qui les soumettent à de forts dv/dt (quelques $kV/\mu s$) et di/dt (quelques $100 A/\mu s$), loin du régime sinusoïdal pour lequel ils ont généralement été conçus.

Si le modèle « basse fréquence » destiné au contrôle est bien connu, le modèle HF l'est beaucoup moins. Cependant il détermine en grande partie le comportement des actionneurs vis-à-vis de la CEM, des décharges partielles, des phénomènes d'érosion de paliers. Ces effets HF entraînent leur vieillissement et la dégradation de leur fiabilité.

Les machines électriques sont complexes en termes de diversité de matériaux (isolants, conducteurs, magnétiques) et de constitution (feuilletage, encochage), de non linéarité des propriétés physiques (magnétiques, diélectriques, conducteurs), elles présentent des disparités de fabrication (bobinage « en vrac », têtes de bobines, tolérancement mécanique, etc.). Par ailleurs, les dimensions géométriques sont telles que certains phénomènes électromagnétiques nécessitent de considérer la propagation des champs EM (longueur développée des conducteurs). Pour illustrer la complexité du comportement HF d'une machine électrique, on représente à la Figure 24 la mesure des impédances de mode différentiel et commun d'une phase de machine asynchrone triphasée entre 10 kHz et 100 MHz. On peut observer dans les deux modes une très grande variabilité de l'impédance (module et phase) due à de multiples résonances/antirésonances et à des effets de propagation dans le bobinage.

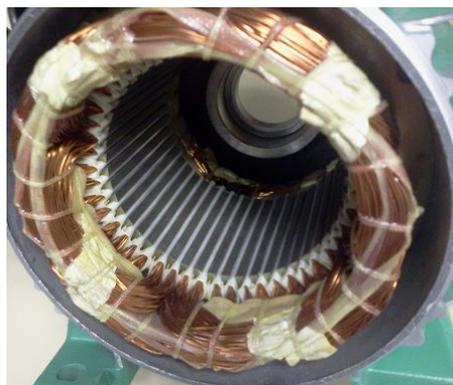
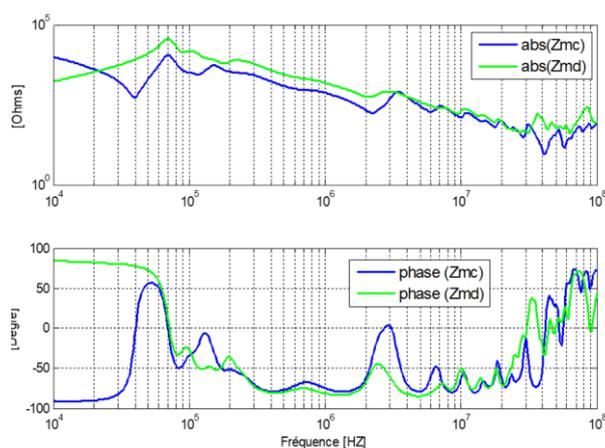


Figure 24 : Module/phase des impédances de mode commun Z_{mc} et différentiel Z_{md} d'une phase de moteur asynchrone (MAS 1,1kW/400V, 1500tr/mn)

Comme on le voit, la diversité des structures et des matériaux constituant les actionneurs électriques nécessite une approche multiphysique complexe pour les modéliser et correctement appréhender les phénomènes HF auxquels ils sont soumis lorsqu'alimentés par des tensions découpées. La suite de cet article aborde cette problématique.

2.2.1 - Effets capacitifs dans les machines électriques, propagation du courant de mode commun

Dans une machine électrique, les bobinages constitués de conducteurs émaillés sont logés dans des encoches au fond desquelles un isolant a été placé afin de respecter l'isolation galvanique requise comme représenté à la Figure 25. Cette disposition conduit à la création de capacités parasites entre les conducteurs et la masse métallique de la machine, généralement connectée à la terre. Ainsi, si les conducteurs sont soumis à des dV/dt élevés, des courants de déplacement sont créés, ils constituent le courant de mode commun de l'actionneur.

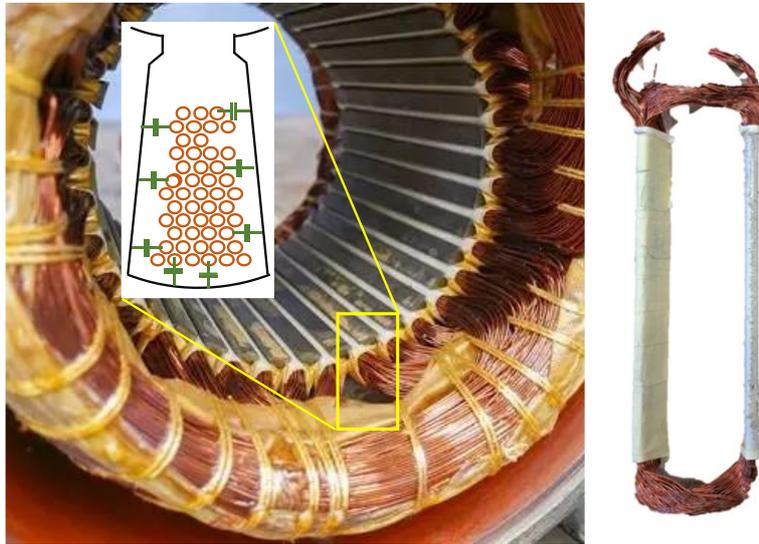


Figure 25 : Représentation schématisée des couplages capacitifs dans une encoche de machine électrique, vue d'une section de bobinage extraite du stator

Outre les couplages capacitifs dans les encoches, il existe d'autres capacités parasites dans un moteur. Elles sont de nature distribuée mais on peut les localiser comme schématisé à la Figure 26, les principales sont :

- Capacités d'encoche C_{bs} représentées en rouge ;
- Capacités des têtes de bobine à la carcasse C_{bs} en rouge ;
- Capacités des masses métalliques stator-rotor C_{rs} en vert ;
- Capacité des têtes de bobine au rotor C_{br} en bleu ;
- Capacités des conducteurs d'encoche au rotor C_{br} en bleu ;
- Capacité des paliers $C_{p1/2}$.

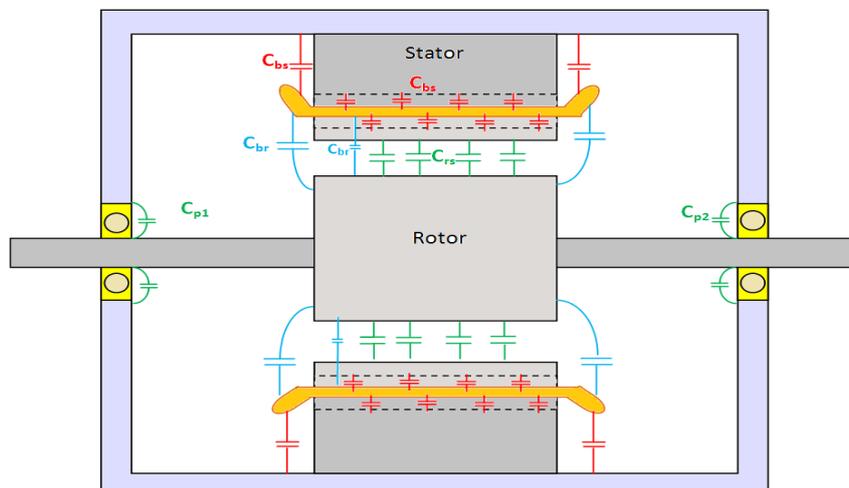


Figure 26 : Représentation schématique des couplages capacitifs internes d'un moteur électrique triphasé

La tension de mode commun V_{MC} appliquée aux enroulements statoriques génère des courants qui se distribuent dans l'ensemble des capacités parasites du moteur. En les regroupant et en les localisant, on peut établir le modèle équivalent représenté à la Figure 27 : $Z_{\phi 1/2/3}$ représentent les impédances des enroulements de la machine. Pour tenir compte d'un enroulement rotorique éventuel (machines à rotor bobiné), on a ajouté les capacités $C_r/2$ entre les conducteurs du rotor et la masse métallique du rotor.

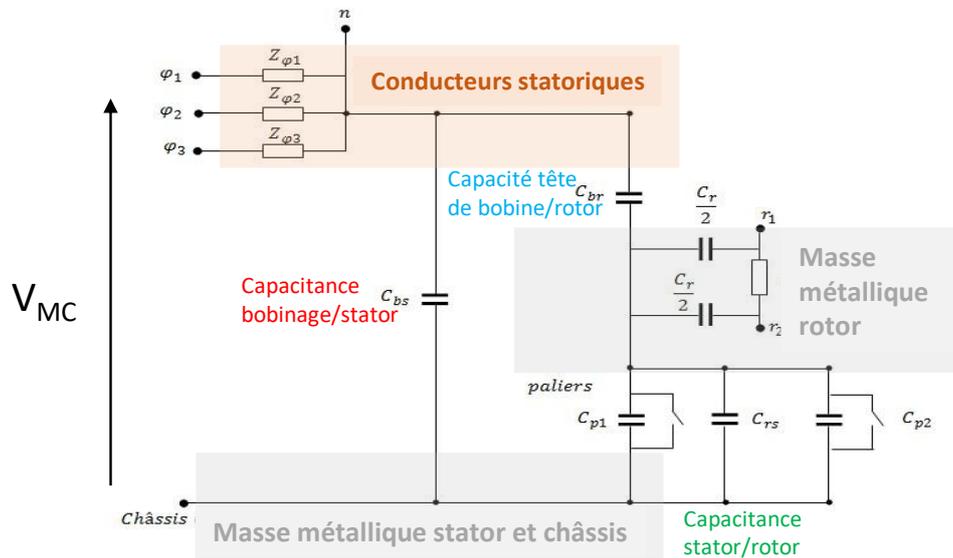


Figure 27 : Schéma équivalent du réseau capacitif d'un moteur triphasé

Par des essais adaptés, il est possible d'identifier les différentes capacités parasites internes du moteur. Dans le tableau 1, on donne à titre d'exemple les valeurs mesurées pour le moteur synchrone à rotor bobiné de la Renault Kangoo (modèle de 2008 : 22 kW, 165 Nm, 2 paires de pôles).

Capacités	Valeur (nF)
C_{bs}	6,07
C_{br}	0,12
$C_{eq} = C_{rs} + C_{p1} + C_{p2}$	0,63
C_r	0,95

Tableau 1 : Valeurs des capacités parasites internes du moteur synchrone de la Kangoo Renault

On constate que ces valeurs sont très importantes, de l'ordre de quelques nF, et que le moteur est donc un chemin de propagation très important pour les perturbations conduites de mode commun. Par ailleurs, si le rotor bobiné est alimenté par un convertisseur à découpage (hacheur d'excitation rotorique), les capacités parasites C_r contribuent à la propagation d'un courant de mode commun issu de cette source. Le moteur est donc le lieu de superposition et de propagation privilégiés des perturbations conduites de mode commun, donnant lieu, outre des perturbations électromagnétiques, à des régimes complexes de courants parasites susceptibles de dégrader les paliers comme on va le voir dans ce qui suit.

2.2.2 - Les courants de palier dus à la tension de mode commun et aux couplages capacitifs

Le modèle de la Figure 27 permet de déterminer les tensions qui peuvent exister entre différentes parties internes du moteur, en particulier aux bornes des paliers à billes. En rotation, les billes flottent sur un film de graisse isolante épais de quelques centaines de nanomètres selon la température, la charge mécanique et la vitesse de rotation (voir Figure 28 b). En rotation, les bagues extérieures et internes sont donc isolées, le roulement peut être représenté par le modèle de la Figure 28 a). Si la tension à ses bornes devient trop grande, le film isolant claque : l'énergie électrostatique stockée dans ses capacités parasites se dissipe sous la forme d'un micro-arc qui dégrade progressivement le chemin de roulement comme présenté à la Figure 28 c).

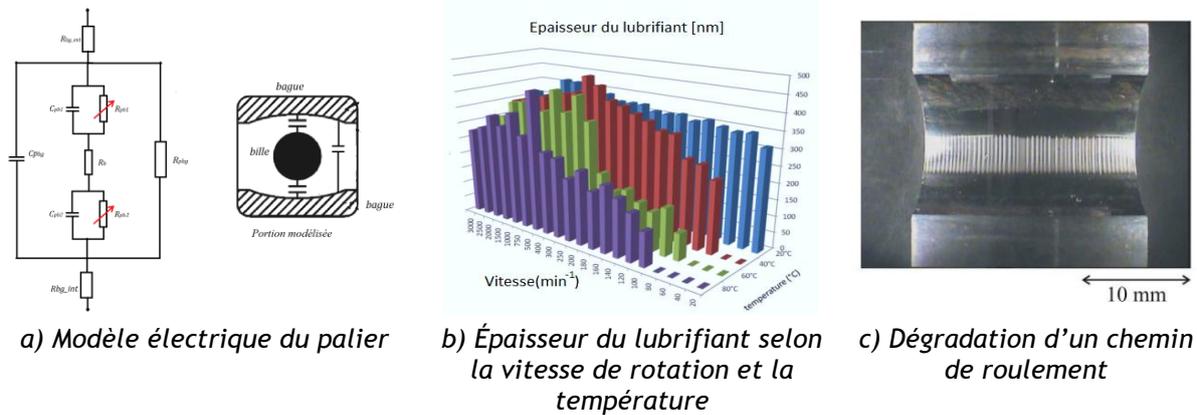


Figure 28 : Comportement mécano-électrique d'un roulement à bille [5], [6]

Les roulements à billes sont donc des composants sensibles à la tension de mode commun. Le modèle électrique de la Figure 27 permet de la calculer, afin de mettre en évidence un potentiel risque de claquage. Un exemple de ce phénomène est montré à la Figure 29. On a mesuré à l'aide de contacts glissants la tension aux bornes d'un palier d'un moteur synchrone de véhicule électrique. La tension de mode commun appliquée aux enroulements statoriques est le signal carré d'amplitude 50 V (tracé jaune). On observe la tension de roulement sur le tracé en bleu (mesure inversée pour faciliter la lecture), son amplitude est de 5 V ce qui est cohérent avec les valeurs des capacités parasites mesurées au préalable. A certains instants, alors que la tension $V_{MC} = 50$ V, cette tension s'annule (zones en pointillés) mettant en évidence la décharge de la capacité de roulement suite à un micro-arc.

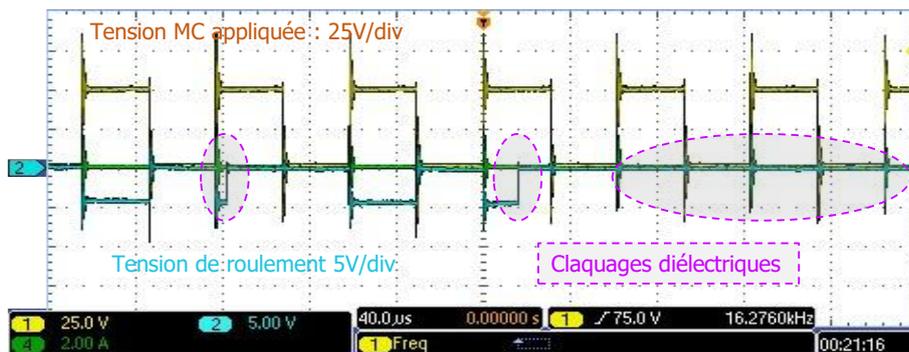


Figure 29 : Tension de paliers (tracé bleu) et tension de mode commun (tracé jaune), les claquages sont cerclés en pointillés

Cet exemple démontre que la tension de mode commun appliquée à un moteur par un convertisseur à découpage génère des courants de mode commun qui circulent dans toute la structure de la machine mais aussi crée des tensions de palier susceptibles de provoquer leur défaillance. Il existe plusieurs solutions pour éviter ce type de dégradation :

- Utiliser des roulements à billes céramiques ;
- Eviter l'apparition de tension de palier en ajoutant une bague conductrice chargée en carbone qui « court-circuite » les capacités de roulement ;
- Réduire par construction les capacités C_r et C_{br} qui déterminent la tension de palier, cette solution n'est pas toujours possible.

2.2.3 - Modélisation HF des impédances d'une machine électrique

Cette section présente le principe de modélisation des impédances de modes commun et différentiel d'un enroulement d'une machine électrique en haute fréquence. Celles-ci déterminent les courants HF de modes commun et différentiel qui parcourent la machine. Aux effets électrostatiques vus dans les paragraphes précédents, il faut ajouter les effets magnétiques dans

les encoches. Dans la plage des hautes fréquences (> 100 kHz), le champ magnétique est confiné dans les encoches car il ne peut pénétrer dans les masses métalliques conductrices, les parois d'encoche se comportant comme des blindages magnétiques. On peut donc adopter une modélisation par éléments localisés dans le cas d'une spire passant dans deux encoches, cas simple représenté à la Figure 30 a). Chaque tronçon de la spire est représenté par le réseau RLC de la Figure 30 b). Les tronçons successifs (passages dans les encoches et dans les têtes de bobine) sont chaînés pour obtenir le schéma équivalent de la Figure 30 c). On a simplifié le modèle pour les têtes de bobine où les effets capacitifs sont négligés (tronçons en vert).

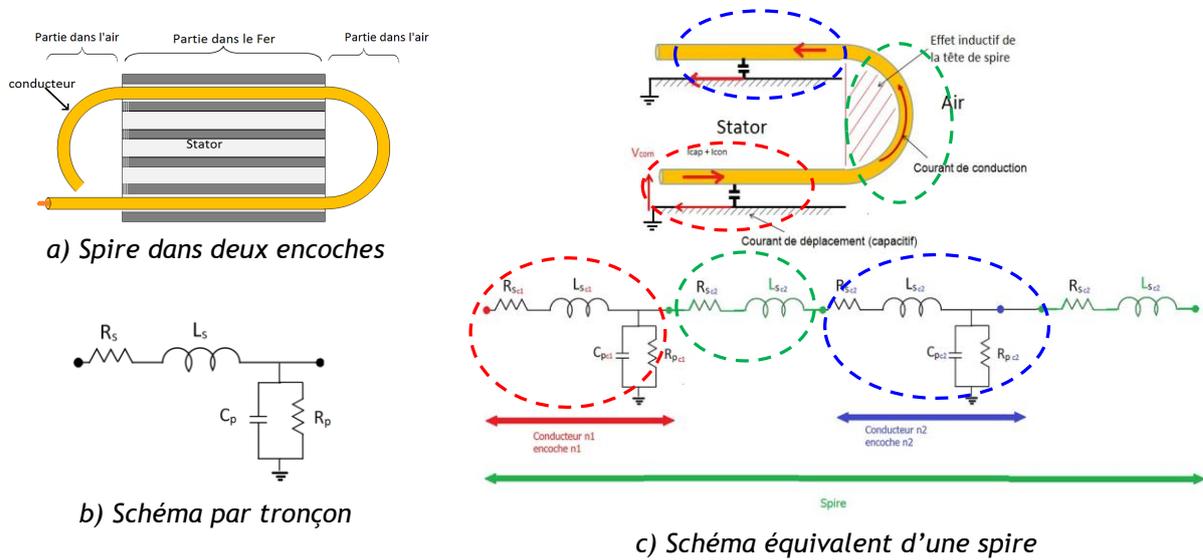


Figure 30 : Schéma électrique d'une spire dans deux encoches

Ce modèle de spire permet une représentation de son impédance en mode différentiel (vue entre les bornes d'entrée et de sortie) ainsi qu'en mode commun (vue entre les extrémités de la spire et la carcasse de la machine). La Figure 31 représente le cas de deux spires placées dans deux encoches : au modèle de la Figure 30 c), il faut ajouter les couplages électrostatiques (C_{te} , C_{tt}) et magnétiques entre les conducteurs (M_{te} , M_{tt}) dans une même encoche.

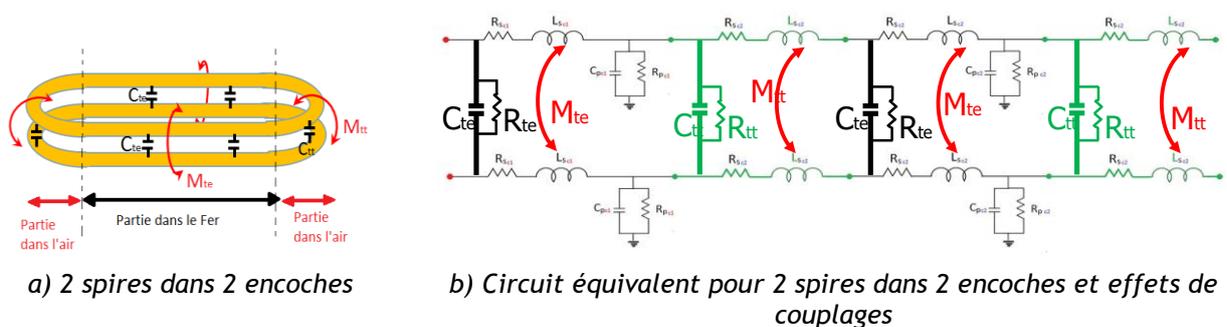


Figure 31 : Élaboration du modèle équivalent de 2 spires localisées dans 2 encoches

Comme on peut le constater, le modèle se complexifie très vite avec le nombre de spires par encoche et les multiples couplages électromagnétiques qui apparaissent entre les conducteurs. Par ailleurs, il est nécessaire de connaître les valeurs de l'ensemble des éléments RLC du modèle, ils diffèrent selon la position de la chaque spire dans chaque encoche. Le calcul analytique n'est plus possible et il faut alors avoir recours au calcul numérique par éléments finis pour estimer l'ensemble de ces paramètres. Le calcul est automatisé : pour chaque conducteur dans chaque encoche ou tête de bobine, on calcule son inductance propre, sa résistance, les mutuelles par rapport aux autres conducteurs, les capacités par rapport aux autres conducteurs et par rapport aux parois d'encoche. Les valeurs obtenues permettent la constitution d'une « netlist » représentative du modèle électrique compatible avec le logiciel SPICE. On peut ensuite extraire

l'impédance globale de l'ensemble des spires et donc d'une phase du moteur. La Figure 32 présente ce flot de calcul.

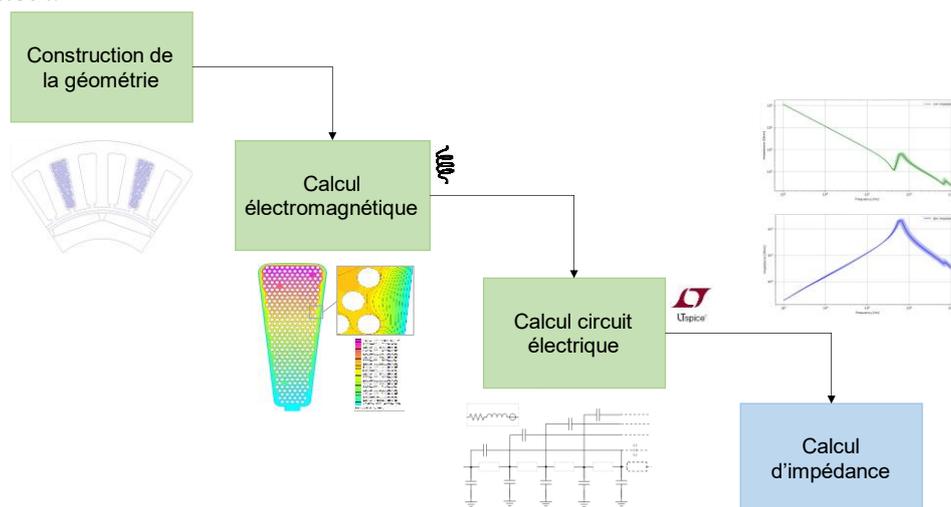


Figure 32 : Flot de calcul pour la modélisation circuit des impédances de modes commun et différentiel d'un enroulement de machine électrique

Cette technique est complexe et nécessite d'avoir une bonne connaissance de la position de chaque spire dans l'encoche, ce qui est quasi-impossible dans le cas de machines à bobinage en vrac. Ainsi, la précision de prédiction de leurs impédances HF est limitée par cette dispersion de placement des conducteurs mais la simulation numérique permet cependant d'encadrer les valeurs limites des impédances en faisant varier les paramètres de positionnement des conducteurs. Les courbes d'impédance de mode commun et différentiel d'un bobinage présentés à la Figure 33 montrent cette possibilité : les courbes en pointillés orange sont calculées avec les conducteurs parfaitement rangés ; en pointillés vert les conducteurs sont distribués aléatoirement dans l'encoche et les courbes en gris sont des mesures sur 9 bobines identiques. On voit d'une part la dispersion liée à la fabrication (aires grisées) et d'autre part que la simulation encadre correctement les valeurs d'impédance. La prédiction est relativement correcte en mode commun pour le cas « parfaitement rangé ». On peut donc conclure que la distribution réelle des conducteurs est donc intermédiaire entre le cas « parfaitement rangé » et le cas « aléatoire ».

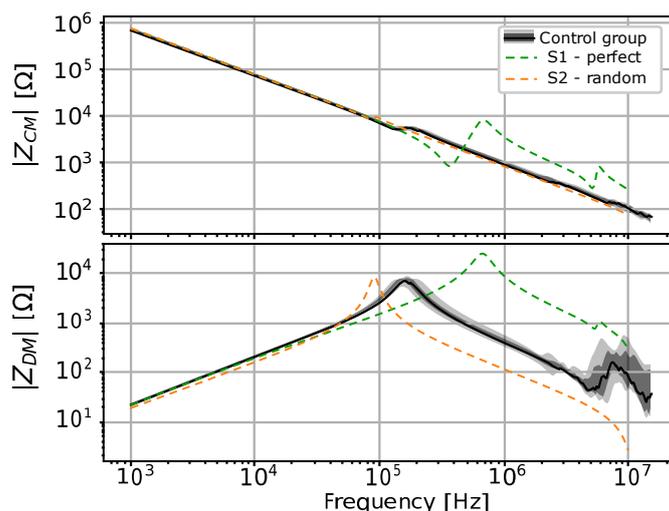


Figure 33 : Comparaison mesures et simulations des impédances de mode commun (haut) et différentiel (bas) d'un bobinage de machine électrique : simulations en pointillés, mesures en traits pleins et aires grisées

L'intérêt d'une telle modélisation est qu'elle permet de prédire les courants HF dans toutes les parties de la machine pour éventuellement modifier sa conception de telle façon à les réduire par ajout d'isolants ou par un meilleur contrôle de la disposition des conducteurs dans les encoches.

Cependant, la constitution d'un modèle prédictif tel que présenté au-dessus est complexe et sujette à incertitudes et par ailleurs les temps de simulation peuvent devenir très longs. Cependant, dans de nombreux cas, on dispose du moteur et il est possible de mesurer les impédances de modes commun et différentiel et leur associer un modèle circuit dit « comportemental ». Ainsi, les grandeurs externes (courants de modes commun et différentiel) sont simulables mais il est impossible de connaître leur distribution interne dans la machine, à l'inverse du cas prédictif. L'intérêt de cette approche est de réduire l'ordre du modèle et donc les temps de calcul, elle est très utile pour la simulation globale d'un système complexe en vue par exemple de dimensionner les filtres CEM.

Un exemple de cette méthode est donné à la Figure 34 pour la modélisation d'une machine asynchrone à cage 230 / 400 V / 3 kW / 1500 tr/mn. Un modèle d'impédances d'une phase est posé à la Figure 34 a) en s'appuyant sur le modèle BF de la machine auquel on a ajouté des impédances localisées de mode commun. Ce modèle est décliné sous la forme de réseaux RLC en échelle pour simuler les multiples résonances et antirésonances des impédances HF (voir Figure 24) ainsi que les effets de variation des éléments inductifs et résistifs avec la fréquence (effets de peau et de proximité dans les bobinages). Une routine d'optimisation permet d'identifier les valeurs des différents éléments par minimisation d'une fonction d'erreur. Le schéma a pu être simplifié car les valeurs de certains éléments devenaient négligeables. On obtient alors le modèle simulable sous SPICE de la Figure 34 c).

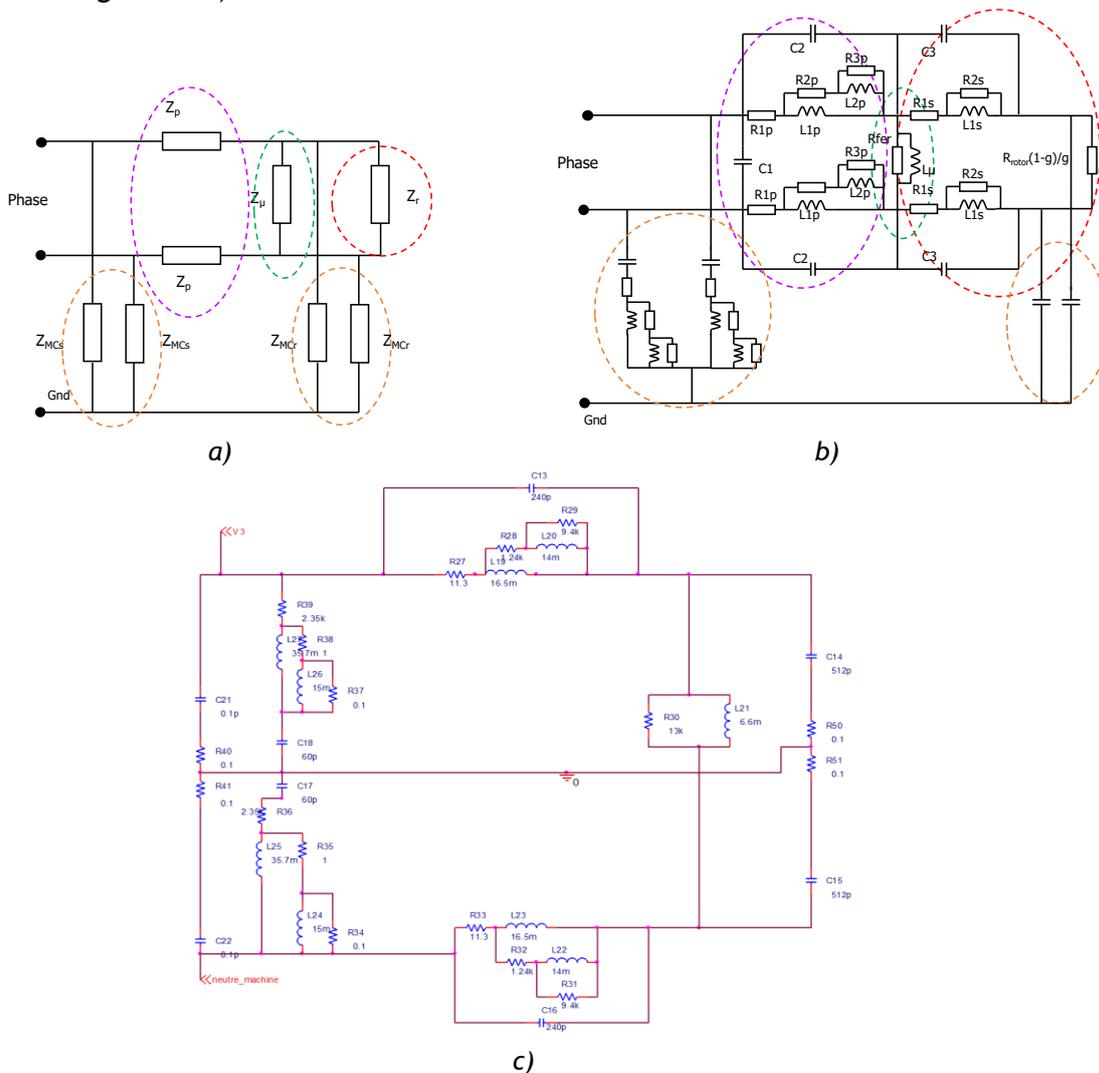
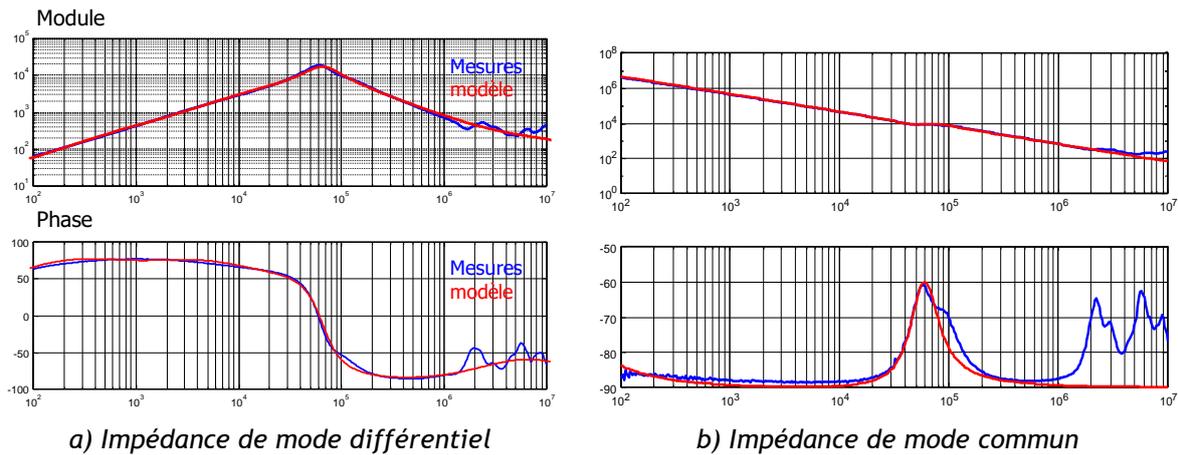


Figure 34 : Élaboration du modèle comportemental des impédances de MD et MC d'une phase de moteur asynchrone

Les courbes de la Figure 35 montrent une très bonne convergence des courbes d'impédance HF entre le modèle et les mesures jusqu'à la dizaine de MHz.



a) Impédance de mode différentiel

b) Impédance de mode commun

Figure 35 : Comparaison modèle de simulation vs. mesures des impédances HF d'une machine asynchrone

La bande passante de ce type de modèle dépend de la discrétisation des impédances par des réseaux en échelle : ils doivent être étendus si on souhaite l'élargir au-delà de 10 MHz ce qui peut poser des problèmes de convergence de la routine d'optimisation et allonger les temps de calcul.

2.3 - Modélisation et calcul analytique des perturbations de mode commun dans un entraînement à vitesse variable

Cette dernière partie illustre la méthode de modélisation des perturbations de mode commun dans un système de variation de vitesse d'une machine asynchrone depuis le RSIL, représenté à la Figure 36 [7]. La représentation par impédances localisées est utilisée, elle est suffisamment précise jusqu'à la fréquence de 10 MHz, suffisante pour le dimensionnement d'un filtre de mode commun d'entrée du système (non représenté). Les calculs sont effectués directement en régime fréquentiel bien adapté à la caractérisation des perturbations en CEM.

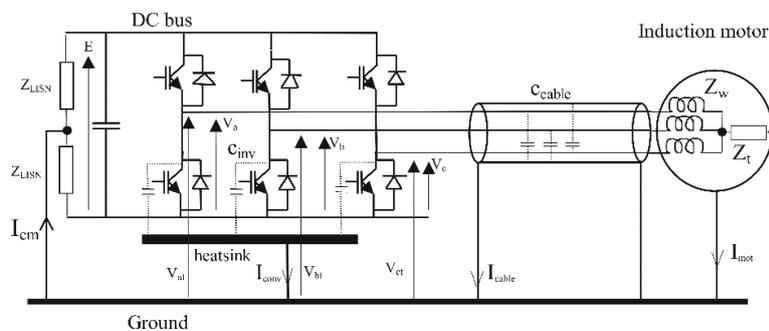


Figure 36 : Chaîne de variation de vitesse : RSIL, onduleur, câble, moteur

La méthode utilisée ici consiste à établir les matrices des quadripôles impédances de mode commun $[Z_{ijc}]$ de chaque élément de la chaîne puis à calculer analytiquement les tensions et courants de mode commun aux différents points du système comme représenté à la Figure 37.

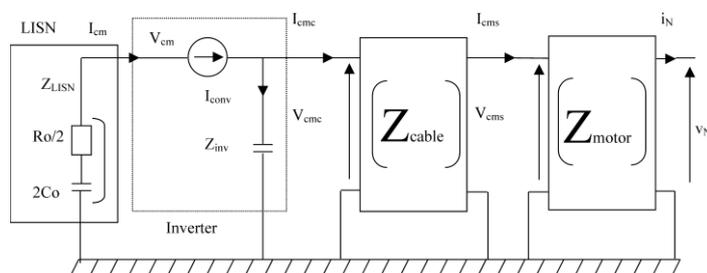


Figure 37 : Modèle équivalent matriciel en mode commun

Chaque élément est caractérisé par un quadripôle d'impédances de mode commun. La matrice $[Z_{ijc}]$ peut être calculée selon une des méthodes vues précédemment ou mesurée directement avec un analyseur de réseau ou un impédancemètre. A titre d'exemple le modèle du câble est donné à la Figure 38.

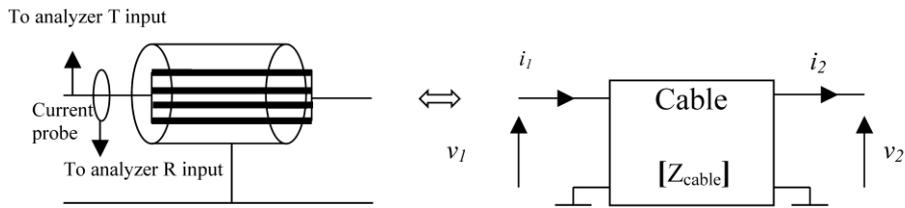


Figure 38 : Méthode de détermination des impédances Z_{ijc} d'un câble triphasé blindé

Le formalisme pour déterminer $[Z_{ijc}]$ est donné par les équations suivantes :

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

Les termes de la matrice sont donnés par :

$$Z_{11c} = \frac{v_1}{i_1} \text{ avec } i_2 = 0$$

$$Z_{21c} = \frac{v_2}{i_1} \text{ avec } i_2 = 0 \quad (\text{circuit ouvert})$$

$$Z_{12c} = -\frac{v_1}{i_2} \text{ avec } i_1 = 0$$

$$Z_{22c} = -\frac{v_2}{i_2} \text{ avec } i_1 = 0$$

Le quadripôle étant passif, on a de plus : $Z_{11c} = Z_{22c}$, $Z_{12c} = Z_{21c}$.

Ces expressions peuvent être mesurées directement ou calculées à partir des paramètres géométriques du câble et des propriétés physiques des matériaux le constituant. La Figure 39 montre les modules et phases de ces impédances pour un câble triphasé blindé de 5 m, le blindage ayant été relié à la terre de référence à ses extrémités.

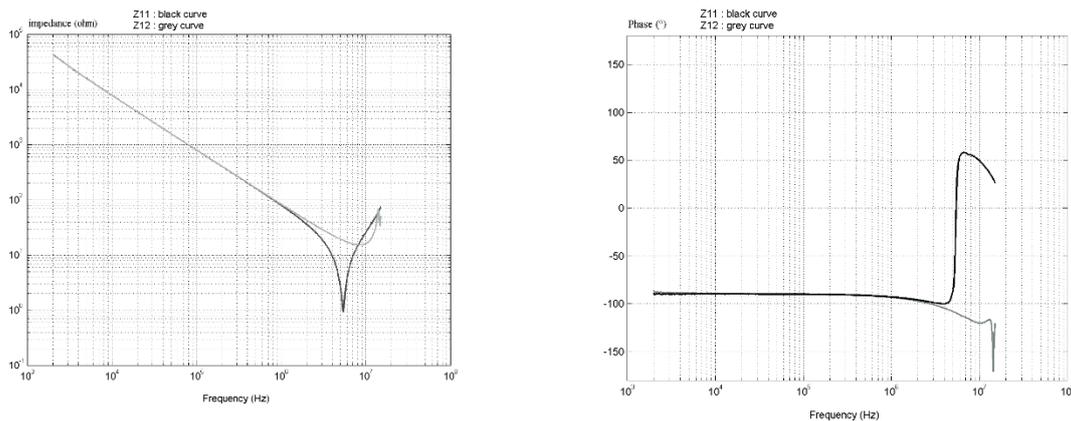


Figure 39 : Mesures directes des éléments de $[Z_{cable}]$, câble triphasé blindé, longueur = 5 m, extrémités connectées au plan de masse, tracé noir Z_{11c} , gris Z_{12c}

La même procédure permet de déterminer les éléments de la matrice $[Z_{motor}]$ du moteur comme représenté à la Figure 40 ; on a vu au paragraphe précédent comment obtenir cette courbe d'impédance soit par prédiction soit par mesure. On s'est limité à l'identification de Z_{11m} car les autres termes n'interviennent pas dans le calcul des courants de mode commun comme on le verra plus loin.

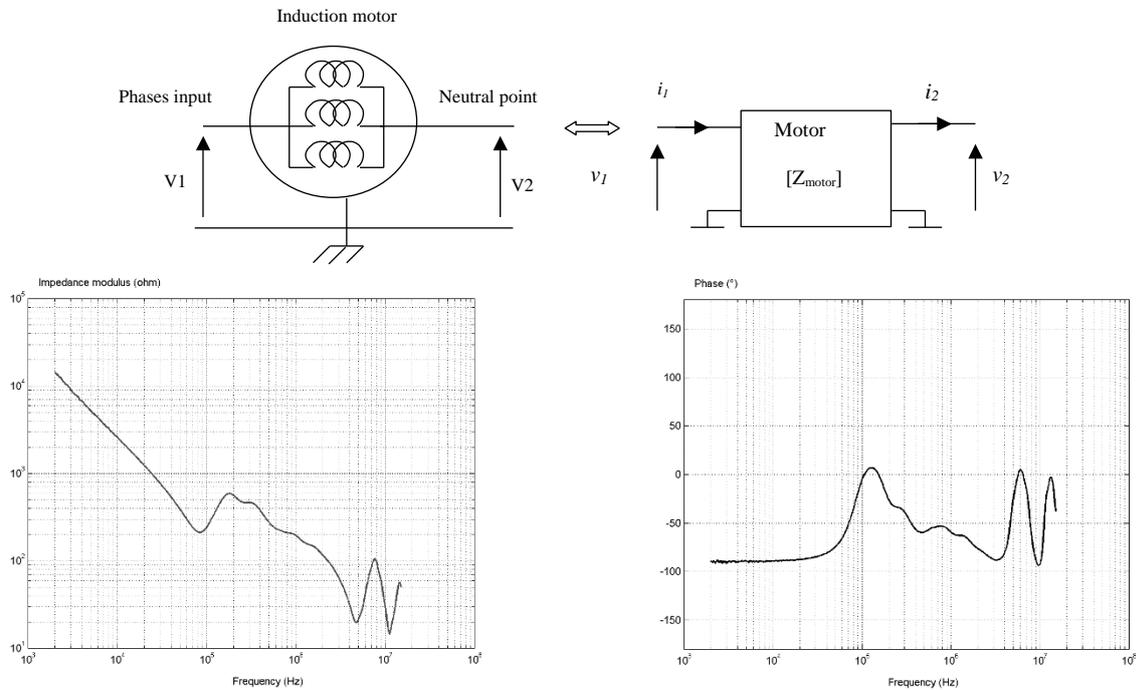
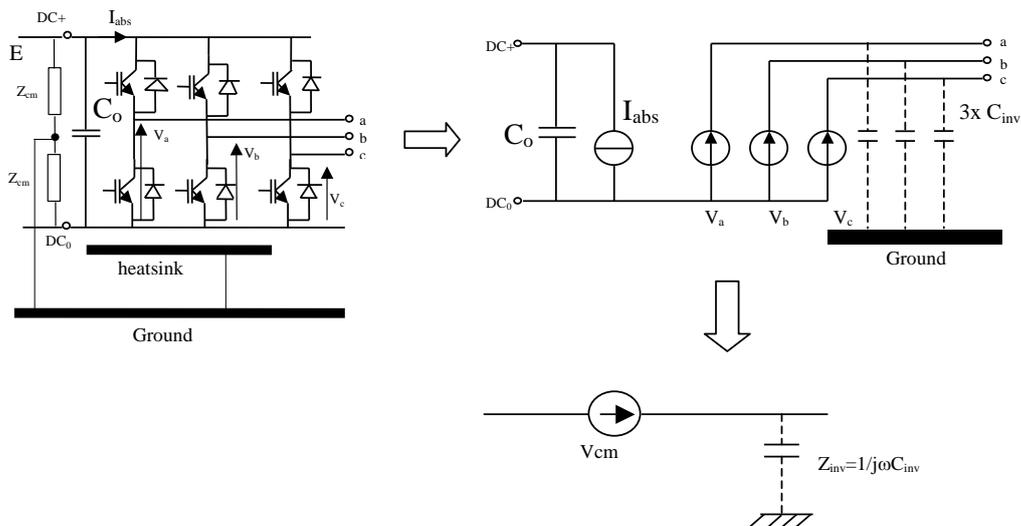


Figure 40 : mesure directe de Z_{11m} , moteur triphasé asynchrone à cage 400 V / 1500 tr/mn, 3 kW

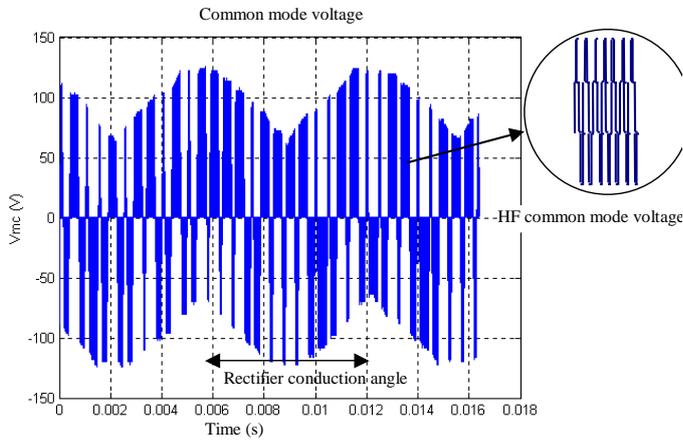
Enfin, on identifie la source de tension de mode commun du système à partir de la tension de mode commun issue de l'onduleur comme représenté à la Figure 41 a). L'expression de V_{cm} est donnée par :

$$V_{cm} = 1/3(-3E/2 + [f_{m1}(t) + f_{m2}(t) + f_{m3}(t)].E) = -E/2 + 1/3 (V_a + V_b + V_c)$$

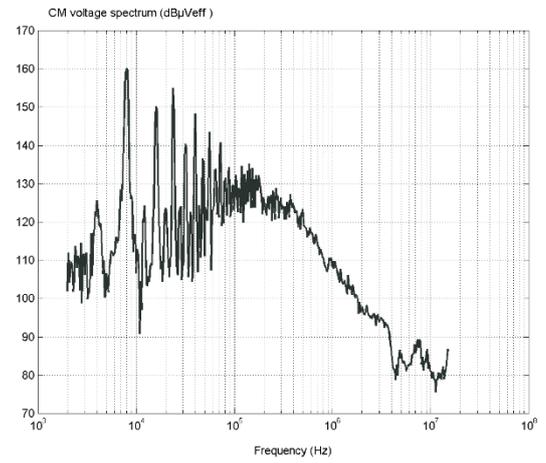
$f_{m1}(t)$, $f_{m2}(t)$ et $f_{m3}(t)$ sont les fonctions de modulation des bras d'onduleur, sa fréquence de découpage est de 8 kHz, il est alimenté à partir du réseau triphasé 400 V/50Hz. La tension V_{cm} est représentée à la Figure 41 b) et son spectre à la Figure 41 c) ; on observe sur la courbe b) la contribution du redresseur PD3 qui alimente l'onduleur. Dans la suite, on ne considérera que la partie du spectre de fréquences supérieures à 1 kHz, les harmoniques à plus basse fréquence ne contribuant que très faiblement au courant total de mode commun. Les couplages capacitifs internes de l'onduleur entre les points milieu des cellules de commutation et la terre sont regroupées dans l'impédance Z_{inv} .



a) Définition de la source équivalente de tension de mode commun et son impédance interne de mode commun Z_{inv} .



b) Mesure temporelle de V_{cm}



c) Spectre fréquentiel de V_{cm}

Figure 41 : Élaboration de la tension de mode commun créée par l'onduleur

Toutes les impédances et sources du modèle étant connues, on peut calculer analytiquement dans le domaine fréquentiel les expressions des courants de mode commun aux différents points de la chaîne :

- dans le RSIL :

$$i_{cm} = \frac{v_{cm}}{z_{LISN} + z_{inv} // Z_{eq}} = \frac{v_{cm}}{z_{LISN} + \frac{z_{inv} \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}} \right)}{z_{inv} + \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}} \right)}}$$

- dans le blindage du câble triphasé entre l'onduleur et le moteur :

$$i_{cmc} = \frac{z_{inv} v_{cm}}{z_{LISN} z_{inv} + (z_{LISN} + z_{inv}) \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}} \right)}$$

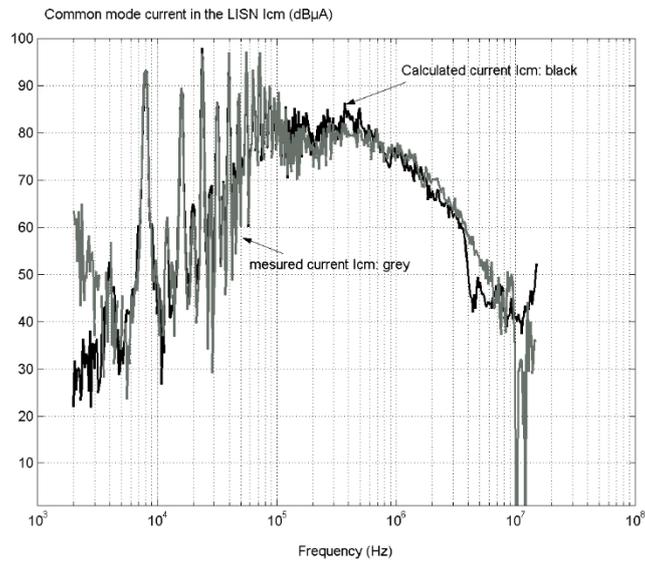
- dans le châssis du moteur :

$$i_{cms} = \frac{z_{21c} z_{inv} v_{cm}}{(z_{21m} + z_{22c}) \left(z_{LISN} z_{inv} + (z_{LISN} + z_{inv}) \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}} \right) \right)}$$

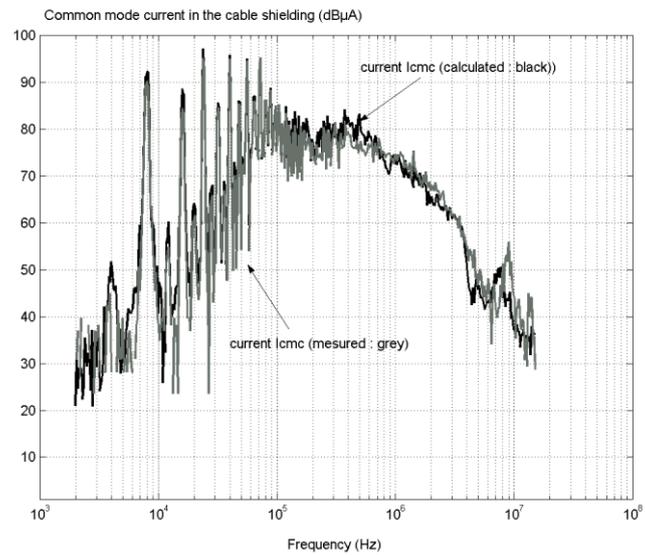
Z_{eq} est définie par :

$$z_{eq} = \frac{V_{cmc}}{I_{cmc}} = z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}}$$

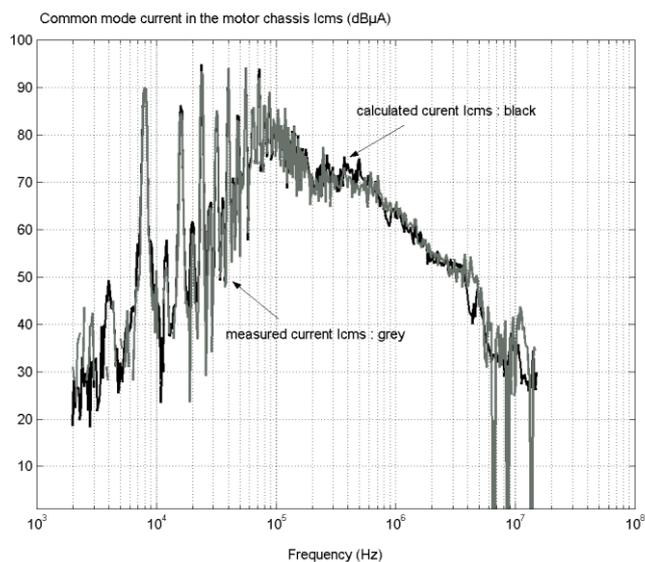
La Figure 42 présente la comparaison entre les spectres mesurés directement et calculés via la méthodologie détaillée au-dessus. On constate un bon accord entre mesures et calculs dans la bande de fréquence allant jusqu'à 10 MHz.



a) Spectre fréquentiel du courant dans le RSIL : comparaison mesure directe (gris) et calcul (noir)



b) Spectre fréquentiel du courant dans le blindage du câble triphasé côté onduleur : comparaison mesure directe (gris) et calcul (noir)



c) Spectre fréquentiel du courant dans le châssis du moteur : comparaison mesure directe (gris) et calcul (noir)

Figure 42 : Comparaisons mesures directes et calculs à différents points du système

Dans cet exemple, nous avons décrit une méthodologie de prédiction des perturbations conduites de mode commun dans un système classique d'entraînement à vitesse variable. Le lecteur qui souhaite approfondir cette méthode pourra consulter la thèse accessible en ligne référencée [12]. Elle est basée sur des déterminations expérimentales et sur une représentation en mode commun du système complet par des matrices quadripolaires. Le modèle est réduit à cette seule propagation ce qui est limitatif, mais ce mode est largement responsable des principales perturbations générées par ces dispositifs. Nous avons choisi de minimiser la complexité du modèle afin de le rendre facilement calculable ; l'enchaînement de quadripôles est intéressant de ce point de vue. Les résultats obtenus prouvent qu'il est possible de déterminer avec une précision correcte l'amplitude des courants de mode commun en divers endroits du système.

Cette méthode est bien adaptée à la conception de filtres pour la réduction des perturbations de mode commun : en insérant entre le RSIL et l'onduleur un filtre de mode commun sous la forme d'un quadripôle, il est possible de concevoir ses composants de manière à obtenir l'atténuation souhaitée. Enfin, cette architecture de modèle est suffisamment polyvalente pour être adaptée à des paramètres issus de modèles physiques, de simulations ou de mesures (tel qu'effectué ici). En outre, cette méthode est bien adaptée pour représenter le courant de mode commun circulant dans n'importe quelle partie du système : réseau amont, redresseur, onduleur, câbles d'alimentation, châssis du moteur ou même arbre du rotor ou charge entraînée ; il suffit alors de chaîner les quadripôles correspondants.

3 - Conclusion

Les exemples présentés dans cet article ont pour objectif de décrire les phénomènes de compatibilité électromagnétiques selon l'approche classique (sources - couplage) et d'établir leur origine dans le fonctionnement des structures d'électronique de puissance et dans les multiples chemins de propagation internes au convertisseur, dans les câbles de liaison ou dans les charges alimentées (machines électriques). On a montré qu'une approche simplifiée est possible pour prédire les perturbations conduites dans un cas simple et bien défini en termes d'environnement (hacheur) mais qu'il est nécessaire de recourir à des modèles numériques hors de ce cas. La simulation des perturbations conduite peut être réalisée dans le domaine temporel en ajoutant au schéma électrique du dispositif ses couplages à l'environnement (capacitifs, mutuelles) et les éléments parasites (inductances de câblage, capacités parasites, etc.). Cette représentation peut être aussi traitée dans le domaine fréquentiel, les sources devant être définies dans ce domaine également. Ainsi, la représentation des couplages et des chemins de propagation par des modèles circuits est souvent bien adaptée dans une bande de fréquence limitée à quelques 10 MHz car au-delà, les phénomènes de propagation nécessitent d'autres approches.

- La détermination des chemins de propagation et/ou des couplages dans un système de puissance par des impédances localisées peut être réalisée de façon prédictive comme on l'a vu dans le cas du moteur au §2.2 mais aussi par voie expérimentale comme présenté au §2.3. L'approche est cependant limitée à la représentation quasi-statique des phénomènes comme évoqué plus haut, c'est-à-dire lorsque la longueur d'un conducteur est de l'ordre du dixième de la longueur d'onde de la fréquence la plus haute qui le parcourt.

- La représentation des sources sous la forme de générateurs équivalents de tension (ou de courant) associées ou pas à des impédances internes équivalentes nécessite une modélisation fine des commutations des semiconducteurs : là aussi une approche prédictive avec des modèles précis des interrupteurs de puissance est possible, ce qui conduit souvent à des temps de calculs longs. Toutefois, une approche purement comportementale est possible, où l'on acquiert les grandeurs sources expérimentalement, soit dans le domaine temporel, soit en fréquentiel.

Un schéma global d'approche de la simulation en CEM en vue de tester la conformité à des normes est proposé à la Figure 43 pour prédire les perturbations conduites et rayonnées dans un dispositif quelconque. Il est basé sur une représentation circuit des fonctions de couplage conduites et sur une modélisation analytique ou numérique des fonctions de couplage rayonnées. Les paramètres des différents modèles peuvent être renseignés de multiples façons : numérique, analytique ou expérimentale.

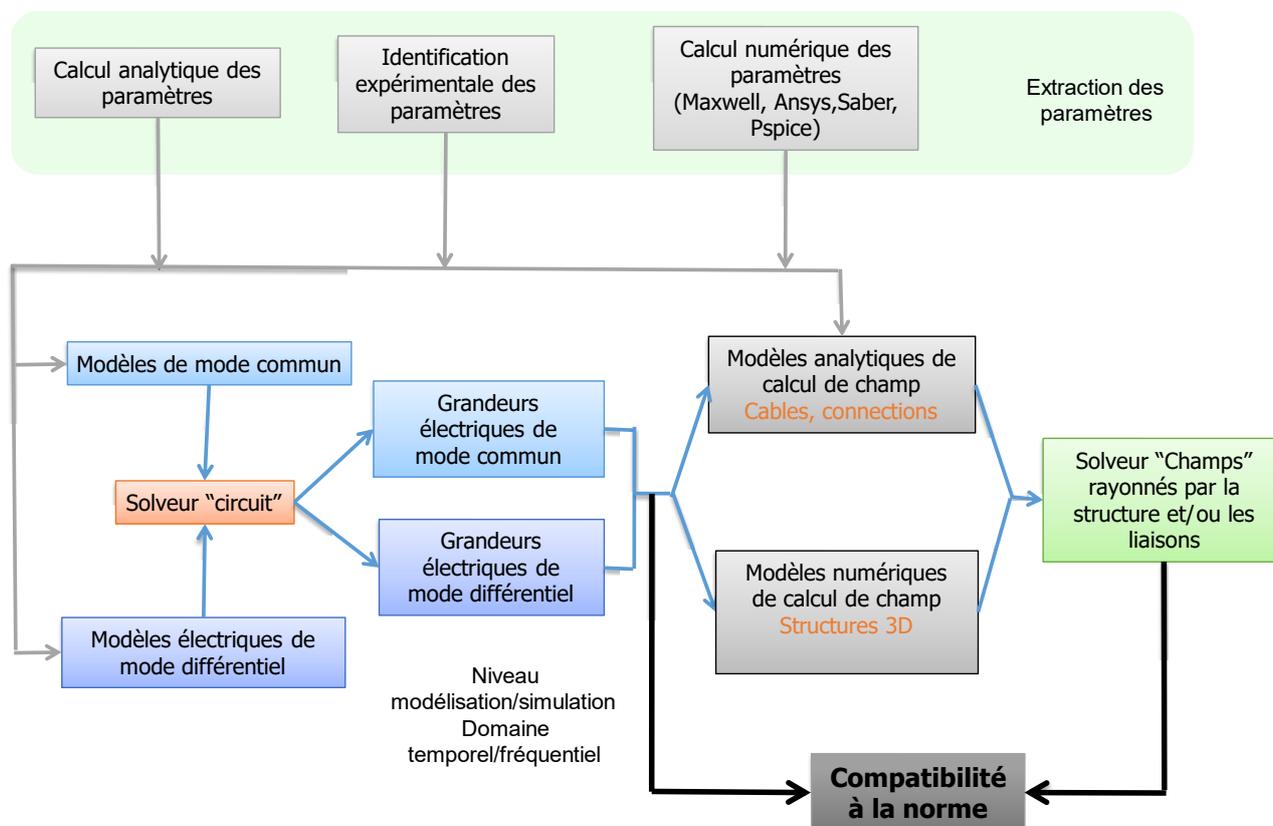
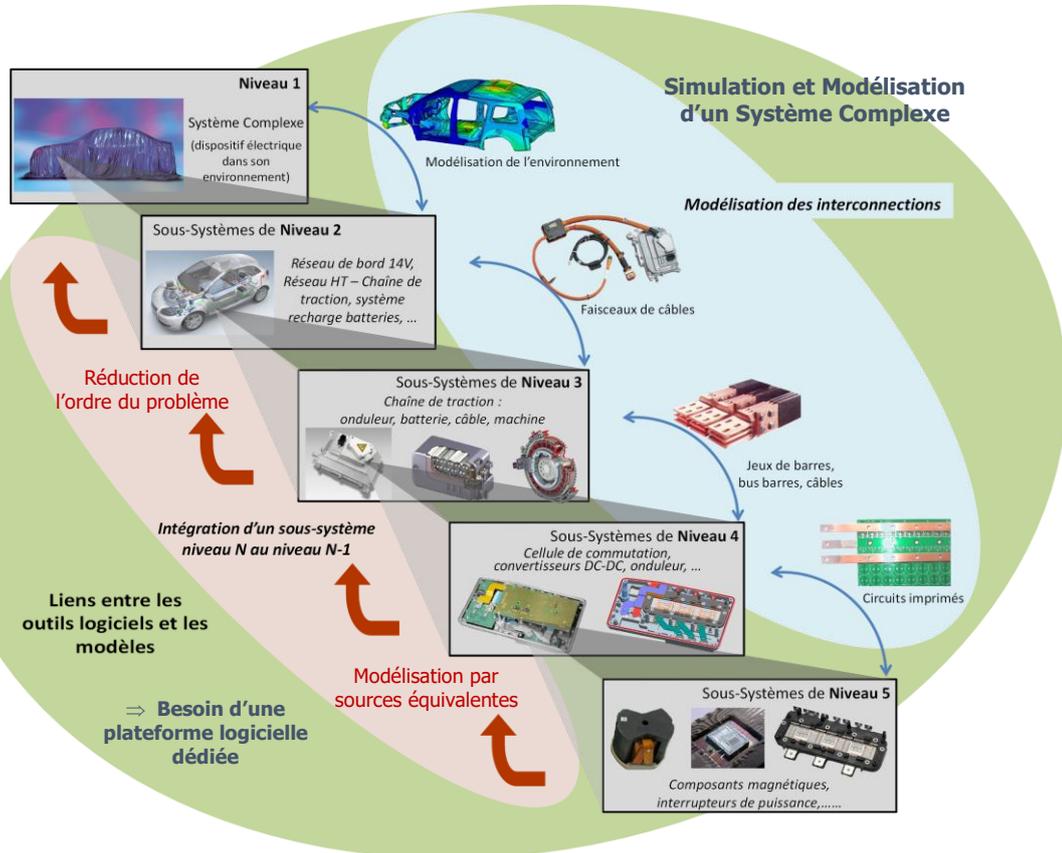


Figure 43 : Approche globale pour la simulation CEM en électronique de puissance

Comme on peut le constater, cette approche nécessite un environnement numérique intégré pour pouvoir chaîner les différentes étapes de simulation. Malheureusement, cet environnement n'existe pas encore chez les principaux éditeurs de logiciels, il reste donc du chemin à parcourir pour que la simulation en CEM dispose d'outils aussi aboutis qu'en simulation en microélectronique ou en mécanique !

Enfin, pour des systèmes très complexes, il serait également nécessaire de disposer d'une telle plateforme logicielle qui permettrait de hiérarchiser les modèles et de les interconnecter en gérant de façon efficace les problématiques d'échelles de temps et d'espace, très différents selon les niveaux hiérarchiques de la représentation : du composant au système comme représenté ci-après.



Références :

[1] F. Costa, Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs haute fréquence, thèse de doctorat de l'université d'Orsay Paris-Sud, avril 1992.

[2] N. Boucenna, Contribution à la modélisation en compatibilité électromagnétique des machines électriques triphasées, thèse de l'ENS de Cachan, mai 2014. <https://theses.hal.science/tel-01064831v2/document>

[3] A. Piat, Contribution à la prise en compte de paramètres incertains dans la modélisation prédictive des impédances de Mode Commun et Différentiel d'une machine électrique à grand nombre de spires, thèse de l'université Paris-Saclay, décembre 2024. <https://theses.hal.science/tel-04834164v1/document>

[4] Ch. Vermaelen, Contribution à la modélisation et à la Réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, thèse de l'ENS de Cachan, décembre 2003. <https://theses.hal.science/tel-00661714v1/document>

[5] A. Muetze, Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors, Doctoral Dissertation, Darmstadt University of Technology, Germany, 2004.

[6] E. Wittek, M. Kriese, H. Tischmacher, S. Gattermann, B. Ponick, and G. Poll, Capacitances and lubricant film thicknesses of motor bearings under different operating conditions, Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference, pp. 0-5, 2010.

[7] F. Costa, Ch. Vollaie, R. Meuret, Modeling of conducted common mode perturbations in variable-speed drive systems, IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 47, N° 4, pp.1012-1021, nov. 2005. DOI 10.1109/TEMC.2005.857365.

[8] F. Costa, Principe généraux de la compatibilité électromagnétique, 2025, https://sti.eduscol.education.fr/si-ens-paris-saclay/ressources_pedagogiques/principes-generaux-dela-compatibilite-electromagnetique

[9] A. Puzo, "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées dans les convertisseurs haute fréquence", thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, juin 1992.

[10] Combes, Sautereau, Graffeuil, "Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes", éditions Dunod.

[11] E. Labouré, "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées", thèse de doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, octobre 1995.

[12] C. Jettanasen, « Modelisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aeronautique ; optimisation du filtrage », thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, décembre 2008.

<https://theses.hal.science/tel-00353034v1/document>