

Comparaison des performances des transistors SiC et GaN 650V pour des applications bidirectionnelles

Rida YACHOUTI, Ismail AOUICHAK, Jean Charles LE BUNETEL, Nathalie BATUT, Ambroise SCHELLMANN
Groupe de Recherche Electronique, Matériaux, Acoustique, Nanotechnologie (GREMAN), Université de Tours

Notre étude vise à développer une solution de connexion de batteries au réseau électrique, bidirectionnelle, à haut rendement pour des applications Smart Grid à faible puissance. Celle-ci s'appuiera sur des convertisseurs DC/DC et DC/AC bidirectionnels. Nous utiliserons, pour commencer l'outil LTSpice, afin de mener une étude approfondie, sur l'impact que pourraient avoir différents transistors wide bandgap (Carbure de Silicium et Nitrure de Gallium) de 650 V, sur le rendement global. Nous évaluerons dans cet article uniquement le convertisseur bidirectionnel DC/DC en topologie Buck-Boost. L'analyse portera sur trois paramètres clés : la résistance de conduction $R_{DS(on)}$, les temps de commutation et le comportement thermique. Cette démarche permettra de quantifier, pour chaque technologie, ses avantages et ses limitations. Nous validerons ensuite le rendement en implémentant successivement ces deux familles de transistors dans un prototype expérimental de convertisseur DC/DC et en mesurant ses performances électriques. Enfin cette approche devra être déployée dans un convertisseur DC/AC bidirectionnel afin d'évaluer le rendement global de la solution.

Mots-clés – Convertisseur DC/DC, Transistors, GaN, SiC, Test à double impulsion.

1. INTRODUCTION

Les convertisseurs de puissance utilisés dans les applications « Smart Grid » et le renforcement du réseau ont connu une progression rapide ces dernières années, grâce aux efforts soutenus pour réduire leurs poids et leurs tailles, tout en améliorant leurs efficacités et leurs performances électriques. L'une des principales avancées technologiques dans ce domaine réside dans l'augmentation des fréquences de commutation, rendue possible par l'introduction de matériaux à large bande interdite, tels que le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN).

Dans ce travail, nous évaluerons grâce à LTSPICE l'impact de l'utilisation des technologies SiC et GaN dans des convertisseurs DC/DC bidirectionnels Buck-Boost à haut rendement [1]. Nous analyserons les différences de performances en fonction des paramètres essentiels tels que la résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$) et les temps de commutation en fonction de la température [2]. Nous vérifierons, ensuite, le rendement expérimentalement en fonction des différentes technologies.

2. CARACTERISTIQUES DU CONVERTISSEUR DC/DC

Dans le cadre de cette étude, nous allons analyser un convertisseur Buck-Boost d'une puissance de 1kW, les valeurs de la tension et du courant de sortie dépendent directement de la configuration examinée. Il est à noter que ce convertisseur est relié à une batterie qui peut potentiellement surchauffer lors des phases de charge et décharge. Il est donc nécessaire lors du choix des composants d'avoir connaissance de leurs performances en fonction de la température.

Tableau 1. Caractéristiques du convertisseur.

Configuration	V_{IN}	V_{OUT}	I_{OUT}	F_{SW}
Boost	100V	400V	2,5A	100kHz
Buck	400V	100V	10A	100kHz

Dans le cadre de cette étude, nous avons décidé de sélectionner un boîtier ayant une dissipation par le dessus (top Cooling) afin d'optimiser la dissipation thermique, ainsi qu'un format CMS pour réduire l'encombrement sur le PCB. Les transistors qui ont été choisis pour ce convertisseur possèdent une $R_{DS(on)}$ ne dépassant pas 70 mΩ sur la plage de fonctionnement en température, ainsi qu'un temps de commutation total (ON et OFF) inférieur à 20 ns [5–6]. Pour le MOSFET en carbure de silicium (SiC), nous avons retenu la référence SCT055H- U65G3AG, et pour le nitrure de gallium (GaN), la référence GS- 065-060-5-T-A. L'étude de ces transistors sera menée en utilisant les modèles SPICE, fournis par les fabricants respectifs, qui nous permettront de simuler précisément leurs comportements et d'évaluer leurs performances.

3. SIMULATION DES PERTES DE TRANSISTORS

Dans un premier temps, nous effectuerons un test à double impulsions pour déterminer les valeurs des pertes en énergie E_{ON} (énergie de commutation à l'état ON du transistor) et E_{OFF} (énergie de commutation à l'état OFF du transistor), pour les deux technologies de transistor. Ces données permettront d'évaluer précisément les pertes en commutation.

Ensuite, nous analyserons les pertes en conduction, qui sont liées à la résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$) des transistors ainsi que les pertes de temps mort.

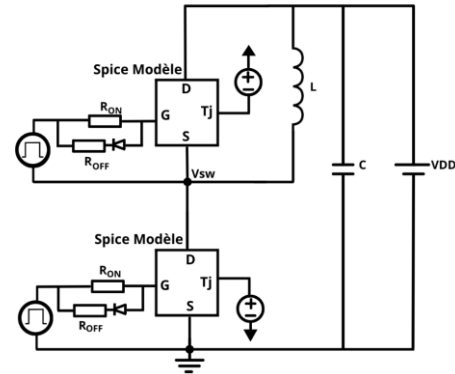


Fig. 1. Circuit de test à double impulsions utilisé pour les simulations.

3.1. Simulation des énergies de commutation E_{ON} et E_{OFF}

Pour évaluer les valeurs E_{ON} et E_{OFF} , nous utiliserons un test à double impulsions qui contient un circuit en demi-pont, afin de pouvoir tenir compte du comportement bidirectionnel du convertisseur [3]. Nous utiliserons les modèles SPICE des transistors étudiés qui intègrent le modèle de la température de

jonction. Le circuit présenté sur la figure 1 nous permettra d'explorer plusieurs paramètres importants, tels que l'évolution des pertes en fonction de la température, ainsi que l'impact de la variation de la résistance de la grille (R_{ON}) sur les performances des transistors [7].

Lors du test deux impulsions successives sont appliquées sur les grilles des deux transistors. La première impulsion permettra de faire circuler le courant (IL) dans l'inductance. Après un temps mort, une deuxième impulsion sera appliquée, elle provoquera une nouvelle commutation à courant élevé, ce qui permettra de reproduire les conditions réelles du Buck/Boost [8]. Nous pourrions ainsi évaluer E_{ON} et E_{OFF} qui s'obtiennent en multipliant la tension de commutation V_{SW} par le courant à l'état ON et OFF puis en l'intégrant sur la période de commutation.

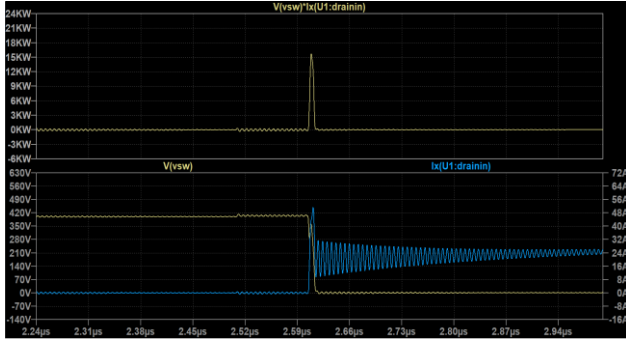


Fig. 2. Procédure de Calcul de E_{ON} sur LTSPICE.

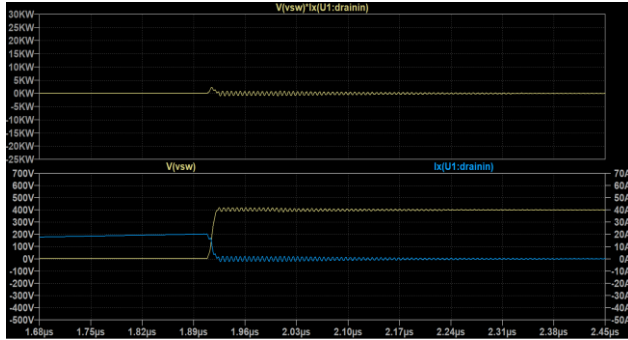


Fig. 3. Procédure de Calcul de E_{OFF} sur LTSPICE.

Pour calculer les pertes en commutation du convertisseur, nous allons fixer dans le circuit à double impulsions sur LTSPICE la tension VDD 400V et le courant IL à 10A. Nous ferons varier la résistance R_{ON} de 2 à 20 Ω . Cette variation a pour objectif d'obtenir le taux de variation souhaité et aussi de réguler la vitesse de commutation en prenant en compte le facteur de température qui va varier entre 25 et 75°C.

En ce qui concerne la résistance de coupure R_{OFF} , nous choisirons de fixer sa valeur à 2 Ω tout au long de nos tests afin de maintenir une décharge rapide de la grille et aussi afin d'éviter la conduction croisée, c'est-à-dire que les deux transistors d'un demi-pont conduisent brièvement ensemble. Cette valeur de résistance est recommandée par le constructeur [6].

Une fois les valeurs de E_{ON} et E_{OFF} déterminées, nous calculerons les pertes à la commutation en multipliant ces énergies par la fréquence de commutation, fixée à 100 kHz.

$$E_{tot} = E_{ON} + E_{OFF} \quad (1)$$

$$P_{sw} = E_{tot} \cdot f_{sw} \quad (2)$$

Comme l'illustre la figure 5, les composants en nitrure de gallium sont plus sensibles à l'élévation de la température que

les composants en carbure de silicium.

Cela a pour conséquence d'augmenter les pertes à la commutation lorsque la température s'élève. De plus, l'augmentation de la résistance de grille du composant contribue également à l'accroissement des pertes totales de commutation.

Pour calculer les pertes, nous fixerons donc la résistance R_{ON} à 5 Ω . Cette valeur est recommandée pour éviter une latence excessive lors de la commutation, ainsi que pour limiter les surtensions.

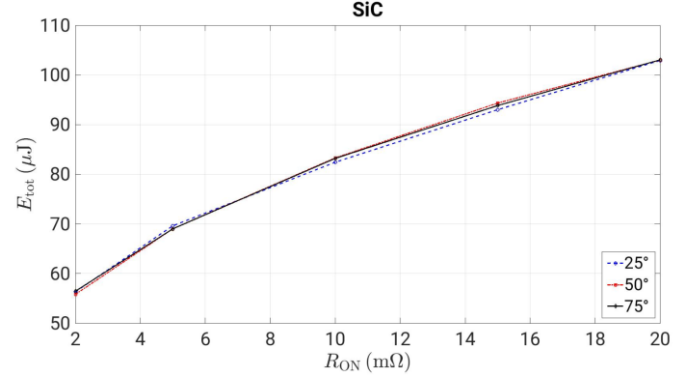


Fig. 4. Simulation de l'énergie de commutation du SiC en fonction de la R_{ON} pour différentes températures de jonction.

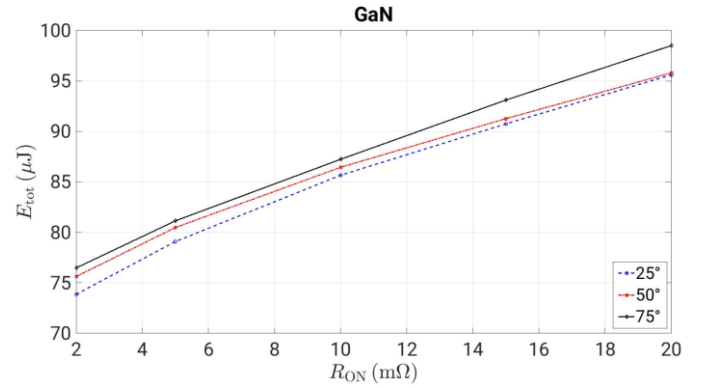


Fig. 5. Simulation de l'énergie de commutation du GaN en fonction de la R_{ON} pour différentes températures de jonction.

Tableau 2. Pertes de commutations des transistors, simulées avec

R_{ON} de 5 Ω .

Reference	Psw(25°C)	Psw(50°C)	Psw(75°C)
SiC	6,9W	6,9W	6,9W
GaN	7,9W	8,0W	8,1W

3.2. Pertes en conduction

A l'état passant, les transistors sont caractérisés par leurs résistances $R_{DS(on)}$. Cette résistance entraîne des pertes lorsque le transistor conduit.

La valeur de $R_{DS(on)}$ n'est pas constante et varie en fonction de la température. Cette information est généralement fournie par les fabricants dans la datasheet du composant sous la forme d'une courbe ou d'un graphique montrant l'évolution de la résistance normalisée en fonction de la température. Comme l'indique le tableau 4, la résistance $R_{DS(on)}$ du GaN change selon la température, et augmente d'un facteur d'environ 1,5 à 75°C [4], alors que celle du SiC reste aux alentours de 1 dans des conditions similaires.

Dans le cas d'un convertisseur Buck-Boost bidirectionnel, les pertes de conduction totales correspondent à la somme des

pertes des deux transistors, ajustée par le rapport cyclique pour le premier transistor (T_{ON-H}) et par le complément de ce rapport pour le second (T_{ON-L}) [2].

$$P_C = I^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot (T_{ON-H} + T_{ON-L}) \quad (3)$$

Tableau 3. Variation de la $R_{DS(on)}$.

Référence	$R_{DS(on)}$ (25°C)	$R_{DS(on)}$ (50°C)	$R_{DS(on)}$ (75°C)
SiC	58mΩ	53mΩ	56,2mΩ
GaN	25mΩ	32,5mΩ	37,5mΩ

Tableau 4. Pertes en conduction, simulées, des transistors à 1kW.

Référence	Pc (25°C)	Pc (50°C)	Pc (75°C)
SiC	5,8W	5,3W	5,6W
GaN	2,5W	3,2W	3,7W

3.3. Pertes de temps morts

L'architecture des convertisseurs bidirectionnels contient un bras de commutation qui nécessite un temps mort qui est l'intervalle entre l'arrêt d'un transistor et l'allumage de l'autre. Ce paramètre très important doit permettre d'éviter que les deux transistors soient conducteurs en même temps ce qui entraînerait un court-circuit [9]. Pendant ce temps mort c'est la conduction inverse qui intervient, sa nature dépend de la technologie utilisée. Pour le MOSFET que nous avons choisis c'est la diode body qui assure cette conduction, et les pertes dépendent de la tension directe de la diode (V_F), du courant qui la traverse (I_{SD}), de la fréquence de commutation F_{SW} , ainsi que des temps morts en montée et en descente (T_{DR} et T_{DF}).

$$P_{temps\ mort} = V_F \cdot I \cdot (T_{DR} + T_{DF}) \cdot F_{SW} \quad (4)$$

Pour les composants de type HEMT, la conduction inverse est assurée par le gaz 2DEG, qui se comporte comme une diode, mais avec une tension directe généralement plus élevée que celle des MOSFET. Cette diode peut être modélisée par une tension égale à la somme de $V_{GS(Off)}$, V_{TH} et de la tension due à la résistance $R_{DS(on)}$ multipliée par le courant. Le calcul des pertes se fait de la même manière que pour un MOSFET, seule la valeur de la tension directe (V_F) change [10].

$$V_F = V_{TH} + (-V_{GS(Off)}) + R_{DS(on)} \cdot I \quad (5)$$

ETAT	HEMT	MOSFET
ON		
ON		
OFF		

Fig. 6. Conduction inverse dans les transistors en GaN et en SiC.

La diode du MOSFET a une V_F de 3V par contre le HEMT a une valeur bien supérieure vu que la tension de $V_{GS(Off)}$ et de -3V, cette valeur de -3V est recommandée par le constructeur pour garantir que le transistor soit totalement bloqué. En ce qui concerne le choix de la valeur de temps mort, elle va dépendre du temps de montée et de descente des signaux de grille. La valeur du temps mort doit être supérieure au temps nécessaire à ce que le transistor s'éteigne complètement et cela avant d'allumer l'autre. Pour cette application nous avons choisi une valeur de 60ns.

Tableau 5. Pertes simulées lors du temps mort à 1kW.

Référence	Temps mort	V_F	Pertes
SiC	60 ns	3V	0,18W
GaN	60 ns	5V	0,3W

3.4. Pertes totales simulées

Les principales pertes dans le convertisseur sont dues aux pertes à la commutation et en conduction des transistors [2].

Concernant les pertes à la commutation, le transistor, jouant le rôle du transistor complémentaire dans le fonctionnement du Buck-Boost, subira des pertes moins importantes, grâce à sa conduction inverse.

TABLEAU 6. Pertes totales simulées du convertisseur à 1kW.

Référence	Pt (25°C)	Pt (50°C)	Pt (75°C)
SiC	12,88W	12,38W	12,68W
GaN	10,7W	11,5W	12,1W

Comme le montre le tableau 6, la différence des pertes entre un convertisseur en SiC et un convertisseur en GaN est de 16,92% à 25°C. Celles-ci diminuent à 4,5% lorsque la température augmente à 75°. Ce qui indique que le transistor en GaN est moins stable, lorsque la température augmente, que le transistor en SiC.

Nous pouvons observer le rendement simulé du convertisseur DC/DC à différentes puissances sur la figure 7. Le rendement du SiC reste stable en fonction de la température, tandis que celui du GaN présente une variation.

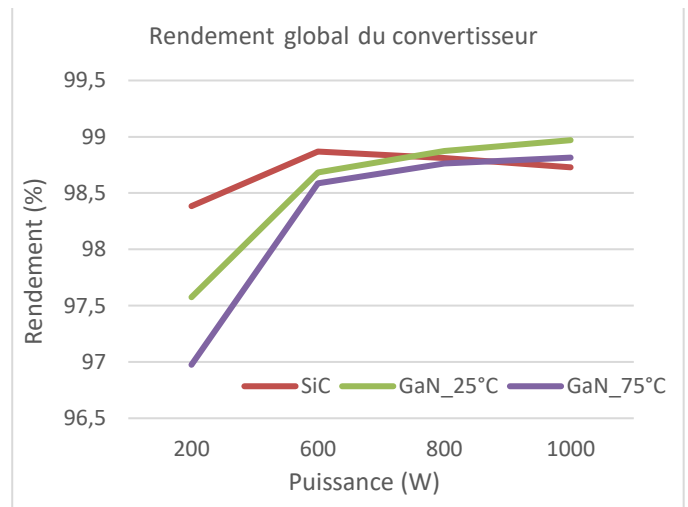


Fig. 7. Rendement global simulé du convertisseur DC/DC.

4. ETUDE EXPERIMENTALE

Pour la partie expérimentale, nous utiliserons un convertisseur DC/DC bidirectionnel de type Buck/Boost. Celui-ci est composé d'une carte mère intégrant les composants passifs nécessaires, notamment les inductances et les condensateurs, ainsi que des points de mesure pour la tension et le courant lors de l'asservissement. Deux cartes filles sont connectées à la carte principale, représentant chacune un bras de commutation. La première est équipée de transistors GaN, l'autre de transistors SiC. Nous pourrions utiliser l'une ou l'autre de ces cartes filles selon les besoins de l'expérimentation.

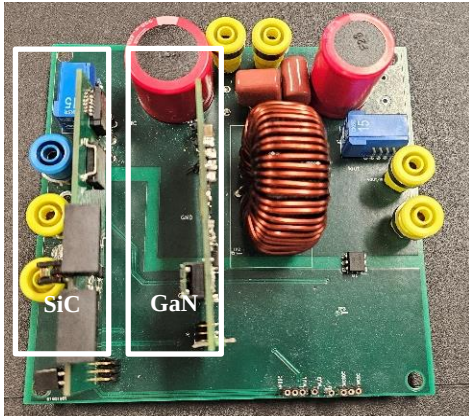


Fig. 8. Convertisseur DC/DC.

L'objectif sera de mesurer le rendement du convertisseur en utilisant successivement les deux technologies GaN et SiC. Pour cela, nous effectuerons une montée en puissance progressive, de 100W jusqu'à 1kW en mode Buck en fixant la tension de sortie à 100V et la tension d'entrée à 400V et en utilisant un système de dissipation thermique naturelle. Après avoir réalisé l'ensemble des manipulations avec les deux cartes, nous avons observé que la carte équipée de transistors GaN présentait une élévation de température plus importante que celle utilisant des transistors SiC (figure 9).

Cette surchauffe affecte directement les performances du convertisseur en réduisant son rendement, comme l'explique les résultats de simulation présentés sur la figure 7.

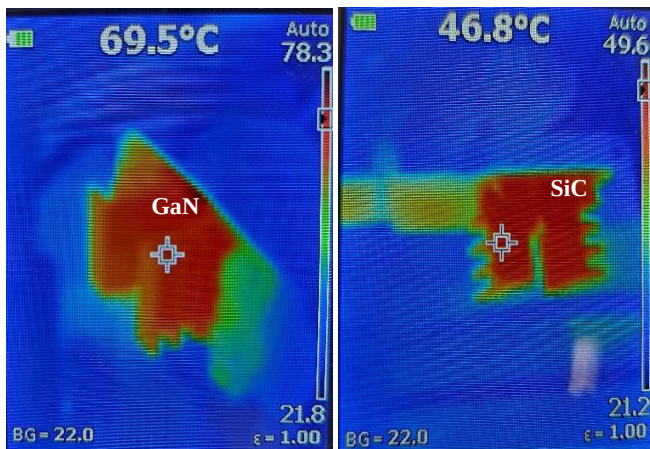


Fig. 9. Mesure des températures du GaN et du SiC sous une puissance de 1 kW.

Contrairement à la simulation, l'inductance n'est pas un composant parfait, elle possède une résistance interne qui peut varier en fonction de la fréquence, ce qui rajoute des pertes

supplémentaires. La figure 10 présente la courbe de la résistance de l'inductance utilisée dans le convertisseur en fonction de la fréquence, mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédance.

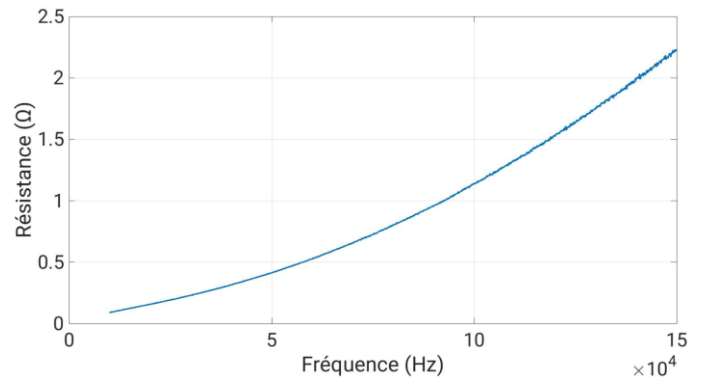


Fig. 10. Variation de la résistance de l'inductance en fonction de la fréquence.

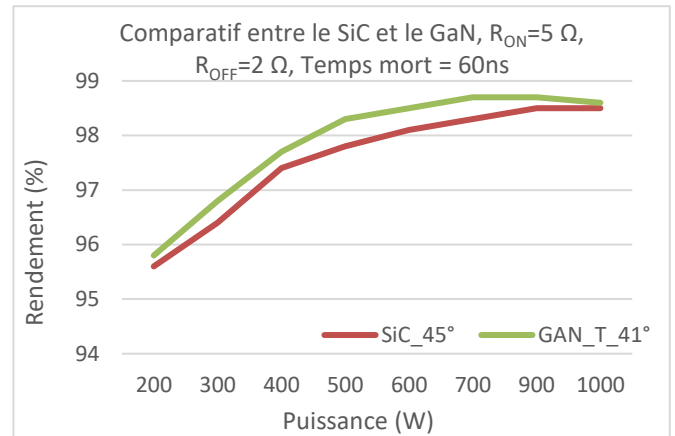


Fig. 11. Rendement du convertisseur DC/DC avec dissipation naturelle.

Nous avons réalisé dans un deuxième temps les mesures avec une dissipation thermique forcée grâce à un ventilateur. La température du GaN a pu être stabilisée autour de 41°C. Ce qui a permis d'améliorer les performances à partir de 400W, seuil à partir duquel le précédent système commençait à chauffer significativement. En revanche, pour le SiC, l'ajout de la dissipation forcée n'a pas eu d'impact notable sur le rendement, les performances restantes quasiment inchangées.

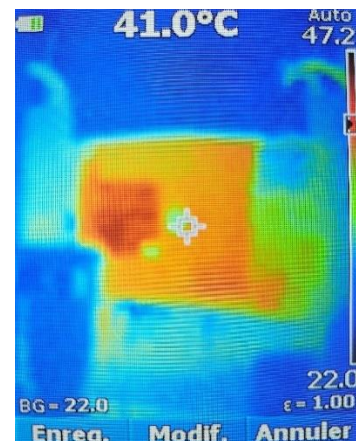


Fig. 12. Mesure de la température du HEMT en GaN avec dissipation forcée.

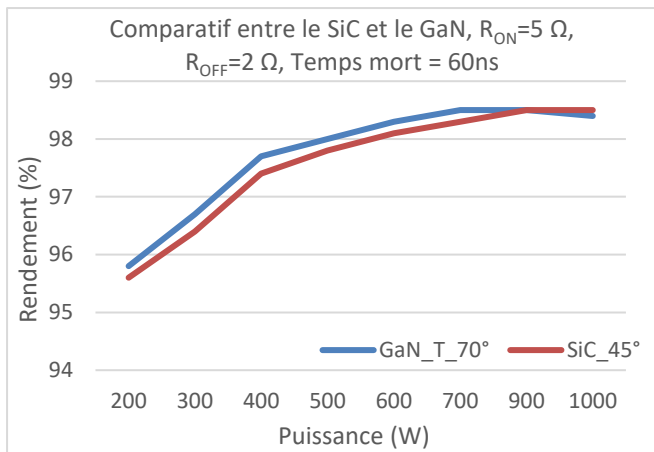


Fig. 13. Rendement mesuré du convertisseur DC/DC ayant une dissipation forcée.

5. CONCLUSION

Au cours de cette étude, nous avons examiné le fonctionnement du convertisseur en utilisant deux technologies de transistors, l'une en GaN et l'autre en SiC. Sans dissipation forcée, nous avons observé que le GaN se réchauffait considérablement plus que le SiC, ce qui diminuait son efficacité, particulièrement lorsque nous dépassions les 400W. En revanche, en intégrant un ventilateur favorisant la dissipation thermique, nous avons réussi à conserver la température du GaN autour des 40°C et ainsi stabiliser le rendement même au-delà de 1kW. La méthodologie présentait dans cet article devra être déployée dans la suite de l'étude notamment lors de l'intégration du convertisseur DC/AC bidirectionnel.

RÉFÉRENCES

- [1] R. K. Kanaparthi, J. P. Singh and M. S. Ballal, "A Review on Multi-Port Bidirectional Isolated and Non-Isolated DC-DC Converters for Renewable Applications," *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Jaipur, India, 2022, pp.
- [2] Prado, E.O.; Bolsi, P.C.; Sartori, H.C.; Pinheiro, J.R. An Overview about Si, Superjunction, SiC and GaN Power MOSFET Technologies in Power Electronics Applications. *Energies* 2022, 15,5244.
- [3] B. N. Torsæter, S. Tiwari, R. Lund and O. -M. Midtgård, "Experimental evaluation of switching characteristics, switching losses and snubber design for a full SiC half-bridge power module," *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Vancouver, BC, Canada, 2016, pp. 1-8.
- [4] E. A. Jones, F. Wang and B. Ozpineci, "Application-based review of GaN HFETs," *2014 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*, Knoxville, TN, USA, 2014, pp. 24-29.
- [5] SCT055HU65G3AG Automotive-grade silicon carbide Power MOSFET 650 V, 58 mΩ typ., 30 A in an HU3PAK package. Available online: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/sct055hu65g3ag.pdf>
- [6] GS-065-060-5-T-A Automotive 650 V GaN E-mode transistor. Available online: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2022/01/GS-065-060-5-T-A-DS-Rev-220127.pdf>
- [7] M. I. Masoud, W. Issa and W. Yates, "A Tutorial on Double Pulse Test of Silicon and Silicon Carbide MOSFETs," *2023 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, Newcastle upon Tyne, United Kingdom, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/WEMDCD55819.2023.10110895.
- [8] A. Kar, S. Manna, M. Sengupta and G. Banerjee, "Design, Fabrication and Testing of gate driver and Double Pulse Test board for SiC MOSFETs," *2021 National Power Electronics Conference (NPEC)*, Bhubaneswar, India, 2021, pp. 01-06, doi:

10.1109/NPEC52100.2021.9672503.

- [9] M. Asad, A. K. Singha and R. M. S. Rao, "Dead Time Optimization in a GaN-Based Buck Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 3, pp. 2830-2844, March 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3116126.
- [10] C. Sørensen et al., "Conduction, reverse conduction and switching characteristics of GaN E-HEMT," *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, Germany, 2015, pp. 1-7, doi: 10.1109/PEDG.2015.7223051.