

Convertisseur DC-DC piézoélectrique haute fréquence

Alex MARQUES¹, Gaetan PEREZ¹, Ghislain DESPESSE¹

¹Univ. Grenoble Alpes, CEA, Leti/Liten, F-38000 Grenoble, France

RESUME – L'avancée des technologies de transistors permettent de travailler à de plus hautes fréquences de découpage. Cela permet aux éléments passifs de gagner en densité de puissance. Néanmoins, l'inductance atteint des limites avec la montée en fréquence. Les matériaux piézoélectriques offrent une alternative pertinente aux inductances au-delà du MHz. L'utilisation d'un résonateur piézoélectrique (PR) à la place de l'inductance impact à la fois les topologies de conversion et les cycle de conversion. Cet article propose un convertisseur DC-DC à deux bras de pont, basé sur un résonateur piézoélectrique en Lithium de Niobate (LNO), fonctionnant à 6 MHz et réalisant une conversion en boucle fermée, 100 V vers 80 V en burst. Le matériau piézoélectrique est par ailleurs caractérisé en fonction de la température pour connaître les dérives et limites du matériau.

Mots-clés—*Convertisseur DC-DC, matériaux piézoélectriques, adiabatique, caractérisation thermique, Lithium de Niobate (LNO)*

1. INTRODUCTION

L'un des challenges de l'électronique de puissance est la montée en fréquence de découpage des convertisseurs pour réduire la taille des passifs. Néanmoins, la réduction du volume de l'inductance est moins significative au-delà du MHz [1]. Une alternative consiste à remplacer l'inductance par des résonateurs piézoélectriques. Plusieurs travaux ont déjà été menés, utilisant le matériau titano-zirconates de plomb (PZT), autour de la centaine de kHz [2]. Néanmoins, le PZT voit sa résistance augmenter au carré du courant, ce qui fait évoluer les pertes à la puissance 4 du courant. Aujourd'hui, la tendance est au Lithium de Niobate (LNO) qui ne comporte pas cet inconvénient, et peut donc supporter un courant plus élevé par unité de surface. Toutefois, le LNO présente une impédance ($1/C_p\omega$) plus élevé que le PZT à iso fréquence. Pour retrouver une impédance équivalente, il faut fonctionner à plus haute fréquence et donc sur un mode de résonance plus élevé, typiquement le mode épaisseur (au-delà du MHz selon les designs de résonateur piézoélectrique). Ces fréquences élevées imposent une conception plus exigeante et posent la question de l'utilisation de transistors MOSFET Si ou HEMT GaN [3]. Deux convertisseurs sont développés, un utilisant des transistors Si et l'autre des transistors GaN. Une figure de mérite est proposée afin de dimensionner les transistors. Celle-ci se concentre sur les pertes des transistors et du PR. Les calculs se basent sur une estimation du courant dans le résonateur et permettent de calculer les pertes diélectriques, par effet joules du résonateur et des transistors. Les tests sont réalisés avec le convertisseur en MOSFET Si. Une caractérisation des résonateurs piézoélectriques en fonction de la température est aussi effectuée. Un décalage de la caractéristique impédance-fréquence du résonateur est observée en fonction de

la température, ainsi qu'une dégradation du facteur de qualité. Cela conduit à la réflexion de méthode de régulation plus résiliente au décalage de la caractéristique. Enfin, une conversion DC-DC en boucle fermée est présentée en dernière partie.

2. CONCEPTION DU CONVERTISSEUR

2.1. Topologie du convertisseur

Une topologie à deux bras de pont telle que décrite en Fig. 1 est proposée.

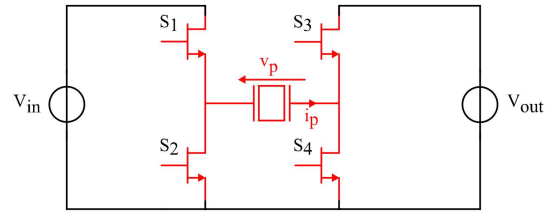


Fig. 1. Topologie du convertisseur PR proposé.

Il s'agit de la structure élémentaire, que l'on retrouve dans les principales topologies de l'état de l'art, comme représentées sur la figure suivante :

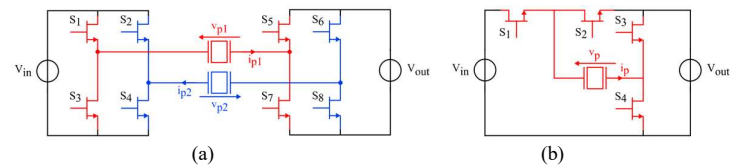


Fig. 2. Topologies utilisant la structure élémentaire de deux bras de pont : (a) la structure est doublée, elle permet un isolement [4] ; (b) une variante où les bras primaire et secondaire sont placés en série [5].

Les topologies basées sur la structure élémentaire utilisent une combinaison de bras de pont, connecté en série/parallèle des tensions d'entrée et de sortie. Ces variations de topologies permettent de se rapprocher des points optimaux de fonctionnement pour différents gains en tension. On retrouve donc la structure en rouge dans Fig. 1 sous différentes combinaisons comme on peut le voir sur la Fig. 2. Au final, optimiser cette structure élémentaire revient à optimiser toutes les topologies assimilables.

2.2. Cycle de conversion

Le résonateur, intégré dans un convertisseur doit respecter deux équations pour effectuer des cycles de conversions efficaces.

$$\sum q_k = 0 \quad (1)$$

$$\sum V_k Q_k = 0 \quad (2)$$

La nature capacitive du PR interdit tout courant DC. Ainsi la somme des charges au cours d'une période doit être nulle (1). Également, en régime permanent, l'amplitude des oscillations mécanique doit être constante donc l'énergie doit être équilibrée (2). Il est impossible d'équilibrer l'énergie et les charges sur le résonateur en appliquant que deux niveaux de tensions. Un troisième niveau de tension au minimum doit être ajouté pour effectuer des cycles efficaces. La structure présentée précédemment permet de connecter le PR à 4 paliers (niveaux) de tensions différents. En exploitant les 4 niveaux possibles, il est possible de définir un cycle symétrique aux bornes du résonateur, par translation de $\pi/2$ et inversion de polarité, sur une période limitant l'amplitude de variation d'énergie et simplifiant la commande des transistors (même instants de commande sur les 2 demie période).

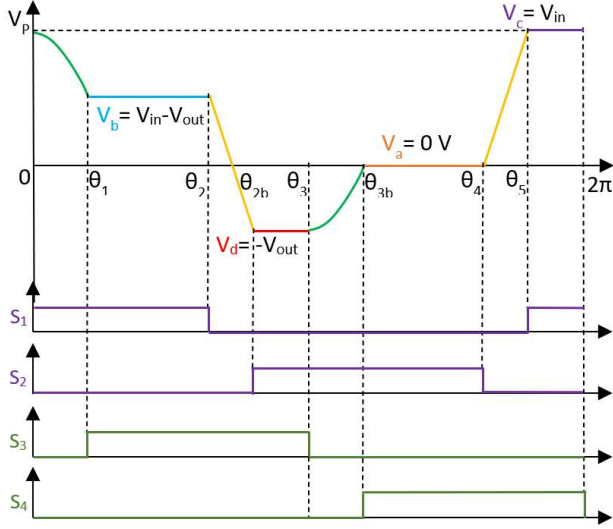


Fig. 3. Cycle 4 paliers du convertisseur avec les ordres de commandes associés

Du fait de la symétrie, les ordres de commande sont uniquement définis par une fréquence et un temps mort, dans le cas où le bras de pont en sortie est uniquement constitué de diode. Pour du redressement synchrone il faut prendre en compte en plus la phase entre les ordres de commande du bras primaire et secondaire. Le quadruplet de tension pour ce convertisseur est alors : $\{V_{in} ; V_{in}-V_{out} ; -V_{out} ; 0\}$. Grâce à la résonance du PR, le convertisseur fonctionne en ZVS, alternant des phases à tensions constantes (V_a, V_b, V_c, V_d) et des phases à charges constantes (phases où la tension du PR évolue).

2.3. Dimensionnement des transistors

Le dimensionnement des transistors est effectué à l'aide d'une figure de mérite. Cette figure de mérite est basée sur les pertes dans le convertisseur, pour une fréquence donnée. Les pertes prises en compte sont les pertes par conduction des transistors, les pertes par effet joules du PR ainsi que les pertes diélectriques. Les pertes par commutations sont négligeables car le convertisseur fonctionne en ZVS. Le courant I_L est le courant circulant dans la branche motiionnelle du PR (Fig. 4). La branche motiionnelle est composée de R_m, L_m et C_m , représentant les propriétés mécaniques du résonateur.

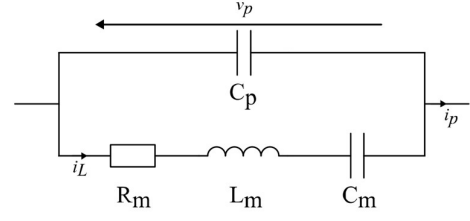


Fig. 4. Modèle Butterworth-Van Dyke d'un résonateur piézoélectrique.

La résistance R_m représente les pertes mécaniques, L_m représente la masse inertielle du résonateur et C_m représente l'élasticité du matériau. L'amplitude de courant I_L circulant dans la branche motiionnelle du PR est donnée par (3) :

$$I_L = \pi I_{out} + I_{circul} \quad (3)$$

Le courant I_{out} est choisi pour atteindre la puissance du cahier des charges. Le courant I_{circul} représente le courant chargeant la capacité parasite du PR C_0 , ainsi que les capacités parasites des transistors. Le calcul du courant efficace dans le PR est alors :

$$I_L = (\pi I_{out} + (C_p + 2C_{oss})(V_{in} + V_{out})\omega \frac{1}{2})/\sqrt{2} \quad (4)$$

Avec lequel nous obtenons les pertes par effet joules :

$$p_{ej} = I_L^2 (2R_{DSon} + R_{PR}) \quad (5)$$

En additionnant les pertes diélectriques des capacités C_{iss} et C_{oss} :

$$p_{Ciss} = 4V_{GS}^2 C_{iss} \quad (6)$$

$$p_{Coss} = 0.05 C_{oss} * (V_{in} + V_{out})\omega \quad (7)$$

On obtient les pertes totales du convertisseur (sans compter la commande) :

$$p_{total} = p_{ej} + p_{Ciss} + p_{Coss} \quad (8)$$

Cette figure de mérite est appliquée à une sélection de composants. Parmi cette sélection, les composants qui présentent la figure de mérite la plus élevée sont l'EPC 2054 pour le GaN et TPH6400ENH de chez Toshiba pour le Silicium. Ces références sont des composants 200V. Il n'y pas de référence au-delà du calibre 200V pour le GaN (les premiers composants au-dessus de 200V sont des composants 650V). Ce travail vise à développer les convertisseurs piézoélectriques. Une légère réduction de la tension d'entrée n'affecte pas l'objectif principal de ce travail.

3. CARACTERISTIQUE DES RESONATEURS PIEZOELECTRIQUES EN FONCTION DE LA TEMPERATURE

Le résonateur possède une impédance fonction de la fréquence. C'est ce phénomène qui est utilisé pour piloter le PR et obtenir le point de fonctionnement souhaité en sortie. La connaissance de la caractéristique du PR (impédance en fonction de la fréquence) est alors requise afin de prédire le point de fonctionnement. Théoriquement, le modèle BVD Fig. 4 fournit une bonne approximation de la caractéristique. Les paramètres du modèle BVD sont déterminés à l'aide d'une caractérisation du résonateur faite sur un analyseur d'impédance. A partir des fréquences de résonance et d'antirésonance, les paramètres du modèle BVD sont retrouvés à l'aide des équations suivantes :

$$C_m = \left(\frac{\omega_{ar}^2}{\omega_r^2} - 1 \right) C_p \quad (9)$$

$$L_m = \frac{1}{\omega_r^2 C_m} \quad (10)$$

La capacité C_p est obtenue grâce à une mesure de capacité, loin de tout mode de résonance. La résistance R_m est obtenue avec une mesure à la fréquence de résonance, le résonateur étant purement résistif à cette fréquence. On obtient alors la caractéristique théorique Fig. 6 en trait plein. Le résonateur utilisé pour la caractérisation et la conversion est un résonateur dessiné et fabriqué dans les salles blanches du CEA, présenté Fig. 5.



Fig. 5. Design du résonateur utilisé pour la caractérisation et la conversion.

C'est un résonateur piézoélectrique LNO circulaire de coupe Y163°, d'épaisseur de 0.5 mm, et de diamètre de 21 mm avec une métallisation pour les électrodes de 1 µm de cuivre.

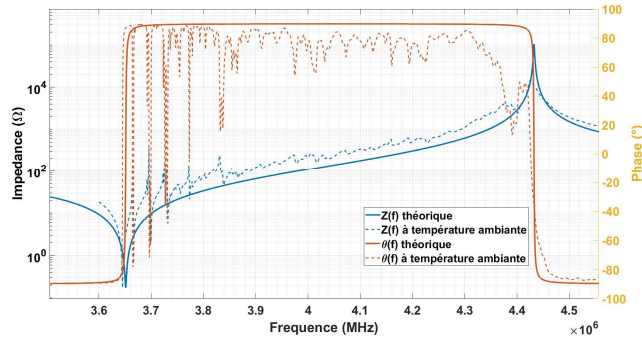


Fig. 6. Caractéristique théorique d'un résonateur piézoélectrique

Lors des premiers essais de conversion, il a été constaté une baisse systématique des puissances d'entrée et de sortie du convertisseur tout en gardant un rendement constant. Cela a indiqué une dérive du résonateur en fonction de la température.



Fig. 7. Banc expérimental de caractérisation thermique des PR – utilisation d'une machine de test thermique TA-5000A de MPI Thermal.

L'évolution de la caractéristique d'un PR en fonction de la température a donc été étudiée avec la mise en place d'un banc de caractérisation. Un équipement de test cyclique de la température (TA-5000A) est utilisé pour appliquer une

température homogène autour du résonateur, le banc de caractérisation est présenté Fig. 7. Le résonateur est connecté à un analyseur d'impédance (E4990A de Keysight) afin d'obtenir les caractéristiques à chaque température. Un décalage de la caractéristique présentée Fig. 6 est alors visible sur Fig. 8 et Fig. 9. La phase en fonction de la fréquence est tracée pour plusieurs température. Les caractérisations ont mis en évidence un décalage de la caractéristique d'environ 300 Hz/°C. Également, le déphasage courant-tension du PR diminue, indiquant une augmentation de la résistance. Il en résulte un facteur de qualité dégradé et une utilisation limitée en température.

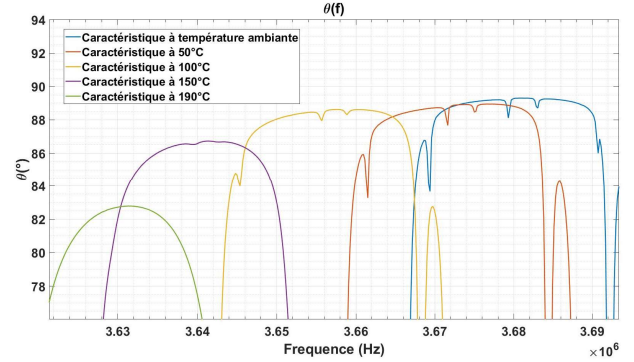


Fig. 8. Déphasage θ en fonction de la fréquence pour plusieurs température.

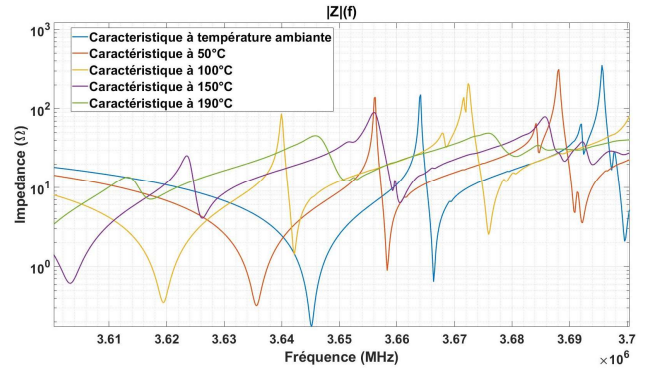


Fig. 9. Module d'impédance en fonction de la fréquence pour plusieurs température

4. REGULATION

Un principe de régulation proposé dans [6] permet de calculer la fréquence de commutation et les temps morts entre les commandes des transistors pour un courant de sortie estimé. Ce modèle prend en compte les paramètres du PR tel que la fréquence de résonance et d'antirésonance. Se basant sur ces fréquences de résonance et d'antirésonance, le modèle de la régulation sature naturellement à une fréquence proche de la fréquence de résonance et d'antirésonance. Dès lors, lorsque le PR s'échauffe et que la caractéristique se décale vers la gauche, la régulation sature à une fréquence proche de la fréquence de résonance et le système n'est plus régulé. Une méthode pour palier au décalage fréquentiel est d'interpoler la caractéristique du résonateur par une droite plutôt que par le modèle Van-Dyke. Cela permet d'être continue en fréquence et donc de s'affranchir d'un modèle borné aux fréquences de résonance et d'antirésonance. Le modèle mathématique est tout de même utilisé pour le calcul des temps mort à appliquer entre deux commandes complémentaires. Un schéma de la boucle de régulation est présenté Fig. 10. Deux modèle BVD sont utilisés.

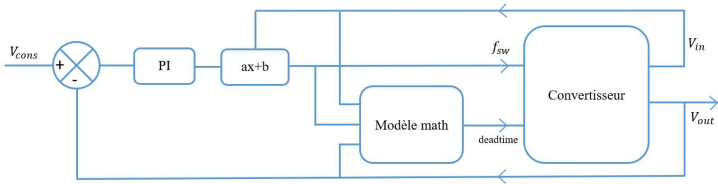


Fig. 10. Boucle de régulation de la tension de sortie

Le premier est le modèle qui correspond au PR utilisé à T° ambiante, de même design que présenté dans la partie 3. Le deuxième sert de référence aux points de fonctionnements extérieurs aux fréquences de résonance et d'antirésonance correspondant au décalage fréquentiel du PR avec la T° . Ces deux modèles sont appliqués en simulation sur le logiciel PSIM avec la même boucle de régulation afin de valider le modèle avec un déplacement de la caractéristique.

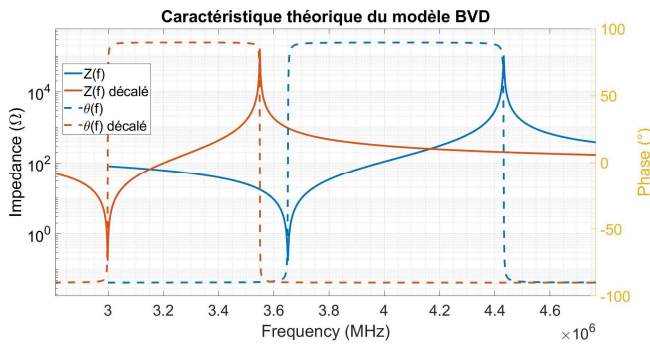


Fig. 11. Caractéristique des deux PR simulant un shift.

Les deux caractéristiques des PR simulés sont présentées Fig. 11. Le premier en bleu correspond au PR utilisé à T° ambiante. Les paramètres de son modèle BVD sont :

$$R_m = 0.173 \Omega ; L_m = 15.08 \mu H ; C_m = 126 p ; C_p = 266 p.$$

Le deuxième PR représentant le modèle décalé qui a pour paramètre :

$$R_m = 0.173 \Omega ; L_m = 26.4 \mu H ; C_m = 106.7 p ; C_p = 266 p$$

On obtient les résultats suivants :

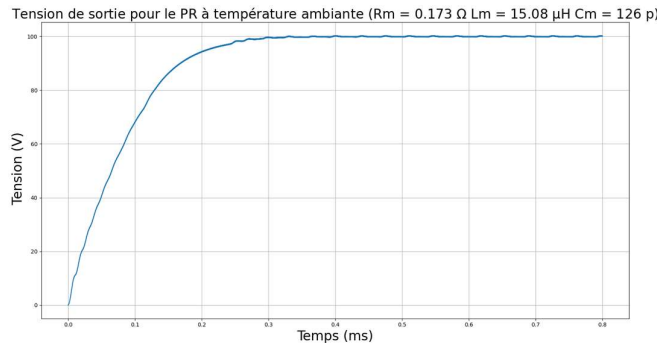


Fig. 12. Evolution de la tension de sortie régulée pour le premier PR

La simulation de la tension de sortie régulée pour le PR à température ambiante converge vers la consigne de 100 V un temps de réponse de 206 μs (Fig.12). L'évolution de la tension de sortie sur le PR décalé est présenté Fig. 13. Le temps de réponse est plus long (900 μs) car le modèle de régulation est ajusté sur le modèle du PR à température ambiante.

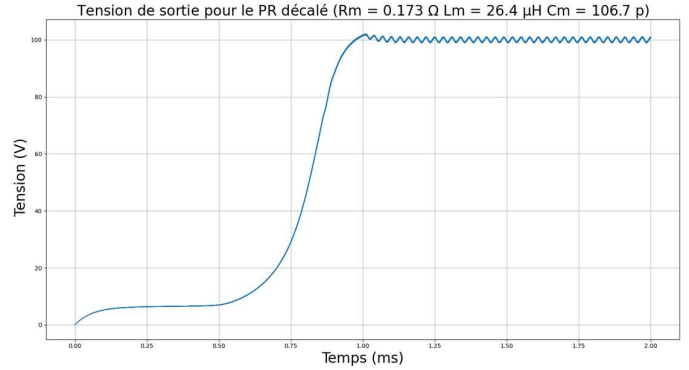


Fig. 13. Evolution de la tension de sortie régulée pour le deuxième PR

Ce modèle de regulation n'est pas optimisé pour un autre modèle de PR. Ainsi, l'erreur est plus grosse sur les premiers calculs du modèle de régulation et le système met plus de temps à réguler. Néanmoins, cela est négligeable puisqu'au démarrage du convertisseur, le modèle de regulation verra la caractéristique du PR à température ambiante et subira le décalage en température de manière progressive.

5. RESULTATS EXPERIMENTAUX

En parallèle des expérimentations faites pour cette étude, un nouveau design de résonateur, basé sur [6] a été fabriqué et dessiné au CEA, Fig. 14 .



Fig. 14 Résonateur avec ring (anneau) autour de l'électrode active

Ce design a la particularité d'avoir un anneau autour de l'électrode central du résonateur. Le potentiel de cet anneau est laissé flottant. La caractéristique de ce design est présentée Fig. 15.

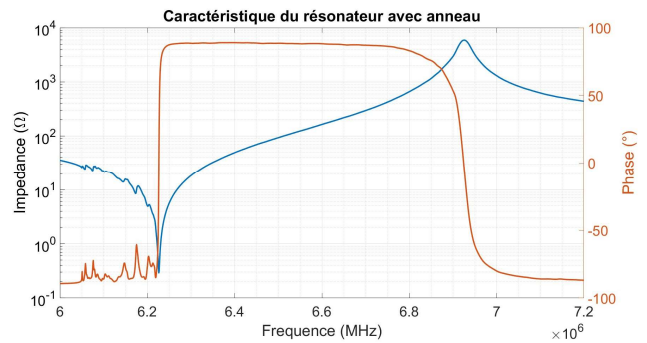


Fig. 15. Caractéristique du résonateur avec anneau autour de l'électrode active

La caractéristique de ce design ne présente plus aucun mode parasite dans la région inductive, à comparer de la caractéristique du résonateur fleur Fig. 5. Par conséquent, la dérive en température des résonateurs piézoélectriques se révèle

moins contraignante, étant donné que la caractéristique du résonateur avec anneau possède plus de 350 kHz de largeur de bande à plus de 88° de phase (~ 20 kHz pour le résonateur fleur). Les expérimentations avec le design de résonateur fleur sont alors mis de côté. Les résultats présentés dans cette partie sont réalisés avec un convertisseur présenté Fig. 16 à base de MOSFET Si (TPH6400ENH de Toshiba), en redressement passif avec des diodes Schottky au secondaire, intégrant le résonateur présenté Fig. 15.

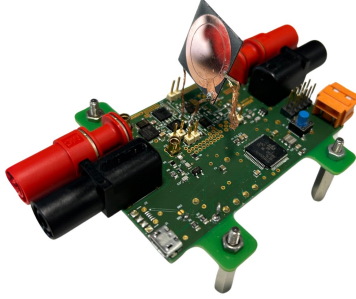


Fig. 16 Convertisseur à base de MOSFET Si utilisant le design de résonateur anneau

Ces essais sont réalisés en mode de fonctionnement burst pour s'affranchir des effets de la thermique. Le convertisseur réalise une conversion 100V vers 80V en boucle fermée sur une charge résistive de 80 Ω . La réponse de la tension de sortie est observée Fig. 17. La tension aux bornes du PR ainsi que ses tensions primaires et secondaires et les grilles de commande de transistors sont observées Fig. 18.

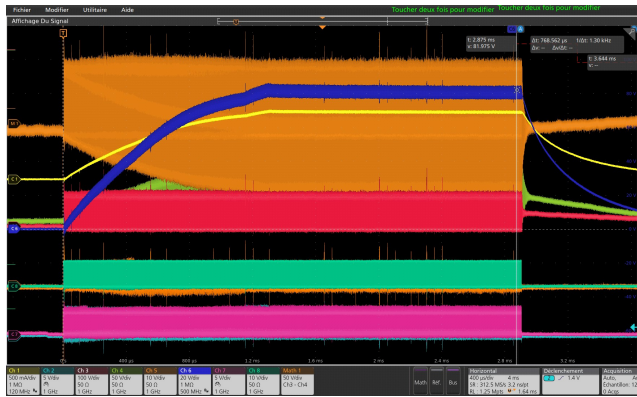


Fig. 17 Réponse de la tension de sortie en bleu à une consigne de 80V en bleu channel 6. On observe également le courant de sortie en jaune channel 1. Les autres signaux (commande driver, grilles et tension primaire/secondaire du PR) observés sur un temps aussi long n'apportent pas d'informations particulières.

Le principe de regulation présenté dans la partie 4 est alors validé.

6. CONCLUSION

Une nouvelle topologie de convertisseur DC-DC est étudiée dans cet article. Cette topologie utilise des transistors, choisis selon une figure de mérite, qui permet en théorie d'obtenir les transistors induisant le moins de pertes dans le convertisseur pour un cahier des charges donné. La caractéristique d'un résonateur piézoélectrique est étudiée afin de mieux comprendre sa dérive en fonction de la température, ainsi que de caractériser cette dérive. Des solutions sont apportées pour palier la dérive des résonateurs en fonction de la température. Ces solutions sont testées et validées en simulation. Cependant, un résonateur affichant de meilleure performance a été réalisé. Ce résonateur est

alors utilisé pour faire de la conversion en mode burst en boucle fermée. Le convertisseur réalise une conversion 100V vers 80V sur une charge de 80 Ω . Le convertisseur et sa topologie sont validés en simulation et en expérimentation en mode burst. La gestion thermique constitue le prochain objectif clé pour la validation complète du convertisseur et de sa topologie.



Fig. 18 Oscillogrammes de la tension aux bornes du PR sur le channel math 1. Tension primaire et secondaire du PR respectivement channel 4 et 3. V_{gs} des transistors high-side et low-side.

Références

- [1] C. R. Sullivan, B. A. Reese, A. L. F. Stein and P. A. Kyaw, "On size and magnetics: Why small efficient power inductors are rare," 2016 International Symposium on 3D Power Electronics Integration and Manufacturing (3D-PEIM), Raleigh, NC, USA, 2016, pp. 1-23, doi: 10.1109/3DPEIM.2016.7570571
- [2] M. Touhami, G. Despesse and F. Costa, "A New Topology of DC-DC Converter Based on Piezoelectric Resonator," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 6, pp. 6986-7000, June 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3142997
- [3] S. Pendharkar, GaN and SiC "enable increased energy efficiency in power supplies" Texas Instruments
- [4] V. Breton, E. Bigot, G. Despesse and F. Costa, "A New Isolated Topology of DC-DC Converter Based on Piezoelectric Resonators," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 8, pp. 10012-10025, Aug. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3276478
- [5] J. D. Boles, J. J. Piel and D. J. Perreault, "Enumeration and Analysis of DC-DC Converter Implementations Based on Piezoelectric Resonators," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 1, pp. 129-145, Jan. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3004147
- [6] E. Stolt, W. Braun, K. Nguyen, V. Chulukhadze, R. Lu and J. Rivas-Davila, "A Spurious-Free Piezoelectric Resonator Based 3.2 kW DC-DC Converter for EV On-Board Chargers," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 2, pp. 2478-2488, Feb. 2024, doi: 10.1109/TPEL.2023.3334211
- [7] Bigot, Ghislain Despesse, Valentin Breton, François Costa. A new closed-loop regulation method dedicated to piezoelectric resonators based isolated DC-DC converter. PEMD 2024 - 13th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Jun 2024, Nottingham, United Kingdom. pp.146 - 153, ff10.1049/icp.2024.2150ff