





## 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/28147>

### To cite this version:

Vidal, Paul-Etienne  and Viné, Guillaume  *La mesure champ proche pour la surveillance du comportement des modules d'électronique de puissance.* (2020) In: Symposium de génie électrique (SGE 2020), 30 June 2020 - 2 July 2020 (Nantes, France).

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

# La mesure champ proche pour la surveillance du comportement des modules d'électronique de puissance

Paul-Etienne VIDAL<sup>1</sup>, Guillaume VINE<sup>1,2</sup>,

<sup>1</sup> Laboratoire Génie de Production (LGP), UFT, INPT/ENIT, 47 avenue d'Azereix, 65000 Tarbes, France,

<sup>2</sup> ALSTOM, 50 Rue du Dr Guinier, 65600 Séméac

**RESUME** - Cette étude présente l'intérêt de la conception de sondes champ proche et de leur intégration au sein de modules d'électronique de puissance. Des résultats d'expérimentation permettent des représentations temporelles et fréquentielles du champ normal rayonné. L'analyse et l'exploitation de ces représentations montrent comment utiliser ces mesures en vue d'une surveillance du module de puissance en fonctionnement.

**Mots-clés**—Antenne champ proche, caractérisation large bande de fréquence.

## 1. INTRODUCTION

Ces travaux s'inscrivent dans le contexte de 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 [1], ou dans des environnements à forte contrainte. Au cours de cycle de vie du convertisseur, l'utilisateur a besoin de mesurer ou d'estimer certaines variables internes aux modules de puissance le constituant. L'objet de cette étude est la conception et l'intégration de capteurs, et plus particulièrement des capteurs de type champ proche, pour participer à la collecte d'information. La miniaturisation des assemblages et la densification de puissance entraîne des phénomènes électromagnétiques (EM) réputés couvrir une plage de fréquence jusqu'au Giga Hertz, [2]. La caractérisation de ces phénomènes est possible par l'intermédiaire d'une sonde placée dans une zone qualifiée de champ proche [3]. Cette technique de mesure dite mesure champ proche permet d'obtenir des informations sur les perturbations conduites, le comportement électrique, ainsi que les zones de fort rayonnement, [4][5]. Les travaux exposés ici constituent les deux étapes préliminaires à l'utilisation de capteurs de champ magnétique intégrés à des fins de surveillance. La première étape est la conception, la caractérisation, la modélisation et l'intégration d'antennes champ proche. Leur judicieuse disposition au sein de l'assemblage de puissance permet d'obtenir le champ magnétique normal rayonné. La seconde étape est l'exploitation et l'analyse qui peut être faite des signaux mesurés.

L'article aborde dans la seconde section la conception de l'antenne en vue d'une intégration dans un module de puissance. Sont également présentés les caractérisations préliminaires à effectuer. La troisième section présente l'exploitation que l'on peut faire des mesures.

## 2. LA MESURE CHAMP PROCHE APPLIQUEE A UN MODULE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

### 2.1. Conception d'une antenne de type champ proche intégrée

L'antenne considérée est de type boucle. Elle utilise le principe de l'induction et, placée judicieusement au-dessus d'une zone de fort rayonnement magnétique, une force électromotrice  $e(t)$  est produite aux bornes des lignes d'accès de l'antenne.



Fig. 1. Principe d'une antenne de type boucle positionnée au-dessus d'un circuit de puissance

Lorsqu'un courant parcourt la piste conductrice, un champ magnétique est généré. Une antenne positionnée à proximité détecte alors une variation de la quantité du flux magnétique  $\Phi(t)$  la traversant provoquant ainsi l'existence instantanée de  $e(t)$  :

$$e(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (1)$$

Avec

$$\Phi(t) = \iint_S \mu \vec{H} \cdot \vec{dS} \quad (2)$$

Où  $S$  est la surface de la boucle. Si maintenant la boucle est positionnée à la verticale de la source émettrice et dimensionnée telle qu'elle se comporte comme un récepteur ponctuel (le

champ magnétique est homogène sur toute sa surface intérieure), alors dans le domaine fréquentiel la force électromotrice s'exprime par :

$$e(f) = j \omega \mu S H_{no} \quad (3)$$

Avec  $H_{no}$  le champ magnétique normal à la surface de boucle. Notons que la deuxième hypothèse réalisée ici est que l'antenne rejette le champ électrique pour ne se coupler que magnétiquement avec la source émettrice. Enfin, l'influence des lignes d'accès n'a pas été prise en compte dans ce modèle de représentation. La réalisation pratique de cette antenne a été achevée en technologie circuit imprimé.

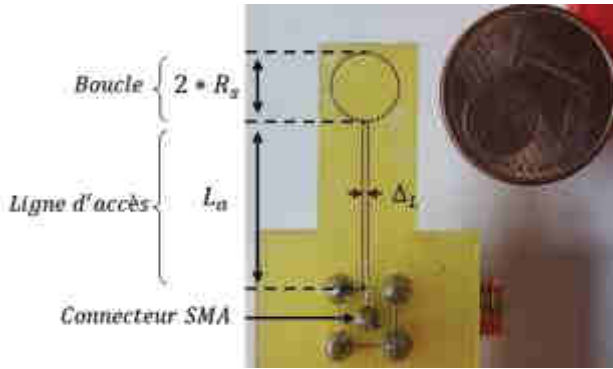


Fig. 2. Antenne intégrée

Les pistes conductrices de l'antenne sont en cuivre d'épaisseur  $35 \mu\text{m}$  a été réalisée en technologie planaire sur substrat epoxy d'épaisseur  $1.6 \text{ mm}$ . Le rayon du centre de la boucle au milieu de la piste de la boucle est de  $R_s = 3 \text{ mm}$ . L'épaisseur des pistes est de  $W = 0.2 \text{ mm}$ . Les lignes d'accès sont de longueur  $L_a = 15 \text{ mm}$  et d'espacement  $\Delta L = 0.3 \text{ mm}$ . 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.

## 2.2. Méthode pour l'interprétation des résultats

Afin d'accéder à la mesure, un modèle d'antenne valable sur une large bande de fréquence est développé. Le modèle de la boucle est complété afin de rendre compte de la réalité de la chaîne de mesure : ligne d'accès, connecteur etc. Le modèle obtenu est de type circuit électrique  $R, L, C, G$ , Fig. 3, pour lequel les valeurs des paramètres sont obtenues par simulation numérique (sur la bande de fréquence  $[1 \text{ kHz} - 1 \text{ GHz}]$  avec un pas de  $1 \text{ kHz}$ ) puis recalées suite à une comparaison avec des mesures expérimentales.

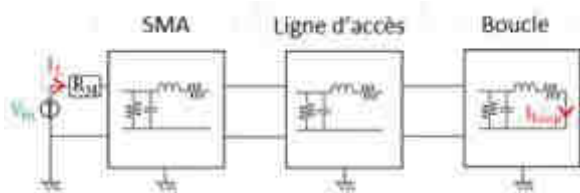


Fig. 3. Représentation schématique des 3 modèles associés pour représenter l'antenne intégrée

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. Le VNA est représenté par la tension de sollicitation  $V_{in}$  et la résistance série  $R_M = 50 \Omega$ .

La caractérisation de l'antenne obtenue permet de conclure que l'antenne se comporte comme une inductance sur la plage de fréquence  $100 \text{ kHz}$  à  $1 \text{ GHz}$ , Fig. 4.

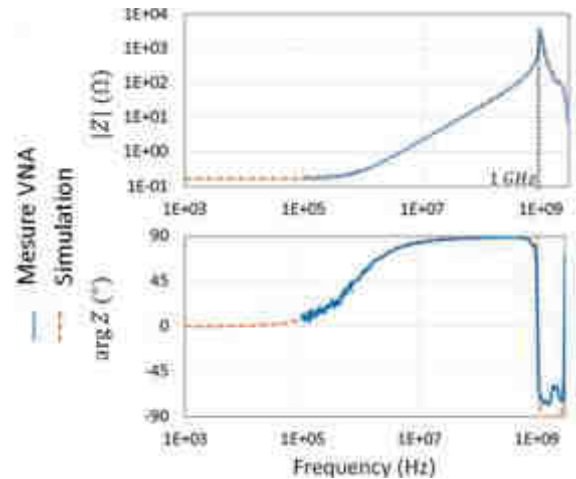


Fig. 4. Caractérisation de l'impédance de l'antenne boucle

Dans cette plage de fréquence, la relation entre le courant généré dans la boucle et la tension en sortie d'antenne est assimilable à un simple circuit  $R, L$ . A ce stade de l'étude, il faut s'assurer que placée en configuration réception l'antenne ne développera qu'un couplage magnétique, par mutuelle inductance avec les sources de rayonnement de champ magnétique. Une étude avec deux antennes : une en mode émission l'autre en mode réception permet d'étudier :

- l'influence de la distance (et donc d'en déduire la distance optimale de l'antenne à la source émettrice)
- la plage de fréquence au sein de laquelle la réjection du champ  $\vec{E}$  est assurée (pas de couplage capacitif).

Une étude numérique est comparée à des caractérisations expérimentales pour ces deux modes de couplage Fig. 5.

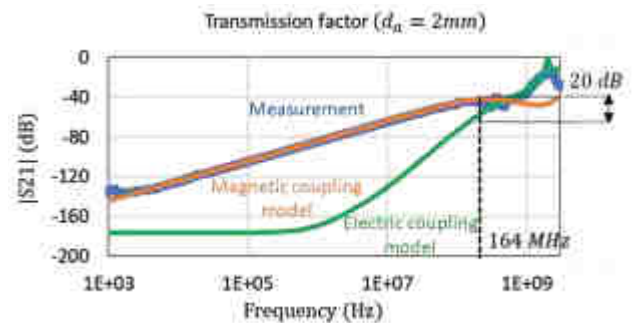


Fig. 5. Etude de l'influence du mode de couplage et de la distance à la source émettrice [6]

Cette étude nous conduit à revoir la plage de linéarité de l'antenne à la baisse puisqu'au-delà de  $f = 164 \text{ MHz}$  l'écart entre les deux modèles est inférieur à  $20 \text{ dB}$  ce qui constituait notre indicateur. Des prototypes d'antennes optimisés peuvent d'ailleurs permettre d'améliorer nettement ce critère [6].

Le modèle validé est ensuite utilisé pour déterminer le facteur d'antenne  $F_m$ ,

$$F_m = \frac{V_M}{H_{no}} \quad (4)$$

et vérifier sa plage de linéarité.

La Fig. 6 illustre le comportement du facteur d'antenne. Ces

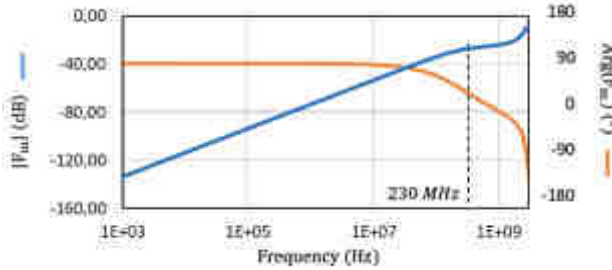


Fig. 6. Comportement en fréquence du facteur d'antenne

différentes études permettent de déterminer la plage de fréquence sur laquelle l'antenne aura un comportement linéaire.

Les câbles de la chaîne de mesure sont également pris en compte dans la modélisation. Ainsi, une valeur mesurée  $V_M$  permet de déduire la valeur de champ  $H_{no}$  traversant la surface de l'antenne. Le transfert réalisé par la chaîne de mesure est illustré Fig. 7. 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.

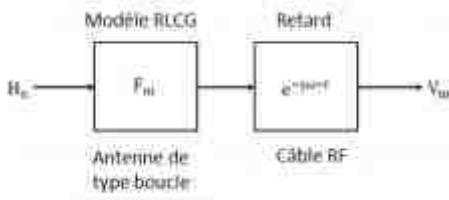


Fig. 7. Représentation du transfert de la chaîne de mesure

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 **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**

### 2.3. Indicateurs pour la validation de la performance de l'antenne

La conception d'antennes magnétiques résulte d'une optimisation entre sensibilité, résolution spatiale et bande fréquentielle. Dans cette étude, l'optimisation de la géométrie d'antenne est issue d'une étude spécifique dans laquelle facteur d'antenne et réjection du champ électrique notamment, ont été étudiés relativement à une plage de fréquence spécifiée, [7].

Des rapports de 3 et  $3\sqrt{\pi}$  entre la hauteur de mesure et le rayon d'antenne ont été choisis. Une simulation numérique dans le cas où une ligne de conduction de courant, aux dimensions typiques des substrats, d'électronique de puissance sert de source de rayonnement Fig. 8.

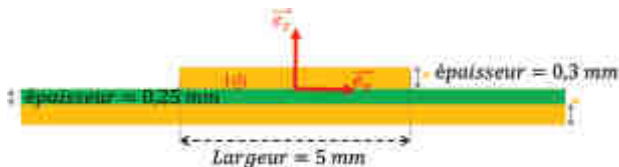


Fig. 8. Piste de cuivre traversée par un courant I sur substrat Si3N4

Une antenne boucle de rayon  $3.5\text{ mm}$  est positionnée à une hauteur de  $10\text{ mm}$  de la piste. La piste voit circuler un courant  $I$  sinusoïdal à la fréquence  $10\text{ kHz}$  (noté BF) puis  $100\text{ MHz}$  (noté HF). Deux orientations de l'antenne sont étudiées : une antenne d'abord orientée telle que son vecteur normal surface soit

colinéaire à  $\vec{e}_y$  puis une antenne dont le vecteur normal est colinéaire à  $\vec{e}_z$ . Dans ces deux cas d'étude l'erreur spatiale entre le champ émis dans toutes les directions par la ligne conductrice et le champ reçu dans l'axe normal de la boucle est calculé. L'antenne est déplacée selon l'axe  $\vec{e}_y$ .

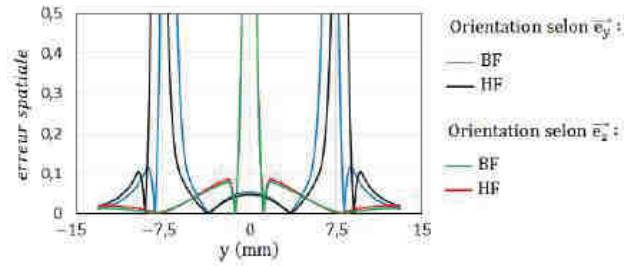


Fig. 9. Erreur spatiale commise [8]

Cette hauteur de mesure, et cette taille de boucle ne permettent pas d'accéder au détail des courants dans la piste mais à une localisation globale de la zone où se situe la source de rayonnement. On observe de plus que la résolution est relativement similaire entre BF et HF. Cette même étude menée en faisant varier le rayon d'antenne aurait révélé que l'erreur est d'autant plus faible que le rayon d'antenne est petit, avec le risque de ne pas être précisément au-dessus d'une zone à fort rayonnement dans l'axe normal et donc de ne rien mesurer.

## 3. MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE

### 3.1. Le module de puissance

Le prototype étudié, Fig. 10, 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  $\text{Si}_3\text{N}_4$  métallisé Cu, sans usage de gel silicone et boîtier plastique.

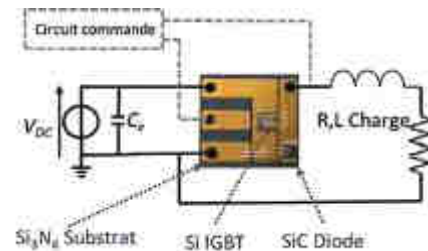


Fig. 10. Module de puissance simplifié considéré

Les calibres courant tension des interrupteurs sont  $1200\text{ V} - 25\text{ A}$ . Nous opérons à tension réduite en appliquant une tension appliquée  $V_{DC} = 15\text{ V}$ . La capacité de découplage  $C_e = 1\text{ mF}$  est placée en parallèle des deux points de connexion en puissance du module. Le convertisseur alimente une charge inductive  $R = 1.25\ \Omega$ ,  $L = 3\text{ mH}$ . L'IGBT est commandé par un circuit de type « bootstrap » à la fréquence  $f_{dec} = 10\text{ kHz}$  et avec un rapport cyclique  $\alpha = 0.5$ . Le point de fonctionnement obtenu est un courant moyen  $I_{LOAD} = 6\text{ A}$ . La conception de l'assemblage ainsi que du circuit de commande n'ont pas fait l'objet de phases d'optimisation.

Afin de positionner l'antenne, une simulation préalable est réalisée par le logiciel numérique 3D Maxwell Ansys®. Elle permet de déterminer les zones de fort champ magnétique rayonné par le convertisseur.

### 3.2. Les mesures des signaux conduits réalisées en vue de l'analyse

Dans cette étape, des mesures de tensions et de courants sont réalisées par des sondes différentielles, puis analysées. Leurs tracés permettent de déterminer des durées caractéristiques à la



commutation. Ces informations nous renseignent sur les phénomènes caractéristiques à l'œuvre au cours d'une commutation, et qui dont les signatures devront être recherchées dans les signaux rayonnés mesurés. Par exemple, la Fig. 11, illustre la mesure des courants et tensions lors du blocage de l'IGBT.  $I_g$ ,  $V_{ce}$ ,  $V_{ge}$  sont respectivement le courant de grille, la tension collecteur émetteur et la grille émetteur de l'IGBT.  $I_t$  et  $I_d$  sont les courants traversant le transistor et la diode respectivement. La superposition de ces courbes permet de distinguer pour le blocage 4 zones, numérotées de 1 à 4.

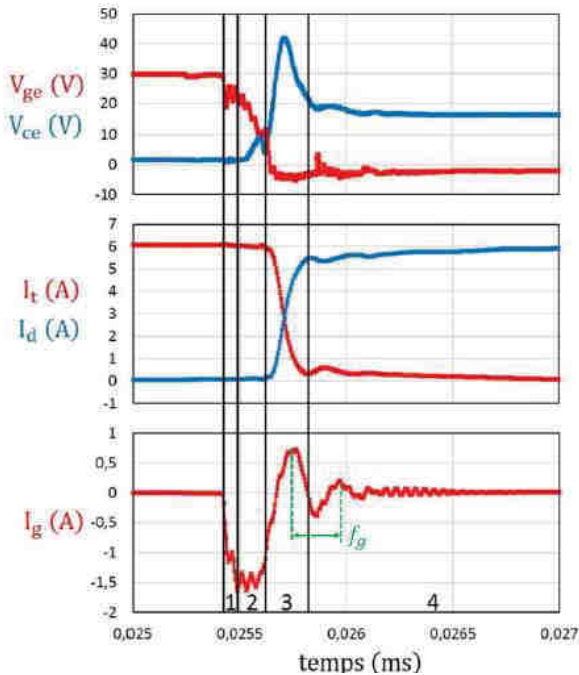


Fig. 11. Mesure des tensions et courant caractéristiques lors de la phase de blocage de l'IGBT [8]

La phase 1 correspond à la décharge de la capacité d'entrée de l'IGBT : première décroissance de  $I_g$  suivie d'un plateau. Pendant la phase 2, l'IGBT débute son blocage,  $V_{ge}$  décroît alors jusqu'à la valeur seuil  $V_{threshold} \approx 6.2 V$ . La phase 3 débute lorsque le courant dans l'IGBT  $I_t$  décroît et que celui dans la diode  $I_d$  croît. A cause des inductances parasites la tension atteint pendant cette phase un dépassement élevé. La phase 4 correspond à l'établissement du régime permanent. A cheval entre les phases 3 et 4 des oscillations dues aux éléments parasites sont observées sur les différents signaux. Plus particulièrement sur le courant de grille  $I_g$  illustrée par la fréquence  $f_g$ .

Le temps passé dans ces zones est utilisé pour déterminer des fréquences caractéristiques de la commutation. Un travail identique est effectué pour l'amorçage. Les mesures de tensions et courants nécessaires sont réalisées en parallèles. Ces informations sont ensuite utilisées pour l'analyse des signaux rayonnés mesurés.

### 3.3. Analyses temporelles et fréquentielles

A l'instar d'un banc de scan, plusieurs positionnements pour l'antenne sont répertoriés, Fig. 12. Ces positions représentent les 35 positionnements possibles de la surface de boucle.



Fig. 12. Les 35 positions d'antenne possibles

Une ou plusieurs antennes peuvent ensuite être placées au-dessus du module, le champ rayonné est déduit par le principe de réciprocité appliqué à (4). Des représentations temporelles ou fréquentielles (Fig. 13) sont obtenues. Selon la position de l'antenne les représentations temporelles permettent de retrouver les intervalles de temps reportés Fig. 11. Effectivement, selon le positionnement de l'antenne, le champ rayonné est représentatif, des courants qui circulent dans les circuits de commande ou de puissance, ou d'une interaction entre les deux champs résultants. Il est remarquable qu'il existe des zones de recouvrement des champs magnétiques rayonnés par ces deux circuits. Une antenne disposée en ces points particuliers, mesure alors simultanément les caractéristiques temporelles contenues dans les champs magnétiques rayonnés par les circuits de commande et de puissance. Ceci est confirmé par l'analyse des représentations fréquentielles Fig. 13. Par exemple, le temps  $t_{c1}$ , identifié suite à la mesure du courant de l'IGBT pendant l'amorçage, est le temps de mise en conduction de l'IGBT  $I_t$  allant du début de la croissance du courant à sa valeur finale. La fréquence  $f_g$  des oscillations sur le courant de grille  $I_g$ . Les différentes pentes visualisées dans l'enveloppe aident à retrouver ces fréquences caractéristiques.

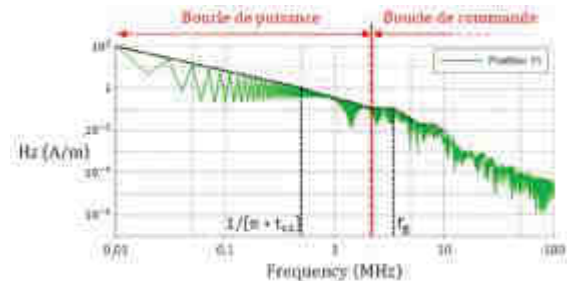


Fig. 13. Analyse fréquentielle du champ magnétique rayonné

Des représentations, où sont superposées les représentations fréquentielles des signaux conduits et rayonnés permettent de vérifier que les enveloppes fréquentielles sont identiques, Fig. 14.

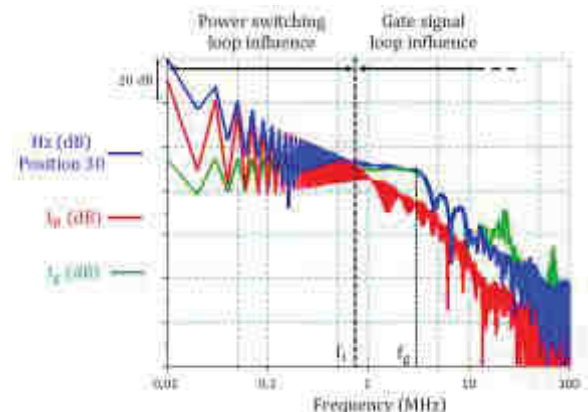


Fig. 14. Superposition des spectres des courants mesurés et du champ magnétique normal mesuré

Ainsi à la position 30, en basse fréquence le champ rayonné est principalement lié au courant dans la diode, donc aux interactions de la boucle de puissance. En haute fréquence, il est lié au courant de la boucle de commande.

Par conséquent, les dynamiques des boucles de puissance et de commande sont présentes dans une seule mesure de champ rayonné. Enfin, une dernière représentation peut être effectuée. Il s'agit d'une représentation surfacique de l'énergie temporelle de puissance,  $E_{vout}$  pendant un intervalle de temps  $[t_i, t_i + \Delta t]$ .

$$E_{vout} [t_i, t_i + \Delta t] = \int_{t_i}^{t_i + \Delta t} |V_{out}(t)|^2 * dt \quad (5)$$

Cette énergie est ici calculée pendant l'intervalle de temps correspondant à la phase 1 de la Fig. 11. Cette énergie, permet d'illustrer quelles sont les boucles activées pendant la période considérée. Effectivement dans cette représentation les zones de fort rayonnement peuvent être associées aux éléments de cette boucle, Fig. 15.

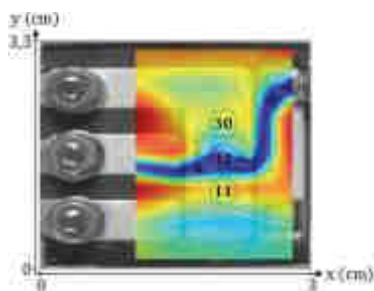


Fig. 15. Représentation surfacique de la densité d'énergie temporelle

A ce stade de l'étude, un verrou subsiste et concerne la détection précise des fréquences auxquelles s'opèrent les changements de pente dans les représentations fréquentielles lorsqu'aucune connaissance préalable est acquise.

### 3.4. Quelques pistes en vue d'une analyse de défaillance

Comme le champ rayonné mesuré est lui-même lié aux chemins de courant conduits, nous analysons actuellement la possible détection d'un changement d'impédance. L'hypothèse émise est que ce changement d'impédance, est révélateur de l'activation d'un mécanisme de défaillance.

## 4. CONCLUSIONS

Cette étude présente la conception, la caractérisation et la modélisation d'une antenne champ proche en vue de son intégration dans un module de puissance. Les mesures effectuées permettent de retrouver des fréquences caractéristiques du circuit de commande ou de puissance.

## 5. REMERCIEMENTS

Etude financées par l'agence Nationale de la Recherche, projet CAPTIF ANR-14-CE05-0044.

## 6. 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, P.-E. Vidal "Theoretical 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 sept. 2017.
- [7] G. Viné, J.-M. Dienot and P.-E. Vidal, "Theoretical 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.
- [8] G. Viné, "Etudes et développements de capteurs électromagnétiques large-bande, en vue de leur intégration dans des architectures d'électronique de puissance", Doctorat de l'Université de Toulouse, délivré par l'Institut National Polytechnique de Toulouse le 4 décembre 2018.