

# Identification des facteurs impactant les perturbations électromagnétiques d'un hacheur élévateur à base de composants en nitrure de gallium

Elissa Cresenta ANAK JUSTIN<sup>[1]</sup>, Béatrice BOURIOT<sup>[2]</sup>, Frédéric GUSTIN<sup>[1]</sup>, Arnaud GAILLARD<sup>[2]</sup>, Daniel HISSEL<sup>[1]</sup>

Université de Franche-Comté<sup>[1]</sup>, UTBM<sup>[2]</sup>, CNRS, Institut FEMTO-ST, F-90000 Belfort, France

Emails : {elissa\_cresenta.anak\_justin, daniel.hissel, frederic.gustin}@univ-fcomte.fr

{arnaud.gaillard, beatrice.bouriot}@utbm.fr

**RESUME**—La compatibilité électromagnétique (CEM) joue un rôle important pour garantir la fonctionnalité des appareils électroniques. Par ailleurs, l'émergence des véhicules électriques à hydrogène et la découverte des semi-conducteurs à large bande (WBG) posent de nouveaux défis à l'évolution de l'électronique de puissance. La possibilité de travailler à très haute fréquence offre de nombreux avantages tels que la réduction de la taille du convertisseur mais entraîne aussi des conséquences en termes des perturbations électromagnétiques (EMI). Par conséquent, cet article vise à étudier spécifiquement les émissions d'un convertisseur boost à base de transistor au GaN, en vue d'une future application dans des véhicules électriques à hydrogène, et les facteurs affectant ces émissions.

**Keywords**—Compatibilité électromagnétique, Convertisseur de puissance, GaN, Pile à hydrogène, Rayonnement

## 1. INTRODUCTION

La pile à hydrogène produit de l'électricité à partir d'hydrogène (stocké dans un réservoir) et d'oxygène (en général provenant de l'air) avec seulement l'eau et la chaleur comme sous-produits de réaction. La pile ne peut cependant pas être considérée comme une source de tension parfaite car sa tension de sortie évolue (de manière non-linéaire) en fonction du courant débité. Par conséquent, un convertisseur DC/DC est essentiel pour maintenir la tension nécessaire à la charge. Ces dernières années, de nombreuses études ont été faites pour proposer des convertisseurs adaptés aux applications à pile à combustible. Ainsi, un convertisseur associé à une pile doit proposer le moins possible d'ondulations de courant en entrée pour améliorer les performances du système pile [1].

De nombreux travaux ont été réalisés dans ce domaine, depuis la modélisation des différentes topologies du convertisseur [2] [3] [4] jusqu'à son contrôle [3] [5]. Cependant, la taille du convertisseur a été un sujet de débat dans le monde de l'automobile. Pour le domaine automobile, les recherches visent à minimiser le volume du convertisseur en gardant toutes les caractéristiques mentionnées précédemment afin de pouvoir l'intégrer dans le véhicule. Dans cet objectif, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement est une piste de travail particulièrement étudiée. Grâce à la maturité croissante de la technologie, les

semiconducteurs à large bande (WBG) comme le carbure de silicium (SiC) ou le nitrure de gallium (GaN) sont une solution.

Néanmoins, cette haute fréquence combinée avec le comportement interne des composants WBG et des éléments parasites du circuit sont des contraintes pour la compatibilité électromagnétique. Une fréquence de commutation plus élevée signifie une variation de courant  $di/dt$  ou une variation de tension  $dv/dt$  plus élevée. Par l'intermédiaire des composants parasites, ce taux de changement rapide produira des courants ou des tensions non désirés qui altéreront le fonctionnement normal du système ou, dans le pire des cas, pourraient entraîner un dysfonctionnement. Par conséquent, la réglementation selon la Directive CEM (Eg: 2014/35/UE et Règlement 1025/2012) est définie pour fixer les limites des émissions électromagnétiques ainsi que l'immunité des produits mécatroniques et électroniques, dans un but de reproductibilité en définissant les procédures d'essais des équipements [6] [7] [8].

Afin de respecter la législation d'innombrables études ont été menées dans le domaine de la réduction ou de la suppression de l'EMI. Dans [9] [10], des filtres passifs de différents ordres ont été étudiés et approfondis pour réduire l'EMI de différentes applications, y compris les véhicules terrestres et marins. En plus du filtre passif, le filtre actif est également discuté dans [11]. Alors que le filtre passif utilise principalement des composants constitués d'inductances et de condensateurs, le filtre actif utilise la technique d'annulation active où un signal sinusoïdal de même fréquence et amplitude que l'harmonique non désiré mais inversé de  $180^\circ$  est introduit dans la commande pour annuler l'harmonique. Dans [12], le filtre hybride combinant à la fois un filtre actif et passif est proposé. Ces filtres passifs et actifs sont conçus pour réduire directement les émissions conduites. Les émissions rayonnées sont généralement réduites à l'aide de blindage spécifique et en fonction de la disposition et de l'implantation des composants, de leur technologie, des longueurs de piste et de la présence de plans de masse. [13] [14]

Sous cet angle, il faut identifier au mieux les origines des perturbations et proposer des stratégies de réductions de ces dernières afin de respecter la réglementation (via les normes) CEM. Dans cet article, les différents éléments impactant ces

perturbations sont tout d’abord étudiés. La deuxième partie s’intéresse aux résultats expérimentaux obtenus sur un prototype de faible puissance. Des conclusions et pistes d’amélioration sont ensuite proposées.

2. EXPERIMENTATIONS

Un test expérimental est effectué pour observer l'influence des différents éléments du convertisseur boost sur les perturbations rayonnées ainsi que sur les perturbations conduites. Le test est effectué sur la carte d'évaluation EPC9035 avec un transistor à effets de champs (FET) en GaN EPC2022 100V sans l'intégration des filtres. L'émission rayonnée est observée à l'aide de l'ensemble de sondes de champ proche connecté à un analyseur de spectre Rohde & Schwarz alors que les perturbations conduites sont observées en utilisant la sonde de courant EMCO 91550-5 series, comme illustré à la Fig. 1.

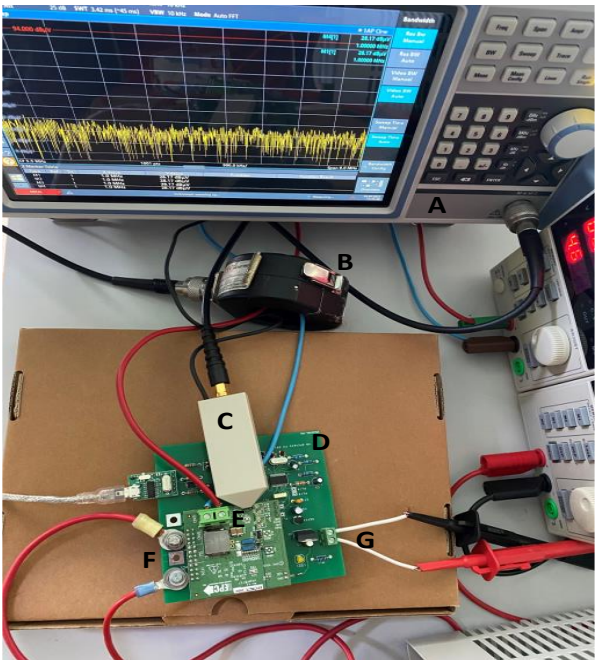


Fig. 1. La configuration du test expérimental

Les éléments de la Fig.1 sont donnés dans le Tableau 1.

Tableau 1. Eléments de la Fig. 1

A	Analyseur de spectre
B	Sonde de courant pour des perturbations conduites
C	Sonde de champ proche pour des perturbations rayonnées
D	Convertisseur GaN EPC9035 Configuration : Boost (élévateur)
E	L’entrée de puissance alimenté par un générateur de tension
F	La sortie vers la charge
G	L’entrée du circuit de commande

Dans un but de simplification, la Fig. 2 montre la version schématisée de la Fig. 1.

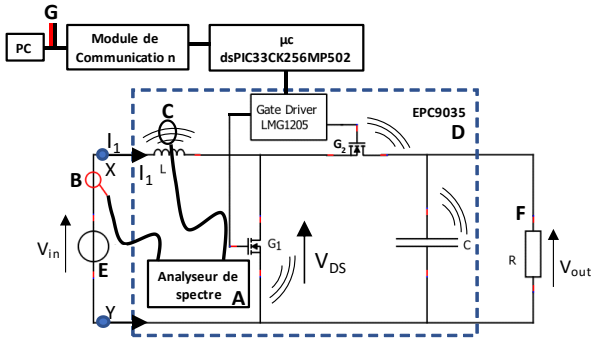


Fig. 2. Schéma simplifié du montage

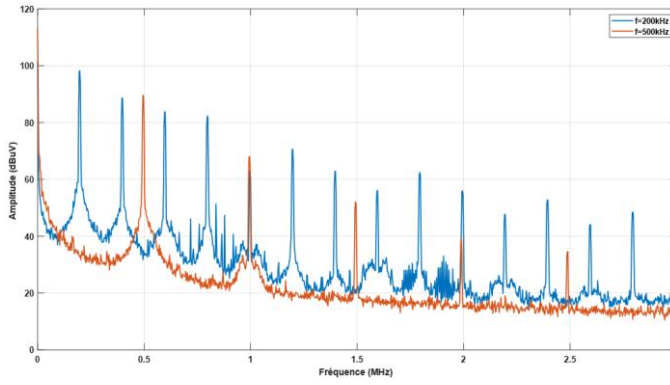
Les caractéristiques du montage sont données ci-dessous :

Tableau 2. Cahier des charges du test expérimental

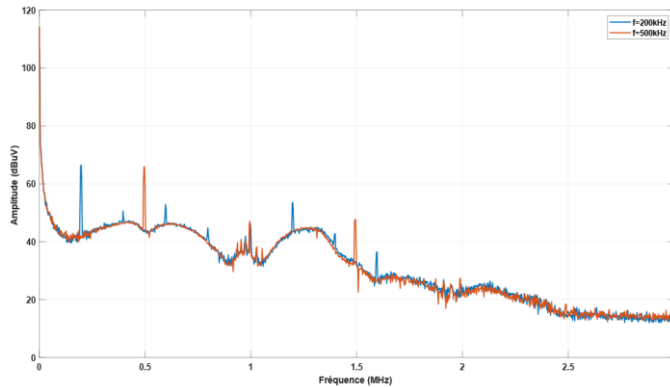
Spécifications du test expérimental		
Critère	Valeur	Commentaire
Tension d’entrée, Vin	25V 30V	La variation de la tension a pour but d’observer l’effet de la tension sur les perturbations rayonnées.
Puissance, P	50W 100W	
R	50 Ω 100 Ω	La charge connectée à la sortie du convertisseur
L	22 µH	
C	10µF	
Fréquence de commutation, f	100kHz 200kHz 300kHz 400 kHz 500kHz	La variation de la fréquence de commutation a pour but d’observer l’effet de la fréquence sur les perturbations du système.
Réglage de l’analyseur de spectre FPC1000	RBW=3kHz VBW=3kHz	
Sonde utilisée	EMCO 91550-5 series (10kHz – 250MHz)	La mesure des perturbations conduites
	HZ553 HZ551	Champ électrique Champ magnétique

2.1. Perturbations conduites

Des perturbations conduites nécessitent un cheminement de conduction physique qui transfère des perturbations ou courant ou tension indésirable. Ce chemin comprend les câbles d'alimentation, les câblages d'interconnexion électrique et les couplages par impédance commune, capacitifs et inductifs. Les EMI conduites sont divisées en 2 catégories : mode commun et mode différentiel. Le mode différentiel se produit dans la boucle fermée du courant. Idéalement, le courant aller-retour des sources électroniques s’annule. En d'autres termes, les courants qui circulent dans les fils d'alimentation aller et retour sont égaux et opposés. Cependant, le bruit provenant de sources d'alimentation externes et de la charge peut causer un déséquilibre entre les signaux aller-retour. Le mode commun apparaît simultanément sur les lignes de réception et ont la même direction et la même phase que les lignes de signal et revient à la masse commune. Dans cet article, les impacts de la fréquence de commutation et de la tension d’entrée ainsi que de la puissance vont être observés sur ces deux modes de perturbations. Le résultat qui montre l’impact de la fréquence de commutation est montré dans la Fig. 3.



(a) Mode commun



(b) Mode différentiel

Fig. 3. Résultats expérimentaux des perturbations conduites avec  $V_{in}=30V$  et  $P=100W$  pour  $f=200kHz$  (bleu) et  $500kHz$  (rouge)

D'après la Fig. 3 le pic du premier rang des perturbations diminue lorsque la fréquence augmente. Ceci est justifiable vu que l'ondulation de tension de sortie,  $V_{out}$  diminue lorsque la fréquence augmente comme évoqué dans l'équation (1). La justification avec l'ondulation de tension de sortie est faite selon le model développé en [15]. Dans ce dernier, les perturbations de mode commun peuvent être modélisées comme une source de perturbation et une impédance liée aux capacités parasites du montage. Selon (2), la source de perturbation de mode commun ( $v_{CM}(t)$ ) est l'image de la tension aux bornes de l'interrupteur ( $v_{DS}(t)$ ) qui est dépendante de la tension de sortie. Autrement dit, l'ondulation de tension de sortie est aussi visible dans la tension aux bornes de l'interrupteur impactant les perturbations.

$$\Delta V_{out} = \frac{\alpha V_{out}}{RCf} \quad (1)$$

Avec,

$\alpha$  le rapport cyclique du convertisseur

$R$  et  $C$  la résistance et condensateur de sortie respectivement

$f$  la fréquence de commutation

$$v_{CM}(t) = v_{DS}(t) \frac{C_S}{C_T} \quad (2)$$

Avec,

$C_S$  la capacité parasite de l'interrupteur

$C_T$  la capacité parasite totale du convertisseur à la masse

L'amplitude du premier rang diminue lorsque la fréquence diminue, mais qui dit haute fréquence de commutation dit aussi une densité spectrale plus large dans le domaine fréquentiel. La source principale des perturbations conduites est due à la commutation des interrupteurs soit la tension  $v_{DS}(t)$  aux bornes des interrupteurs comme montré dans équation (2) qui montre la source des perturbations de mode commun,  $v_{CM}(t)$  [15]. Cette tension  $v_{DS}(t)$  pourra être considérée comme des impulsions périodique. La densité spectrale d'une impulsion atténuée de 40dB/décade après la fréquence de coupure,  $F_c$  définie en équation (3). Pour une application avec les mêmes tension et puissance, une augmentation de la fréquence réduit également le temps de montée ( $T_m$ ) car elle entraîne une diminution de l'ondulation. Le temps de montée est défini comme la durée nécessaire pour que l'impulsion passe de 10% à 90% de son amplitude maximale ou en d'autres termes c'est la pente du front d'une impulsion. Lorsque l'ondulation existe sur un signal, l'amplitude maximale du signal augmente, affectant cette pente et directement la valeur de  $T_m$ . On observe donc davantage d'harmoniques dans les hautes fréquences lorsque la fréquence de commutation augmente. Ceci pourra être évité lorsque le condensateur de sortie est surdimensionné pour que la tension soit lissée sans ondulation quelle que soit la fréquence.

$$F_c = \frac{1}{\pi T_m} \quad (3)$$

Avec  $T_m$  le temps de montée

Une différence d'émission peut aussi être observée à la vue de différentes tensions d'entrées comme le montre la Fig. 4. Ceci est dû au fait que le rapport cyclique joue un rôle important sur les ondulations de courant et de tension. Pour le courant d'entrée, pour la même tension de sortie, l'ondulation est maximale lorsque le rapport cyclique est de 0.5. Pour une tension d'entrée de 25V, le rapport cyclique est de 0.625 alors que pour 30V, le rapport cyclique est de 0.55. Ceci explique pourquoi à la même puissance, les perturbations pour les essais avec 30V sont plus importantes comme montré dans la Fig. 4. Pour la suite de cet article, l'objectif est d'observer les perturbations ainsi que les différents paramètres qui pourraient impacter les résultats. Ces résultats ne seront pas comparés avec la norme car les conditions de mesures ne sont pas exactement respectées. Par exemple, la distance de mesure n'est pas conforme aux limites imposées par la norme et l'utilisation du réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL) n'est pas prise en considération.

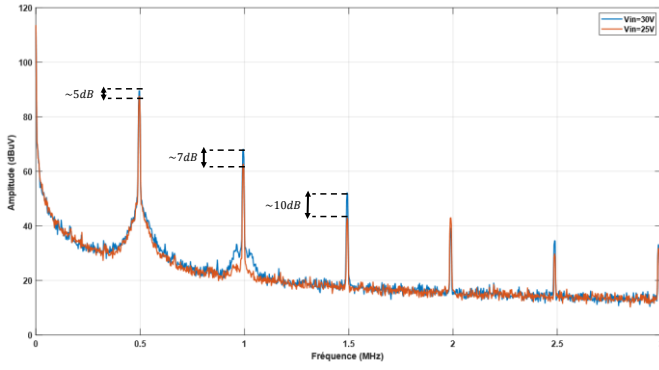


Fig. 4. Perturbations mode commun avec P=100W et f=500kHz pour Vin = 30V (bleu) et 25V (rouge)

Le prochain facteur qui pourra impacter ces perturbations est la puissance. Cela dû au fait que pour la même tension de sortie et d'entrée, la puissance impacte la valeur du courant qui circule dans le convertisseur. Selon [16], pour un même montage (signifie que les impédances  $Z_{11}$ ,  $Z_{21}$ ,  $Z_{22}$  et  $Z_{LISN}$  sont identiques quel que soit la valeur des différents paramètres de tension ou le courant), le changement du courant I1 et I2 change la valeur de la source de perturbation de mode commun,  $\overline{V_{CM}}(f_n)$  comme le montre dans l'équation (4). Le schéma équivalent étudié dans [16] est montré dans la Fig. 6.

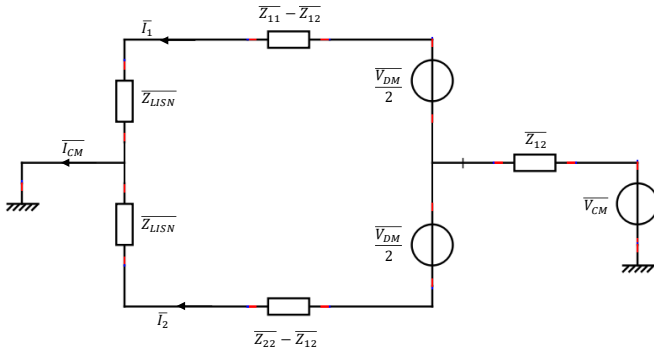


Fig. 5. Schéma équivalent du convertisseur selon le « black-box » model [16]

Les éléments de la Fig.5 sont donnés dans le Tableau 3.

Tableau 3. Eléments de la Fig. 5

$Z_{11}$	L'impédance du system vue du point X (Fig. 2) à la masse lorsque $I_2 = 0$
$Z_{12}$	L'impédance du system vue du point Y (Fig. 2) à la masse lorsque $I_2 = 0$
$Z_{22}$	L'impédance du system vue du point Y (Fig. 2) à la masse lorsque $I_1 = 0$
$Z_{LISN}$	L'impédance du réseau stabilisation d'impédance de ligne (RISL)
$V_{DM}$	Source des perturbations en mode différentiel
$V_{CM}$	Source des perturbations en mode commun
$I_{CM}$	Courant de mode commun

$$\overline{a}(f_n) = \frac{\overline{Z_{11}}(f_n) + \overline{Z_{12}}(f_n) + \overline{Z_{LISN}}(f_n)}{2}$$

$$\overline{b}(f_n) = \frac{\overline{Z_{22}}(f_n) + \overline{Z_{12}}(f_n) + \overline{Z_{LISN}}(f_n)}{2}$$

$$\overline{V_{CM}}(f_n) = \overline{a}(f_n) \times \overline{I_1}(f_n) + \overline{b}(f_n) \times \overline{I_2}(f_n) \quad (4)$$

Avec  $f_n$  les multiples de la fréquence de commutation, f

A partir de l'équation (4), on remarque que la source de perturbation ( $\overline{V_{CM}}(f_n)$ ) est dépendante des courants d'aller ( $\overline{I_1}(f_n)$ ) et de retour ( $\overline{I_2}(f_n)$ ). Ce qui signifie que les perturbations en mode commun augmentent lorsque le courant augmente comme illustré dans la Fig. 6.

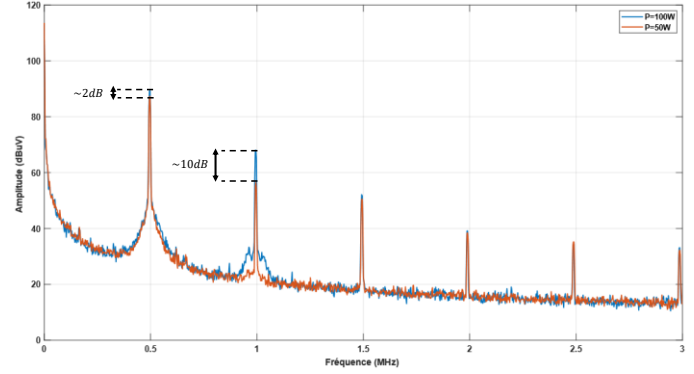


Fig. 6. Perturbations mode commun avec Vin=30V et f=500kHz pour P = 100W (bleu) et 50W (rouge)

## 2.2. Perturbations rayonnées

Les perturbations rayonnées ne nécessitent aucun contact physique dans la mesure où l'on peut dire qu'elles se propagent dans l'air. Cela se produit lorsque les dispositifs produisent un champ électrique ou/et champ magnétique. Dans [17], les auteurs ont montré qu'un convertisseur de puissance peut être modélisé comme une source de bruit associée à une impédance. Les câbles d'entrée et de sortie ont été modélisés comme une antenne dipolaire à travers laquelle le courant commun circule. Le flux de courant produit ensuite les perturbations rayonnées. En se référant à cette théorie, chaque composant individuel pourrait alors être considéré comme une antenne dipolaire involontaire en présence d'une source de bruit, puisque chaque composant individuel pourrait être modélisé comme une impédance. Chaque composant émet et est victime des émissions des autres composants, ce qui correspond exactement au concept d'une antenne. Il existe de nombreux facteurs qui affectent la radiation d'une antenne, dont son adaptation, sa tension et son courant sont les plus importants. Tout ce qui affecte sa tension et son courant modifiera directement l'amplitude du rayonnement électromagnétique

Pour mesurer un rayonnement, la mesure de champ proche et le champ lointain sont différenciés [18]. Le champ proche est défini pour la condition montrée en (5). Dans cet article, l'observation est faite pour un champ proche. Dans [19], la mesure de champ proche présente des avantages intéressants en termes de coût, de précision et de plage d'application. De plus, la technique de balayage champ proche est moins dépendante des conditions de test. Ainsi, elle a été utilisée pour obtenir des champs électromagnétiques et fournir des études de CEM et des diagnostics de sources. En revanche, en mesurant le champ proche, il existe la prédominance du champ magnétique ou du champ électrique dépendant de chaque composant. Pour ce test expérimental, la sonde HZ553 R&S High impédance est utilisée pour mesurer le champ magnétique alors la sonde HZ551 R&S High impédance est



utilisée pour le champ électrique. Ces deux sondes sont utilisées parce que le facteur de correction/gain est identique pour toute la plage des fréquences. Le test est fait en respectant les caractéristiques mentionnées précédemment dans le Tableau 2. Le résultat en Fig.2 montre le champ magnétique pour différents éléments du convertisseur et la mesure se fait à 1cm de chaque composant.

$$D < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (5)$$

Avec les conditions de champ proche, D la distance et  $\lambda$  la longueur d'onde.

Le premier test réalisé consiste à étudier le champ magnétique H, de chaque composant du convertisseur : le transistor GaN, l'inductance (L) et le condensateur de sortie (C). Les résultats présentés sont en dB $\mu$ V pour comparaison avec les limites préconisées par les normes. L'inductance et le GaN sont les principales sources de perturbations rayonnées. Cette observation a été observée dans [4] sur un convertisseur DC/DC de type abaisseur ; Buck. D'après un résultat expérimental, le rayonnement magnétique de l'inductance augmente avec la fréquence. Ces interférences sont toujours visibles jusqu'à 100 MHz. Théoriquement, les harmoniques sont les multiples de la fréquence de commutation.

Le deuxième facteur pris en compte est la fréquence de commutation (Fig. 7). L'observation a été faite à proximité du transistor GaN, de l'inductance et du condensateur comme le montre la Fig. 8.

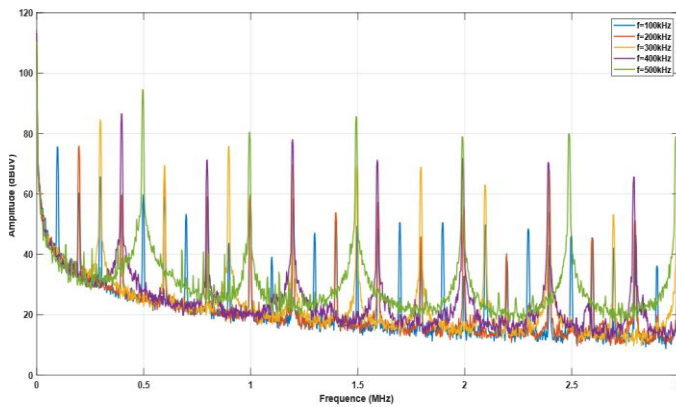


Fig. 7. Rayonnement magnétique du GaN avec  $V_{in}=30V$  et  $P=100W$  pour  $f = 100kHz, 200kHz, 300kHz, 400kHz$  et  $500kHz$

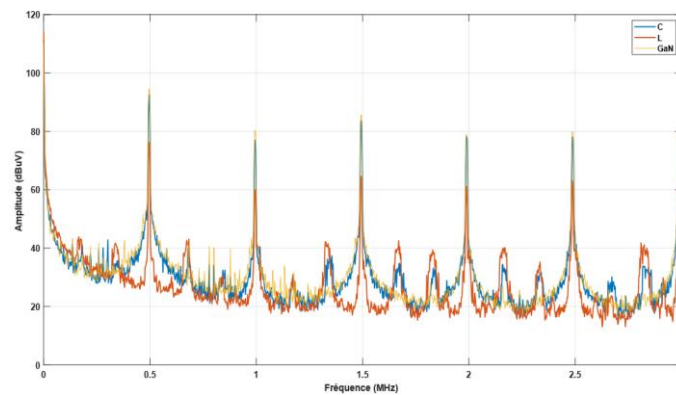


Fig. 8. Rayonnement magnétique avec  $V_{in}=30V$ ,  $P=100W$  et  $f=500kHz$  pour L, C, GaN

Par sa fonction l'inductance est le composant qui absorbe le rayonnement en termes de champ magnétique malgré la valeur de la fréquence de commutation. Le rayonnement de ces trois composants s'amplifie à mesure que la fréquence de commutation augmente comme illustré dans la Fig. 7. Une légère variation est observée dans le cas du transistor GaN sur toute la plage de fréquence alors que pour l'inductance la variation se trouve plutôt dans les basses fréquences. La même observation est faite pour le condensateur.

L'une des raisons qui affectent ce rayonnement est que l'impédance change en fonction de la fréquence. Une légère augmentation de l'amplitude du rayonnement en fonction de la fréquence pourra signifier que la variation de l'impédance n'est pas trop importante en fonction de la fréquence. Cela est dû au fait que le courant change à mesure que l'impédance varie et que le courant est l'un des facteurs importants qui affecte le rayonnement.

L'autre élément qui affecte le rayonnement est la tension d'entrée. Les courbes de la Fig. 9 montrent que lorsque la tension d'entrée augmente, le rayonnement magnétique de l'inductance diminue. Cela est dû au fait que le courant diminue lorsque la tension augmente à la même puissance et diminue indirectement le champ magnétique selon l'équation (6).

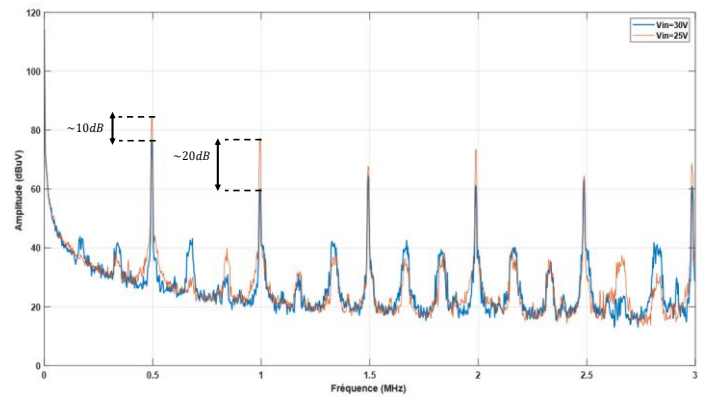


Fig. 9. Rayonnement magnétique de l'inductance avec  $P=100W$  et  $f=500kHz$  pour  $V_{in} = 30V$  (bleu) et  $25V$  (rouge)

$$B(t) = \frac{\mu_0 N}{L} i_1(t) \quad (6)$$

Avec B le champ magnétique de l'inductance, i le courant, L la longueur du solénoïde, N nombres de spires et  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$

La tendance des perturbations rayonnées par l'inductance à différentes valeurs de tension d'entrée est presque uniforme en termes de la densité spectrale. Cependant, pour le transistor GaN et le condensateur, cette tendance varie selon la plage des fréquences. En d'autres termes, la différence d'émission à tensions différentes est plus visible à haute fréquence tandis qu'elle est moins significative à basse fréquence. La première hypothèse faite était que la dépendance de l'impédance du transistor GaN et du condensateur à la tension d'entrée n'est pas constante pour toute la plage des fréquences contrairement

à l'inductance où la dépendance de l'impédance est constante. Comme mentionné précédemment, un convertisseur peut être modélisé comme une source de bruit associée à une impédance dont les câbles d'entrée et de sortie ont été modélisés comme une antenne dipolaire. Ainsi, la variation de l'impédance impactera le rayonnement.

### 3. CONCLUSION

Les semi-conducteurs WBG, en particulier le GaN, offrent la possibilité de travailler à très hautes fréquences ce qui permet d'améliorer les performances du convertisseur DC-DC concernant les variations de courant ou tension et réduire son volume. Cependant, cette fréquence élevée combinée aux variations élevées en tension ( $dv/dt$ ) et/ou en courant ( $di/dt$ ) a une influence forte sur l'aspect inductif et capacitif et génère des perturbations électromagnétiques élevées d'où une contrainte sur la compatibilité électromagnétique (CEM).

Avec une puissance de 100W lors du test expérimental mené dans ce travail, l'émission rayonnée de chaque composant individuel est élevée et rayonne jusqu'au spectre haute fréquence. Dans cet article, plusieurs facteurs affectants des perturbations rayonnées et conduites sont étudiés, y compris l'émission du composant individuel. La connaissance de l'émission du composant seul pourrait aider dans le processus de réduction des EMI où la méthode de réduction telle que le blindage ne peut être appliquée (sous conditions) qu'au composant qui rayonne le plus. Cela pourrait indirectement réduire la taille du blindage.

Pour la suite de ce travail, l'étude étant faite à faible puissance, il est donc à prévoir un possible impact de la puissance consommée plus significative sur les perturbations conduites et rayonnées. Potentiellement, l'objectif sera d'étudier le comportement CEM du convertisseur DC-DC couplé à une pile à hydrogène.

### 4. REMERCIEMENT

Ce travail a été financé par l'EIPHI Graduate School (contrat ANR-17-EURE-0002), ISITE-BFC (contrat ANR-15-IDEX-003) et la région Bourgogne Franche-Comté.

### 5. REFERENCES

- [1] E. C. Anak Justin, B. Bouriot, F. Gustin, A. Gaillard et D. Hissel, «Electromagnetic Compatibility Study of a GaN-based converter for fuel cell electric vehicle,» chez *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2022.
- [2] S. Dusmez, A. Hasanzadeh et A. Khaligh, «Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC–DC Converter for Automotive Applications,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 3305-3315, 2015.
- [3] S. Zhuo, A. Gaillard, D. Paire, E. Breaz et F. Gao, «Design and Control of a Floating Interleaved Boost DC-DC Converter for Fuel Cell Applications,» chez *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018.
- [4] H. Wang, A. Gaillard et D. Hissel, «Theoretical Comparison Analysis of Six-Phase Interleaved Boost Converter Based on SiC Semiconductor and Inverse Coupled Inductor for Fuel Cell Electric Vehicle,» 2020, pp. 613-624.
- [5] S. Zhuo, A. Gaillard, L. Xu, D. Paire et F. Gao, «Extended State Observer-Based Control of DC–DC Converters for Fuel Cell Application,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, pp. 9923-9932, 2020.
- [6] D. Han, C. T. Morris, W. Lee et B. Sarlioglu, «A Case Study on Common Mode Electromagnetic Interference Characteristics of GaN HEMT and Si MOSFET Power Converters for EV/HEVs,» *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, pp. 168-179, 2017.
- [7] L. Middelstaedt, B. Strauss, A. Chupryn et A. Lindemann, «Investigation of the Root Causes of Electromagnetic Noise of an Interleaved DC–DC Converter With GaN or Si Transistors and Corresponding Optimization Strategies,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, pp. 2759-2774, 2020.
- [8] A. A. Săpunaru, V. M. Ionescu, M. O. Popescu et C. L. Popescu, «Study Of Radiated Emissions Produced By An Electric Vehicle In Different Operating Modes,» chez *2019 Electric Vehicles International Conference (EV)*, 2019.
- [9] B. Somaiah et S. Kumar, «High current EMI/EMC filters in fuel cell power converters for marine applications,» chez *2015 13th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility (INCEMIC)*, 2015.
- [10] M. S. Kumar et A. J. Rani, «Reduction of conducted electromagnetic interference by using filters,» *Computers & Electrical Engineering*, vol. 72, pp. 169-178, 2018.
- [11] A. Bendicks et M. Gerten, «Active Cancellation of Periodic DM EMI at the Input of a GaN Motor Inverter by Injecting Synthesized and Synchronized Signals,» chez *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2020.
- [12] S. Jiang, Y. Liu, W. Liang, J. Peng et H. Jiang, «Active EMI Filter Design With a Modified LCL-LC Filter for Single-Phase Grid-Connected Inverter in Vehicle-to-Grid Application,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, pp. 10639-10650, 2019.
- [13] Y. Chu, S. Wang, N. Zhang et D. Fu, «A Common Mode Inductor With External Magnetic Field Immunity, Low-Magnetic Field Emission, and High-Differential Mode Inductance,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 6684-6694, 2015.
- [14] K. Wang, L. Wang, X. Yang, X. Zeng, W. Chen et H. Li, «A Multiloop Method for Minimization of Parasitic Inductance in GaN-Based High-Frequency DC–DC Converter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 4728-4740, 2017.
- [15] H. Chen, L. Feng, W. Chen et Z. Qian, «Modeling and measurement of the impedance of common mode noise source of switching converters,» chez *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, 2006.
- [16] A. Gahfif, F. Costa, P.-E. Lévy, M. Berkani, B. Revol et M. Ali, «Conducted Noise Investigation for IMS Based GaN HEMT Power Module by Black Box Model,» chez *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2020.
- [17] B. Zhang et S. Wang, «A Survey of EMI Research in Power Electronics Systems With Wide-Bandgap Semiconductor Devices,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, pp. 626-643, 2020.
- [18] H. Chen, T. Wang, L. Feng et G. Chen, «Determining Far-Field EMI From Near-Field Coupling of a Power Converter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 5257-5264, 2014.
- [19] S. Hedia, B. Zitouna, J. Ben Hadj Slama et L. Pichon, «Electromagnetic Time Reversal in the Near Field: Characterization of Transient Disturbances in Power Electronics,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, pp. 1869-1878, 2020.