

Convertisseurs DC/DC en ponts complets pour un actionneur électromagnétique numérique

Zhongtian YE, Nicolas PATIN

Sorbonne Universités, Université de Technologie de Compiègne, CNRS, FRE2012 Roberval,
Centre de Recherche Royallieu, CS 60 319, 60203 Compiègne cedex

RESUME – Dans cet article, deux convertisseurs DC/DC en ponts complets sont proposés pour l'alimentation d'un actionneur électromagnétique numérique à deux axes. Des MOSFET sont choisis car l'actionneur nécessite une très faible tension d'alimentation et en outre, nous utilisons des transistors GaN afin de pouvoir assurer un découpage à fréquence élevée pour miniaturiser les composants passifs de filtrage tout en conservant un bon rendement. La stratégie de contrôle adoptée ici se base sur un décalage de phase entre les bras d'un pont et un entrelacement des commandes des deux ponts afin de réduire les ondulations de courant en sortie et de tension en entrée des convertisseurs. Ainsi, on peut envisager une réduction des inductances de lissage ainsi que des condensateurs de découplage respectivement en aval et en amont des deux hacheurs. Un modèle de simulation est développé pour analyser et valider la stratégie proposée et il est comparé à des résultats expérimentaux effectués sur un prototype afin d'affiner les paramètres du modèle en vue de la conception d'un réseau d'actionneurs.

Index Terms—DC/DC, basse tension, pont complet, décalage de phase, commande entrelacée, Transistors GaN, actionneur électromagnétique.

1. INTRODUCTION

De nos jours, les charges à courant continu peuvent requérir des convertisseurs spécifiques du fait de leurs tension et courant nominaux. Par exemple, les cœurs des microprocesseurs modernes requièrent des tensions de l'ordre du volt avec une faible ondulation tout en consommant des courants très élevés [1]. De plus, une régulation de tension performante est requise à cause de variations très rapides de la consommation de courant. Cet article traite de l'alimentation d'actionneurs électromagnétiques numériques proposés dans [2]. Ce type d'actionneur constitue une application de faible puissance nécessitant précisément de très faibles tensions (nettement inférieures au volt) sous un assez fort courant (plusieurs ampères). Même si les ordres de grandeur sont différents, les contraintes sont similaires à celles rencontrées pour l'alimentation de microprocesseurs. Dans l'actionneur, deux pistes de cuivre réalisées sur un PCB contrôlent le mouvement d'un aimant suivant les axes X et Y. Les mouvements bidirectionnels nécessitent alors une réversibilité en courant et, du fait de la nature quasi-résistive (piste unique en court-circuit) de la charge, d'une réversibilité en tension également. Ainsi, et pour contrôler de manière indépendante les mouvements suivant les deux axes, deux hacheurs en pont complet sont utilisés.

Dans les systèmes mécatroniques, l'intégration des actionneurs et de leur alimentation de puissance est généralement recherchée. La solution proposée dans [2] se focalisait essentiellement sur l'actionneur lui-même et la structure globale n'était pas optimale en terme de volume et de complexité d'assemblage. Nous avons donc souhaité intégrer un maximum de fonctions (y compris l'actionneur) au(x) PCB(s) supportant les convertisseurs statiques.

Les composants à grand gap (GaN et SiC) peuvent être choisis pour la réalisation des ponts complets. Du fait de la grande mobilité des porteurs comparativement au silicium [3], une faible résistance à l'état passant est obtenue et comme les MOSFET à base de silicium, ils peuvent assurer un fonctionnement en redressement synchrone (SR) [4] dans les convertisseurs buck à basse tension (comme ce que l'on recherche ici). On obtient alors une réduction des pertes par conduction. On notera que l'inversion du sens du courant, problématique dans certaines applications et nécessitant de mettre en œuvre des méthodes spécifiques pour contrer ce phénomène [5][6][7], ne pose aucune difficulté ici et est même souhaitable dans certains modes de fonctionnement (freinage de l'aimant). Un autre avantage des transistors GaN est leur capacité à fonctionner à une haute fréquence de découpage [8] réduisant ainsi les ondulations de courant pour une inductance donnée en série avec la charge ou bien une réduction de l'inductance requise (et donc de son volume) pour une ondulation donnée.

Dans les applications dédiées aux microprocesseurs, la topologie entrelacée offre de bonnes performances avec notamment un temps de réponse très court [9]. Le contrôle entrelacé autorise également une forte densité de puissance avec en particulier des packagings à faible profil dans les applications de forte puissance [10]. Dans notre cas, la technique d'entrelacement décroît l'ondulation du courant de sortie et augmente la fréquence des impulsions de courant en entrée. Cela permet donc à la fois de réduire la taille des inductances de filtrage du côté de la charge ainsi qu'une diminution de la taille des condensateurs de découplage au niveau de l'entrée des hacheurs pour une ondulation de tension donnée. Ainsi, l'intégration globale des convertisseurs et de l'actionneur est facilitée.

Dans la section 2, nous allons présenter le principe de l'actionneur ainsi que la stratégie de contrôle adoptée pour le pilotage des convertisseurs, A la section 3, le système est simulé

et des essais effectués sur un prototype viennent étayer ces simulations et permettent d'affiner le modèle en identifiant certains paramètres inconnus ou incertains (e.g. résistances de contact entre PCB(s)).

2. DESCRIPTION DE LA TOPOLOGIE ET STRATEGIE DE CONTROLE

2.1. Actionneur électromagnétique numérique

L'actionneur électromagnétique numérique consiste en un aimant permanent mobile (MPM) et quatre aimants permanents fixes (FPM) comme illustré à la figure 1. Les FPM fournissent des forces de maintien dans des position stables dans les coins de la cavité. Il y a deux fils/pistes de cuivre le long des axes x et y sous le MPM afin de créer des forces de Lorentz assurant la mise en mouvement suivant les deux axes afin d'atteindre une des quatre positions discrètes stables.

Les fils suivant ces deux axes sont réalisés sous la forme de pistes sur les deux faces (TOP et BOTTOM) d'un PCB flexible plaqué contre un PCB rigide servant à la fois de cadre pour l'actionneur (cavité servant de logement pour le MPM et trous accueillant les quatre FPM) et de support pour les convertisseurs statiques comme on peut le voir à la sous-section 3.2.

2.2. Ponts en H parallèles dédiés à l'actionneur

L'actionneur se comporte comme un quasi court-circuit requérant une alimentation bidirectionnelle en tension et en courant. Comme indiqué précédemment, deux ponts en H à base de transistors GaN constituent une solution adaptée à ce contexte.

La topologie utilisée est présentée à la figure 2. Les inductances L_1, L_2, L_3 et L_4 assurent le lissage des courants dans les deux circuits de l'actionneur et la structure totalement symétrique permet de réduire les risques de perturbations de mode commun. La capacité C_{in} est la capacité globale des condensateurs de découplage en entrée des deux convertisseurs. Leur rôle est d'assurer un lissage de la tension d'alimentation en assurant un filtre passe-bas avec l'inductance L_{in} représentative du câble d'alimentation : non seulement les ondulations éventuellement présentes au niveau de la source V_{in} sont filtrées mais le courant pulsé absorbé par les hacheurs est forcé de circuler principalement dans C_{in} pour ne laisser que la composant continue de ce courant circuler dans le câble. Les résistances R_1 et R_2 représentent quant à elles les résistances globales des circuits de sortie des hacheurs (incluant les résistances parasites des bobines – DCR, celles des transistors – R_{DSon} , des pistes de cuivre ainsi que celles de contact entre les pastilles des PCBs rigide et flexible).

2.3. Stratégie de commande

Les deux interrupteurs de chaque bras sont pilotés de manière complémentaire. Par exemple, K_1 est amorcé pendant que K_2 est bloqué (et vice versa). La tension de sortie du pont n°1 peut s'exprimer avec l'équation suivante :

$$v_{ab} = (K_1 - K_3)V_{in} \quad (1)$$

Les rapports cycliques des deux branches sont réglés à $0.5 + \varepsilon$ et $0.5 - \varepsilon$ respectivement. Le paramètre ε contrôle la tension moyenne fournie à la charge. En effet, cette tension moyenne V_{ab} peut s'exprimer comme suit :

$$V_{ab} = 2\varepsilon V_{in} \quad (2)$$

Un décalage de phase δ (entre les commandes des deux bras d'un hacheur) ainsi qu'une phase d'entrelacement γ (entre les commandes des deux hacheurs) sont appliquées à la stratégie de commande. Dans ces conditions, l'ondulation maximale du courant dans la charge s'écrit de la manière suivante :

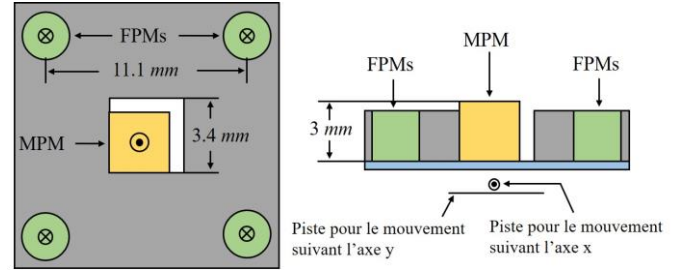


Fig. 1. Structure de l'actionneur électromagnétique numérique

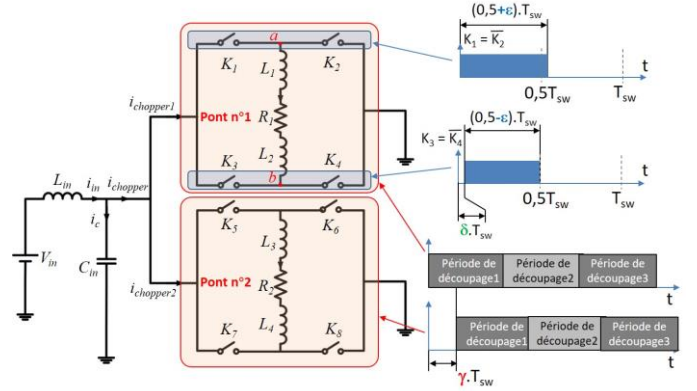


Fig. 2. Structure des deux ponts en H alimentant les deux circuits de l'actionneur et description de la stratégie de contrôle

$$\begin{cases} \Delta i_{out} = \frac{(V_{in} - V_{ab})(2\varepsilon - \delta)T_{sw}}{2L}, & \delta < \varepsilon \\ \Delta i_{out} = \frac{(V_{in} - V_{ab})\varepsilon T_{sw}}{2L}, & \delta = \varepsilon \\ \Delta i_{out} = \frac{(V_{in} - V_{ab})\delta T_{sw}}{2L}, & \delta > \varepsilon \end{cases} \quad (3)$$

Ce décalage de phase permet alors de réduire cette ondulation. Lorsque δ est égal à ε , la fréquence du courant de sortie est doublée par rapport au cas où il n'y a aucun décalage et cela conduit naturellement à une minimisation de l'ondulation crête-à-crête. On garantira donc plus facilement l'absence de vibrations dans l'actionneur en minimisant des efforts pulsés (voire des pertes par courants de Foucault – notamment dans l'aimant mobile).

La phase d'entrelacement γ est introduite entre les signaux PWM des deux ponts en H. Ici, γ est fixé à 0.25 parce que l'on utilise seulement deux convertisseurs et cela a pour effet de doubler de ce fait la fréquence des courants pulsés en entrée de l'ensemble de ces deux hacheurs (le paramètre δ avait également eu un effet de doublement de la fréquence de ce(s) courant(s)). Puisque les impédances de l'inductance L_{in} et de la capacité C_{in} sont respectivement croissante et décroissante lorsque la fréquence augmente, le filtrage des composantes HF du courant d'entrée de notre association de convertisseur est amélioré par l'adoption de cette stratégie de commande ou, autrement dit, pour une qualité d'alimentation donnée (ondulation de la tension en entrée de hacheurs), on peut réduire la taille du (ou des) condensateur(s) de découplage, ce qui est bénéfique pour l'intégration de l'ensemble (convertisseurs + actionneur).

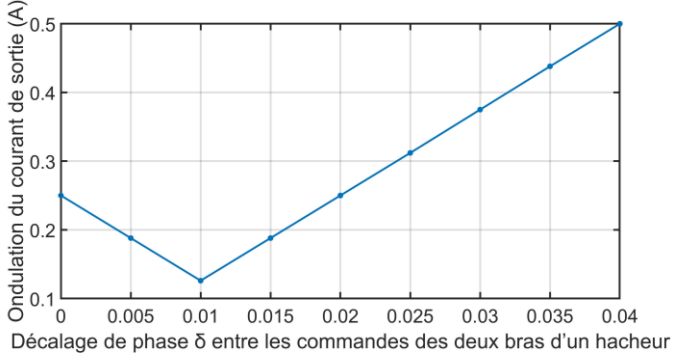
3. SIMULATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

3.1. Résultats de simulation

Dans le but de valider l'analyse théorique, un modèle de simulation a été développé sous Matlab/Simulink. La table 1 montre les paramètres utilisés dans cette simulation.

Tableau 1. Paramètres du modèle de simulation

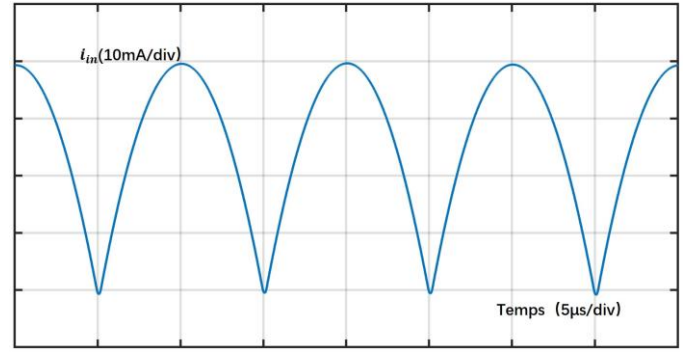
Paramètres	Symbole	Valeur
Fréquence de découpage	f_s	100 kHz
Capacité d'entrée	C_{in}	49.2 μF
Inductance de ligne	L_{in}	1 μH
Résistance du circuit 1	R_1	88.4 m Ω
Résistance du circuit 2	R_2	156 m Ω
Inductances de sortie	L_1, L_2, L_3, L_4	4.7 μH
Tension d'entrée	V_{in}	12 V

Fig. 3. L'ondulation du courant de sortie varie avec le décalage de phase δ .

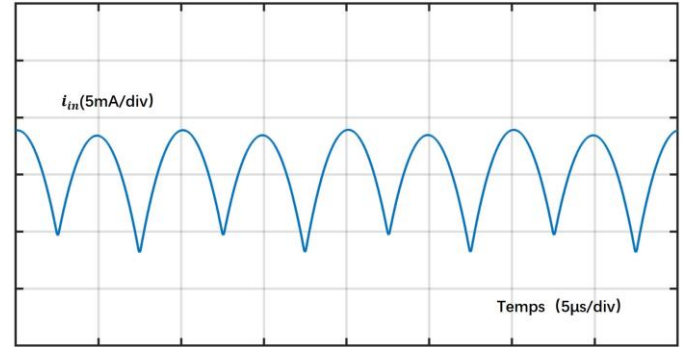
Comme on peut le voir à la figure 3, l'ondulation du courant de sortie varie suivant la valeur de δ . Elle atteint son minimum lorsque $\delta = \varepsilon$, avec ici $\varepsilon = 0.01$. La figure 4 montre quant à elle l'ondulation du courant d'entrée. Lorsqu'il n'y a ni décalage de phase ni entrelacement, la forme d'onde obtenue est celle de la sous-figure 4(a). Lorsque le décalage de phase $\delta = \varepsilon$ est introduit, le résultat correspond à celui de la figure 4(b). Et la figure 4(c) montre l'ondulation du courant d'entrée pour lorsque l'entrelacement des deux ponts est activé en plus du décalage de phase. Les simulations montrent bien que la stratégie proposée diminue l'amplitude des ondulations du courant d'entrée et augmente aussi leur fréquence, facilitant leur filtrage et minimisant de ce fait la capacité de découpage requise. Le décalage de phase introduisant une augmentation de la fréquence de la tension de sortie, on minimise dans le même temps les inductances de lissage au niveau de la charge, ce qui facilite l'intégration globale du système (miniaturisation de l'ensemble des composants passifs associés aux hacheurs).

3.2. Prototypage et résultats expérimentaux

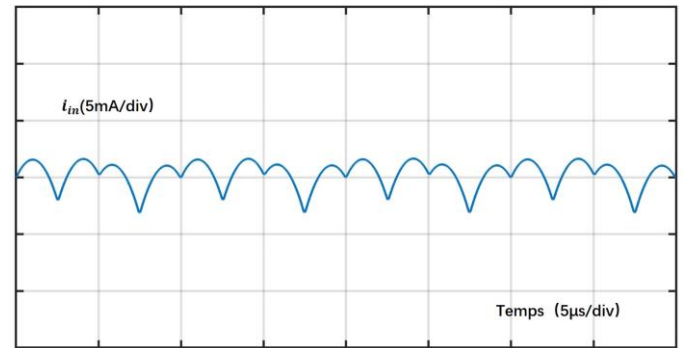
Dans le but de vérifier la stratégie de contrôle proposée, les ponts en H associés à l'actionneur ont été montés sur un PCB rigide, comme illustré à la figure 5. En fait, si les convertisseurs statiques sont intégralement placés sur le PCB rigide (60 × 60 mm²), l'actionneur est constitué d'une cavité (réalisée dans ce PCB) carrée dans laquelle est confiné l'aimant mobile ainsi que de 4 trous accueillant les aimants fixes tandis que les pistes de cuivre dans lesquels sont injectés les courants (sous l'aimant) sont supportés par un PCB flexible (en orange à la figure 5) plaqué contre le PCB rigide pour assurer un bon contact électrique. Les quatre bras de pont sont distribués autour de l'actionneur afin d'alimenter les deux pistes de cuivre dans les quatre quadrants. Un bras de pont est obtenu à l'aide d'un seul circuit de puissance (référence LMG5200) intégrant deux transistors GaN ayant un R_{DSon} de 15 m Ω ainsi que les drivers de grille associés.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4. Résultats de simulation montrant l'ondulation du courant d'entrée des hacheurs avec une stratégie (a) de MLI traditionnelle synchronisée entre tous les bras de pont (b) avec un décalage de phase entre les bras d'un hacheur et sans entrelacement entre les deux hacheurs puis (c) avec les décalage de phase et entrelacement activés

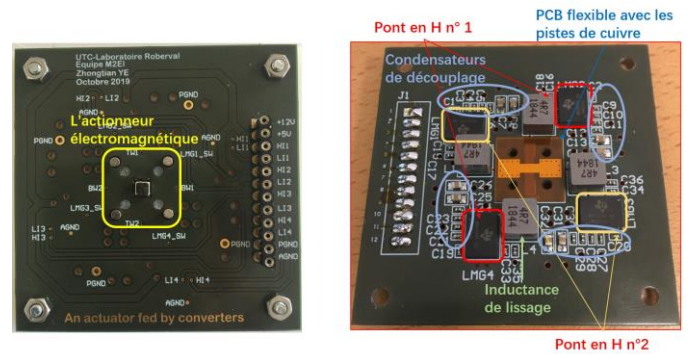


Fig. 5. Fabrication du prototype d'actionneur numérique à deux axes avec ses deux ponts en H associés.

La carte embarquant un FPGA Spartan-3A est utilisée pour générer 8 signaux PWM en contrôlant non seulement leur fréquence et rapports cycliques mais aussi les décalage de phase et angle d'entrelacement souhaités. La carte est cadencée par une

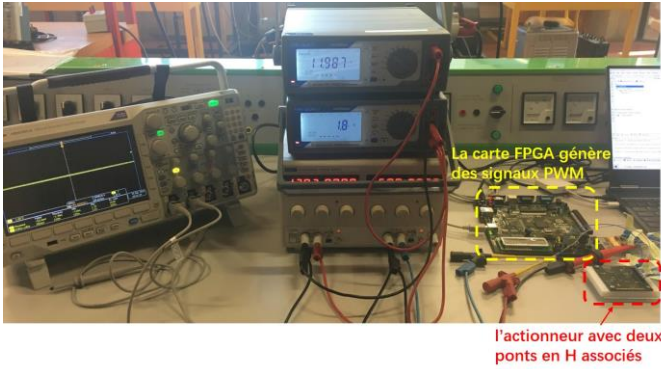


Fig. 6. Banc de test de l'actionneur avec la carte de commande (FPGA) associée.

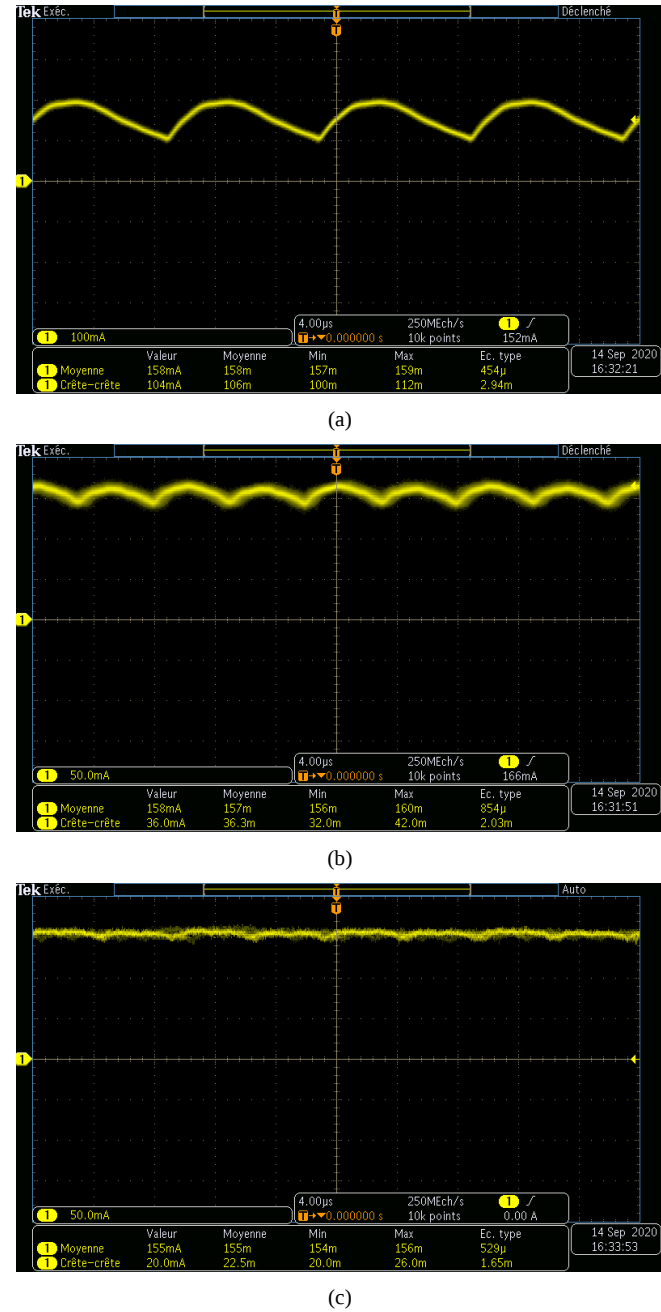


Fig. 7. Résultats expérimentaux de mesures du courant d'entrée pour les différentes stratégies de commande : (a) stratégie de MLI traditionnelle, (b) avec décalage de phase et sans entrelacement, (c) avec décalage de phase et entrelacement

fréquence d'horloge de 50 MHz. Dans le but de disposer de la résolution requise pour le paramètre ε , la fréquence de découpage des transistors est choisie à 100 kHz.

Table 2. Comparaison des courants d'entrée moyens et de l'ondulation pour les différents stratégies de contrôle

Stratégie	Courant d'entrée moyen	Ondulation du courant d'entrée
MLI traditionnelle	158 mA	104 mA
Avec décalage de phase	158 mA	36 mA
Avec décalage de phase et entrelacement	155 mA	20 mA

La plateforme expérimentale complète est présentée à la figure 6. L'oscilloscope mesure le courant d'entrée global pour différents réglage de la stratégie comme illustré à la figure 7. Quand aucun décalage de phase ni entrelacement n'est appliqué, l'ondulation mesurée du courant d'entrée est de 104 mA. Quand le décalage de phase optimal est choisi (sans entrelacement), l'ondulation du courant d'entrée est réduit à 36 mA. Enfin, lorsque le décalage de phase et l'entrelacement sont utilisés avec les réglages optimaux, nous obtenons une ondulation résiduelle de 20 mA. La table 2 rassemble les résultats comparés entre les stratégies proposées et un commande MLI traditionnelle (synchronisée entre les différents bras des deux convertisseurs) : on peut voir que ces résultats sont bien effectués pour des courants moyens consommés équivalents entre les différents points de mesure, démontrant expérimentalement l'efficacité du contrôle (comme le prévoyaient les simulations).

Le deuxième intérêt de l'expérimentation a été d'identifier les paramètres non prévisibles du circuit, à savoir les résistances effectives présentées par les charges vis-à-vis des hacheurs. En effet, afin de faciliter un démontage du système, le PCB flexible est simplement pressé contre le PCB rigide et les résistances de contact sont par conséquent incertaines. Une évaluation de ces résistances (par une mesure à 4 fils) a permis d'identifier les résistances R_1 et R_2 respectivement égales à 88.4 mΩ et 156 mΩ. Elles ont alors été réinjectées dans le modèle de simulation dans le but de disposer d'un modèle plus précis.

4. CONCLUSIONS

Deux convertisseurs DC/DC à ponts en H associés sont proposés dans cet article pour l'alimentation d'un actionneur électromagnétique numérique. La structure en pont complet (pont en H) assure un fonctionnement bidirectionnel en tension et en courant utile au fonctionnement de l'actionneur. Dans la mesure où cet actionneur se comporte comme une très faible impédance, de faibles tensions sont requises et l'utilisation des transistors GaN à faible R_{DSon} et pouvant fonctionner à fréquence de découpage élevée s'avère pertinente pour maximiser le rendement tout en autorisant une miniaturisation des composants passifs de filtrage (inductance de conde « côté charge » et condensateurs de découplage « côté source »). Une stratégie de commande optimisée est en outre testée afin d'améliorer encore le filtrage et donc de réduire autant que possible la taille des passifs : elle se fonde sur un décalage de phase entre les bras de pont d'un hacheur puis sur un entrelacement des commandes entre les deux hacheurs alimentant notre actionneur. Cette stratégie a été testée en simulation et validée expérimentalement sur un prototype d'actionneur piloté par un FPGA. Cette expérimentation nous en outre permis de raffiner le modèle du système (en particulier le l'interconnexion entre les convertisseurs statiques et l'actionneur) en vue simulations aussi précises que possibles du comportement de l'alimentation d'un matrice d'actionneurs elle-même connectée à un réseau de convertisseurs.

Ce prochain travail consistera non seulement à gérer un grand nombre de commandes mais aussi à estimer certaines grandeurs non mesurables directement tout en assurant une

intégration efficace de l'ensemble (intégration 3D des actionneurs, des convertisseurs statiques et de leur commande ainsi que de quelques circuits annexes).

5. REMERCIEMENTS

Les auteurs remercient le China Scholarship Council (CSC) pour son soutien financier.

6. REFERENCES

- [1] D. Garinto, "A New Converter Architecture for Future Generations of Microprocessors," 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, Shanghai, 2006.
- [2] L. Petit, A. Hassine, J. Terrien, F. Lamarque and C. Prella, « Development of a Control Module for a Digital Electromagnetic Actuators Array », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 9, pp. 4788-4796, Sept. 2014.
- [3] Y. Guan, Y. Wang, D. Xu and W. Wang, "A 1 MHz Half-Bridge Resonant DC/DC Converter Based on GaN FETs and Planar Magnetics," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 4, pp. 2876-2891, April 2017.
- [4] B. Acker, C. R. Sullivan and S. R. Sanders, « Synchronous rectification with adaptive timing control », Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference, Atlanta, GA, USA, 1995, pp. 88-95 vol.1.
- [5] J. Lee, J. Kwon, E. Kim, W. Choi and B. Kwon, "Single-Stage Single-Switch PFC Flyback Converter Using a Synchronous Rectifier," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 3, pp. 1352-1365, March 2008.
- [6] J. Wang, L. Tzeng, M. Hsu and H. Jian, "A Simple Control Scheme to Avoid the Sensing Noise for the DC-DC Buck Converter With Synchronous Rectifier," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 6, pp. 5086-5091, June 2018.
- [7] E. Mujjalinvimut, P. Navaratana Na Ayudhya and A. Sangswang, "An Improved Asymmetrical Half-Bridge Converter With Self-Driven Synchronous Rectifier for Dimmable LED Lighting," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 2, pp. 913-925, Feb. 2016.
- [8] D. Reusch and J. Strydom, "Evaluation of Gallium Nitride Transistors in High Frequency Resonant and Soft-Switching DC-DC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 9, pp. 5151-5158, Sept. 2015.
- [9] Xunwei Zhou, Peng Xu and F. C. Lee, "A novel current-sharing control technique for low-voltage high-current voltage regulator module applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 1153-1162, Nov. 2000.
- [10] X. Wu, H. Chen, J. Zhang, F. Peng and Z. Qian, "Interleaved Phase-Shift Full-Bridge Converter With Transformer Winding Series-Parallel Autoregulated (SPAR) Current Doubler Rectifier," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 9, pp. 4864-4873, Sept. 2015.