



HAL
open science

Modélisation CEM d'un convertisseur de puissance utilisant des transistors GaN

C Gautier, François Costa, L Hoffmann

► **To cite this version:**

C Gautier, François Costa, L Hoffmann. Modélisation CEM d'un convertisseur de puissance utilisant des transistors GaN. CEM 2016, Jul 2016, Rennes, France. hal-01735900

HAL Id: hal-01735900

<https://hal.science/hal-01735900>

Submitted on 16 Mar 2018

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.

MODÉLISATION C.E.M D'UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE UTILISANT DES TRANSISTORS GAN

C. Gautier¹, F. Costa¹, L. Hoffmann

¹ISATIE, ENS de Cachan, Université Paris-Saclay, 94235 Cachan, France
 cyrille.gautier@satie.ens-cachan.fr; françois.costa@satie.ens-cachan.fr

Abstract. Les composants de puissance à grand gap, SiC ou GaN, permettent d'atteindre de meilleures performances que les composants silicium (IGBT ou MosFet à superjonction), qui se traduisent par des temps de commutation plus faibles, des fonctionnements à fréquences de découpage plus importantes, ou des comportements en température plus intéressants. Ces deux premières caractéristiques ont une incidence fondamentale sur le comportement CEM des convertisseurs utilisant ces composants. Cet article présente la modélisation CEM d'un convertisseur de puissance à base de composants GaN (EPC 2010, 200V 12A). Nous allons d'abord décrire le modèle du transistor adapté à de la modélisation CEM, pour ensuite présenter les mesures effectuées sur un bras de pont composé de deux transistors eGaN FETs, et enfin étudier du point de vue CEM les perturbations conduites générées par une structure LLC à base de transistors GaN fonctionnant à 1 MHz.

I. INTRODUCTION

Les semi-conducteurs à grand gap tels que le carbure de silicium (SiC) ou le nitrure de gallium (GaN) font fortement évoluer les performances des composants de puissance en terme de tension de claquage, de densité de puissance maximale, de tenue en température de jonction en fonctionnement et de vitesse de commutation [1]. La rapidité des commutations de ces transistors (de l'ordre de la nanoseconde) et leur faible charge de grille présentent l'avantage de pouvoir augmenter les fréquences de commutation des convertisseurs jusqu'au mégahertz, voir à la dizaine de mégahertz [2]. Cette montée en fréquence autorise potentiellement une réduction du volume des composants passifs, à condition de disposer des matériaux (magnétiques, diélectriques) possédant les caractéristiques pour être utilisés à ces fréquences avec des pertes contenues [4]. Il faut en effet que l'augmentation du volume dédié à la dissipation thermique ne vienne pas compromettre la réduction globale de volume attendue. Du point de vue CEM, l'augmentation de la vitesse de commutation provoque une excitation plus importante des éléments parasites du convertisseur (capacités parasites, inductances dans la maille de commutation). Ces effets vont se retranscrire sur les spectres de mode commun et de mode différentiel mesurés en amont du Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) sur

lequel est connecté le convertisseur pour les mesures normatives. D'un point de vue fonctionnel, ces effets vont entraîner plus facilement l'apparition d'oscillations hautes fréquences sur la tension de bus, le courant de charge ou sur la tension de grille des transistors. Il existe donc un risque accru d'auto-perturbation de la commande. Enfin, ces commutations peuvent également être la source de perturbations rayonnées importantes dans l'environnement proche du convertisseur. Globalement, pour les convertisseurs, cela entraîne des contraintes accrues sur la conception des filtres et du blindage. La modélisation et la simulation C.E.M. permettant d'obtenir les niveaux de perturbation générés avec une précision suffisante sont donc deux enjeux importants en électronique de puissance aujourd'hui. La solution d'utiliser des structures à résonance, qui permettent de limiter les pertes et les perturbations liées aux commutations, sont particulièrement pertinentes dans le cas des alimentations dont la fréquence de découpage est supérieure ou égale au mégahertz [3]. La structure LLC étudiée est donc une application pertinente pour ces composants.

II. COMPORTEMENT D'UN BRAS DE PONT GAN EN COMMUTATION DURE

II.1. Modèle du transistor eGAN FET

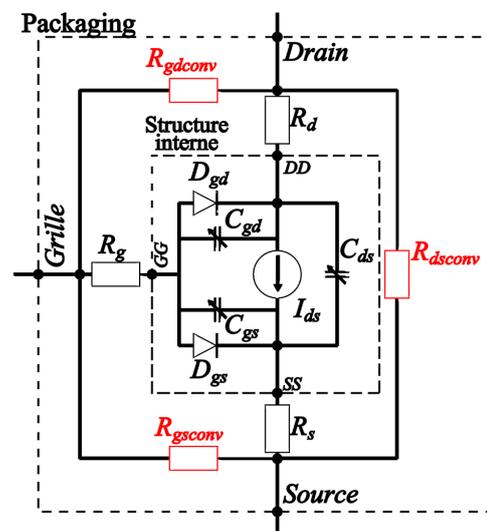


Fig. 1. Modèle du transistor eGAN FET.

La modélisation du convertisseur se base sur le modèle du transistor eGaN FET présenté figure 1, décrit en VHDL-AMS. Ce modèle a été validé en statique par la comparaison entre les résultats de mesure et de simulation. La principale équation (2), définit le courant I_{ds} lorsque la tension V_{DS} est supérieure à 0V. Les tensions V_{GS} et V_{DS} sont prises au niveau de la structure interne. Une équation similaire s'applique lorsque $V_{DS} < 0$ [1].

$$I_{ds0} = K \cdot \ln \left(1 + e^{\frac{V_{GS} - V_{th}}{k_V}} \right) \quad (1)$$

$$I_{ds} = I_{ds0} \frac{(1 + k_T(T_j - T_0)) \times V_{DS}}{1 + \max(a + b \cdot V_{GS}, 0.2)V_{DS}} \quad (2)$$

K	Coeff. d'amplification en courant	15.5
k_T	Coefficient de température	0.0019
T_j	Température de jonction [$^{\circ}C$]	
T_0	Température de référence [$^{\circ}C$]	25
V_{th}	Tension de seuil [V]	2.2
k_V	Pente de I_{ds0} , partie linéaire	0.16

Le modèle utilisé permet de rendre compte du comportement spécifique des transistors eGaN FET en conduction inverse. Pour le comportement en commutation, la comparaison des résultats de simulation a été faite avec les mesures effectuées sur un bras de pont 100 V fonctionnant à 1 MHz (figure 2).

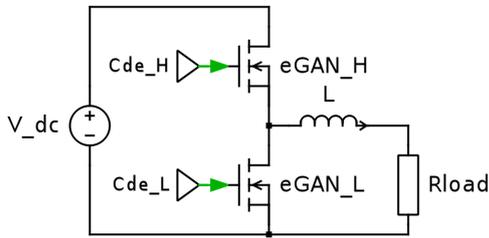


Fig. 2. Bras de pont.

II.2. Réalisation du bras de pont

La carte de puissance a été réalisée en minimisant la distance des accès pour la puissance et la commande, permettant une minimisation des inductances de maille. Des condensateurs céramiques ont été ajoutés au plus près de la cellule de commutation pour minimiser l'inductance de maille. Ces condensateurs présentent une inductance parasite faible et ils sont connectés en parallèle pour diviser encore l'inductance globale [9].

II.3. Résultats de mesures et modélisation CEM

La Figure 5 présente la comparaison entre la mesure et la simulation CEM de la tension au point milieu du bras de pont, pour un temps mort t_m de 75 ns. Le temps de montée, de l'ordre de 7 ns est directement lié à la vitesse de commutation des transistors eGaN [6], alors

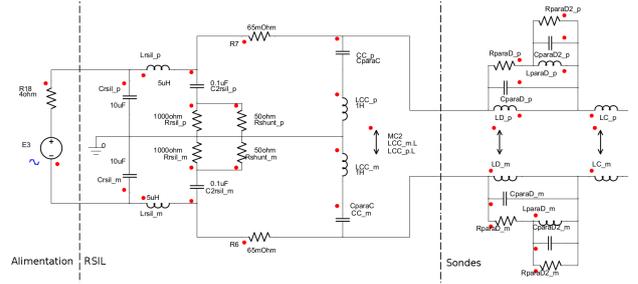


Fig. 3. Modèle CEM: alimentation et RSIL (DO-160).

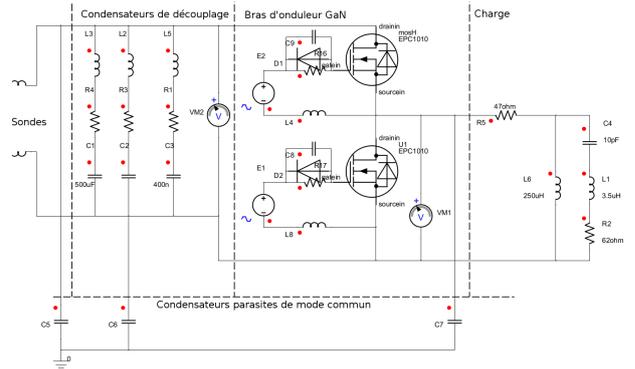


Fig. 4. Modèle CEM: Bras d'onduleur et Charge.

que le temps de descente, plus lent, est du à la décharge de la capacité C_{DS} du transistor du haut pendant le temps mort. La pente de cette commutation est donc directement liée au courant commuté. Pour arriver à cette précision, les différents éléments du convertisseur ont été modélisés avec précision : les inductances de la maille de commutation introduites par le PCB, les condensateurs en entrée de carte et les condensateurs de découplage placés au plus près des transistors, la commande et la charge. Le modèle CEM de l'alimentation et du RSIL sont présentés sur la figure 3. Le modèle du bras d'onduleur GAN et de la charge, ainsi que des condensateurs de découplages et des condensateurs parasites de mode commun sont présentés figure 4.

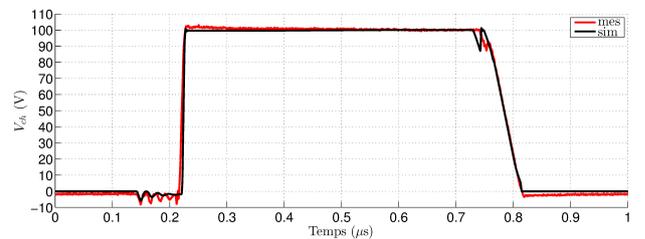


Fig. 5. Tension au point milieu du bras de pont. Comparaison Mesure / Simulation ($t_m = 75$ ns).

II.4. Mesures des perturbations CEM conduites

Afin de quantifier les perturbations conduites générées par ces composants en commutation dure, nous avons

utilisé un RSIL (norme DO-160F) placé en amont du bras de pont. Ce RSIL a été caractérisé et modélisé de façon à ce que le modèle soit utilisable en simulation dans l'objectif de pouvoir effectuer des comparaisons entre les spectres mesurés et simulés. Dans la norme DO-160, les mesures des courants de mode commun et de mode différentiel sont effectuées par des sondes de courant (ici des sondes Pearson 6595), qui sont également caractérisées et modélisées (partie sondes du schéma, figure 3). Les spectres des courants de mode commun

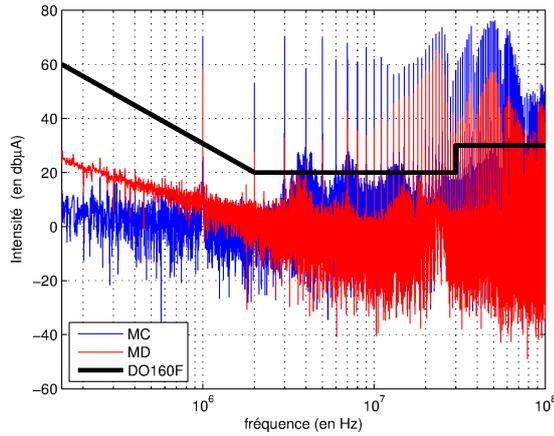


Fig. 6. Mesure des perturbations conduites.

et différentiels mesurés figure 6 montrent que le niveau de perturbation est très élevé et qu'il le reste au-delà des 30 MHz, alors que les convertisseurs à base de transistors MOSFET Silicium avaient tendance à avoir des spectres diminuant fortement au delà de 10 MHz. Les spectres obtenus en simulation (figure 7) sont cohérents avec ces mesures, même si ils n'en retranscrivent pas toute la complexité au-delà de 20 MHz.

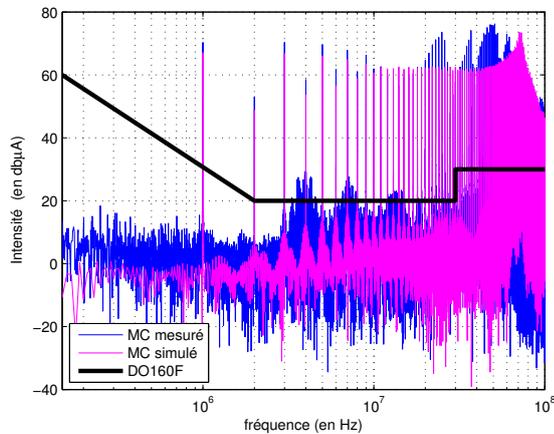


Fig. 7. Comparaison mesure / simulation (MC).

III. MODELISATION CEM D'UNE STRUCTURE LLC A BASE DE TRANSISTORS GAN

III.1. Intérêt de la structure LLC

Une solution pour diminuer les perturbations provoquées par la commutation des composants eGaN FET consiste à fonctionner en commutation douce [7]. La structure LLC, présentée Figure 4, est une structure à résonance qui permet ce mode de fonctionnement si la commande est bien réalisée. Cette structure permet également un fonctionnement avec une grande plage de variation de la tension d'entrée. Enfin, son fonctionnement est bien adapté à la montée en fréquence de découpage des convertisseurs, et elle permet d'atteindre des rendements très élevés. Les désavantages à citer sont un fonctionnement à fréquence variable et des modes de fonctionnement complexes, suivant la fréquence de commutation, en fonction des deux fréquences caractéristiques de la structure LLC. D'un point de vue technologique, le dimensionnement et la réalisation du circuit magnétique doivent être fait avec beaucoup de soin.

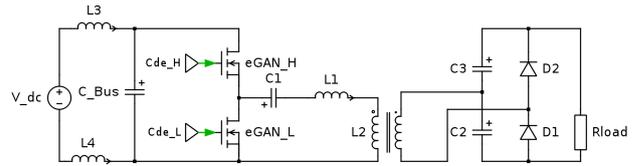


Fig. 8. Structure du convertisseur LLC.

Les transistors eGaN FET possèdent la particularité de ne pas avoir de diode de structure en antiparallèle. De ce fait, la gestion des temps morts en commutation dure est une contrainte sévère pour limiter au maximum les pertes pendant les commutations [1]. Le fonctionnement en commutation douce de la structure LLC permet de réaliser ces commutations dans les conditions les plus favorables.

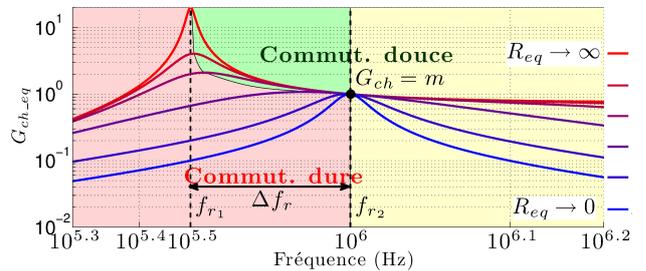


Fig. 9. Gain équivalent du convertisseur LLC

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{M1} + L_{f1}) \cdot C_r}} \quad (3)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(L_{f1} + \frac{L_{M1}L_{f2}}{m^2L_{M1} + L_{f2}}\right) \cdot C_r}} \quad (4)$$

III.2. Modes de fonctionnement de la structure LLC

La figure 9 représente le gain équivalent du convertisseur LLC en fonction de la fréquence, paramétrée par la charge. Pour une fréquence de découpage supérieure à f_{r2} , le convertisseur fonctionne en commutation douce. Entre les fréquences f_{r1} et f_{r2} , le fonctionnement est très dépendant de la charge. Enfin, pour des fréquences inférieures à f_{r1} , le convertisseur fonctionne obligatoirement en commutations dures. Les fréquences f_{r1} et f_{r2} sont définies par les équations 3 et 4.

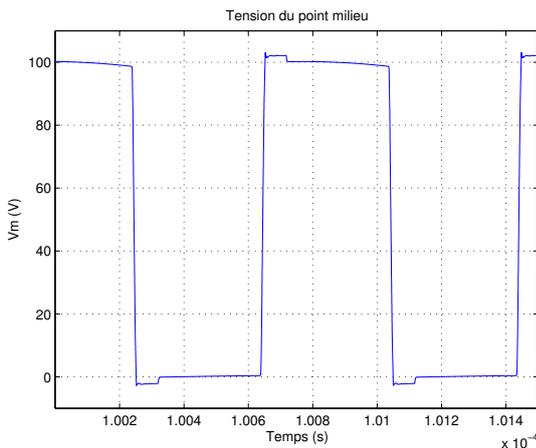


Fig. 10. Tension au point milieu du bras de pont - courant de charge 1.5 A, temps morts de 100 ns.

La figure 10 représente la tension de point milieu pour une fréquence de découpage supérieure à la fréquence f_{r2} , un courant de charge de 1.5 A et un temps mort réglé à 100 ns. Le choix de la fréquence de résonance assure le mode de commutation douce, mais influe aussi sur la tension de sortie en fonction de la charge, comme on peut le voir sur la courbe de gain équivalent présentée figure 9. Le fonctionnement résonnant permet d'assurer des commutations douces pendant le front montant et le front descendant de la tension au point milieu du bras de pont. Le temps de commutation dans ce mode est fixé par le temps de décharge de la capacité du transistor qui était bloqué, et dépend donc du courant dans la charge. Plus ce courant sera important, plus la décharge sera rapide. Si la commutation n'est pas finie avant la fin du temps mort, la fin de la décharge de cette capacité va se faire à travers le transistor complémentaire de façon très rapide; l'avantage apporté par la commutation douce sera alors dégradé. Le contrôle optimum du temps mort peut être envisagé mais entraîne une complexité accrue de la commande.

D'un point de vue CEM, le bilan concernant cette structure est complexe: la commutation douce permet de limiter la pente de la tension au point milieu pendant la commutation du bras de pont sans augmenter les pertes, mais cette pente est variable en fonction du courant dans la charge. Suivant le mode de contrôle choisi, la fréquence

de découpage peut ne pas être fixe, et les spectres de mode commun et de mode différentiel fortement variables, ce qui complique la conception des filtres. Enfin, il faut faire attention au rayonnement de la partie L-L-C.

III.3. Modèle CEM du convertisseur LLC

Le modèle CEM du convertisseur LLC a été réalisé en se basant sur le modèle CEM présenté précédemment et en ajoutant les composants de la cellule L-L-C et l'étage de redressement de sortie. La modélisation du circuit magnétique a demandé une attention particulière. Afin de maîtriser au mieux les paramètres du circuit magnétique, nous avons décidé de le réaliser en technologie planar, avec les pistes réalisées sur un circuit imprimé et le circuit magnétique de part et d'autre [8]. Le circuit utilisé est présenté figure 11.

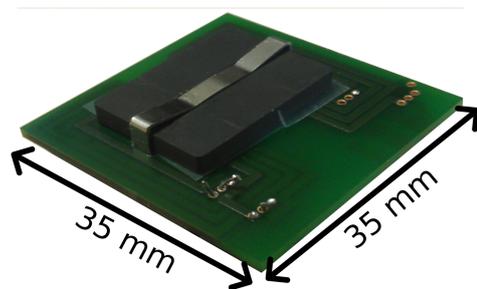


Fig. 11. Circuit magnétiques du LLC

La cellule L-L-C, composée de ce circuit magnétique et du condensateur série C_r , (C_{12} sur le schéma), a été caractérisée en utilisant un analyseur d'impédance. Le modèle électrique équivalent utilisé est celui de la figure 12 et la valeur des principaux éléments du modèle sont donnés dans la table 1. Ce modèle donne de très bons résultats jusqu'à 30 MHz mais il doit être complété pour étendre son domaine de validité au-delà. Un des intérêts d'utiliser une structure planar parfaitement définie est de pouvoir utiliser un logiciel de simulation électromagnétique 3D pour déterminer les paramètres du modèle électrique, avec en plus la possibilité de déterminer précisément les pertes.

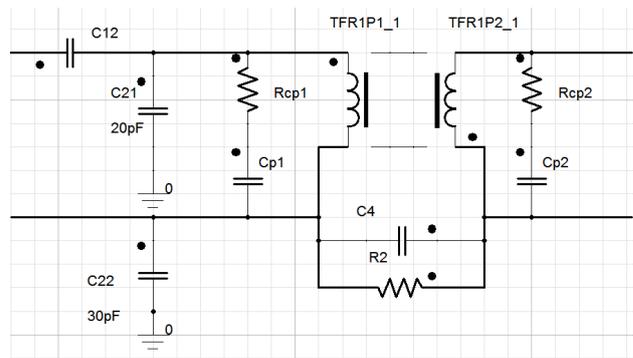


Fig. 12. Modèle de la partie L-L-C

Table 1. Modèle de l'ensemble L-L-C

Composant	Modèle	Valeur	Rôle
C_{12}	C_r	0.6 nF	C série
TFR1P1	L_{f1}	28.5 μH	L fuites pri
	R_{pc1}	170 m Ω	R série pri
	L_M	67 μH	L Magnétisante
	R_{pf}	5.4 k Ω	Pertes fer
TFR1P2	L_{f2}	5.2 μH	L fuites sec
	R_{pc2}	80 m Ω	R série sec
R_2		10 ⁶ Ω	isolation
C_4		1 pF	

Les formes d'onde obtenues en simulation en utilisant ce modèle sont très proches de celles relevées par la mesure.

III.4. Perturbations CEM conduites

La figure 13 représente les spectres de mode commun obtenus en simulation en utilisant le modèle C.E.M. du convertisseur L-L-C. Le spectre en rouge correspond à un réglage du temps mort à 10 ns, un peu plus faible que la durée de la commutation complète en commutation douce, et le spectre bleu à un réglage du temps mort à 100 ns (figure 10). D'une part, on peut voir sur ces simulations que le spectre de mode commun a tendance à décroître régulièrement, et plus rapidement à partir de 30 MHz. Le fait d'avoir un temps mort inférieur au temps mort optimal provoque une décroissance moins rapide du spectre entre 30 MHz et 100 MHz.

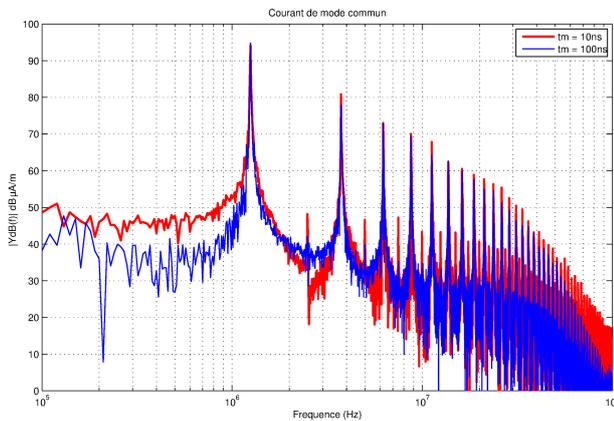


Fig. 13. Simulation du courant de mode commun pour la LLC pour deux réglages de temps morts.

IV. CONCLUSION

Les composants GaN permettent de faire fonctionner un convertisseur dans de bonnes conditions à des fréquences de découpage au delà du MHz. Cependant, cette montée en fréquence s'accompagne d'une augmentation des niveaux de perturbations conduites générées dans la plage 10 MHz à 100 MHz. Une façon de

limiter ces perturbations consiste à utiliser des modes de commutations douces. La structure LLC, si elle est bien commandée, peut permettre d'utiliser ces modes de commutation avec un bras de pont en transistors GaN. Le travail que nous avons mené porte sur toutes les étapes à réaliser pour établir d'une part des modèles de convertisseurs pouvant être utilisés dans des simulations orientées CEM, et pour d'autre part se placer dans les conditions pour utiliser au mieux les caractéristiques de ces composants afin de limiter par la structure et la commande l'émission de perturbations.

REFERENCES

- [1] L. Hoffmann, "Contribution à la caractérisation et à la modélisation de composants grand gap GaN Application à un convertisseur en environnement sévère", Thèse de doctorat, SATIE, 2014.
- [2] M. Danilovic, Z. Chen, R. Wang, F. Luo, D. Boroyevich and P. Mattavelli, "Evaluation of the Switching Characteristics of a Gallium-Nitride Transistor", ECCE, IEEE, 2011.
- [3] M. Ebli, M. Wattenberg, and M. Pfof, "A High-Efficiency Bidirectional GaN-HEMT DC/DC Converter", PCIM Europe 2016, Nuremberg, Germany, 2016.
- [4] J. Delaine, P.-O. Jeannin et D. Frey, "High Frequency DC-DC Converter Using GaN Device", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, 2012.
- [5] J.-I. Itoh et T. Araki, "Volume Evaluation of a PWM Inverter with Wide Band-Gap Devices for Motor Drive System", ECCE, IEEE, 2013.
- [6] T. LaBella, B. York, C. Hutchens et J.-S. Lai, "Dead Time Optimization through Loss Analysis of an Active-Clamp Flyback Converter Utilizing GaN Devices", ECCE, 2012.
- [7] M. D. Seeman, S. R. Bahl, D. I. Anderson and G. A. Shah, "Advantages of GaN in a High-Voltage Resonant LLC Converter", APEC, 2014
- [8] T. C. Neugebauer, and D. J. Perreault, "Filters with inductance cancellation using printed circuit board transformers", Power Electronics Specialist Conference PESC '03. Vol 1, pp. 272-282, 2003.
- [9] D. Reusch, and J. Strydom, "Understanding the effect of PCB layout on circuit performance in a high-frequency gallium-nitride-based point of load converter", APEC, 2013.
- [10] N. Videau, T. Meynard, and al., "5-phase interleaved buck converter with gallium nitride transistors", Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), IEEE Workshop, 2013.