

Mise en oeuvre d'antennes intégrées pour la mesure champ proche dans les modules d'électronique de puissance

Paul-Etienne Vidal, Guillaume Viné, Baptiste Trajin

▶ **To cite this version:**

Paul-Etienne Vidal, Guillaume Viné, Baptiste Trajin. Mise en oeuvre d'antennes intégrées pour la mesure champ proche dans les modules d'électronique de puissance. 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020), Apr 2021, Lyon, France. pp.1-5. hal-03223182

HAL Id: hal-03223182
https://hal.science/hal-03223182

Submitted on 10 May 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.

OATAO
Open Archive Toulouse Archive Ouverte

Open Archive Toulouse Archive Ouverte

OATAO is an open access repository that collects the work of Toulouse researchers and makes it freely available over the web where possible

This is an author's version published in: http://oatao.univ-toulouse.fr/27697

To cite this version:

Vidal, Paul-Etienne and Viné, Guillaume and Trajin, Baptiste *Mise en oeuvre d'antennes intégrées pour la mesure champ proche dans les modules d'électronique de puissance.* (2021) In: 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020), 13 April 2021 - 15 April 2021 (Lyon, France).

Any correspondence concerning this service should be sent to the repository administrator: tech-oatao@listes-diff.inp-toulouse.fr

MISE EN OEUVRE D'ANTENNES INTEGREES POUR LA MESURE CHAMP PROCHE DANS LES MODULES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

P.–E. Vidal[1], G. Viné[1], B. Trajin[1]

[1] Laboratoire Génie de Production (LGP), UFT, INPT/ENIT, 47 avenue d'Azereix, 65000 Tarbes, France,
Correspondant : paul-etienne.vidal@enit.fr

Résumé. Cette étude présente une synthèse des travaux de développement de sondes champ proche, intégrées au sein de modules d'électronique de puissance. L'article aborde la conception et la caractérisation de l'antenne considérée séparément, avant d'envisager son mode de couplage. Des résultats d'expérimentation montrent comment ensuite une mesure de champ faite par une antenne intégrée peut être exploitée pour révéler des caractéristiques liées aux commutations des interrupteurs.

I. INTRODUCTION

Le contexte global de ces travaux est l'emploi de nouvelles technologies d'intégration en électronique de puissance. Ces technologies permettent de faire fonctionner les modules de puissance dans des gammes de puissance/volume, température et fréquences de commutation, accrues. Ceci est en particulier possible par la mise en œuvre de composants à large bande interdite tels que les MOSFT –SiC au sein des assemblages de l'électronique de puissance, [1]. La conception, la caractérisation en fonctionnement mais aussi le vieillissement de ces nouveaux assemblages, sont autant de questions auxquelles tentent de répondre les recherches actuelles. Dans le cadre du projet « CAPTeurs innovants Intégrés et logiciels au cœur d'un dispositiF d'électronique de puissance » (CAPTIF) l'ambition était l'amélioration des modèles, comportementaux et de durée de vie, des modules de puissance, par l'intégration de capteurs multi-physiques et l'analyse des signaux. Les objectifs ont été, d'une part, de proposer une méthode de conception et d'intégration de capteurs, et d'autre part, de développer des méthodes et algorithmes pour l'analyse du comportement thermomécanique et la prédiction, de variables non mesurables et de la durée de vie. Ce projet a concerné plus particulièrement les applications mettant en œuvre des modules d'électronique de puissance pour les transports.

Du fait de la densification de puissance des assemblages de puissance, les forts courants et tensions combinées à des temps de commutation plus faibles conduit à considérer des plages pour les phénomènes électromagnétiques (EM) jusqu'au Giga Hertz, [2]. Afin de caractériser ces phénomènes il est possible de placer une sonde dans une région spatiale qualifiée de champ proche, où champ magnétique et champ électrique peuvent être considérés comme découplés, [3]. Cela est réalisé par des bancs de mesure de type champ proche. Cette technique de mesure, où la sonde balaye à une distance donnée la surface du module en fonctionnement, donne des renseignements précieux sur les perturbations conduites, le comportement électrique ainsi que les zones de fort rayonnement, [4][5]. Cependant, l'appareillage nécessaire rend ces dispositifs difficilement adaptés à une mesure en situation applicative. Ainsi, au cours du projet CAPTIF, des capteurs électromagnétiques, de type antenne boucle champ proche ont été conçus, caractérisés, intégrés et modélisés. Leur objectif était donc de donner accès à une mesure en un endroit qui permette la caractérisation des phénomènes des couplages et interactions électromagnétiques internes à un module de puissance. Ainsi, les hautes résolutions temporelles et spatiales de la mesure en champ proche, ont été utilisées mais limitées en des zones particulières.

L'article aborde en premier lieu la conception de l'antenne. Dans la section suivante les caractérisations préliminaires permettent de déterminer le facteur d'antenne. Enfin, la dernière section présente l'exploitation que l'on peut faire des mesures.

II. ANTENNE DE TYPE BOUCLE ET CHAINE DE MESURE

II.1. Conception de l'antenne

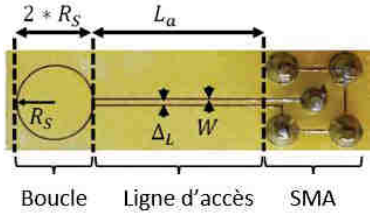


Fig. 1: Antenne intégrée

Le principe de l'antenne retenue utilise le principe de l'induction magnétique. Aux bornes de la boucle de l'antenne, la force électromotrice e produite peut-être exprimée dans le domaine fréquentiel par :

$$e = j\omega * \mu_0 * \iint_S H_n \, dS \approx j\omega * \mu_0 * S * H_{no} \qquad (1)$$

S est la surface de la boucle, μ_0 la perméabilité du média non magnétique qui entoure la boucle et H_{no} la composante normale du champ magnétique. Il est fait l'hypothèse que la taille d'antenne soit telle que le champ magnétique reçu est homogène. Ainsi l'antenne se comporte dans le domaine fréquentiel comme un receveur ponctuel de champ magnétique. La conception de la boucle

en cuivre d'épaisseur 35 µm a été réalisée en technologie planaire sur substrat epoxy d'épaisseur 1.6 mm. Le rayon du centre de la boucle au milieu de la piste de la boucle est de $R_S = 3$ mm. L'épaisseur des pistes est de $W = 0.2$ mm. Les lignes d'accès sont de longueur $L_a = 15$ mm et d'espacement $\Delta L = 0.3$ mm. Le connecteur « *SubMiniature version A – SMA* » permet la liaison à l'appareil de mesure et d'affichage par l'intermédiaire d'un câble RF spécifique.

II.2. Indices de performance

L'équation (1), révèle que la tension produite par induction est proportionnelle à la surface de l'antenne. Ainsi il est noté que la sensibilité à la mesure est contraire à la résolution spatiale. De plus, le phénomène de couplage électrique peut se produire à haute fréquences. Enfin, l'amélioration de la sensibilité ne va pas forcément de pair avec une grande bande passante. Tout ceci étant dit, la conception et les choix géométriques pour l'antenne découlent d'un compromis et sont à mettre en regard du dispositif sous test. Ces aspects ont été analysé et exposées dans [6].

III. CARACTÉRISATIONS PRÉLÉMINAIRES DE L'ANTENNE

III.1. Modèle de l'antenne

Comme l'objectif est d'utiliser l'antenne avec des convertisseurs de puissance, la fréquence d'utilisation visée est 1 kHz − 1 GHz. Les résultats sont analysés par comparaison de simulation et d'expériences obtenus par un Analyseur de Réseau Vectoriel VNA. Ainsi, l'impédance Z de l'antenne peut-être caractérisée et comparée à une simulation. Notons que les caractérisations sont issues d'expériences réalisées avec une antenne utilisée en émission. Le principe de réciprocité sera utilisé pour en déduire les caractéristiques en réception.
Afin de modéliser l'antenne, trois parties sont distinguées : la boucle, les lignes de transmission et le connecteur. Chaque partie est représentée par un modèle aux éléments distribués RLCG. Les couplages entre éléments sont pris en compte par des inductances mutuelles et des capacités.
Un modèle simplifié est présenté Fig. 2. Le VNA est représenté par la tension de sollicitation V_{in} et la résistance série $R_M = 50\ \Omega$. Le courant généré dans la boucle est I_{loop}, et le courant dans R_M est I_1.

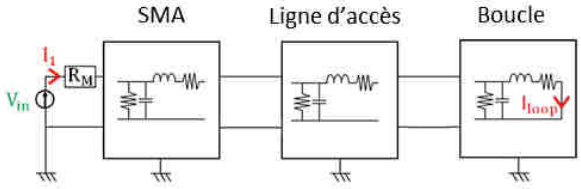


Fig. 2: Modèle d'antenne

Le paramétrage du modèle est obtenu par Q3D Extractor® sur la bande de fréquence [1 kHz − 1 GHz] avec un pas de 1 kHz.

III.2. Impédance d'antenne

Le modèle permet l'obtention de l'impédance Z en fonction de la fréquence et est comparé à la mesure obtenue sur le VNA. La conclusion obtenue est que l'antenne se comporte comme une inductance sur la plage de fréquence 100 kHz à 1 GHz, Fig. 3.

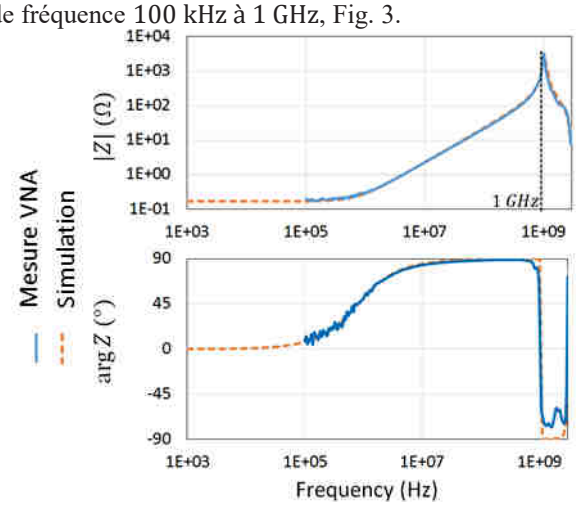


Fig. 3: Caractérisation de l'impédance d'antenne

III.3. Facteur d'antenne

Le facteur d'antenne est défini comme le ratio tension mesurée V_M sur champ magnétique normal envoyé, (2).

$$F_m = \frac{V_M}{H_{nO}} \qquad (2)$$

C'est à partir du modèle développé précédemment, que le facteur d'antenne en mode réception est établi puis simulé, Fig. 4. La fréquence de coupure $f_c = 230$ MHz, et par conséquent la plage de linéarité de mesure du capteur est déterminé lorsque le facteur d'antenne simulé s'écarte de 3 dB d'un facteur d'antenne linéaire idéal. Cette étude préliminaire peut-être complétée par une étude ou deux antennes sont placées en regard et fonctionnent en mode émetteur – récepteur. Les informations complémentaires obtenues permettent d'affiner la bande passante et vérifier les fréquences au-delà desquelles la réjection du champ électrique n'est plus assurée, [6].

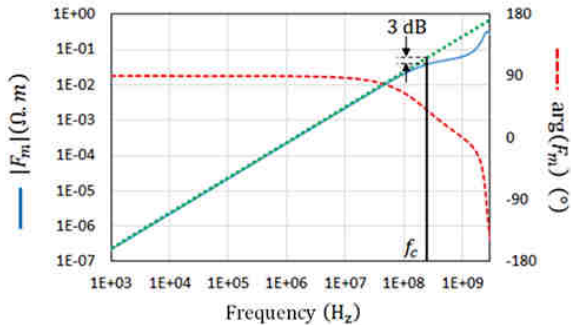


Fig. 4: Facteur d'antenne

III.4. Fonction de transfert de la chaine de mesure

Le transfert réalisé par la chaine de mesure est illustré Fig. 5. Le câble coaxial RF de liaison entre le connecteur SMA

et l'oscilloscope est pris en compte par un retard pur de 4.6 ns en série avec l'expression du facteur d'antenne.

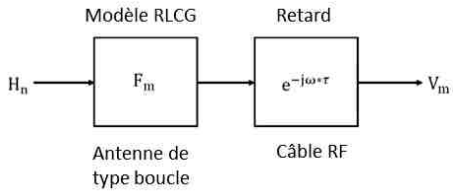


Fig. 5: Représentation du transfert de la chaine de mesure

Le facteur d'antenne est linéaire jusqu'à la fréquence de coupure $f_c = 230$ MHz. Afin de retrouver le champ magnétique rayonné suite à la mesure de la tension de l'antenne V_m, une intégration temporelle du signal mesuré est effectuée. Il s'agit d'une approximation dont la validité est restreinte à la plage de linéarité spécifiée par les résultats de la Fig. 4. Le champ normal est calculé par l'expression :

$$H_n(t_0 + q.dt + \tau) = \sum_{k=0}^{q} \frac{V_m((q-k)dt) - V_{m-moyen}}{\mu S}.dt \quad (3)$$

où t_0 est l'instant initial d'acquisition de V_m, $V_{m-moyen}$ la valeur moyenne de V_m sur la période complète de commutation et q un entier positif, pour un pas d'échantillonnage dt.

IV. ANALYSE DU RAYONNEMENT

IV.1. Description du convertisseur de puissance

Le convertisseur étudié est illustré sur la figure, Fig. 6. C'est une cellule élémentaire de commutation constituée d'une diode SiC et d'un IGBT Si. Les deux composants ont été brasés sur un substrat céramique Si3N4 métallisé Cu.

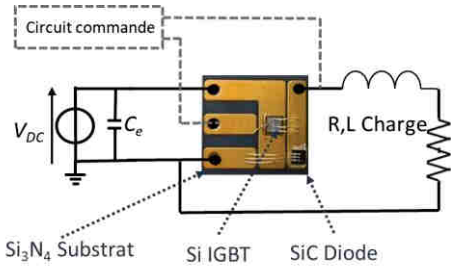


Fig. 6: Convertisseur de puissance considéré

La tension appliquée est $V_{DC} = 15$ V en parallèle avec une capacité de découplage $C_e = 1$ mF. Le convertisseur alimente une charge inductive $R = 1.25\ \Omega$, $L = 3$ mH. L'IGBT est commandé par un circuit de type « bootstrap » à la fréquence $f_{dec} = 10$ kHz et avec un rapport cyclique $\alpha = 0.5$. Le point de fonctionnement obtenu est un courant moyen I_{LOAD}=6 A.

Il s'agit de condition d'opération à tension réduite car effectivement les calibres courant tension des interrupteurs sont 1200 V – 25 A. Afin de faciliter la mesure, le gel silicone et le boitier plastique n'ont pas été mis en œuvre.

IV.2. Zones de fort champ magnétique

Une simulation préalable du champ magnétique rayonné par le convertisseur est réalisée par le logiciel numérique 3D Maxwell Ansys®. Le circuit de puissance et le circuit de commande sont alimentés successivement par un courant 100 MHz - 1 A. Le relevé de la distribution du champ normal H_z à 1 cm au-dessus de la surface du module est reportée Fig. 7. L'unité choisie est normalisé par rapport à la valeur maximale obtenue.

Les conditions de simulations appliquées découlent des hypothèses retenues pour le développement du modèle. Effectivement, nous souhaitons nous placer dans le domaine d'approximation des régimes quasi-statiques. Ceci amène à considérer les phénomènes de propagation négligeables, et une distribution du champ magnétique indépendante de la fréquence. Ceci peut être vérifié en s'assurant que la longueur maximale du circuit est petite devant la longueur d'onde. Cela revient à limiter la plage de validité du modèle au GHz dans notre cas d'étude.

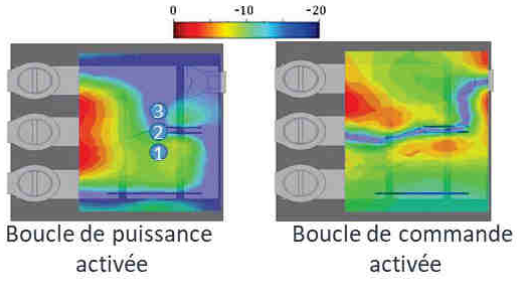


Fig. 7: Champ normal simulé ($|H_z|$ (dB))

Par ailleurs, les pistes de conduction du module sont semblables à celles de lignes microstrips pour lesquelles les expressions analytiques du champ magnétique sont indépendantes de la fréquence, si la distribution de courant est surfacique. La répartition surfacique des courants est assurée pour de signaux dont la fréquence est supérieure à la fréquence de peau, f_{peau} [7] :

$$f_{peau} = \frac{1}{\left(\frac{W}{2}\right)^2 \pi\mu\sigma} \quad (4)$$

où $\mu = 4\pi 10^{-7}$ est la perméabilité absolue et $\sigma = 59.6 * 10^6$ la conductivité électrique. L'application de l'équation (3) définit ainsi $f_{peau} = 190\ kHz$ comme la fréquence limite basse de validité de notre modèle. Ces résultats permettent de déterminer les lieux où une antenne champ proche permettrait de mesurer les différents phénomènes à l'œuvre au sein d'un module de puissance. D'autre part, ces représentations peuvent être reliées aux chemins parcourus par les courants dans ces deux configurations. Effectivement, H_z est minimal au-dessus du chemin de courant. Ces simulations peuvent être confortées par une mesure champ proche avec les antennes conçues mais déplacées par un dispositif permettant de balayer la surface du module.

Trois points d'intérêts sont alors pointés et numérotés de 1 à 3, Fig. 7. C'est au-dessus de ces positions que seront positionnés les antennes.

V. ANALYSES EXPERIMENTALES

V.1. Analyse temporelle

L'antenne est positionnée successivement aux trois points identifiés précédemment. La mesure de la tension par l'oscilloscope donne les résultats illustrés Fig. 8. En premier lieu 8 intervalles de temps peuvent être identifiés. Il s'agit d'intervalles de temps pour la phase d'amorçage et la phase de blocage. Dans l'étude présentée ici, la détermination de ces intervalles de temps a été fait suite à la mesure du courant dans la diode I_D et dans la grille de l'IGBT, I_G. L'analyse des dynamiques de ces courants durant les transitions – amorçage – blocage- permet de distinguer les phénomènes induisant ces intervalles de temps (charge de la capacité parasite de grille (intervalle 1), plateau Miller (intervalle 2), courant de recouvrement de la diode (3) etc.), [8]. Ce n'est qu'après coup que ces intervalles de temps sont reportés sur la mesure de champ normal H_z.

Des conclusions peuvent être formulées : selon la position de l'antenne ces phénomènes apparaissent plus ou moins nettement ; des phénomènes qui normalement ne peuvent être distinguées que par la mesure de deux courants apparaissent ici sur une seule mesure (c'est le cas de la charge de la capacité de graille de l'IGBT (intervalle 1) et du courant de recouvrement de la diode (intervalle 3)) ; selon la commutation observée, la position de l'antenne pour la mesure permet de déterminer de manière évidente, ou pas, ces intervalles de temps ; il peut être vérifié expérimentalement que selon la position le champ magnétique mesuré est une image fidèle du courant I_D respectivement I_G. Par ailleurs en observant la mesure sur un horizon de temps plus long il est possible de déterminer des caractéristiques plus générales liées au fonctionnement telles que f_{dec}, α etc. [9].

V.2. Analyse fréquentielle

A partir de la mesure du champ normal à la position 2, il est possible d'obtenir la représentation fréquentielle de ce signal, Fig. 9. Le tracé exprimé en dB est comparé à la représentation fréquentielle du courant mesuré dans la diode I_G. Les deux échelles ont été normalisées par rapport aux valeurs maximales de chaque signal. L'analyse suivante porte sur les enveloppes de ces signaux. Il est remarquable qu'elles suivent la même enveloppe entre la fréquence de peau liée au substrat f_{skin}, et 30 MHz. Deux fréquences de coupure $f_{on} = \frac{1}{\pi * t_{on}}$ et $f_{off} = \frac{1}{\pi * t_{off}}$ sont distinguées et associés aux temps d'amorçage et de blocage de l'IGBT.

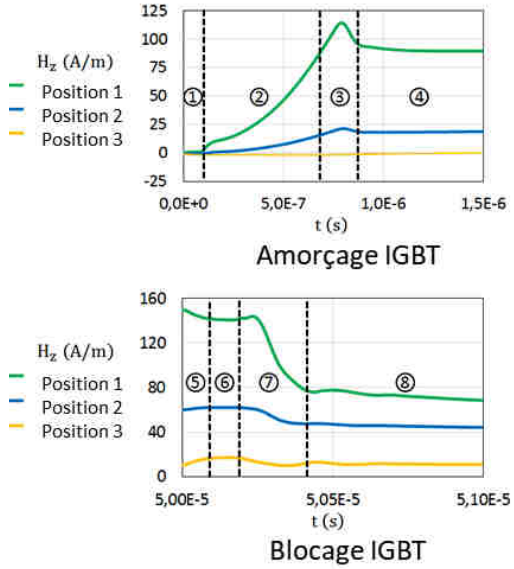


Fig. 8: Mesures temporelles

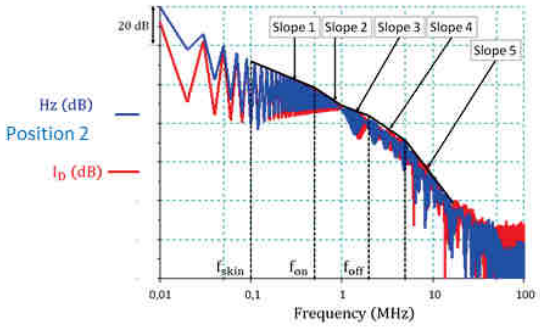


Fig. 9: Analyse fréquentielle comparative

VI. CONCLUSIONS

L'étude concerne le développement d'antennes magnétiques champ proche pour des applications en électronique de puissance. La conception de l'antenne et sa caractérsiation initiale ont permis d'établir des modèles d'antenne, de couplage et de facteur d'antenne. L'exploitation des signaux mesurés permet de retrouver des caractérisiques liés aux phénomènes de commutation du convertisseur.

VII. REMERCIEMENTS

Cette étude a été financée par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR-14-CE05-0044). La thèse de G. Viné a été dirigée par J.M. Dienot et P.-E Vidal.

REFERENCES

[1] C. DiMarino, D. Boroyevich, R. Burgo, M. Johnson and G-Q. Lu, "*Design and Development of a High-Density, High-Speed 10 kV SiC MOSFET Module*",

19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, 2017.

[2] L. Beghou, F. Costa, L. Pichon "*Detection of Electromagnetic Radiations Sources at the Switching Time Scale Using an Inverse Problem-Based Resolution Method—Application to Power Electronic Circuits*", IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, vol. 57, n°1, February 2015.

[3] V. Kraz, "*Near-field methods of locating EMI sources*", Compliance Engineering Magazine, n° 6–7, May–June, 1995.

[4] D. Baudry, A. Louis and B. Mazari, "*Overview of emission and susceptibility investigation and modeling with near-field measurements*", International Union of Radio Science General Assembly, Chicago, IL, 2008.

[5] Y. Chen, X. Pei, S. Nie and Y. Kang, "*Monitoring and Diagnosis for the DC–DC Converter Using the Magnetic Near Field Waveform*" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 5, pp. 1634-1647, May 2011.

[6] G. Viné, J.-M. Dienot and P.-E. Vidal, "*Theoritical and Experimental Study of Magnetic Sensors for Near-Field Emission Measurement. Application to Design and Integration in Power Printed Board Circuit*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC Europe 2017, Angers, France, 4-8 sep. 2017.

[7] J. C. Rautio, and V. Demir, "*Microstrip Conductor Loss Models for Electromagnetic Analysis*", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 51, N°. 3, mar. 2003.

[8] G. Viné, P.-E. Vidal, J.-M. Dienot, "*Characterization method of radiated magnetic field based on integrated antenna measurement applied to power module technologies*", IEEE Transactions on Power Electronics, doi : TPEL2916261, May 2019.

[9] G. Viné, P.-E. Vidal, J.-M. Dienot "*Electromagnetic antenna for power electronic modules : towards a real time electromagnetic characterization*", 19th Conference on Power Electronics and Applications (and Exhibition), EPE'17 ECCE, Varsaw, Poland, 11-14 sept. 2017