



HAL
open science

MECEP LOT 5 IMPACT SUR LES EMISSIONS RF CONDUITES DES TECHNOLOGIES EMERGENTES POUR LES ELECTRONIQUES DE PUISSANCE

J L Schanen, P O Jeannin, C Marot, M Meyer

► **To cite this version:**

J L Schanen, P O Jeannin, C Marot, M Meyer. MECEP LOT 5 IMPACT SUR LES EMISSIONS RF CONDUITES DES TECHNOLOGIES EMERGENTES POUR LES ELECTRONIQUES DE PUISSANCE. CEM 2020, Apr 2021, Lyon, France. hal-03194510

HAL Id: hal-03194510

<https://hal.science/hal-03194510v1>

Submitted on 9 Apr 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

MECEP LOT 5 IMPACT SUR LES EMISSIONS RF CONDUITES DES TECHNOLOGIES EMERGENTES POUR LES ELECTRONIQUES DE PUISSANCE

JL. Schanen¹, PO.Jeannin¹, C.Marot², M.Meyer³

¹Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2Elab, 38000 Grenoble, France, jean-luc.schanen@grenoble-inp.fr

²Airbus Group, Campus Engineering, Toulouse, France, christian.marot@airbus.com

³Airbus Helicopters, aéroport international de Marseille Provence, Marignane, France, marc.meyer@airbus.com

Résumé. Cet article résume l'avancée des travaux du Lot 5 du programme MECEP, portant sur l'impact des semiconducteurs à grand gap sur les émissions CEM en électronique de puissance. Les études ont porté sur les effets de l'augmentation de la fréquence de découpage et des vitesses de commutation, combinées aux éléments parasites des convertisseurs. Une analyse des potentialités offerte par l'intégration de la cellule de commutation pour réduire les émissions à la source est également présentée.

I. INTRODUCTION

Le projet MECEP (Maîtrise des Emissions Conduites des Electroniques de Puissance), financé par la DGA/DGAC (Convention 2016 93 0800) vise à revisiter la norme DO160, en analysant les marges et les écarts sur les niveaux des émissions conduites afin d'améliorer leurs maîtrises lors de la définition des architectures système et lors de la conception des équipements de puissance embarqués. Il a également pour objectif de réduire les risques inhérents à l'introduction de l'électronique de puissance moderne par l'application des stratégies de validation et vérification, potentiellement adossées à des démonstrateurs. Dans ce cadre, le WP5 étudie plus particulièrement l'impact des semiconducteurs à grand gap. Même si ce lot n'est pas achevé (fin des travaux en Juillet 2020), cet article présente les principaux axes étudiés. En particulier la partie II abordera l'impact de l'augmentation des fréquences de découpage qui accompagne quasi systématiquement ces semiconducteurs aux pertes réduites. La partie III étudiera l'effet des vitesses de commutation qui excitent des fréquences de plus en plus élevées. Les éléments parasites deviennent donc particulièrement importants à maîtriser, même si leur valeur peut éventuellement être réduite. La partie IV montrera des pistes d'intégration permettant de réduire les émissions CEM à la source.

II. VERS DES FRÉQUENCES DE DÉCOUPAGE PLUS ÉLEVÉES

Un des enjeux essentiels pour l'électronique de puissance en aéronautique est la masse des systèmes embarqués. Les semiconducteurs à grand gap présentant des pertes par commutation bien inférieures à leurs équivalents silicium permettent d'atteindre des fréquences inimaginables auparavant, et ainsi de gagner sur la masse des composants passifs du convertisseur. Cependant l'impact sur la CEM, et donc sur la masse du filtrage associé, n'est pas neutre. A titre d'exemple, la Fig. 1

montre la différence en termes d'émission conduite sur deux démonstrateur identiques en termes de cahier des charges, mais dimensionnés en fonction des caractéristiques des semiconducteurs utilisés. Il s'agit de deux Boost 14V-65V, d'une puissance d'environ 65W. La technologie silicium fonctionne à 165 kHz et la technologie GaN à 500 kHz.

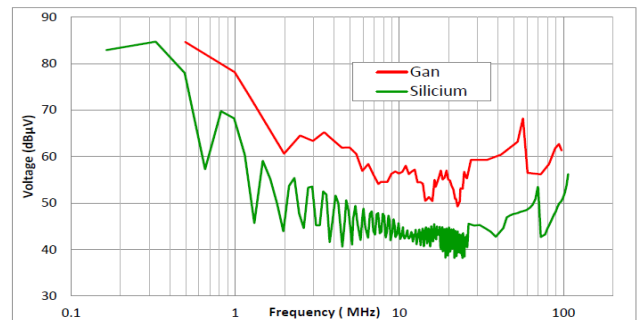
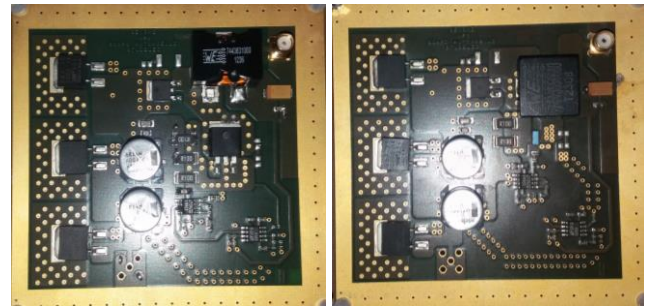


Fig. 1. Comparaison entre deux démonstrateurs: Si à 165 kHz (gauche) et GaN à 500 kHz (droit).

On note une augmentation d'environ 10 dB du niveau de bruit entre les deux réalisations. Nous allons analyser l'origine de cette augmentation et son impact en terme de masse de filtrage CEM.

II.1. Exemple simple: filtrage de mode différentiel

Pour illustrer l'impact de l'augmentation de la fréquence de découpage, en lien avec la définition de la norme à respecter, considérons un modèle simple pour le mode différentiel, représentatif de toute structure de conversion à entrée en tension. On retrouve sur la Fig. 2 une source de courant représentant la charge découpée, et le condensateur d'entrée C_{in} avec ses parasites esl et esr , ainsi que le RSIL DO160 [1] (pour le mode différentiel uniquement). Le mode commun pourrait être traité par un modèle du même type, représenté par une source de tension [2].

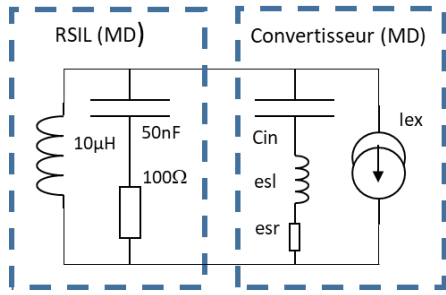


Fig. 2. Modèle pour l'émission en Mode Différentiel.

Pour simplifier l'étude, nous considérons le cas d'un simple hacheur série de rapport cyclique 0.5, la source I_{ex} est donc un créneau variant de 0 à la valeur du courant de charge, que nous fixons arbitrairement à 10A. Comme le montre la Fig. 3 l'augmentation de la fréquence de découpage se traduit classiquement par le décalage du spectre vers la droite.

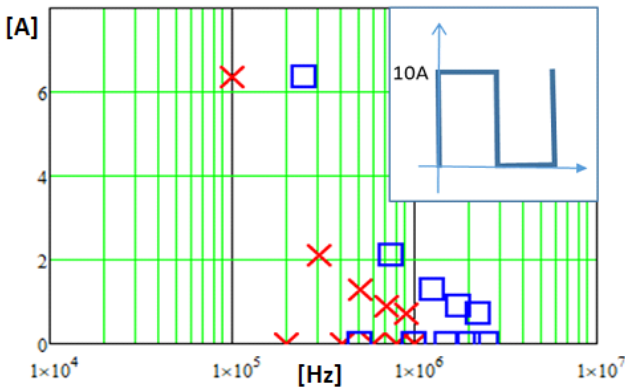


Fig. 3. Allure du courant I_{ex} et sa décomposition en série de Fourier pour deux fréquences de découpage, 100kHz et 250kHz.

Les courants lignes qui doivent respecter la norme vont subir le même effet, à ceci près que le filtrage d'entrée de la capacité C_{in} agit comme un diviseur de courant, dont l'effet varie avec la fréquence, équation (1).

$$I_{ligne}(f) = I_{ex}(f) \cdot \frac{Z_{Cin}(f)}{Z_{Cin}(f) + Z_{RSIL}(f)} \quad (1)$$

On constate sur la Fig. 4 que l'on gagne sur les émissions conduites en découplant à 250kHz en ce qui concerne le niveau maximal d'émission (l'amplitude de la raie à 100kHz est supérieure à celle à 250kHz). En revanche toute la suite du spectre correspondant à la fréquence de découpage de 250kHz est au-dessus de celui à 100kHz. Sur cet exemple simple, on retrouve donc que l'augmentation de la fréquence de découpage engendre bien majoritairement une augmentation des perturbations, comme on l'avait noté sur la Fig. 1.

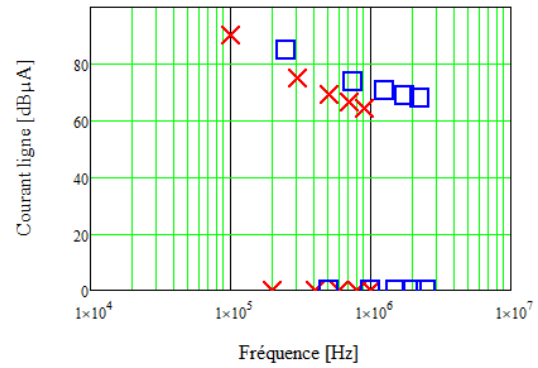


Fig. 4. Décomposition en série de Fourier des courant ligne pour deux fréquences de découpage, 100 kHz et 250 kHz. $C_{in} = 4700 \mu F$, $esl = 20nH$, $esr = 20 m\Omega$.

Analysons maintenant l'impact de ces émissions sur le dimensionnement du filtrage CEM. Classiquement, on définit la fréquence de coupure du filtre par rapport à l'atténuation requise, obtenue en comparant l'amplitude des perturbations à la norme visée. La DO160 commençant à 150kHz, le fondamental du découpage n'est donc pas nécessairement à atténuer, ce qui permet de bénéficier de la décroissance naturelle des harmoniques. La Fig. 5 montre des ruptures brutales de cette fréquence de coupure en fonction de la fréquence de découpage (donc du rang de l'harmonique à atténuer). On note néanmoins que l'allure globale est décroissante, ce qui signifie que la masse du filtre CEM (liée à cette fréquence de coupure) va avoir tendance à augmenter avec la fréquence de découpage. Une fois que le découpage atteint 150 kHz, seul le fondamental est à considérer et ce phénomène de discontinuité n'est plus notable. La norme DO160 est tout d'abord décroissante entre 150 kHz et 2 MHz, ce qui augmente la contrainte sur l'atténuation nécessaire. Cependant la décroissance est moins rapide que celle offerte par le filtrage du second ordre du filtre de mode différentiel: la fréquence de coupure de celui-ci augmente donc. Au-delà de 2 MHz, la norme reste constante, et le filtrage à 40 dB/décade permet d'augmenter encore plus rapidement la fréquence de coupure (et donc de diminuer la masse du filtre CEM). On note tout de même sur cet exemple simple qu'il faudrait découper à 5 MHz pour retrouver une fréquence de coupure / masse du filtre correspondant à un découpage de 10 kHz ! Et réaliser des filtres opérationnels jusqu'à 5MHz n'est pas aisé, à cause notamment des éléments parasites des filtres (ce point sera abordé dans la section III.2), ou de la variation de perméabilité en fonction de la fréquence. L'augmentation des fréquences de découpage n'est donc pas nécessairement synonyme de réduction de la masse en ce qui concerne le filtrage CEM, comme nous allons l'illustrer dans l'exemple de la partie suivante.

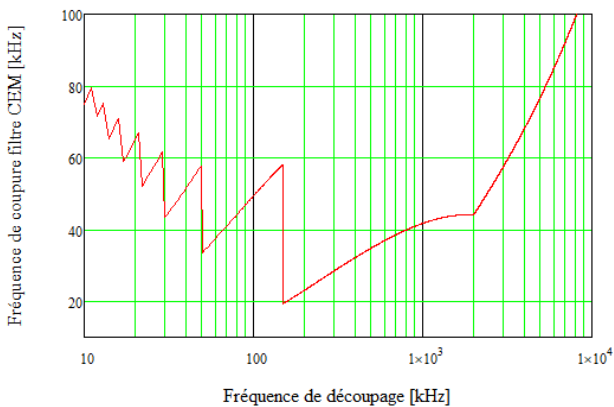


Fig. 5. Fréquence de coupure du filtre CEM de mode différentiel dimensionné pour la D0160 en fonction de la fréquence de découpage.

II.2. Exemple complet: minimisation de la masse d'un filtre CEM (MD et MC) d'une cellule de commutation SiC.

Ces résultats sont issus d'un étude CORAC publiée notamment dans [3]. Il s'agit d'un cas d'école d'une cellule de commutation SiC de 1 kW dont la masse doit être minimisée. Pour ce faire, l'ensemble des modèles de dimensionnement du convertisseur a été décrit dans l'environnement de conception CADES [4]. Ceux-ci tiennent compte de la majorité des phénomènes (diminution de la perméabilité avec la fréquence, contrainte de saturation, inductance et résistance parasite esl , esr des capacités C_x et C_y , ...). La Fig. 6 montre l'évolution de la masse du filtrage CEM en fonction de la fréquence de découpage. On retrouve les mêmes constatations que dans l'exemple simple du filtrage de mode différentiel de la section précédente: la masse du filtrage augmente tout d'abord avec la fréquence de découpage, avec l'effet de "sauts" dû aux harmoniques discrètes, avant de diminuer jusqu'à un minimum atteint à 450 kHz. Au-delà, les comportements parasites dégradent l'effet du filtrage dont la masse doit alors augmenter pour maintenir l'atténuation désirée. Ce point sera abordé à la section III.2.

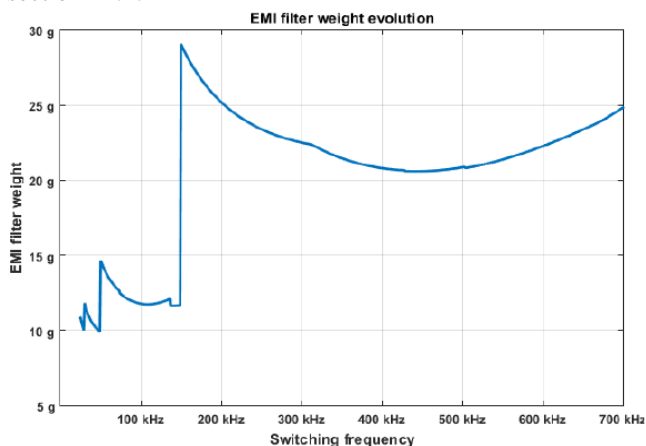


Fig. 6. Evolution de la masse du filtrage CEM en fonction de la fréquence de découpage pour une cellule de commutation SiC de 1 kW. Figure issue de [3].

III. DES VITESSES DE COMMUTATION TOUJOURS PLUS ÉLEVÉES

Une des caractéristiques des semiconducteurs à grand gap, qui permet d'ailleurs la commutation à des fréquences élevées, est leur rapidité de commutation extrêmement élevée. La partie III.1 illustrera les différences en termes d'émission conduite, et la partie III.2 l'importance des éléments parasites.

III.1. Vitesse de commutation et émission conduite

La Fig. 7 montre la classique comparaison entre le spectre d'un créneau de pente infinie et celui d'un trapèze symétrique de temps de montée / descente fini t_m . La rupture de pente de -20dB/décades à -40dB/décades se situe à $0.35/t_m$.

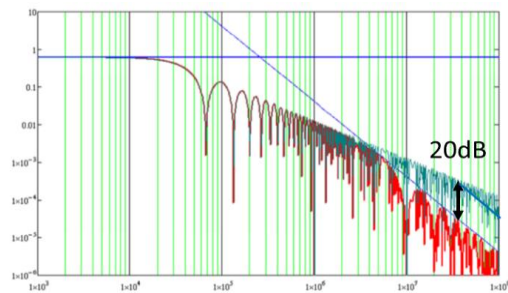


Fig. 7. Spectres d'un créneau et d'un trapèze symétrique. Différence de 20 dB à 35 MHz pour $t_m = 100\text{ns}$

Il est donc clair que le contenu spectral d'une commutation rapide est supérieur à celui d'une commutation conventionnelle. Par exemple, un temps de transition de 100 ns, classique pour un MOSFET silicium, donne une fréquence de rupture de pente d'environ 3.5 MHz. Un transistor GaN 10 fois plus rapide voit cette fréquence passer à 35 MHz, et donc génère à cette fréquence un bruit de 20 dB supérieur.

Pour illustrer cet impact, on peut comparer deux réalisations strictement identiques en terme de dimensionnement et d'implantation (fréquence de découpage, valeurs des composants passifs, routage), l'une avec des composants Silicium, et l'autre avec des composants GaN plus rapides. La Fig. 8 montre le démonstrateur à base de composants GaN. Les boîtiers des composants sont de type GaNpx, avec refroidissement sur le dessus [5]. Pour le Silicium, on utilise également une technologie CMS (Composants Montés en Surface), à base de boîtiers ThinPAK 8x8 [6], de taille un peu plus importante, mais qui ne modifie pas significativement le routage. Malheureusement, des problèmes de limitation de vitesse de commutation du GaN, dus vraisemblablement à des soucis de driver, nous ont empêché d'effectuer la comparaison au moment de rédiger l'article final. Celle-ci sera finalisé d'ici la conférence.

La Fig. 9 montre en simulation l'impact des vitesse de commutation. Un modèle Pspice d'un hacheur série, à base de MOSFET Silicium, incluant un environnement CEM représentatif (RSIL, éléments parasites, ...) est utilisé pour obtenir le courant ligne sur le fil d'alimentation positif.

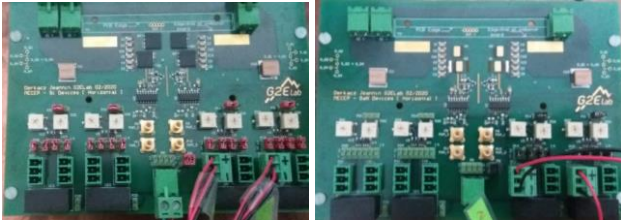


Fig. 8. démonstrateur pour comparer les technologies Si (gauche) et GaN (droite) dans des dimensionnements et implantations identiques.

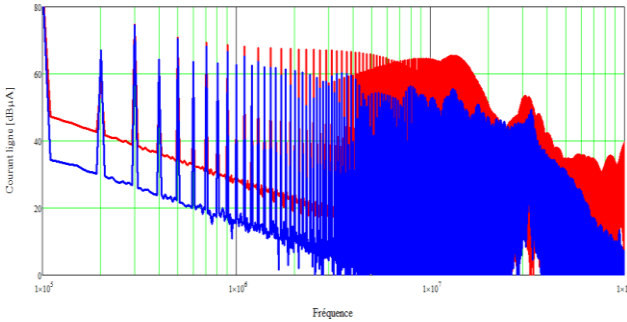


Fig. 9. Courant sur la ligne "plus" pour deux résistances de grille 3 Ω (rouge) et 10 Ω (Bleu) (Simulation Pspice).

Deux résistances de grille différentes sont utilisées pour faire varier les vitesses de commutation et ainsi émuler une différence entre MOSFET Silicium et composant GaN. Les commutations les plus rapides ($R_g = 3 \Omega$) génèrent un bruit bien plus important en haute fréquence que celles utilisant une résistance $R_g = 10 \Omega$.

III.2. Impact de la vitesse de commutation sur le filtrage

Compte tenu de l'excitation des hautes fréquences liée à la fois aux fronts raides et à l'augmentation de la fréquence de découpage, la prise en compte des éléments dits "parasites" liés aux interconnexions et au filtre lui-même sont capitaux. Nous illustrons cet impact dans le cas du convertisseur DC-DC de la Fig. 10 destiné à interconnecter les réseau haute tension DC et le réseau 28V DC.

La prise en compte des éléments parasites du transformateur est cruciale, comme on le voit Fig. 11, où les perturbations CEM sont largement sous estimées si le transformateur est considéré comme parfait. Le schéma de la Fig. 12 permet de mieux prédire les perturbations. La fin des travaux du Lot 5 consistera à analyser l'impact de ces éléments parasites dans le dimensionnement du filtrage des convertisseurs à grand gap.

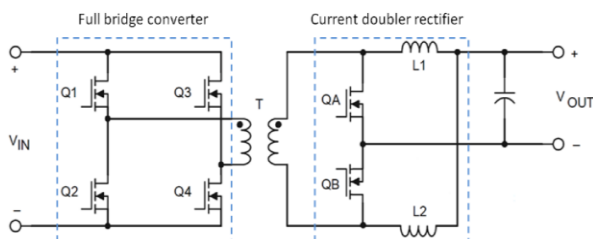


Fig. 10. Convertisseur d'interconnexion HVDC – 28V.

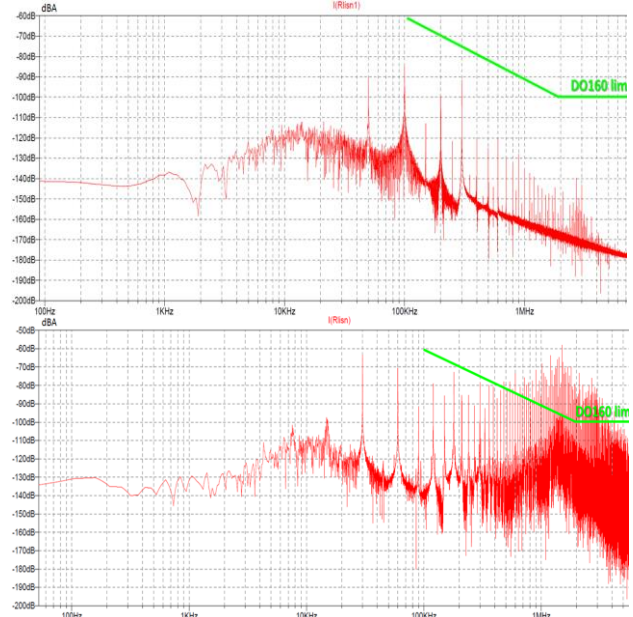


Fig. 11. Perturbations simulées avec transformateur parfait (haut) et avec le schéma de la Fig. 12 (bas).

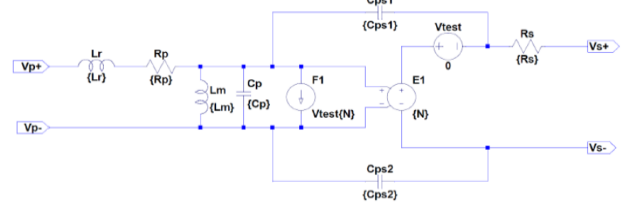


Fig. 12. Schéma équivalent du transformateur.

IV. DES SOLUTIONS D'INTÉGRATION POUR RÉDUIRE LES EMISSIONS CEM À LA SOURCE

Dans le domaine des hautes fréquences, le filtrage des émissions CEM est particulièrement délicat dans la mesure où les composants du filtre rajoutent leurs propres parasites et interagissent avec la source de perturbation. Il est donc bien plus efficace de gérer cette partie haute du spectre au sein de la cellule de commutation elle-même, en empêchant les perturbations de circuler vers le réseau. Ceci nécessite de parfaitement comprendre les mécanismes de génération des perturbations au sein d'une cellule de commutation, en privilégiant certains parasites et en réduisant les autres. La Fig. 13 montre ces éléments parasites: les capacités $C+$ et $C-$ doivent être augmentées tout en restant symétriques, la capacité Cs doit être minimisée. La Fig. 14 tirée de [7] illustre les bénéfices en terme d'émission conduite, qui ont été obtenus sur une structure tridimensionnelle PCoC (Power Chip on Chip) pour des composants en SiC. La réalisation du module fait appel à du PCB multicouche, et permet d'obtenir des capacités $C+$ et $C-$ symétriques de relativement forte valeur (239 pF), avec une capacité Cs quasi nulle. En comparaison, un module conventionnel planaire montre une capacité $C+ = 32 \text{ pF}$, $C- = 26 \text{ pF}$ et $Cs = 19 \text{ pF}$. Le gain sur les émissions conduites peut atteindre jusqu'à 15 dB en haute fréquence.

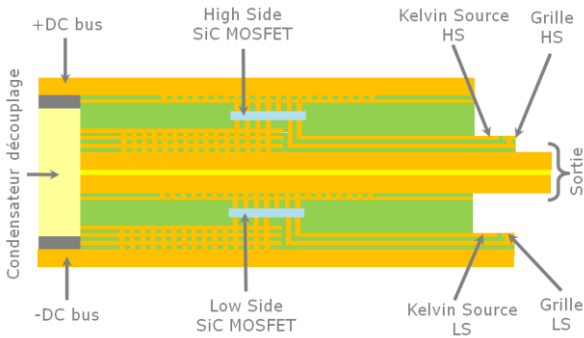
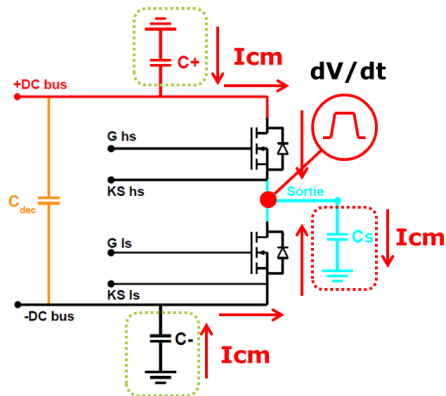


Fig. 13. Schéma d'une cellule de commutation (haut) et illustration du concept PCoC (bas).

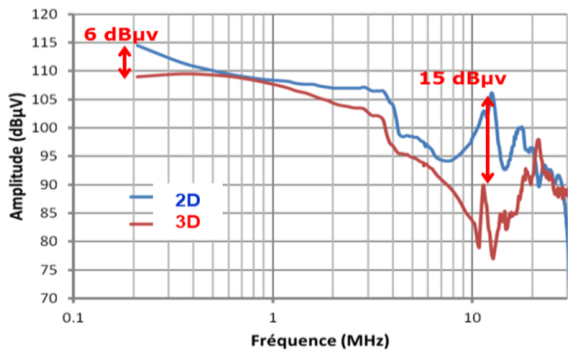


Fig. 14. Cellule PCoC réalisée pour un convertisseur SiC – Gains vis-à-vis d'une structure planaire (relevés expérimentaux).

Une réalisation à base de composant GaN sur le même concept (Fig. 15) a été mise en œuvre, en utilisant toujours des composants en boîtier GaNpx (Fig. 16) sans les refroidisseurs qui viennent prendre en "sandwich" le PCB, sur les deux faces). Les résultats expérimentaux ne sont pas encore disponibles mais d'ores et déjà, des simulations, même simplistes, montrent un comportement prometteur (Fig. 17).

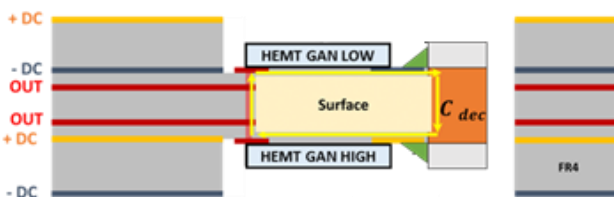


Fig. 15. Concept PCoC à base de composants GaN



Fig. 16. Module PCoC GaN, sans refroidisseur, à comparer avec une réalisation planaire conventionnelle comme celle indiquée en Fig. 8.

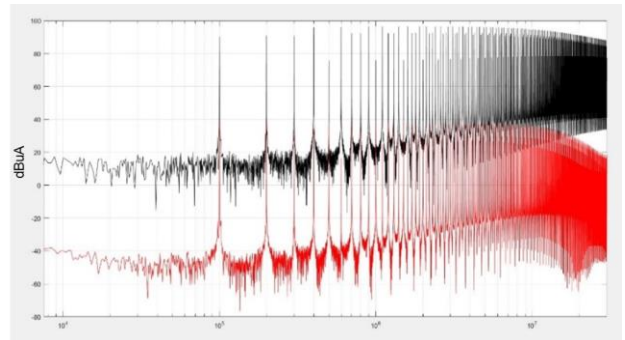


Fig. 17. Effet de la réduction de la capacité C_s du point flottant – Comparaison implantation planaire (noir) vs module PCoC GaN (rouge) - Simulation PSpice.

V. CONCLUSION

Les convertisseurs à base de composants semiconducteurs à grand gap utilisent des fréquences de découpage plus élevées, ce qui pénalise la masse du filtrage CEM qui doit filtrer le fondamental du découpage, et non ses harmoniques de rang élevé, comme cela serait le cas si on découpa à 20 kHz par exemple. Les fronts des commutations plus raides excitent des fréquences plus élevées qu'en utilisant le Silicium, ce qui impose la prise en compte des éléments parasites pour dimensionner le filtrage. Des solutions au niveau packaging de la cellule sont à privilégier pour confiner la partie haute du spectre au sein de la cellule de commutation.

L'ensemble de ces constatations permettra d'analyser l'impact d'un changement éventuel de la DO160 dans le domaine des hautes fréquences. Le gabarit de celle-ci a déjà évolué à partir de la version F, en étendant la bande entre 30 MHz et 152 MHz avec un relâchement de 10 dB vis-à-vis du niveau 20 dBµA (2 MHz-30 MHz), comme illustré par la Fig. 18 ("CATH power lines").

Cependant Airbus spécifie une limite plus sévère à 20dBµA entre 30MHz et 152MHz en raison de la présence de systèmes radiocommunication très sensibles dans cette plage de fréquence (VHF-FM et VHF-AM) sur avion et hélicoptère. Il faut donc proposer des solutions pour tenir cette contrainte et chiffrer leur masse. Le projet MECEP donnera en outre des abaques permettant d'évaluer les gains de masse potentiels du filtrage CEM, en fonction des modifications de la norme.

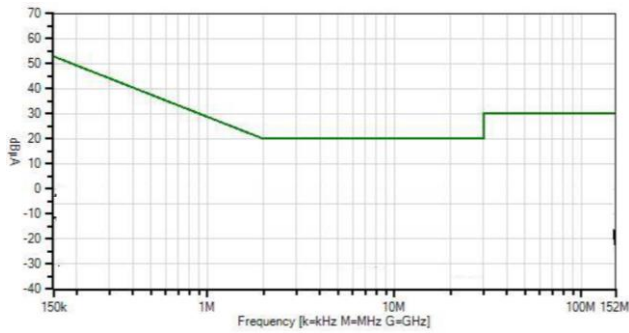


Fig. 18. Norme DO160-F ("CATH power lines")

REFERENCES

- [1] RTCA DO160/EUROCAE ED14G standard, "Environmental conditions and test procedures for airborne equipment", may 2011.
- [2] Chaiyan Jettanasen. Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique; optimisation du filtrage. Sciences de l'ingénieur[physics]. Ecole Centrale de Lyon, 2008. Français.
- [3] M.Delhommais, et Al. "Using design by optimization for reducing the weight of a SiC switching cell" IEEE-ECCE 2016, Sept 18-22, Milwaukee, WI, USA
- [4] <http://www.g2elab.grenoble-inp.fr/fr/recherche/cades>
- [5] <https://gansystems.com/gan-transistors/g66506t/>
- [6] https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPL60R095CFD7-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d46262b31d2e01633f96542e4f53
- [7] G.Regnat. Onduleur à forte intégration utilisant des semi-conducteurs à grand gap. Thèse Université Grenoble Alpes, 2016. Fr