

# Intégration de circuit magnétique dans le PCB dédié à un convertisseur PFC

Guillaume Héroult, Denis Labrousse, Adrien Mercier, Stéphane Lefebvre

SATIE, CNRS, ENS Cachan, Cnam, Université Paris-Saclay, 61 av. Président Wilson, 94230 Cachan, France

**RESUME** - Ce papier présente l'intégration de circuit magnétique dans les PCB d'un convertisseur PFC à haute fréquence de commutation (de 2 MHz à 8 MHz), constitué d'un redresseur monophasé double alternance et d'un convertisseur "Boost". Dans un premier prototype, le redresseur et les composants actifs du convertisseur seront montés en surface sur le PCB (Printed Circuit Board). L'ondulation maximale de courant à travers l'inductance est de 5A (utilisation d'un mode de contrôle de courant  $0 - I_{max}$ ) pour une puissance de sortie d'environ 400W. Ce papier décrit le dimensionnement de l'inductance, le choix du matériau magnétique et le processus technologique pour son intégration dans le PCB. La mise en place de ces composants dans le PCB et la possibilité d'augmenter la fréquence de commutation grâce aux composants GaN, nous permettra d'obtenir une forte densité volumique de puissance (environ 10kW/l).

**Mots-clés**— Inductance intégrée, PCB, GaN, Convertisseur Boost, PFC, Ferrite.

## 1. INTRODUCTION

La disponibilité des composants grand gap et l'augmentation des fréquences de découpage qu'ils autorisent permettent d'augmenter de façon significative les densités de puissance dans un convertisseur (entre 5kW/l et 10kW/l) et donc d'en minimiser le volume. Avec cette proposition d'intégration, nous nous rapprochons de la limite haute de cette fourchette. Bien entendu, la minimisation du volume du convertisseur va rendre l'évacuation des calories plus complexe et la validation finale devra prendre en compte les échauffements locaux.

La proposition consiste ici en l'intégration dans le PCB du circuit magnétique de l'inductance d'un convertisseur boost et l'utilisation de composants GaN, ce qui permet un fonctionnement à haute fréquence (entre 2 MHz et 8 MHz). Le convertisseur est connecté au réseau et délivre une tension de sortie de 500V DC pour une puissance d'environ 400W. Nous allons, dans un premier temps, décrire la structure et l'analyser, ensuite choisir le matériau du circuit magnétique parmi trois différents types, réaliser le dimensionnement de l'inductance, décrire le processus de fabrication d'une telle inductance et enfin analyser les premiers résultats obtenus sur ce prototype.

## 2. DESCRIPTION ET ANALYSE DE LA STRUCTURE

Le convertisseur PFC est dimensionné pour une puissance de sortie d'environ 400 W et une tension de sortie de 500 V. La Fig. 1 montre le schéma de la structure choisie. La valeur efficace de la tension d'entrée est de 230 V, ce qui implique un courant d'entrée efficace  $I_{eff}$  de 1.7 A et donc un courant maximum  $I_{max}$  dans l'inductance de 4.9 A ( $I_{max} = I_{eff} \cdot 2 \cdot \sqrt{2} = 4.9A$ ). La Fig. 2 montre la forme idéale du courant dans l'inductance ( $i_L$ ). La valeur maximale du courant suit une référence de courant sinusoïdale et la fréquence de commutation dépend de la valeur instantanée de cette référence.

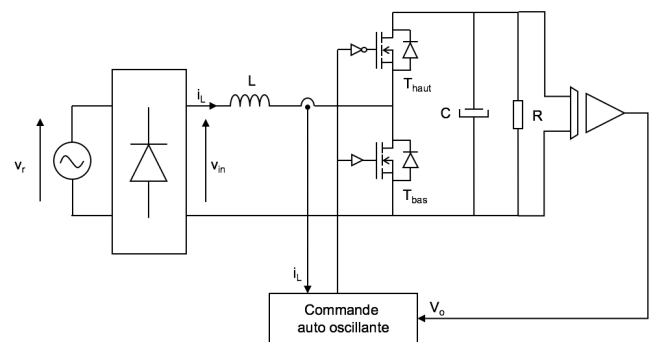


Fig. 1. Schéma du convertisseur

Avec la stratégie de commande choisie, un rapport cyclique instantané  $\alpha_i$  peut être défini par (1).

$$\alpha_i = 1 - \frac{V_{max} |\sin(\omega t_i)|}{V_o} \quad (1)$$

Le courant de référence  $i_{ref}(t)$  est de forme sinus redressé en phase avec la tension d'entrée réseau. Par conséquent, la tension d'entrée et le courant de référence peuvent être définis par les relations (2) et (3).

$$v_{in}(t) = V_{max} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (2)$$

$$i_{ref}(t) = I_{max} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (3)$$

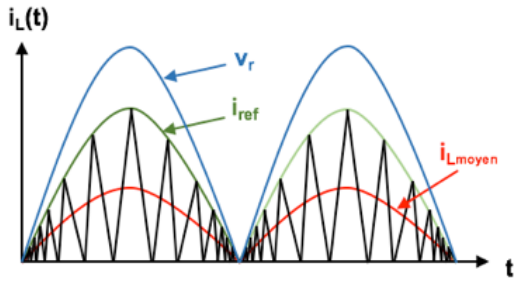


Fig. 2. Allure du courant dans l'inductance en commande 0-I<sub>max</sub>, sur une période réseau

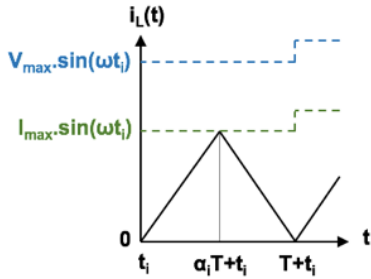


Fig. 3. Allure du courant dans l'inductance en commande 0-I<sub>max</sub>, sur une période de découpage.

En considérant une fréquence de commutation assez élevée, le courant de référence  $i_{ref}(t)$  et la tension d'entrée  $v_{in}(t)$  peuvent être considérés constants sur une période de commutation (Fig. 3). Dans ces conditions, l'évolution du courant dans l'inductance  $i_L(t)$  est définie par les relations (4) et (5).

Sur  $[t_i, t_i + \alpha_i T]$ ,

$$i_L(t) = \frac{V_{max} \cdot |\sin(\omega t_i)|}{L} (t - t_i) \quad (4)$$

Sur  $[t_i + \alpha_i T, t_i + T]$ ,

$$i_L(t) = \frac{V_{max} \cdot |\sin(\omega t_i)| - V_O}{L} (t - (t_i + \alpha_i T)) + I_{max} \cdot |\sin(\omega t_i)| \quad (5)$$

Considérant (4), à  $t = t_i + \alpha_i T$ ,  $\alpha_i T$  est défini par (6). Cette relation montre que le temps de conduction  $\alpha_i T$  est constant et ne dépend que de la valeur maximale du courant de référence, de la valeur maximale de la tension d'entrée et de la valeur de l'inductance.

$$\alpha_i T = \frac{I_{max} \cdot L}{V_{max}} \quad (6)$$

$$T - \alpha_i T = \frac{I_{max} \cdot L \cdot |\sin(\omega t_i)|}{V_O - V_{max} \cdot |\sin(\omega t_i)|} \quad (7)$$

A  $t = t_i + T$ , en utilisant (5), le temps de blocage du transistor ( $T - \alpha_i T$ ) est défini par (7). Cette équation montre que le temps de blocage dépend du temps. Dans ces conditions, (6) et (7)

permettent de définir l'évolution de la période de découpage en fonction du temps (8).

$$T = \frac{I_{max} \cdot L}{V_{max}} + \frac{I_{max} \cdot L \cdot |\sin(\omega t_i)|}{V_O - V_{max} \cdot |\sin(\omega t_i)|} \quad (8)$$

$$T = \frac{I_{max} \cdot L}{\alpha_i \cdot V_{max}} \quad (9)$$

Avec le rapport cyclique  $\alpha_i$  dépendant du temps, la période de découpage  $T$  peut être définie par (9). La fréquence de découpage maximale est calculée pour un rapport cyclique théorique  $\alpha_i$  de 100%. Afin de limiter les pertes par commutation dans les transistors GaN, la fréquence de découpage est limitée à 8 MHz. Cette limitation permet de calculer une valeur d'inductance de 8  $\mu$ H.

La valeur minimale du rapport cyclique  $\alpha_i$  est déterminée par la relation  $\alpha_{i_{min}} = 1 - \frac{V_{max}}{V_O}$  avec  $V_{max} = 325$  V et  $V_O = 500$  V, ce qui implique un rapport cyclique minimum de 35% et donc une fréquence de commutation minimale de 2,8 MHz.

### 3. CHOIX DU MATERIAU MAGNETIQUE

Le choix du circuit magnétique dépend grandement de la fréquence de commutation ainsi que de l'induction magnétique maximum. Selon de précédentes études [1, 2], quand la fréquence de commutation est supérieure à 50 MHz, le circuit magnétique n'est pas nécessaire. En effet, le volume, les difficultés de fabrication et les pertes fer, ne justifient pas l'utilisation d'un matériau magnétique comparativement aux performances d'une inductance sans circuit magnétique.

Dans notre cas, la limitation de la fréquence de commutation due aux composants de puissance est d'environ 10 MHz pour quelques centaines de Watts. Le circuit magnétique est donc justifié, à condition de trouver un matériau avec peu de pertes et facile à fabriquer [4]. L'épaisseur du circuit magnétique doit être inférieure à 1 mm pour être intégrable dans un PCB standard (1,6 mm). Il doit être résistant à la pression et à la température d'assemblage du PCB (Fig. 4) et avoir une perméabilité relative élevée pour minimiser le volume de l'inductance.

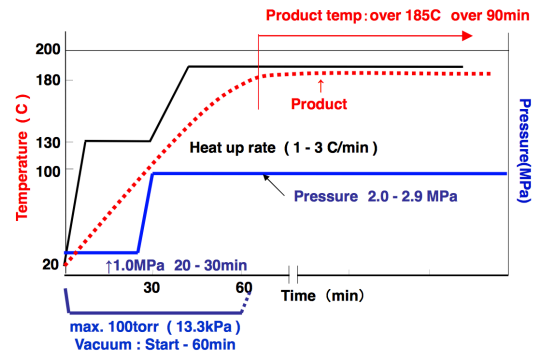


Fig. 4. Profils de pression et température préconisés pour l'utilisation du prépreg Panasonic R1650V.

Aujourd'hui, un certain nombre de matériaux magnétiques rassemblent tous ces critères. Nous en avons comparé trois, de différents fabricants (EMC absorber de 3M et IFL12 et IBF15 de TDK). Le matériau EMC Absorber est constitué de paillettes de fer agglomérées dans une résine de polymère, le matériau IFL12 est constitué de poudre magnétique agglomérée dans une résine polymère et le matériau IBF15 est une plaque très mince (180  $\mu\text{m}$ ) frittée (ferrite).

A l'aide d'un analyseur d'impédance HP4195A et d'un kit de test d'impédance, nous avons mesuré le module et la phase de l'impédance complexe d'une spire pour différents échantillons de matériaux. Par le calcul, en connaissant parfaitement les dimensions des échantillons, nous avons déterminé la valeur de la perméabilité relative complexe initiale de chaque matériau. La Fig. 5 compare la perméabilité relative initiale de ces trois matériaux. La partie imaginaire  $\mu_r''$  représente les pertes dans le matériau. Elle montre que le matériau IBF15 n'a pas de pertes significatives jusqu'à 13 MHz, alors que les deux autres matériaux présentent un accroissement significatif des pertes à 2 MHz pour le matériau IFL12 ou 3 MHz pour le matériau EMC Absorber. Etant donné que nous avons une variation de la fréquence de commutation de 2 MHz et 8 MHz, le matériau IBF15 semble le plus approprié vis à vis des pertes. De plus, la perméabilité relative du matériau IBF15 ( $\mu_r' = 110$ ) est relativement élevée pour un matériau ferrite très mince, permettant ainsi d'obtenir un noyau magnétique de petite dimension.

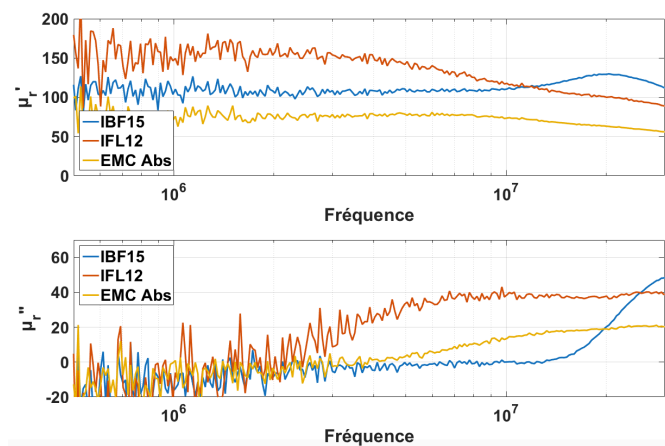


Fig. 5. Perméabilités relatives initiales  $\mu_r'$  et  $\mu_r''$  mesurées en fonction de la fréquence pour différents matériaux magnétiques.

L'induction à saturation a été mesurée sur des échantillons de matériaux, à l'aide d'un VSM (Vibrating Sample Magnetometer). Le Tableau 1 montre que le matériau EMC Absorber a une induction à saturation relativement élevée par rapport aux deux autres matériaux. Cependant, les pertes dans ce matériau commencent à être significatives à partir de 2 MHz, il pourrait donc être judicieux de l'utiliser pour des fréquences de commutations inférieures à 1 MHz. Notons que le matériau IBF15 choisi, a une induction à saturation similaire aux différents pots ferrite (environ 300 mT).

Tableau 1. Induction à saturation des différents matériaux caractérisés

Matériaux magnétiques	Induction à saturation	$\mu_r'$	Fmax (avant augmentation de $\mu_r''$ )
EMC Absorber	$B_{\text{sat}} = 561 \text{ mT}$	70	2 MHz
IFL12	$B_{\text{sat}} = 261 \text{ mT}$	150	4 MHz
IBF15	$B_{\text{sat}} = 349 \text{ mT}$	110	13 MHz

#### 4. DIMENSIONNEMENT DU NOYAU MAGNETIQUE

Après avoir choisi le matériau magnétique, nous avons déterminé les dimensions du circuit magnétique, le nombre de spires, et la forme des pistes qui correspondent aux spécifications de la structure. Afin de minimiser le flux de fuite, un circuit magnétique torique avec une distance inter-spire minimum a été choisi [3]. En considérant la valeur de l'inductance, une finesse du circuit magnétique inférieure à 1 mm, et une minimisation du volume d'inductance, les dimensions du noyau ont été calculés pour obtenir une valeur théorique d'inductance de 8  $\mu\text{H}$  pour une ondulation de courant de 5A. Les caractéristiques géométriques de l'inductance sont : 42 mm de diamètre extérieur, 18 mm de diamètre intérieur, une épaisseur de 1080  $\mu\text{m}$ , et un nombre de 21 spires.

Ce design a été implémenté dans un logiciel de conception de circuit imprimé et simulé avec le logiciel Maxwell. Une valeur d'inductance propre de 6.8  $\mu\text{H}$  a été déterminée par simulation avec une valeur de perméabilité relative de 110. La Fig. 6 montre le dessin de l'inductance et la Fig. 7 le champ H dans le matériau magnétique. La Fig. 7 montre également que l'induction dans le matériau magnétique (227 mT) ne dépasse pas 300 mT pour un courant d'excitation de 5 A, évitant ainsi la saturation du matériau magnétique.

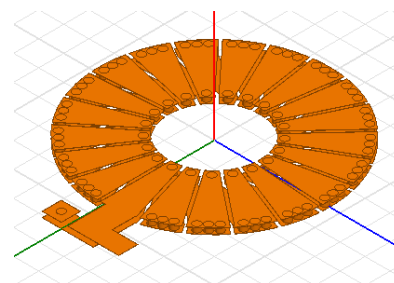


Fig. 6. Géométrie de l'inductance dans le logiciel Maxwell.

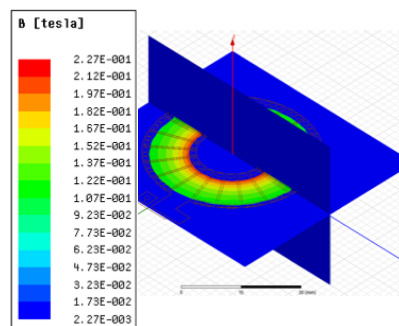


Fig. 7. Induction magnétique (T) dans le matériau magnétique.

La Fig. 8 montre le processus de fabrication de cette inductance de façon schématique. Les deux premières étapes (a et b) consistent à graver deux circuits imprimés simple face (couches du dessus et du dessous) sur deux PCB fins différents (épaisseur de 200 $\mu\text{m}$ ). L'étape (c) représente la phase de pressage du PCB réalisée à l'aide d'une presse LPKF (Multipress S) en appliquant le profil préconisé par la datasheet du prepreg R1650V de Panasonic (Fig. 4). La dernière étape consiste à réaliser les connections entre les couches du dessus et du dessous (trous métallisés) à l'aide de la pâte LPKF ProConduct®.

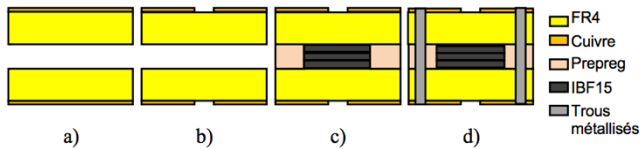


Fig. 8. Processus de réalisation de l'inductance : a) PCB fin, b) pistes gravées, c) pressage du circuit magnétique entre les deux PCB, d) trous métallisés pour connecter les deux PCB.

La Fig. 9 montre enfin le prototype de l'inductance réalisée. Les mesures d'inductance propre et de résistance du bobinage ont été réalisées avec un analyseur d'impédance HP4194A. Ces mesures ont été effectuées avant et après le processus de pressage de l'inductance. La Fig. 10 montre que la valeur d'inductance reste approximativement constante jusqu'à 10 MHz. Cependant, on note une évolution significative de l'inductance après pressage.

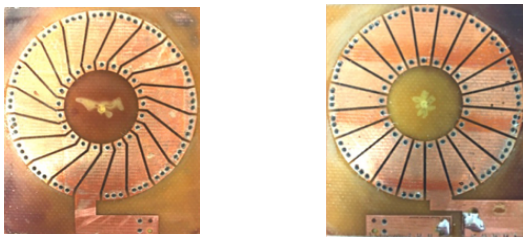


Fig. 9. Photographie du prototype d'inductance sur les deux faces.

En effet, avant le pressage, la valeur de l'inductance était de 7.6  $\mu\text{H}$ , alors qu'après pressage elle n'est plus que 4.2  $\mu\text{H}$ . Cette différence peut être expliquée par la modification de la valeur de perméabilité relative du matériau magnétique après pressage, donc de la réluctance du circuit magnétique.

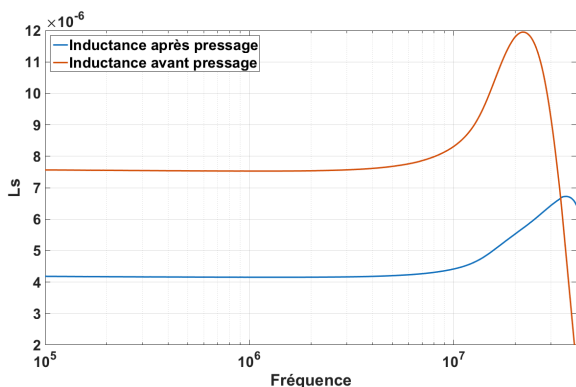


Fig. 10. Caractérisation de l'inductance avant et après pressage.

Une vue au microscope (Fig. 11) montre que le matériau IBF15 est constitué de fragments de ferrite agglomérée dans une résine de polymère (Fig. 11.a). Après pressage, (Fig. 11.b) le matériau est dégradé, les fragments de ferrite sont séparés, créant ainsi un entrefer réparti.

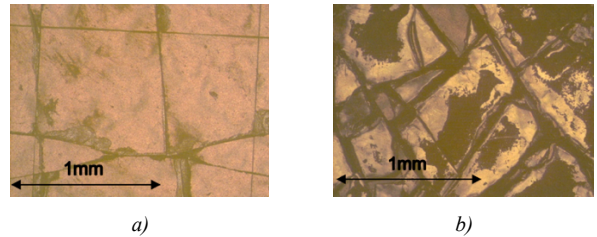


Fig. 11. Structure du matériau IBF15. a) avant pressage, b) après pressage.

Afin de confirmer cette hypothèse et quantifier l'effet du pressage sur la perméabilité, les caractéristiques du matériau IBF15 ont été mesurées après l'avoir contraint en pression et en température (matériau seul, sans prepreg). Le matériau a été contraint sous différentes pressions afin de déterminer si les caractéristiques physiques du matériau changeaient avec la pression appliquée lors du pressage de l'inductance. La Fig. 12 compare les valeurs de perméabilité relative du matériau IBF15 pour différentes valeurs de pression. Celles-ci montrent que les caractéristiques du matériau semblent être affectées par ce processus avec une diminution notable de la perméabilité avec la pression appliquée. Cette évolution relativement modérée de la perméabilité relative ne suffit toutefois pas à expliquer l'évolution importante de l'inductance.

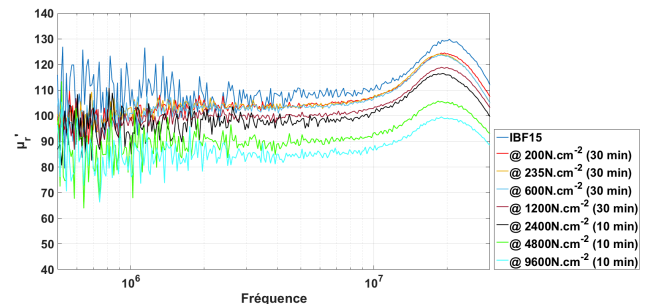


Fig. 12. Comparaison de la perméabilité relative du matériau IBF15, pour différentes pressions.

En effet, la perméabilité relative varie de 110 pour le matériau non pressé à 85 après application d'une pression de 9600N/cm<sup>2</sup> pendant 30mn. Cependant sur la Fig. 12, on peut voir que pour des pressions inférieures ou égales à 600N/cm<sup>2</sup> la perméabilité relative ne varie pas significativement et reste égale à environ 105.

De plus lors du pressage la presse applique une force et ce n'est pas la surface de la carte qui déterminera en fin de pressage la pression appliquée au matériau magnétique, mais celle du matériau. La pression appliquée réellement au matériau est donc beaucoup plus importante que celle initialement appliquée sur le prepreg (750 N.cm<sup>-2</sup> au lieu de 200 N.cm<sup>-2</sup>) pour un temps de pressage de 60 minutes.

On peut également envisager que l'étape de pressage du matériau noyé dans le prepreg engendre des contraintes

transversales avec une dégradation plus importante que celle constatée sur les échantillons de matériaux seuls (cf. Fig. 12). Des études supplémentaires seront donc nécessaires afin de déterminer l'ensemble des causes amenant à la diminution de l'inductance. De plus, le pressage ayant tendance à modifier la structuration du matériau, d'autres études seront nécessaires afin de vérifier la reproductibilité des caractéristiques obtenues, la stabilité dans le temps des caractéristiques du matériau pressé et d'analyser précisément les effets de la pression et de la température sur les performances du matériau, durant le processus de pressage. Ces compléments d'étude devraient permettre de mettre au point un profil de pressage compatible avec l'utilisation du matériau IBF15 dont les caractéristiques restent très intéressantes.

## 5. ESSAI DU CONVERTISSEUR BOOST

Pour cette première mise en œuvre et pour des raisons de simplification de la caractérisation électrique, trois circuits imprimés différents ont été développés pour réaliser entièrement le convertisseur. Le premier circuit imprimé intègre le pont de diode monophasé. L'inductance a été réalisée sur le second circuit imprimé et finalement, le troisième circuit imprimé intègre les composants de puissance (transistors GaN) et leurs drivers (Fig. 13).

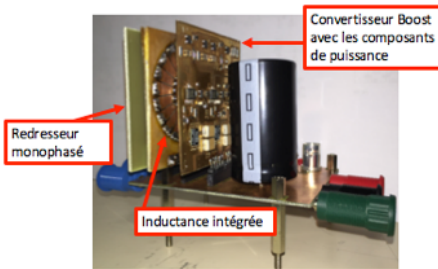


Fig. 13. Photographie du banc de test du prototype de convertisseur PFC.

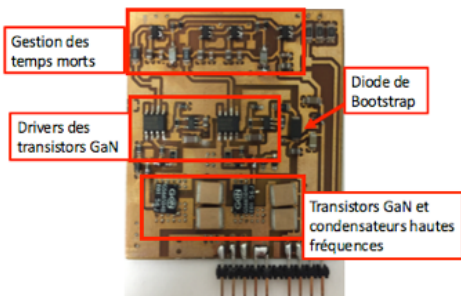


Fig. 14. Photographie du convertisseur boost avec les composants de puissance et leur drivers.

Pour cette première réalisation, les puces GaN de puissance (650 V, 15 A) sont soudées sur un circuit imprimé avec 70  $\mu\text{m}$  d'épaisseur de cuivre, sans aucun dispositif de refroidissement (Fig. 14).

Le convertisseur est commandé en boucle ouverte. Afin de vérifier son bon fonctionnement, la partie boost est alimentée par une source de tension constante  $V_{IN}$  et la fréquence de commutation est fixée à 1 MHz avec un rapport cyclique de 50% dans un premier temps.

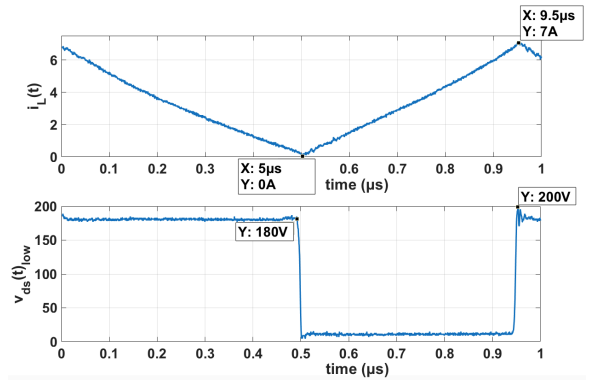
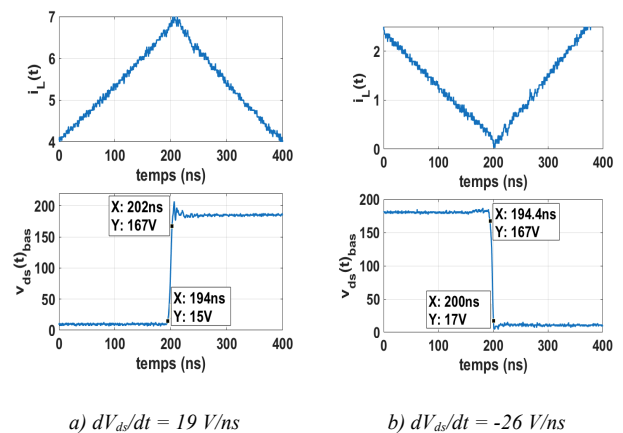


Fig. 15. Formes d'ondes du courant dans l'inductance et de la tension  $V_{ds}$  aux bornes du transistor du bas du convertisseur boost commandé en mode 0- $I_{max}$  à une fréquence de commutation de 1 MHz et un rapport cyclique de 50% ( $V_{IN} = 100\text{V}$ ,  $V_O = 180\text{V}$ ).

La Fig. 15 montre le courant dans l'inductance pour une tension d'entrée de 100 V, la valeur de l'ondulation maximale de courant est de 7 A. Ces mesures permettent de calculer la valeur de l'inductance :  $L = 6.4 \mu\text{H}$ . Cette valeur est différente des 4.2  $\mu\text{H}$  attendue, mesurée au pont d'impédance. Une hypothèse possible pour justifier cette différence est que la mesure au pont est faite en petit signaux, et permet donc de mesurer la valeur d'inductance en prenant en compte le  $\mu_r$  initial du matériau. Or, lorsque l'inductance est alimentée avec une amplitude significative de courant (donc de champ H), c'est le  $\mu_r$  d'amplitude qui est pris en compte, qui est plus important que le  $\mu_r$  initial.

La Fig. 15 montre également la tension drain source  $V_{ds}$  aux bornes du transistor GaN du bas (Fig. 1), qui présente une surtension au blocage de seulement 20V environ.



a)  $dV_{ds}/dt = 19 \text{ V/ns}$

b)  $dV_{ds}/dt = -26 \text{ V/ns}$

Fig. 16. Commutation de blocage et d'amorçage du transistor du bas.

La Fig. 16 montre les temps de commutations sur le transistor du bas, permettant d'estimer le  $dV/dt$  généré pendant la commutation par le transistor au blocage et l'amorçage.

La mauvaise gestion thermique des puces ne permet pas pour ce premier prototype d'augmenter la puissance au-delà de 200 Watts. Cependant, le principe de fonctionnement de la structure est validé à puissance réduite en montrant la

possibilité d'avoir des commutations rapides et une faible surtension au blocage du transistor.

## 6. CONCLUSION

Cet article présente les premières étapes de conception d'un convertisseur AC/DC travaillant à haute fréquence de commutation (8 MHz). L'article présente la réalisation de l'inductance du convertisseur PFC avec le circuit magnétique intégré dans le PCB. La ferrite IBF15 a été choisie pour sa faible épaisseur, ses faibles pertes et sa perméabilité relative élevée jusqu'à 10 MHz. Le dimensionnement de l'inductance a été réalisé pour en minimiser son volume. Les résultats montrent que le processus de pressage du PCB implique des changements dans la structure du matériau magnétique ce qui décroît sa perméabilité relative. Plusieurs caractérisations supplémentaires doivent être réalisées afin d'évaluer précisément les effets de la température et de la pression du procédé sur la dégradation du matériau magnétique. Un ajustement des conditions de pressage du PCB sera nécessaire pour minimiser ce phénomène. Un prototype de test du convertisseur a néanmoins été réalisé. Il a permis de valider le principe de fonctionnement de la structure et d'estimer les durées de commutations sur les transistors. Cependant, le refroidissement étant insuffisant, la puissance désirée n'a pas pu être atteinte.

## 7. REFERENCES

- [1] R. Meere, N. Wang, T. O'Donnell, S. Kulkarni, S. Roy, and S. C. O'Mathuna, "Magnetic-core and air-core inductors on silicon: A performance comparison up to 100 MHz," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 4429–4432, Oct. 2011.
- [2] S. Kelly, C. Collins, M. Duffy, F. M. F. Rhen, S. Roy, "Core Materials for High Frequency VRM Inductors," *IEEE*, 2007.
- [3] M. Nigam and C. R. Sullivan, "Multi-layer folded high-frequency toroidal inductor windings," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, Feb. 2008, pp. 682–688.
- [4] Mingkai Mu, "High Frequency Magnetic Core Loss Study," Dissertation submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Feb. 2013.
- [5] Yang Zhou, Xiaoming Kou, Paul Parsons, Asif Warsi Muhammad, Hao Zhu, Stoyan Stoyanov, and John Q. Xiao, "Magnetic Substrates for Power Supply on a Chip", Department of Physics & Astronomy University of Delaware Newark, DE 19716.