

Caractéristiques et évolution du bruit électromagnétique dans les dispositifs d'alimentation embarqués sur aéronef

François Costa^{*,**}, Christian Vollaire^{***}

^{*}SATIE (UMR 8029), ENS Cachan, PRES UniverSud, 61 av. du Pdt Wilson, 94235 Cachan, France

^{**}IUFM de Créteil, Université Paris 12, place du 8 mai 1945, 93000 Saint-Denis, France,

^{***}AMPERE (UMR 5005), Ecole Centrale de Lyon, 36 Av. Guy de Collonge, 69131 Ecully, France.

Résumé- Cet article décrit les mécanismes de perturbations électromagnétiques à l'œuvre dans les convertisseurs électroniques d'énergie, de plus en plus présents dans les aéronefs car ils facilitent la maintenance, permettent une réduction des coûts et un accroissement de la charge utile. Par une approche de modélisation simple, on montrera que ces dispositifs sont intrinsèquement très polluants sur une très large plage de fréquence. On indiquera quelques points liés à la technologie des semi-conducteurs qui contribuent à ces phénomènes, mais aussi que tous les éléments de la fonction électrifiée contribuent à la génération ou à la transmission des perturbations EM (sources, câbles, actionneurs). Ainsi, cet article veut sensibiliser le concepteur de sous-système à la prise en compte de la CEM dès la phase initiale de conception.

I. Introduction

Depuis environ 40 ans, le domaine du traitement de l'énergie a été bouleversé par l'émergence de l'électronique de puissance. Ce domaine est le support du traitement de l'énergie électrique (conditionnement, réglage) au même titre que l'électronique numérique l'est pour le traitement du signal. Il est remarquable de constater que ces deux domaines sont basés sur le fonctionnement en commutation des semi-conducteurs. Dans le premier cas, il s'agit de composants de puissance (IGBT, MOSFET, diodes, etc..) à conduction verticale qui, en régime de commutation, confèrent aux convertisseurs statiques où ils sont utilisés un rendement très élevé; dans l'autre cas, il s'agit de composants latéraux fortement intégrés permettant d'accroître la vitesse de traitement de l'information. Dans tous les cas, ce fonctionnement en régime de commutation à fréquence élevée donne lieu à des perturbations électromagnétiques. Les phénomènes de couplage proches ou par rayonnement sont proportionnels à la dérivée temporelle des grandeurs électriques : Mdi/dt , CdV/dt ; ils sont donc d'autant plus importants que ces grandeurs sont naturellement grandes et que les harmoniques des grandeurs électriques commutées sont à fréquences élevées.

Les progrès des composants de l'électronique de puissance, précédemment cantonnée dans le domaine de la traction ferroviaire, des applications militaires et industrielles, ont permis un large développement dans les applications de grande diffusion où, miniaturisée, elle assure une meilleure gestion de l'énergie : automobile, aéronautique, domotique, éclairage, bureautique, appareils nomades, etc.. Ainsi la

pollution électromagnétique est devenue un point sensible à cause du nombre sans cesse croissant de dispositifs en service et de l'accroissement de leur fréquence et de leur vitesse de commutation; conséquences de l'amélioration des rendements et de la diminution des volumes.

Ainsi, la législation normative en matière de compatibilité électromagnétique (CEM) a-t-elle fortement évolué cette dernière décennie. En conséquence, la conception d'un dispositif de conversion statique doit répondre à trois types de contraintes : efficacité énergétique, volume minimal et CEM.

I.1. L'avion plus électrique : les sources de bruits

La souplesse de contrôle, les gains d'énergie possibles et la maintenance facilitée sont les grands atouts des actionneurs électriques commandés par des convertisseurs statiques d'énergie électrique. Ces caractéristique expliquent l'évolution qu'on a pu observer dans le domaine automobile : électrification des auxiliaires du moteur thermique (ventilateur et pompe à eau à vitesse variable), fonctions plus complexes telle la direction assistée ou la climatisation et maintenant le stop & start ou la traction hybride. La même évolution est en train de s'opérer dans l'avion : commandes de vol électro-hydrauliques, inverseur de poussée, train d'atterrissage et freinage électrique, pompe à kérosène, etc... La figure 1 illustre les fonctions potentiellement électrifiables dans l'avion. Cette évolution se traduit par un gain de masse, de charge utile, une réduction de la consommation de kérosène et une maintenance facilitée et à meilleur coût.

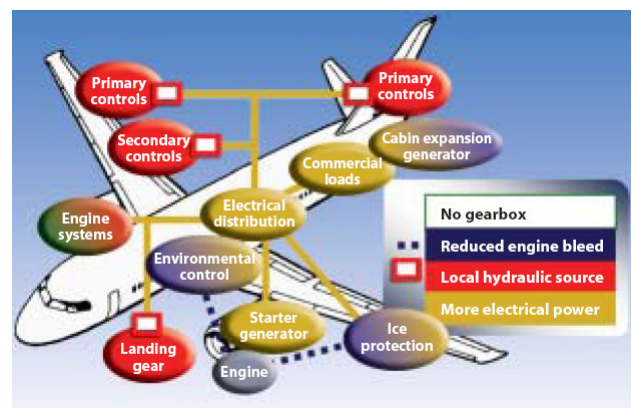


Fig. 1 - Fonctions électrifiables dans un avion pour une optimisation énergétique [1].

Ainsi, la part prise par l'énergie électrique dans les futurs avions ne fait que croître, l'Airbus A380 a une puissance installée de 600kW, le Boeing 787 900kW ! Il en résulte que les futurs réseaux embarqués doivent être adaptés à cette évolution, passant du 115V triphasé 400Hz au continu +/- 270V. La brique de base permettant le contrôle de l'énergie électrique dans ce type de réseau est l'onduleur triphasé, connecté via des câbles (blindés ou non) à l'actionneur d'une part et au réseau de bord d'autre part. La figure 2 illustre la configuration générique de ce type d'alimentation.

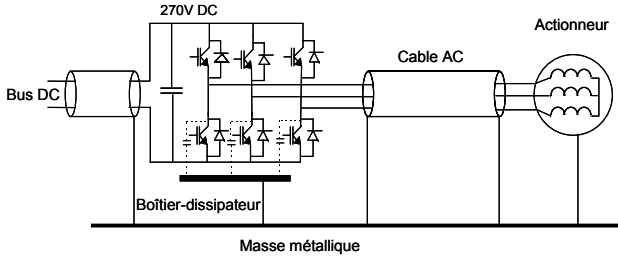


Fig. 2 - Structure générique d'alimentation des actionneurs électriques d'un avions (EHA, reverse, frein, commande de pompe, etc..).

Les principales structures de conversion statique d'énergie électrique qu'on peut trouver dans les avions sont :

- alimentation AC-DC ou DC-DC, leur puissance s'étage de quelques 10W au kW, la fréquence de fonctionnement est comprise entre quelques 10 et quelques 100 kHz,
- onduleur de tension, ils sont utilisés pour les actionneurs électriques ou en association avec les générateurs de bord (redresseur MLI) pour la génération de tension AC. Les puissances s'étagent de quelques kW à quelques 100kW, les fréquences de commutation sont de l'ordre de quelques 10kHz.

Dans ce type de configuration, le convertisseur (bruyant) peut être distant de l'actionneur de plusieurs dizaines de mètres. Le câble AC est parcouru par des courants et tensions à variations brutales, à haute fréquence et de forte amplitude. Enfin, ces dispositifs sont générateurs de courant de mode commun par essence même de fonctionnement comme on le verra plus loin ; eux-mêmes sources de rayonnement EM.

Il est de ce fait important de comprendre les caractéristiques et les évolutions des bruits électromagnétiques dans ce domaine, c'est l'objet de cet article.

II. Facteurs d'accroissement du bruit

Les facteurs d'accroissement du bruit des dispositifs de conversion statique sont multiples, ils sont de plusieurs ordres.

II.1. Evolutions technologiques des composants actifs et passifs

La recherche de miniaturisation des dispositifs d'alimentation a conduit au développement de semi-conducteurs dont la fréquence de travail n'a cessé d'augmenter : actuellement une alimentation DC-DC fonctionne à 500kHz alors que 10 ans auparavant la fréquence était plutôt de l'ordre de 20 à 50kHz. Cette tendance se poursuit, on voit des annonces pour des dispositifs commutant à 3 MHz. Cette évolution a été rendue possible par une meilleure maîtrise des procédés

technologiques de fabrication des composants de puissance et des topologies innovantes (COOLMOS, IGBT Trench, etc..) et l'usage de matériaux différents comme le SiC. Malheureusement, la nuisance CEM a aussi cru avec l'accroissement des performances !

II.2. Diversité des domaines d'usage

Les domaines d'application où on rencontre des dispositifs d'alimentation basés sur la commutation se sont fortement multipliés durant les trois dernières décades. On est passé d'applications limitées au domaine de la traction ferroviaire (thyristors, GTO) et aux entraînements à vitesse variable en milieu industriel (onduleur à transistor bipolaire et diode rapide alimentant des moteurs synchrones et/ou asynchrone) ou au chauffage par induction à des applications généralisées dans le domaine des transports : automobile, aéronautique, domotique, informatique personnelle, éclairage fluorescent et maintenant à LED. L'évolution technologique a sélectionné les composants à grille isolée, faciles à commander et présentant soit une conduction par champ électrique (MOSFET) soit une conduction par champ et par diffusion (IGBT). Ils ont évolué en haute tension en diminuant les temps de commutation. L'usage de ces composants a permis un fort accroissement des fréquences de commutation autorisant la miniaturisation des dispositifs de conversion statiques, favorisant ainsi leur usage. Similairement, la réduction des temps de commutation a permis la réduction des pertes, favorisant aussi la réduction de volume. Toutefois ces avantages trouvent leur limitation dans les fortes contraintes CEM qu'ils occasionnent. Le tableau 1 montre l'évolution des contraintes électriques liées aux évolutions technologiques des interrupteurs de puissance. On peut constater globalement une élévation continue des fréquences et des vitesses de commutation, les dV/dt et dI/dt ayant aussi augmentés.

Tableau I - évolution des performances des interrupteurs de puissance, (chiffres indicatifs par puce élémentaire)

Ans	Interrupteurs	calibres	Fréq.	dV/dt, dI/dt
1970	Thyristors, Diode de puissance	3kV, 3kA	100Hz	1kV/µs 100A/µs
1980	GTO ¹ , Transistors bipolaires, Diodes rapides	3kV, 3kA, 100A, 1kV	300Hz, qqes kHz	10kV/µs, qqes 100kA/µs
1985	MOSFET	50A, 1000V	qqes 100kHz	qqes 10kV/µs, qqes kA/µs
1990	IGBT ²	100A, 1000V	qqes kHz	qqes 10kV/µs, qqes kA/µs
2000	COOLMOS	50A, 600V	qqes 100kHz	qqes 10kV/µs, qqes kA/µs
2000	IGBT (réseau 400V)	100A, 1,2kV	10-100 kHz	qqes 10kV/µs

¹ Gate Turn-off Thyristor

² Insulated Grid Bipolar Transistor

				qqques kA/μs
2003	TrenchMOS	50A, 25V	1MHz	qqques 10kV/μs, qqques kA/μs
2005	IGBT (traction)	100A, 6kV	qqques kHz	qqques 100kV/μs, qqques 10kA/μs
2005	Diodes Schottky SiC	10A, 600V	qqques 100kHz	
2010	JFET SiC IGBT SiC	10A, 1200V	qqques 10- 100 kHz	qqques 100kV/μs, qqques 10kA/μs

Les futurs composants de commutation basés non plus sur le Si mais le SiC sont développés dans deux objectifs :

- le fonctionnement à haute température (200 voire 300°C) dans les applications aéronautiques et automobiles,
- le fonctionnement à haute tension (qqques 10kV) pour les applications en traction ferroviaire et sur les réseaux haute tension.

Des études préalables ont aussi montré que leur impact CEM s'est aussi accru, élevant la gamme fréquence des perturbations qu'ils génèrent.

II.3. Etendue spectrale du bruit dans les dispositifs de conversion statique

A l'inverse de dispositifs qui génèrent une pollution électromagnétique sur une plage réduite de fréquence, les dispositifs de conversion statique émettent sur une plage très large ainsi que décrit à la figure 3. Chaque étage de conversion, du redresseur d'entrée fonctionnant à la fréquence du réseau, jusqu'aux étages de puissance commutant à quelques dizaines ou centaines de kHz et aux étages de commandes contribuent de façon complexe à l'émission des perturbations conduites et rayonnées, selon la structure de conversion, son mode de commutation et la nature technologique des interrupteurs. De plus, les sources interfèrent entre-elles donnant lieu à des effets complexes d'intermodulation.

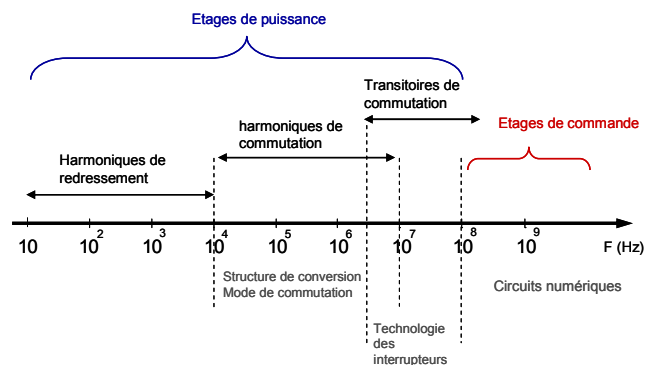


Fig. 3 - Répartition spectrale des bruits électromagnétiques dans un convertisseur statique.

Ainsi, les dispositifs de conversion d'énergie électriques sont des contributeurs très sévères à la pollution électromagnétique.

II.4. Les enjeux de la maîtrise du bruit EM

On constate donc que la maîtrise des bruits électromagnétiques de ces dispositifs constitue un enjeu très important pour la sûreté de fonctionnement et le non

brouillage de l'avionique. Sur les avions d'arme, à ces critères, s'ajoute aussi celui de furtivité. L'objectif d'aboutir à l'avion plus électrique impose donc une CEM maîtrisée dès la phase de conception d'un système, ce qui implique une bonne connaissance des phénomènes en jeu à la source.

III. Sources de bruit : la cellule de commutation et sa commande

La conversion statique d'énergie électrique (alimentation à découpage, onduleur, redresseur, etc..) est basée sur le principe de la cellule de commutation : c'est l'association de deux interrupteurs qui permet la gestion de l'énergie entre une source de tension d'entrée et une source de courant de sortie (figure 4). L'interrupteur principal est commandé par une fonction de modulation ($fm(t)$ périodique, à valeur binaire et rapport cyclique ($\alpha=t_{on}/T_d$) variable) qui module le transfert de puissance selon la valeur du rapport cyclique α . La notion de source doit être comprise au sens où elle est capable d'imposer une grandeur quasi-constante (tension ou courant) à l'échelle de la période de découpage. Cette caractéristique est généralement donnée par la présence de composants réactifs (condensateur d'entrée C_e ou inductance de lissage en sortie).

Ainsi, il est remarquable de noter que les grandeurs externes de la cellule de commutation (E, I_o) sont constantes alors que les grandeurs internes (i_c, v_k) sont variables, modulées par la fonction $fm(t)$.

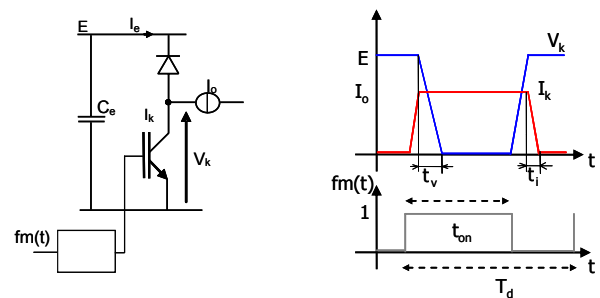


Fig. 4 - Cellule de commutation et formes d'ondes associées.

Il est possible d'exprimer les tensions et courants variables de la cellule de commutation en fonction de celles qui sont constantes :

$$v_k(t) = fm(t) \cdot E \quad (1)$$

$$i_c(t) = fm(t) \cdot I_o \quad (2)$$

Des relations précédentes, on déduit la loi de réglage de la puissance convertie :

$$P_s = \langle v_k \rangle \cdot I_o = \alpha \cdot E I_o \quad (3)$$

Ainsi, sur ce principe, toutes les fonctions de conversion statique peuvent être réalisées, on ajoute parfois un transformateur dans la structure lorsqu'un isolement galvanique est nécessaire.

III.1. Origine des perturbations conduites et rayonnées dans les convertisseurs statiques

Les grandeurs électriques sont très fortement variables dans la maille de commutation. En effet, pour réduire les pertes lors des commutations (présence simultanée de la tension et du courant dans les interrupteurs), il est nécessaire que les

commutations soient très rapides. Actuellement, l'ordre de grandeur des gradients de commutation est de l'ordre de 100 à 1000 A/ μ s pour les dI/dt et de 5 à 50 kV/ μ s pour les dV/dt . A titre d'illustration, la figure 5 schématise ces phénomènes dans un hacheur relié à un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) : dans la maille entourant la zone hachurée, le courant I_e subit des variations très rapides à haute fréquence ; la boucle ainsi constituée s'apparente à un dipôle rayonnant magnétique : le condensateur de découplage d'entrée C_e limité dans sa fonction par ses imperfections (résistance et inductance série l_p), ne suffit généralement pas à empêcher la propagation sur le réseau d'alimentation d'un courant parasite impulsionnel I_p .

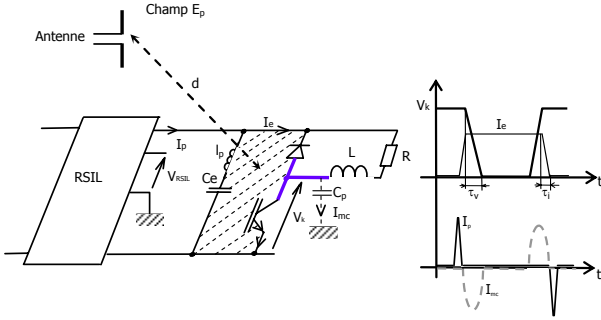


Fig. 5 - Origine et mode de couplage des perturbations électromagnétiques d'un convertisseur statique.

Par ailleurs, les conducteurs représentés en bleu subissent les fortes variations de la tension V_k , ils constituent un dipôle rayonnant électrique et peuvent transmettre à la terre des courants impulsionnels I_{mc} via la capacité parasite symbolisée par C_p entre le dispositif et la terre.

III.2. Modélisation

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 6, où apparaissent les sources de courant I_e et de tension $V_{mc}=V_k$.

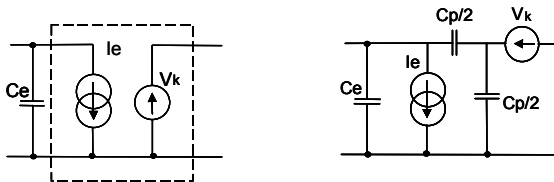


Fig. 6 - Modèles de la cellule de commutation pour la représentation des perturbations conduites.

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

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 dans le domaine fréquentiel.

On complète la description du modèle avec les impédances de liaison des différents potentiels de la cellule à la référence de potentiel (terre, châssis, etc.). Ces impédances immatérielles représentent les effets des couplages parasites entre le convertisseur et son environnement électrique. Toutes les imperfections des composants passifs et actifs peuvent être incluses dans ce modèle (figure 7). 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 peut alors exprimer le courant I_p qui circule dans chaque impédance du RSIL par :

$$I_p = I_e \cdot C_1(f) + V_k \cdot C_2(f) \quad (4)$$

Les fonctions $C_1(f)$ et $C_2(f)$ sont représentatives des couplages des sources I_e et V_k en mode différentiel et en mode commun dans le domaine fréquentiel. En fait, elles sont analogues à des fonctions de transfert qui permettent de relier les sources internes de perturbations aux grandeurs mesurées par le RSIL. Ces fonctions peuvent être calculées analytiquement en localisant toutes les impédances du système, elles peuvent aussi être obtenues expérimentalement par la mesure directe à l'analyseur d'impédance.

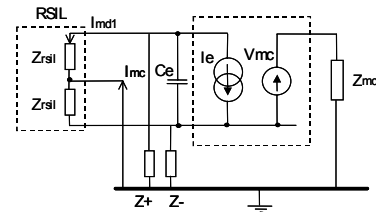


Fig. 7 - Modèles CEM de la cellule de commutation par source équivalentes et couplages localisés.

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 C_1 est dominante pour le mode différentiel et la fonction C_2 l'est pour le mode commun [2]. Deux points apparaissent alors comme déterminants :

- les sources d'excitation I_e , V_k , caractérisées dans le domaine fréquentiel,
- leurs fonctions de couplage $C_1(f)$, $C_2(f)$,

Un exemple très simplifié d'exploitation est illustré à la figure 7. On a représenté pour ce cas simple les fonctions de couplage $C_1(f)$ et $C_2(f)$ (figure 8). On peut noter le minimum de C_1 , dû à la résonance propre du condensateur C_e .

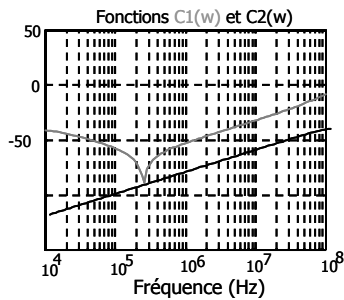


Fig. 8 - Evolution fréquentielle des fonctions de couplage $C_1(f)$ et $C_2(f)$.

On en déduit le spectre des perturbations conduites sur le RSIL par application de l'expression (4). La figure 9 montre une comparaison entre spectre calculé et mesuré en utilisant ce principe de modélisation. Le support est un hacheur commutant à 15kHz alimenté sous 48V et fournissant un courant de sortie de 2A.

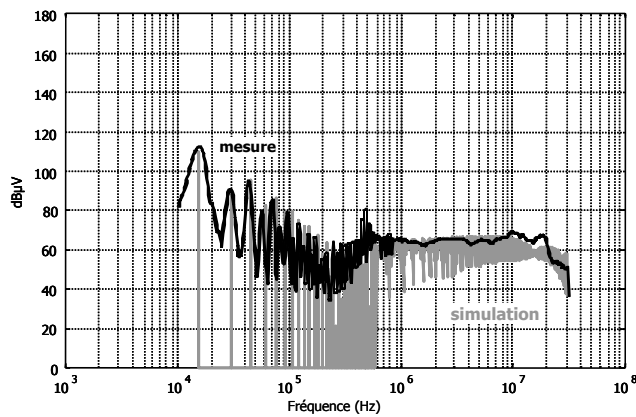


Fig. 9 - Comparaison entre simulation à partir du modèle fréquentiel et mesures dans le cas d'un hacheur.

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 :

$$E_p = I_e \cdot R_1^E(\text{géométrie, circuit}) + V_k \cdot R_2^E(\text{géométrie, circuit}) \quad (5)$$

$$H_p = I_e \cdot R_1^H(\text{géométrie, circuit}) + V_k \cdot R_2^H(\text{géométrie, circuit}) \quad (6)$$

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. Le modèle de sources défini plus haut ne permet pas de rendre compte de la présence de raies à très haute fréquence dans le spectre des signaux parasites. Leur origine réside dans les multiples composants parasites de la structure de conversion (figure 10), c'est à dire :

- les capacités parasites des interrupteurs bloqués.
- les inductances parasites de câblage ou intrinsèques aux composants (bonding des composants actifs, condensateur C_e , etc.).
- les couplages capacitifs et inductifs vis-à-vis de la masse dans la cellule de commutation et dans la charge.

Leur effet se traduit par l'apparition de résonances HF dans le spectre des signaux parasites d'autant plus importantes que l'interrupteur est commandé rapidement, car les pertes par commutation n'amortissent que très peu les régimes libres. Ces régimes peuvent atteindre plusieurs dizaines de MHz, voire d'avantage pour les convertisseurs basse tension fort courant (voir spectre figure 13, entre 10 et 50MHz).

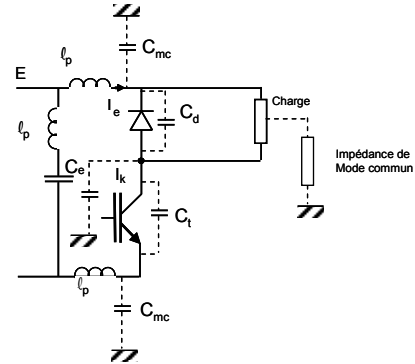


Fig. 10 - Modèle de la cellule de commutation avec les imperfections occasionnant l'apparition de résonances HF.

III.3. Autres modes de commutation : la commutation douce, intérêts et contraintes.

Moyennant l'introduction de composants réactifs dans la cellule de commutation, il est possible « d'adoucir » des transitoires de commutation des tensions et courants et de faire décroître leur enveloppe spectrale en fonction de la fréquence plus rapidement qu'en commutation commandée classique [3]. La cellule de commutation est modifiée comme représenté à la figure 11. Toutes grandeurs de sorties égales, on constate l'intérêt de faire fonctionner le convertisseur dans ce mode.

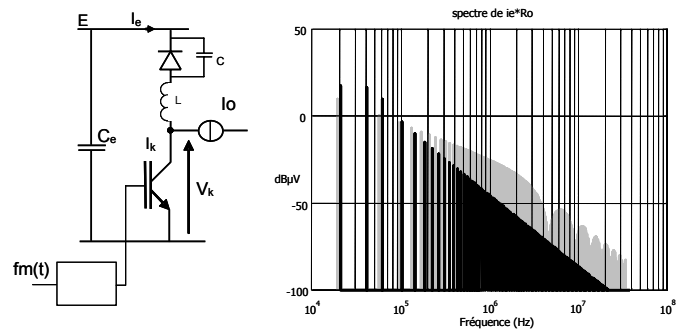


Fig. 11 - Structure de conversion à commutation douce, spectres comparatifs du courant I_e , noir : commutation douce, gris : commutation commandée.

Le spectre du courant décroît en $1/F^3$, inversement au cas de commutation classique où il décroît d'abord en $1/F$ puis en $1/F^2$. Il en résulte donc un impact plus faible en termes de perturbations en HF.

III.4. Aspects technologiques

La technologie des semi-conducteurs de puissance et leur commande détermine significativement les perturbations émises. A titre d'illustration, la figure 12 montre l'évolution du spectre de perturbations conduites d'un hacheur (15kHz, $V_{in}=48V$, $I_{out}=2A$) pour deux technologies différentes de diode. On observe que toutes choses égales par ailleurs, la

diode à recouvrement rapide (snap off) est nettement plus perturbante que la diode soft.

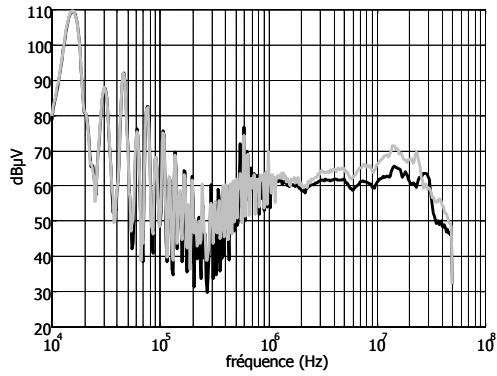


Fig. 12 - Spectre de perturbation conduite, (hacheur 15kHz, $V_{in}=48V$, $I_{out}=2A$), gris : diode snap off, noir, diode soft.

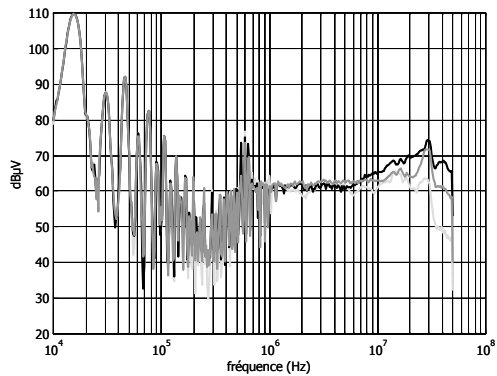


Fig. 13 - Impact de la commande de grille d'un MOSFET sur les perturbations conduites (hacheur 15kHz, $V_{in}=48V$, $I_{out}=2A$). gris clair : $R_g=68\Omega$, gris : $R_g=22\Omega$, noir : $R_g=0\Omega$.

Similairement, la commande de grille des transistors de puissance (MOSFET ou IGBT) impacte assez fortement le niveau de perturbation, comme le montre les courbes de la figure 13, mesurées sur le hacheur précédent. Dans cet essai, on a fait varier la résistance de grille du transistor MOSFET du hacheur. On observe en haute fréquence (gamme 1-10MHz) des variations considérables du niveau de bruit émis, ainsi que l'excitation de résonances intrinsèques à la structure de conversion.

Les conséquences sont évidemment similaires sur les perturbations rayonnées par cette structure de conversion.

III.4. Autres sources de bruit de commutation

Les semi-conducteurs de puissance sont commandés par des circuits numériques de type FPGA, micro-contrôleurs ou processeurs numériques de signal. Les horloges de ces dispositifs sont situées dans une gamme de fréquence allant de la centaine de MHz à quelques GHz, elles sont donc aussi des sources de bruit électromagnétiques significatives qui interviennent souvent au-delà de la bande de perturbation de la partie puissance. La figure 14 présente le spectre du champ rayonné par un onduleur (fréquence de travail : 4kHz) alimentant un moteur électrique, les raies de forte amplitude (120-160 MHz) sont dues au quartz local mal blindé [4]. On constate que sur cette gamme de fréquence (30-300MHz) c'est bien la commande qui perturbe et non l'étage de puissance (niveau toléré en rouge) !

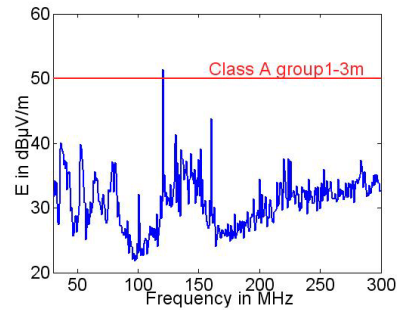


Fig. 14 - Spectre de perturbations rayonnées d'un onduleur alimentant un moteur asynchrone.

IV. Les couplages

Les perturbations électromagnétiques sont transmises à l'extérieur d'un système via différents couplages. Dans le cas des convertisseurs électroniques, les couplages sont localisés à trois niveaux : le convertisseur, les câbles de liaison, l'actionneur alimenté.

IV.1. Couplages intra-convertisseur

Les semi-conducteurs de puissance sont intégrés sous forme de modules pour maximiser la compacité et gérer la thermique. Ce type de packaging est à l'origine de couplage en mode commun important via les capacités parasites entre les semi-conducteurs et le dissipateur généralement relié à la masse (figure 15).

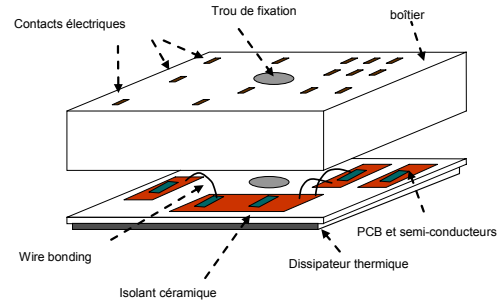


Fig. 15 - Exemple de module de puissance.

Par ailleurs, la connectique interne (bonding) introduit aussi des couplages inductifs importants qui ajoutent des effets sur le fonctionnement du convertisseur [5], mais surtout contribuant au rayonnement en champ proche de la structure, comme montré à la figure 16, qui montre une cartographie en champ proche d'un tel module dans un variateur de vitesse.

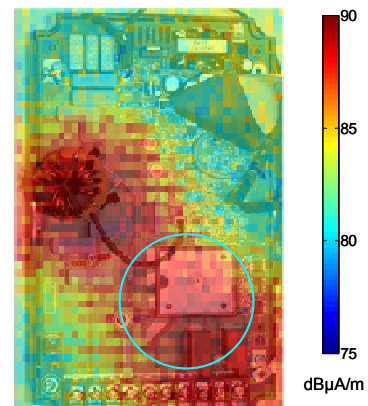


Fig. 16 - Cartographie en champ proche d'un module de puissance, émission due au packaging (cercle bleu).

IV.2. Couplages externes : les câbles et les actionneurs.

Dans les dispositifs spatiaux ou aéronautiques, les liaisons sont assurées dans les cas critiques [2] par des câbles blindés de puissance. Compte tenu de la nature des signaux de puissance véhiculés, les blindages sont parcourus par des courants de mode commun très intenses et le critère d'impédance de transfert prend donc toute son importance pour caractériser l'efficacité de blindage et limiter leur rayonnement.

Les actionneurs électriques sont aussi un lieu de couplage très important en mode commun. La nature même de ces dispositifs, constitués par des bobinages insérés dans les encoches des machines et dont la carcasse est reliée à la masse constitue in lieu idéal de couplage en mode commun. La figure 17 montre l'impédance de mode commun mesurée dans l'actionneur utilisé dans l'inverseur de poussée ETRASTM (moteur synchrone à aimant de 25kW, 25 000tr/mn). On notera qu'en basses fréquences le couplage capacitif équivalent est de l'ordre de 2nF et qu'en haute fréquence, le comportement est complexe donnant lieu à des résonances au courant de mode commun.

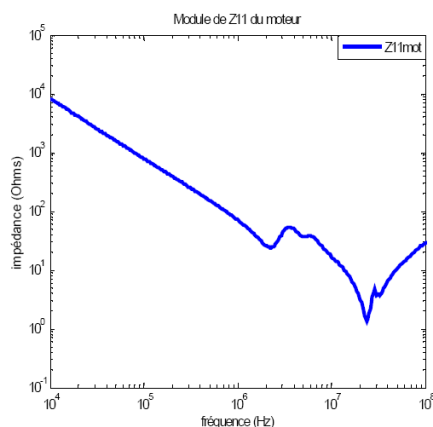


Fig 17 - impédance de mode commun de l'actionneur ETRASTM

V. Conclusion

Cet article a présenté les principaux mécanismes à l'œuvre dans la génération des perturbations électromagnétiques dans les dispositifs de conversion d'énergie électroniques embarqués dans les avions. On a mis en évidence leur très large spectre fréquentiel ainsi que leurs niveaux importants. La compréhension de ces mécanismes (sources et modes de couplage) permet la prise en compte de la CEM dès leur conception [6]. Toutefois, ces dispositifs restent intrinsèquement pollueurs et il conviendra toujours de leur adjoindre des systèmes de filtrage [7] et de blindage.

VI. Bibliographie

- [1] Leister Falayro, « Beyond the more electric aircraft », American Institut of Aeronautics & Astronautics, Aerospace America, sept. 2005.
- [2] F. Costa, C. Vollaie, R. Meuret, « Modeling of Conducted Common Mode Perturbations in Variable-Speed Drive Systems », IEEE Transactions on EMC, Vol. 47, NO. 4, Nov. 2005, pp. 1012-1021.
- [3] F.Costa, D. Magnon, « Graphical analysis of the spectra of EMI sources in power electronics », IEEE trans. On Power Electronics, vol. 20, N°6, pp.1491-1498, nov. 2005.
- [4] F. Costa, E. Labouré, V. Lavabre, M. Patra, L. Paletta, « Validation of numerical calculations of the conducted and radiated emissions : application to a variable speed drive. », IEEE PESC 2000, pp.934-940, Galway (Irlande), juin 2000.
- [5] C.Gautier, A. Guena, F. Costa, « Modélisation des fils de bonding utilisés en électronique de puissance », Congrès CEM'06, Saint Malo, Avril 06, on CDROM.
- [6] F. Reby, R. Bausière, B. Sohier, F. Costa, «Reduction of radiated and conducted emissions in power electronic circuits by the continuous derivative control method (C.D.C.M.). », PEMC98 , pp. G2-13-G2-18, Pragues, septembre 1998.
- [7] B.Revol, F. Costa, « Optimisation des filtres de mode commun associés aux systèmes de variation de vitesse », Congrès CEM'06, Saint Malo, Avril 06, on CDROM.