

Alimentation isolée ajustable numériquement pour la commande rapprochée de transistors de puissance, en science ouverte

Nicolas ROUGER, Fabien DEVILLIERS

Laplace, CNRS, INPT, Université de Toulouse, Toulouse, France.

RESUME – Les pertes de commutation des transistors à effet de champ de puissance tels que les IGBT et les MOSFET en silicium, les MOSFET SiC, les HEMT GaN et les transistors FET en diamant en cours de développement, dépendent fortement des courants de commande de grille. Ces courants sont généralement fixés par des résistances de grille. Cependant, il est alors difficile de modifier les vitesses de commutation, en particulier lors de la caractérisation des pertes de commutation, et d'intégrer de tels changements dans la conduite automatisée de plans d'expériences. Dans ce travail, nous présentons un circuit simple pour ajouter une fonctionnalité d'ajustement à toute alimentation isolée de commande de grille, qui peut être modifiée en fonctionnement et contrôlée par un superviseur via une communication isolée série bidirectionnelle. Cette technique permet 1024 niveaux de tension de grille positifs différents, qui peuvent ensuite être utilisés pour la caractérisation des pertes de commutation. Grâce à l'utilisation d'un microcontrôleur côté grille de puissance, d'autres fonctionnalités sont incluses telles que la mesure des tensions d'alimentation, la remontée d'informations ou encore l'ajustement d'indicateurs lumineux. Nous proposons ces travaux en science ouverte, où le hardware et le software sont open-source, sur serveur Gitlab KODA du CNRS.

Mots-clés – Alimentation isolée, automatisation, commande rapprochée, science ouverte.

1. INTRODUCTION

Les transistors à effet de champ (FET) de puissance tels que les transistors MOSFET et IGBT en silicium (Si), les transistors MOSFET en SiC, les transistors HEMT en GaN, et les transistors FET en diamant nécessitent des tensions de commande de grille spécifiques. Par exemple, avec les transistors MOSFET de puissance en SiC, la plage de tension V_{GS} recommandée peut être de -4 V / +15 V ou -5 V / +20 V [1, 2], ou de -2 V / +6 V ou 0 / 5 V pour les transistors GaN [3, 4, 5]. Dans le cas des transistors en diamant à effet de champ, différentes plages de tension de seuil ont été déjà démontrées, en utilisant la déplétion d'un canal épais et dopé au Bore, comme dans [6, 7, 8]. D'autres architectures de transistors en diamant sont aussi en cours de développement [9]. Ces niveaux de tension de grille sont fixés par un convertisseur DC/DC isolé, dans la plupart du temps, ayant des tensions régulées et fixes. L'isolation est requise pour le transistor de puissance côté High Side, mais peut également être mise en œuvre pour le Low Side. La plupart des convertisseurs DC/DC isolés disponibles dans le commerce sont dotés de tensions de sortie fixes et régulées, qui ne peuvent pas être ajustées en fonctionnement, pour des raisons de coût, de simplicité et parce qu'ils sont conçus en fonction de dispositifs de puissance spécifiques avec des niveaux de tension typiques (e.g. +15 V, +20 V, comme [10]). Pour ajuster les vitesses de commutation des transistors de puissance, et par conséquent les pertes de commutation, les résistances de grille externes sont définies, mais ne peuvent pas être modifiées en fonctionnement et une soudure/dessoudure est nécessaire. D'autres architectures de commande de grille offrent des niveaux de courant de grille réglables [11, 12, 13], mais ne sont pas les circuits de commande

de grille les plus couramment utilisés. Dans ce travail, nous proposons un circuit simple pour ajuster le niveau de tension positif utilisée pour la commande de grille. Ce travail s'applique simplement à tout convertisseur DC/DC isolé et régulé disponible dans le commerce pour l'alimentation de la commande rapprochée des FET de puissance, en science ouverte (open hardware, open software et dans la mesure du possible, open data).

2. ARCHITECTURE ET APPROCHE

2.1. Ajustement de la tension d'alimentation par un régulateur linéaire fixe et un convertisseur numérique analogique

La technique proposée est basée sur l'ajustement externe d'un régulateur linéaire fixe à faible chute de tension (LDO), alimenté par un convertisseur DC/DC isolé fixe. L'ajustement de la tension positive est effectuée par un microcontrôleur, qui génère une tension variable à partir d'un convertisseur numérique-analogique (DAC) 10 bits, de manière similaire à la technique introduite sans isolation dans la bibliographie [14, 15]. Ce principe est appliqué ici dans le cadre de mesures automatisées de pertes de commutation, soit dans des tests à double impulsion, soit par méthode d'opposition. L'ajustement en fonctionnement des tensions de pilotage de grille peut être aussi utile dans tout convertisseur, ou bien dans des modes d'essais complémentaires, par exemple des essais en court-circuit. Le schéma de principe de la variation d'un régulateur linéaire via une troisième branche est présentée dans la figure 1. L'architecture complète sera présentée dans la partie suivante, on se focalise ici uniquement sur la variation de la tension d'alimentation, via l'utilisation de cette troisième voie de réglage, grâce au DAC. Cette troisième connexion est ajoutée à la sortie DAC bufferisée d'un microcontrôleur 8 bits (réf. : PIC16F1769), microcontrôleur qui est également référence à la source Kelvin KS et alimenté via un LDO fixe de 3,3 V (réf. : L78L33), connecté à la sortie +20 V du convertisseur DC/DC isolé. Cette troisième connexion réalise l'ajustement externe du LDO. Le microcontrôleur est cadencé par son oscillateur interne et réduit à 8 MHz pour limiter sa consommation.

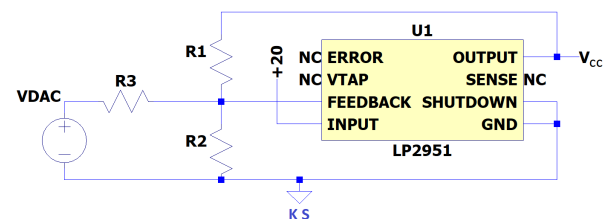


FIG. 1. Schéma de principe de l'ajustement d'un régulateur linéaire fixe par une troisième voie issue d'un convertisseur numérique analogique. Note : les condensateurs nécessaires ne sont pas présents ici, par soucis de clarté.

La troisième branche est ajoutée ici, à travers R_3 et une source de tension variable V_{DAC} qui peut être contrôlée numériquement à travers le DAC, connecté en interne au microcontrôleur à un étage buffer afin d'adapter l'impédance de sortie. Cette branche supplémentaire permet à un courant source/sink de circuler à travers R_3 , en fonction de la valeur de V_{DAC} et de la tension de référence régulée V_{ref} au nœud de rétroaction du LDO. Le LDO, par l'intermédiaire de sa boucle de rétroaction, régulera et maintiendra V_{ref} , qui est également la chute de tension dans R_2 . Le courant dérivé de la troisième branche modifiera la tension de sortie. Les équations 1 à 4 décrivent les différents paramètres de conception : l'équation 1 calcule un facteur d'échelle k , à partir de la plage souhaitée de la tension de sortie (V_M et V_m sont respectivement la tension de sortie maximale et minimale), la tension de sortie maximale du DAC V_{DM} et la tension de référence interne du LDO V_{ref} . La tension de sortie minimale du DAC est supposée être de 0 V. Les équations 2 et 3 montrent la relation entre les trois résistances R_1 , R_2 , R_3 et le facteur d'échelle k . L'équation 4 calcule l'évolution de la tension de sortie du LDO V_{cc} en fonction de la tension du DAC V_{DAC} . Les caractéristiques de transfert en courant continu de la tension de sortie du LDO, en fonction de la valeur V_{DAC} , sont représentées sur la figure 2. Bien que la tension de rétroaction interne du LDO V_{ref} soit maintenue à 1,235 V, la sortie du LDO peut être ajustée sur une large plage, ici de 21 V (V_M) à 3,8 V (V_m), par le biais d'une tension DAC allant de 0 à 3,3 V (V_{DM}), et pour des résistances R_1 , R_2 , R_3 respectivement de 140, 13 et 27 k Ω . Ces valeurs sont conformes au LDO choisi (référence : LP2951), et à la plage de tension de sortie souhaitée.

$$k = \frac{V_{ref} \cdot (V_M - V_m)}{V_{ref} \cdot (V_m - V_M - V_{DM}) + V_{DM} \cdot V_M} \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{k \cdot R_3 \cdot (V_M - V_{ref})}{V_{ref} \cdot (k + 1)} \quad (2)$$

$$R_2 = k \cdot R_3 \quad (3)$$

$$V_{cc} = \frac{V_{ref} \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)}{R_2 \cdot R_3} - \frac{V_{DAC} \cdot R_1}{R_3} \quad (4)$$

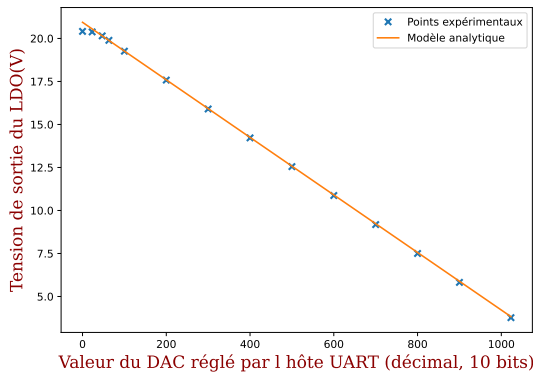


FIG. 2. Fonction de transfert entre la valeur du convertisseur numérique analogique DAC sur 10 bits et la tension de sortie du régulateur linéaire. Comparaison entre l'équation théorique et les points mesurés expérimentalement, avec les cartes réalisées et présentées plus bas.

Même avec une telle gamme de tensions de sortie réglables à partir d'une petite gamme de tensions DAC, la résolution est exprimée par l'équation 5, où $nbBitDAC$ est la résolution du DAC, V_{DM} la tension de sortie DAC maximale et ΔV_{cc} la résolution à la sortie du LDO. Avec les paramètres utilisés dans la

figure 2 et un DAC de 10 bits, la résolution théorique minimale à la sortie ΔV_{cc} est de 16.7 mV. Cette résolution ne prend pas en compte le bruit, les non linéarités et distorsions éventuelles. Ces équations n'ont pris en compte que les performances en régime établi et continu du régulateur linéaire ajusté extérieurement, alors que les performances transitoires doivent être étudiées de manière plus approfondie (par exemple, démarrage, réponse transitoire aux changements de charge ou de tension de compensation).

$$\Delta V_{cc} = \frac{V_{DM} \cdot R_1}{R_3 \cdot 2^{nbBitDAC}} \quad (5)$$

2.2. Conception de l'alimentation isolée ajustable numériquement

La figure 3 présente l'architecture complète, permettant l'ajustement de plusieurs tensions isolées en High Side et Low side, à partir d'un organe unique de communication.

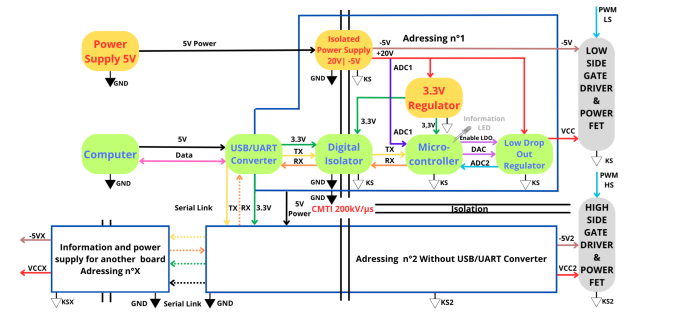


FIG. 3. Architecture complète présentant l'ajustement d'alimentations isolées, depuis un superviseur central et via une communication série isolée.

Avec notre technique, la tension de commande de grille positive peut être adaptée en fonctionnement, à partir d'un superviseur référencé à la masse numérique ("Computer" sur la figure 3), qui envoie le niveau de tension souhaité via une communication série UART isolée et bidirectionnelle. Chaque carte d'alimentation isolée réglable est identique, qu'elle soit en low side ou high side. En réponse à certains codes pré définis, chaque microcontrôleur peut aussi renvoyer des informations au superviseur, comme par exemple la valeur ajustée de la tension isolée, mesurée à partir d'un convertisseur analogique-numérique (ADC) 10 bits à canaux multiples [16]. Pour cette preuve de concept, on utilise un convertisseur DC/DC isolé Murata de 2 W, avec une alimentation 5 V côté primaire et une double sortie isolée fixe +20 V / -5 V (réf. : MGJ2D052005SC), référencée à la source Kelvin du transistor de puissance (référence flottante). Le +20 V isolé est ensuite connecté à un LDO (réf. : LP2951) avec un diviseur à résistance fixe et également référencé à la source Kelvin (KS). La troisième voie d'ajustement est donc réalisée à partir d'un microcontrôleur et de sa sortie DAC bufferisée. Tout est disponible en science ouverte sur forge Gitlab KODA du CNRS, avec licences ouvertes (GPL, CC BY SA) [17]. Le superviseur central envoie des codes pré-définis, en hexadécimal sur 6 octets, permettant d'envoyer des requêtes [17] : la figure 4 présente le format typique du codage utilisé.

L'ensemble des actions possibles est mis à jour et maintenu sur le dépôt du projet [17]. Par exemple, pour ajuster la valeur du DAC et par suite, la valeur de la tension isolée positive pour le gate driver situé à l'adresse 03, il faut envoyer le code AA 03 A5 C0 00 FF : AA correspond à la mise à jour du niveau du DAC, 03 l'adresse du récepteur, A5 C0 correspond à la valeur du DAC souhaitée, transmise sur 16 bits, mais dont seuls les 10 bits de poids forts comptent (cad 1010 0101 1100 0000, soit 663 en décimal), et enfin FF comme code terminal de vérification. Il est possible de s'adresser à toutes les cartes avec l'adresse FF,

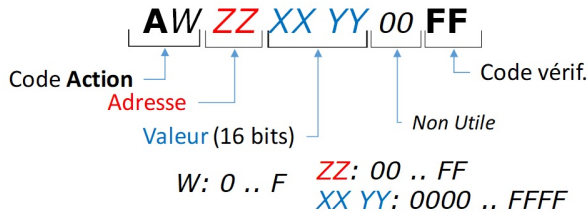


FIG. 4. Codage sur 6 octets (ici représenté en hexadécimal), permettant toutes les fonctionnalités.

sinon seule la carte ayant l'adresse pré-programmée correspondant au code d'adresse prendra en compte la requête (soit 255 adresses différentes possibles). La figure 5 présente un relevé expérimental lors d'une requête de changement de valeur de sortie du DAC, créant par la suite la modification de la tension régulée en sortie. La communication UART a été réglée à 9600 bauds, mais il est possible d'augmenter le débit si besoin. La dynamique de variation du LDO est réglée par ses propriétés internes, la charge associée et les condensateurs utilisés.

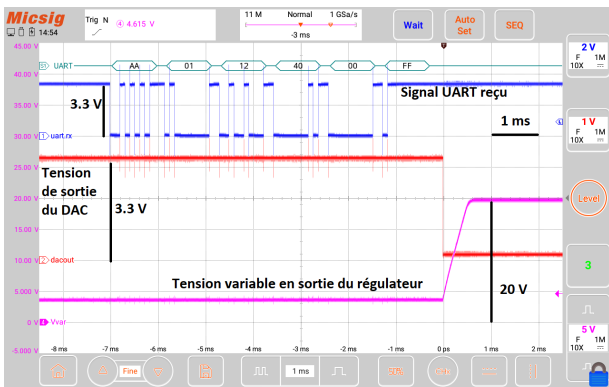


FIG. 5. Relevé expérimental lors de la transmission d'un code de changement du DAC, sur l'adresse 01, passant de 1023 à 73 (en décimal), soit de 3,3 V à 0,23 mV, provoquant l'augmentation de la tension isolée régulée de 3,8 V à 20 V

D'autres actions sont possibles, comme l'activation ou la coupure du LDO, l'activation ou désactivation d'un signal lumineux d'approbation à chaque commande reconnue, la modulation de l'intensité lumineuse via une modulation à largeur d'impulsion, la mesure interne de température, et d'autres. Profitant des avantages du microcontrôleur, un ADC est connecté à trois canaux : la sortie +20V du DC/DC isolé et la sortie du LDO qui est contrôlée par le DAC, ainsi qu'une référence interne au microcontrôleur pouvant être utilisée comme capteur de température. Les deux canaux externes sont mesurés via des ponts diviseurs résistifs, pour respecter des tensions maximales de 3,3 V sur les entrées du microcontrôleur. Le superviseur envoie les demandes de changement de tension ou lit les données, qui sont référencées à la masse numérique externe, isolée de la source Kelvin du transistor de puissance. Le superviseur envoie différentes demandes, via un pont USB <> UART (réf : MCP2221A), suivi d'un isolateur bidirectionnel numérique (réf : ADUM341E). Il est possible de se passer du superviseur et de l'adaptateur USB <> UART, en injectant directement les commandes via un générateur et récepteur de codes UART. Les améliorations de fonctionnalités ont été apportées depuis [16].

Le schéma complet et la vue exportée d'une carte d'alimentation isolée, ajustable numériquement et via une communication isolée sont présentés sur les figures 6 et 7.

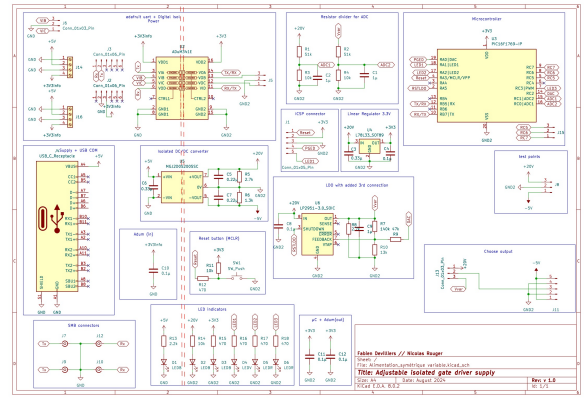


FIG. 6. Schéma complet de la carte d'alimentation isolée ajustable numériquement via une communication bidirectionnelle isolée. La plupart des références ont été choisies pour avoir des variantes montées en surface (PCB) et en traversant (mise au point).

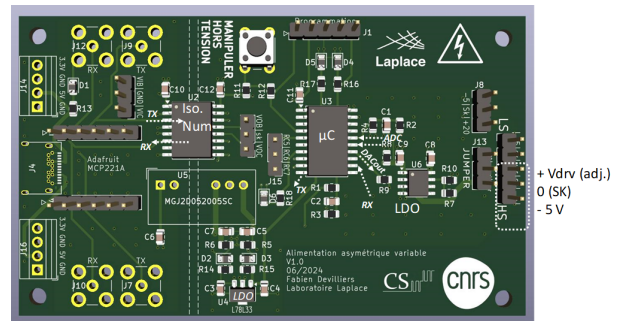


FIG. 7. Vue exportée du PCB conçu.

3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX – APPLICATION À UNE CELLULE DE COMMUTATION SIC

Le schéma et le principe ont été validés expérimentalement avec et sans MOSFET de puissance (SiC, dans un premier temps). Sans MOSFET, les résultats ont été montrés dans les figures 2 et 5. Le circuit a ensuite été connecté à une carte d'évaluation "demi-pont" d'Infineon (réf. : 1ED3142MU12F) qui comprend des drivers isolés, des MOSFET SiC 1,2 kV, mais n'inclut pas les alimentations isolées en low side ni high side (figure 8). Sans puissance avec les 2 MOSFET SiC connectés à deux cartes identiques d'alimentation isolée, la figure 9 montre la variation des tensions de grilles, selon les requêtes envoyées depuis le superviseur isolé. Particulièrement, la figure 9b montre la variation à la volée des tensions de commande de grille, suite au changement de requête de tension positive, tout en envoyant en continu les signaux de Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI ou PWM). Le pilotage des alimentations réglables s'effectue via un superviseur en Python, dont l'objectif premier est de mettre en place les fonctions de base et la communication série. Ces fonctions Python sont disponibles aussi en open source et avec une interface graphique en cours d'amélioration.

Enfin, des essais avec les 2 cartes d'alimentations isolées ont été réalisés en puissance, en double impulsion et validés en High Side et Low Side actifs. La figure 10 présente deux essais sous 200 V et 15 A, avec deux valeurs réglées de tension positive de grille sur le transistor actif. La variation de la tension de commande de grille permet un réglage de la dynamique de commutation.

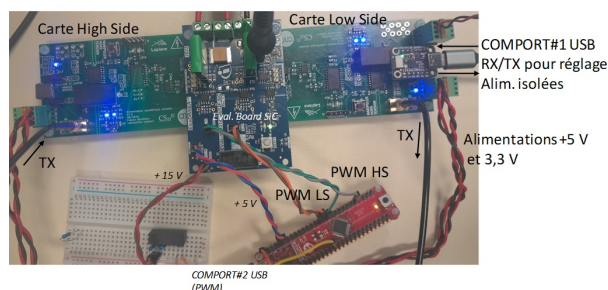


FIG. 8. Application de deux cartes identiques d'alimentation isolée ajustables numériquement, sur une carte d'évaluation de MOSFET SiC. Une carte additionnelle dsPIC33CK est utilisée pour la génération des signaux PWM, pilotable aussi en UART, selon un autre canal de communication série.



FIG. 9. Validation du réglage de la tension de commande de grille, en fonctionnement et sans puissance. a) Zoom sur la charge de grille du MOSFET SiC, pour différentes tensions d'alimentation isolée réglées numériquement. Séquences enregistrées et mises en référence. b) Tout en envoyant un signal de PWM à 120 kHz en continue, ajustement à la volée de la tension isolée de commande.

4. SCIENCE OUVERTE

La forge Gitlab KODA à l'adresse [17] regroupe trois sous-projets : le schéma, les fichiers source Kicad et gerber (CC BY SA), les codes du microcontrôleur en C (licence ouverte), et le contrôle en python pour la communication (GPL v3). Ces codes sont mis à jour au fil des avancées.

5. CONCLUSIONS

Nous avons introduit avec succès un circuit permettant d'ajuster numériquement la tension positive de commande de grille de transistors FET de puissance, via l'utilisation de LDO fixe, convertisseurs DC/DC isolé fixe, et voie supplémentaire via microcontrôleur. Tous les éléments sont partagés en science ouverte et permettront d'être utilisés et complétés par notre communauté. Ce principe peut s'appliquer à plusieurs microcontrôleurs, et d'autres améliorations peuvent être apportées, comme

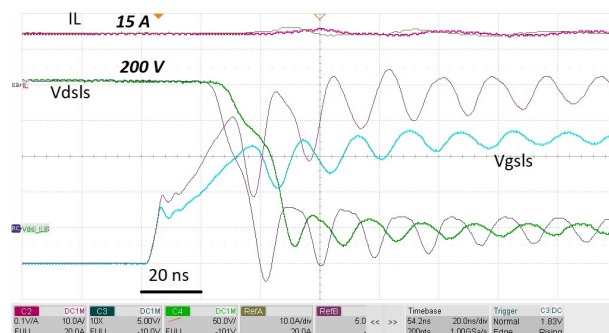


FIG. 10. Mesure double impulsion pour deux valeurs de tensions de commande réglées par notre système. Zoom sur l'amorçage du transistor actif en Low Side.

la mise en place d'un mode "veille" permettant d'économiser l'énergie, et de se réveiller uniquement lors d'une requête UART. Des fonctionnalités supplémentaires peuvent aussi être ajoutées, et les canaux des isolateurs numériques peuvent aussi être regroupés entre la partie PWM et la partie ajustement de tension positive isolée. Côté hardware, le routage pourra être mis à jour, afin de capitaliser sur cette première version, et d'améliorer les fonctionnalités, tout en réduisant l'empreinte.

6. REMERCIEMENTS

Ce travail a bénéficié en partie d'une subvention d'Etat gérée par l'agence nationale de la recherche au titre du programme France 2030, ANR-23-PEEL-0001 (PEPR Frenchdiam). La majeure partie du travail a été réalisé durant le stage de M1 de Fabien Devilliers (Université de Toulouse, Laplace, CNRS), et complété par la suite. Le partage de ce travail est fait à but pédagogique.

7. RÉFÉRENCES

- [1] Infineon, “Guidelines for coolis mosfet gate drive voltage window, an2018-09,” Application note, v 1.4., 2023.
- [2] Wolfspeed, “Gate drive voltage recommendations for wolfspeed 650v 3rd generation (c3m) silicon carbide mosfets,” Design Notes PRD-0241, rev 1, 2021.
- [3] G. Systems, “Gate driver circuit design with gan e-hemts,” GN012 Application Note, 2020.
- [4] A. Lidow and J. Strydom, “egan fet drivers and layout considerations, white paper : Wp008,” EPC Efficient Power Conversion, 2016.
- [5] M. Comola, “E-mode gan technology : tips for best driving, an5583 application note,” ST microelectronics, rev 2, 2021.
- [6] D. Michez, J. Letellier, I. Hammam, J. Pernot, and N. C. Rouger, “Over 50 mA current in interdigitated diamond field effect transistor,” *IEEE Electron Device Letters*, Sep. 2024. doi : 10.1109/LED.2024.3453504. [Online]. Available : <https://hal.science/hal-04687646>
- [7] B. Soto, M. Couret, J. Cañas, A. Castelan, N. C. Rouger, D. Araujo, M. del Pilar Villar, and J. Pernot, “Non-volatile tuning of normally-on and off states of deep depletion ZrO₂/Oterminated high voltage diamond MOSFET,” *Diamond and Related Materials*, vol. 134, p. 109802, Feb. 2023. doi : 10.1016/j.diamond.2023.109802. [Online]. Available : <https://hal.science/hal-03867147>
- [8] C. Masante, N. C. Rouger, and J. Pernot, “Recent progress in deep-depletion diamond metal–oxide–semiconductor field-effect transistors,” *Journal of Physics D : Applied Physics*, vol. 54, no. 23, p. 233002, Mar. 2021. doi : 10.1088/1361-6463/abe8fe. [Online]. Available : <https://hal.science/hal-03287047>
- [9] N. Donato, N. C. Rouger, J. Pernot, G. Longobardi, and F. Udrea, “Diamond power devices : state of the art, modelling, figures of merit and future perspective,” *Journal of Physics D : Applied Physics*, vol. 53, no. 9, p. 093001, 2019. doi : 10.1088/1361-6463/ab4eab. [Online]. Available : <https://hal.science/hal-02377372>
- [10] Murata, “Mgi2 series. 5.2kvd isolated 2w gate drive dc-dc converters.”

Datasheet, 2022.

- [11] J. S. Yu, W. J. Zhang, and W. T. Ng, "A segmented output stage h-bridge ic with tunable gate driver," in *2014 IEEE 26th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, 2014. doi : 10.1109/ISPSD.2014.6856012 pp. 205–208.
- [12] W. T. Cui, W. J. Zhang, J. Y. Liang, H. Nishio, H. Sumida, H. Nakajima, Y.-T. Hsieh, H.-H. Tsai, Y.-Z. Juang, W.-K. Yeh, and W. T. Ng, "A dynamic gate driver ic with automated pattern optimization for sic power mosfets," in *2022 IEEE 34th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, 2022. doi : 10.1109/ISPSD49238.2022.9813625 pp. 33–36.
- [13] W. Xi, S. Liu, and W. Sun, "An adjustable gate driver based on the optimization of switching transient performances," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 69 009–69 014, 2024. doi : 10.1109/ACCESS.2024.3401406
- [14] B. Vasquez, "How to add margining capability to a dc-dc converter, application note 4149," Maxim Integrated, 2007.
- [15] K. Jones, "Voltage margining and scaling circuit with a voltage output smart dac, design notes slaac22a," Texas Instruments, revision 2024, 2024.
- [16] N. C. Rouger and F. Devilliers, "Tunable isolated gate driver supply for automated switching loss measurement of Power Field Effect Transistors," in *IEEE Design Methodologies Conference 2024*, Grenoble, France, Nov. 2024. doi : 10.1109/DMC62632.2024.10812130. [Online]. Available : <https://hal.science/hal-04844860>
- [17] N. Rouger and F. Devilliers, "Isolated power supply control," https://src.koda.cnrs.fr/laplace-groupe-cs/public_projects/isolated-power-supply-control, 2024.