

# Optimisation d'un Onduleur Multiniveaux Série-Parallèle pour des Applications Aéronautiques

Hans H. SATHLER<sup>1,4</sup>, Bernardo COUGO<sup>1</sup>, Gilles SEGOND<sup>1</sup>, Hoan TRAN DUC<sup>1</sup>, Denis LABROUSSE<sup>3,4</sup>, François COSTA<sup>2,4</sup>

<sup>1</sup>IRT Saint Exupéry, Toulouse, Univ. <sup>2</sup>Paris Est Créteil, Paris. <sup>3</sup>Le CNAM, Paris. <sup>4</sup>SATIE université Paris-Saclay, ENS-Paris-Saclay, CNRS, Gif sur Yvette.

**RÉSUMÉ** - Cet article présente l'optimisation d'un convertisseur de puissance multiniveaux de 70 kVA (filtres CEM compris) avec une densité de puissance et un rendement supérieur à 8 kW/kg et 98,5%, respectivement, pour les futurs Aéronefs Plus Électriques (MEA). L'ordre de grandeur de ces paramètres, non atteints dans d'autres travaux pour un convertisseur de cette puissance, a été obtenu grâce à l'optimisation de chaque élément du convertisseur (actifs et passifs), ainsi que celle des filtres d'entrée/sortie et du système de refroidissement à air forcé. En outre, les poids des circuits imprimés, des commandes et des capteurs de courant ont également été pris en compte dans l'analyse finale du poids du convertisseur.

**Mots-clés** — Chaîne électromécanique, Convertisseurs Multiniveaux, CEM, Filtrage, GaN, application aéronautique.

## 1. INTRODUCTION

Au cours de la dernière décennie, le trafic aérien a augmenté de plus de 60 % et est responsable de 2 % des émissions de CO<sub>2</sub> dans le monde [1]. Afin de prévenir l'impact que cette augmentation du trafic aérien aura sur l'environnement, les autorités européennes ont imposé de nouvelles limites pour les émissions de CO<sub>2</sub>. Une réduction d'environ 1% du poids de l'avion représente une économie de carburant d'environ 0,5% à 1,5% [1].

Dans l'avion actuel, la variété des vecteurs d'énergie existants n'est pas optimale du point de vue des performances et du poids. Cependant, avec un MEA (More Electric Aircraft : aéronef plus

électrique), l'idée est de remplacer les systèmes pneumatiques et hydrauliques par des systèmes électriques afin de principalement réduire le poids total de l'avion. Beaucoup de ces systèmes sont des chaînes électromécaniques composées d'un onduleur triphasé, de câbles et d'un moteur, ainsi que des filtres CEM, comme le montre la Figure 1.

L'objectif de ce travail est d'identifier et de réaliser un onduleur avec une densité de puissance supérieure à 8 kW/kg et un rendement supérieur à 98,5 % pour une chaîne électromécanique de 70 kVA comme montrée Figure 1. Pour atteindre cet objectif, les différentes contraintes suivantes ont été considérées :

- Tension de bus HVDC : 540V ;
- Ondulation de tension de 5% à l'entrée de l'onduleur ;
- Norme Airbus HVDC Power Quality (0 – 150kHz) pour l'ondulation de tension et le courant à l'entrée de l'onduleur ;
- Niveau de surtension maximal aux bornes de la machine électrique : 850 V ;
- Taux de distorsion harmonique de courant de sortie (THDi): 7% ;
- Limites d'émissions conduites proposées par la norme RTCA/DO-160G (150 kHz – 152 MHz) – Catégorie de charge L, M, et H.
- Emissions conduites sont dues uniquement au courant de mode commun.
- Valeur maximale de la capacité de mode commun de 150 nF en raison de la limitation du courant de foudre ;

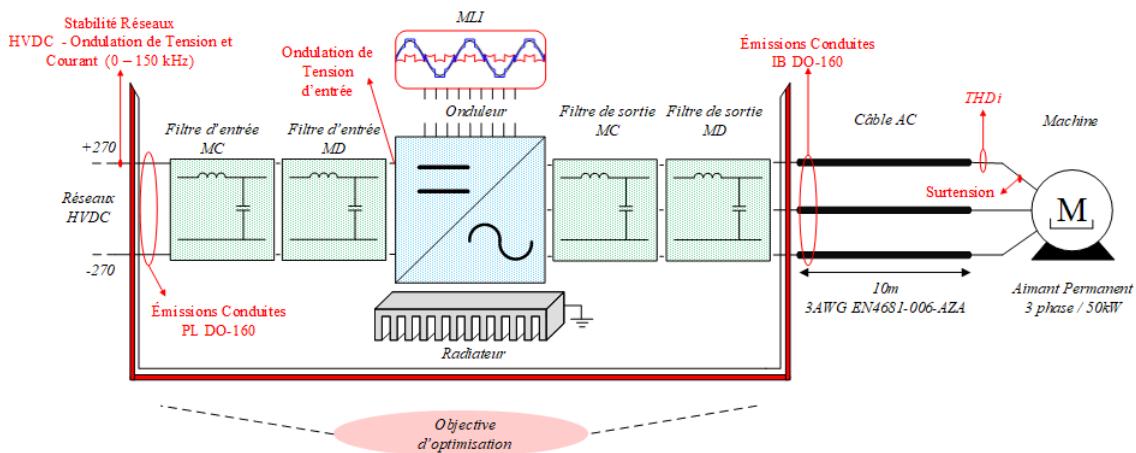


Fig. 1. Exemple de chaîne électromécanique d'un avion plus électrique

- Système de refroidissement à air forcé ;
- Câble aéronautique triphasé non blindé de 10 mètres - 3AWG EN4681-006-AZA entre onduleur et moteur ;
- Machine électrique 50 kW/70 kVA triphasée à aimants permanents ;
- Point de fonctionnement nominal de la machine : 3600 rpm/132 N.m/50 kW/130 Arms ;
- Température ambiante de 70°C ;

Différentes topologies d'onduleurs et de technologies des semiconducteurs ont été évaluées, associées à différents modèles pour la conception des filtres et du système de refroidissement. Les modèles utilisés dans cet article sont un résumé du travail développé dans [2] et [3]. La section suivante présente brièvement les résultats de l'optimisation et ceux du prototype final.

## 2. RESULTATS DE L'OPTIMISATION

La Figure 2 montre les courbes de rendement en fonction de la densité de puissance pour différentes fréquences de commutation et différentes topologies d'onduleurs. La topologie traditionnelle à 2 niveaux basée sur des IGBT 1200 V (bleu clair) n'atteint pas les valeurs minimales de rendement et de densité de puissance cibles.

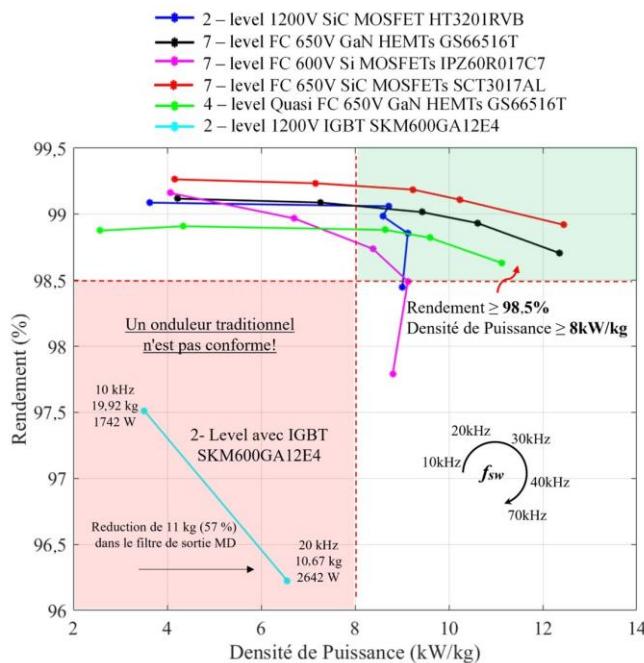


Fig. 2. Résultats d'optimisation de différentes topologies d'onduleurs (7-level FC, 4 – level Quasi-FC and 2-level) avec différentes technologies de semiconducteurs (IGBT-Si, SiC MOSFETs, et GaN HEMT) pour des fréquences de découpage entre 10 kHz et 70 kHz. Notez que la topologie IGBT à 2 niveaux n'est pas conforme aux objectifs de densité de puissance et de rendement. Puissance nominale = 70 kVA,  $V_{bus}$  = 540 V, et commande MLI DPWM1.

À 10 kHz, cet onduleur pèse 19,9 kg et génère 1742 W de pertes, ce qui conduit à une densité de puissance et un rendement de 3,51 kW/kg et 97,5 %, respectivement. Les filtres conçus pour cette topologie sont pratiquement identiques à ceux conçus pour celui à 2 niveaux à base de SiC, la différence de poids entre ces solutions étant donc due au système de refroidissement. Le système de refroidissement de la solution à IGBT Si pèse 1,3 kg, alors que la solution à MOSFET SiC 1200V pèse moitié moins à 10 kHz. La différence significative des courbes représentatives des solutions étudiées est due aux pertes dans les semiconducteurs, 1516 W pour les IGBT Si et 412 W pour les MOSFET SiC.

Les courbes rouge, noire et rose représentent la même topologie multiniveaux, formée par 9 modules d'une topologie à condensateur flottant (FC) à 3 niveaux, connectées trois par trois en parallèle via des selfs. Trois technologies de semiconducteur sont considérées : SiC MOSFET 650V (rouge), GaN HEMT 650V (noir), et Si MOSFET 650V (magenta). Cela implique que les poids des filtres, des circuits imprimés et des commandes pour ces topologies ont des valeurs similaires. La différence entre les courbes est directement liée aux pertes des semiconducteurs et au poids du système de refroidissement.

La Figure 2 montre que les semiconducteurs à grand gap (WBG) sont la clé pour augmenter l'efficacité des onduleurs à des niveaux supérieurs à 99 %. Les topologies multiniveaux ont un impact direct sur l'augmentation de la densité de puissance de l'onduleur de 3,63 kW/kg à 4,21 kW/kg à 10 kHz pour les topologies à 2 et 7 niveaux, respectivement. En passant à 70 kHz, cette augmentation est encore plus élevée. Elle passe de 9 kW/kg à 12,36 kW/kg, montrant que si le critère le plus important était la densité de puissance, il y aurait un gain considérable avec l'utilisation de topologies multiniveaux, notamment avec l'augmentation de la fréquence de découpage. La fréquence de commutation a un impact direct sur les éléments passifs des onduleurs, telles que les inductances du filtre de sortie MD, les condensateurs de la topologie FC et les inductances des connections des bras en parallèle. Si l'on considère uniquement le poids de ces dispositifs, une réduction de 13,78 kg à 3,48 kg a été observée avec l'augmentation de la fréquence de découpage de 10 kHz à 40 kHz pour le module SiC 1200V à 2 niveaux (uniquement les inductances de filtre de sortie MD pour respecter les limites de surtension et de THDi). Pour la topologie FC à 7 niveaux, le poids passe de 12,7 kg à 3,1 kg (principalement les condensateurs flottants et inductances pour mettre en parallèle des onduleurs).

La topologie FC à 7 niveaux présentée dans la Figure 3 a été retenue pour une étude plus approfondie concernant l'amélioration des modèles CEM et l'impact des différentes techniques sur le poids et rendement global du convertisseur que seront discutés dans les sections 3 et 4.

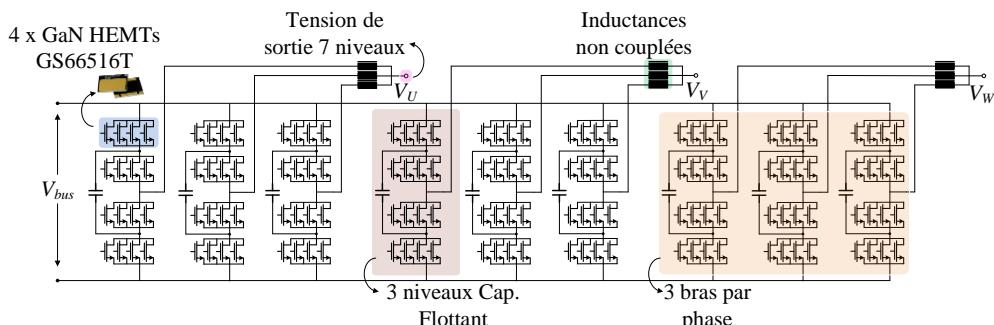


Fig. 3. Topologie d'onduleur choisi pour l'amélioration des modèles et de la réalisation.

Les défis et les considérations concernant la mise en parallèle des composants GaN et le routage de la carte de circuit imprimé du bras FC sont traités en détail dans [3] et [4].

Les résultats d'optimisation présenté dans la Figure 2 ont considéré une modèle CEM découpé entre l'entrée et la sortie du convertisseur, ce qui n'est pas une approche précise pour estimer les valeurs des éléments passifs qui constituent les filtres. La section 3 de cet article présentera une approche qui considère les différentes sources de bruit d'un convertisseur multiniveaux et les chemins qui empruntent le couplage d'entrée et de sortie du convertisseur.

### 3. MODELISATION CEM

Les schémas de circulation du courant de mode commun sont déterminés par les impédances mode commun des équipements qui font partie du circuit étudié. Les tensions commutées en sortie des convertisseurs sont responsables du bruit et assurent la liaison entre l'entrée et la sortie pour la circulation du courant de mode commun. Différents travaux abordent la modélisation CEM dans le domaine fréquentiel avec couplage entre entrée et sortie dans une chaîne électromécanique pour un onduleur deux niveaux [5-7].

Le modèle fréquentiel proposé est composé de deux sources de tensions comme indiqué sur la Figure 4. La source  $V_{CM,Out}$  considère les sources de tensions connectées à la sortie du convertisseur, comme en [5]. La source  $V_{CM,S}$  prend en compte des sources de tension intermédiaires non connectées à la sortie du convertisseur, c'est-à-dire, au câble de sortie [3][8].

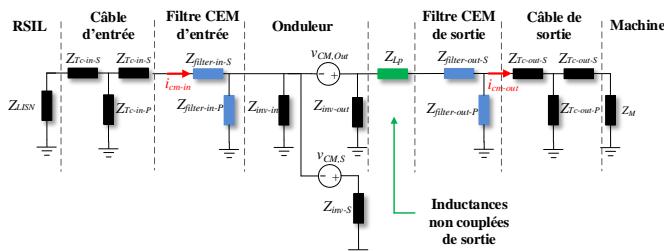


Fig. 4. Circuit du modèle CEM proposé en considérant le couplage entre l'entrée et la sortie des topologies multiniveaux.

La source  $V_{CM,S}$  permet le couplage entre l'entrée et sortie à travers les capacités parasites des semi-conducteurs ( $Z_{inv-S}$ ) vers le dissipateur thermique qui sont connectés aux bornes des condensateurs flottants (dans le cas de la topologie multiniveaux FC). Les autres impédances montrées dans la Figure 4 sont due aux câbles, machine, filtres d'entrée et sortie, ainsi que le RSIL. Plus de détails par rapport à la modélisation et la détermination des impédances et les sources de bruits sont donnés dans [3] et [8].

Ce modèle a été appliqué à la topologie 7 niveaux choisie dans le but de vérifier l'impact de la topologie sur la conception des filtres CEM. Les calculs montrent que le filtre CEM a eu une augmentation de 85 % (276 g) sur le poids, en comparant le modèle non couplé présenté dans la Figure 2 et le modèle couplé montré dans la Section 3 pour les mêmes conditions. Cela renforce le besoin d'un modèle plus précis pour concevoir des filtres CEM pour les convertisseurs multiniveaux.

De plus, une étude paramétrique de la topologie et de la répartition des filtres MC a mis en évidence que la solution la plus légère (600 g) trouvait une self MC sur l'entrée et une self MC sur la sortie avec une capacité de mode commun à l'entrée

et une autre en sortie du convertisseur. L'utilisation de la capacité en sortie permet une réduction de poids du filtre MC significative de 66,7% (1,2 kg) par rapport à l'autre topologie présentée sans elle. Plus de détails par rapport aux topologies optimales de filtre CEM sont trouvées sur [3].

### 4. L'IMPACT DE DIFFERENTES TECHNIQUES MLI

Les techniques MLI (modulation de largeur d'impulsions) sont utilisées pour contrôler les semi-conducteurs des convertisseurs et elles jouent un rôle important sur la conception des éléments passifs des convertisseurs comme les capacités de bus cc [9] ou inductances couplées [10].

Le travail présenté dans [11] montre une méthodologie pour définir un signal homopolaire optimal (CMO en anglais) à être ajouté au signal de référence d'un convertisseur afin de définir la technique MLI pour réduire la masse d'un convertisseur pour une application aéronautique. Lorsqu'un CMO est ajouté au signal de référence d'un convertisseur, il peut permettre plusieurs améliorations, telles que l'augmentation de la plage de linéarité de la tension de sortie et la réduction des harmoniques de courant de sortie et des pertes par commutation. Cela peut également réduire le déséquilibre de tension du condensateur flottant. Cette technique a été utilisée afin de réduire la masse des inductances de sortie et des condensateurs flottants de la topologie présentée dans la Section 2, qui représentent respectivement 22,3% (1,47 kg) et 24,5% (1,6 kg) de la masse totale du convertisseur à 40 kHz. Différentes techniques comme les DPWM et SVPWM ont aussi été considérées afin de trouver la technique capable de réduire la masse globale et les pertes du convertisseur.

Les conditions de conception étaient les mêmes que celles considérées dans la Section 2, à l'exception du modèle CEM qui utilisait le modèle couplé proposé décrit dans la Section 3. De plus, l'ondulation de courant superposée à la composante fondamentale a été prise en compte pour la conception des inductances de sortie. La technique DPWM3 a présenté la densité de puissance gravimétrique la plus élevée parmi les différentes techniques (8,99 kW/kg) à 40 kHz et DPWM2 (9,53 kW/kg) à 70 kHz, comme montré dans la Figure 5. Les deux techniques proposées (FCPWM et ILPWM) en utilisant la méthode décrite en [11] ont réduit les masses des condensateurs flottants et des inductances de sortie, mais avaient un impact négatif sur d'autres composants du convertisseur, tels que les pertes des semi-conducteurs, du PCB et du filtre d'entrée. Plus de détails sur ces deux techniques et leur impact sur le convertisseur sont montrés dans le Chapitre 4 de [3].

L'utilisation du modèle CEM suggéré dans le Section 3 pour la conception des filtres d'entrée et de sortie CM et l'impact de l'ondulation de courant sur la conception des inductances de sortie a conduit à une augmentation de 22 % du poids global de l'onduleur (en utilisant la méthode MLI DPWM1) par rapport à celui montré dans la Section 2, comme peut être vu dans les fronts de Pareto montrés Figure 5.

La Figure 6 montre la répartition de la masse et pertes entre les différents composants du convertisseur pour la technique DPWM3 à 40 kHz. Ce point de fonctionnement a été choisi pour la réalisation du démonstrateur que sera présenté dans la section suivante.

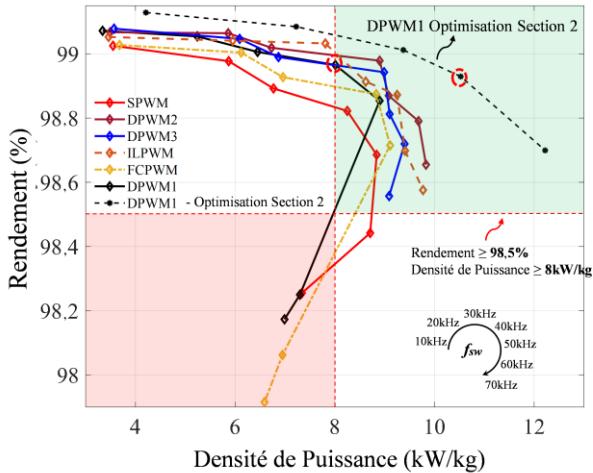
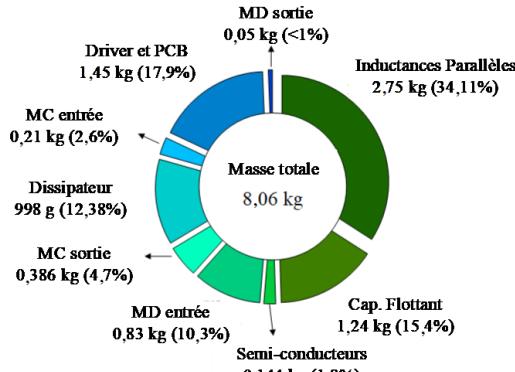
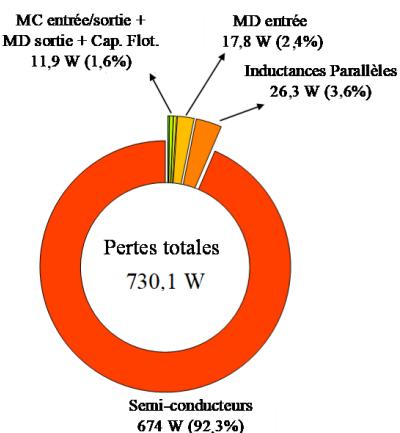


Fig. 5. Résultats d'optimisation de la topologies 7 niveaux pour différentes techniques MLI et fréquences de découpages. Puissance nominale = 70 kVA,  $V_{bus} = 540$  V, Indice de Modulation = 0,9428 et décalage entre tension et courant de sortie = 36,67°.



(a) Répartition du poids – DPWM3



(b) Répartition des pertes – DPWM3

Fig. 6. Répartition du poids et des pertes pour l'onduleur à 7 niveaux proposé dans la Section 2. Puissance nominale = 70 kVA,  $V_{bus} = 540$  V et  $f_{sw} = 40$  kHz.

## 5. PROTOTYPE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

La topologie FC à 7 niveaux à base de GaN étant la plus dense pour un niveau élevé de rendement, un prototype de ce convertisseur a été construit (voir Figure 7) en se basant sur une fréquence de commutation de 40 kHz et les résultats d'optimisation de la section 4 pour la technique DPWM3. L'onduleur est composé de 14 cartes de circuit imprimé (9 bras

FC, 1 carte mère, 1 filtre d'entrée, 1 filtre de sortie, 1 carte de contrôle et 1 carte de ventilateurs). Le poids de ce convertisseur a été mesuré (8,35 kg) et sa densité de puissance déterminée (8,38 kW/kg), ce qui est très proche de celle estimée (8,68 kW/kg) pendant l'optimisation.

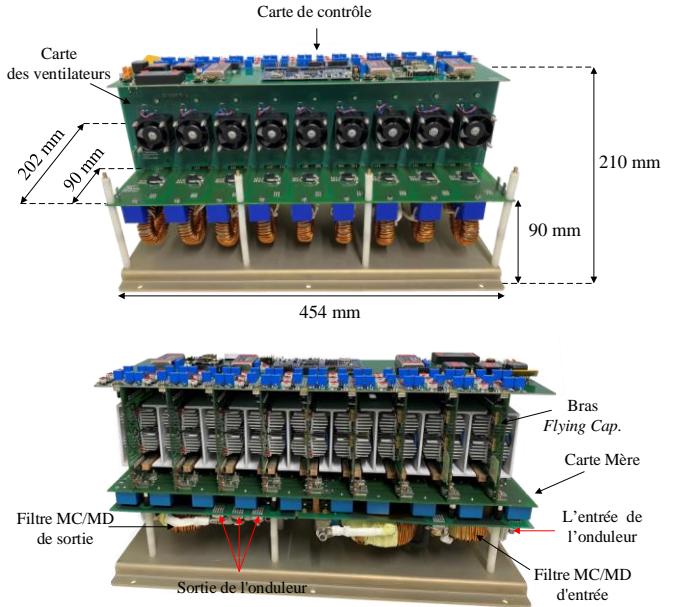


Fig. 7. Prototype de l'onduleur CMSP triphasé 70kVA, 7 niveaux de tension, à base de composants GaN GS66516T.

La carte du bras FC est montrée dans la Figure 8. Elle est composée 16 transistors GaN GS66516T (8 de chaque côté de la carte), dont 4 en parallèle par interrupteur.

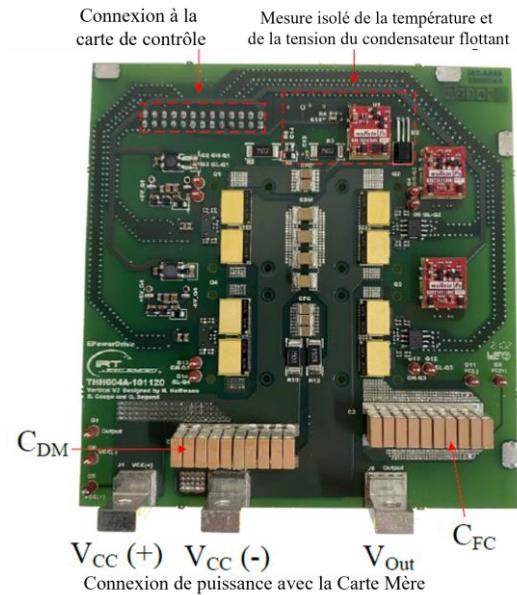


Fig. 8. Carte de circuit imprimé du bras FC 3 niveaux de tension qui compose le convertisseur de la Figure 7.

Pour réduire les oscillations de la tension de bus provenant des condensateurs film sur la Carte Mère, des condensateurs de la famille TDK Ceralink ont été placées directement sur le bras pour le bus DC ( $C_{DM} = 5 \mu\text{F}$  (900V) – 2x B58035U9255M001). Des condensateurs flottants ( $C_{FC} = 20 \mu\text{F}$  (500V) – 2 x B58035U5106M001) ont été mis directement sur la carte du bras réduisant les inductances parasites et garantissant un meilleur équilibre sur la tension du condensateur flottant.

La tension (en bleu) et courant (en vert) de sortie d'un bras 3 niveaux du convertisseur ci-dessus sont montrés dans la

Figure 9 pour une tension de bus de 540V. Le déséquilibre de tension du condensateur flottant est évident, autour de 8,5% (23 V), estimée à 247 V au lieu de 270 V théorique.

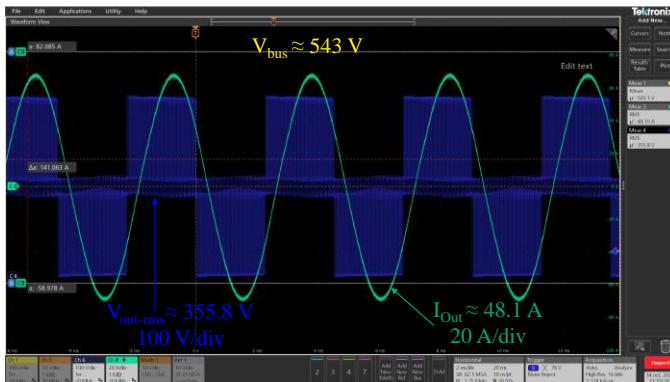
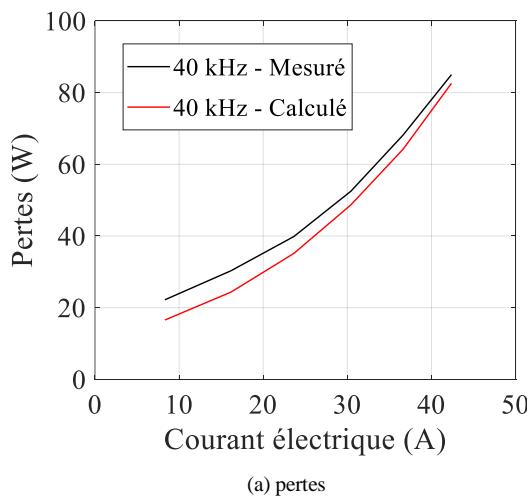
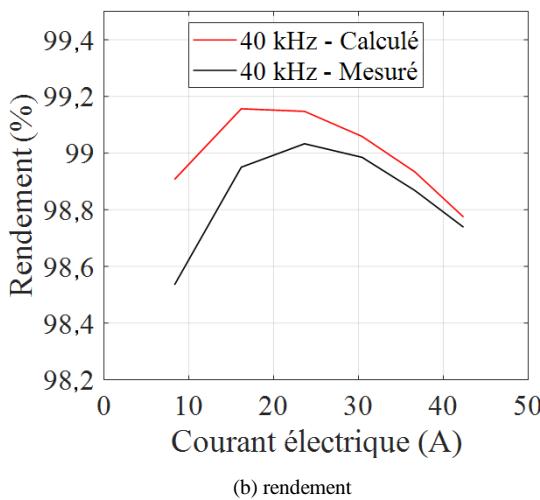


Fig. 9. Formes d'onde mesurées d'un bras FC configuré comme un onduleur monophasé avec  $V_{bus} = 540$  V (bleu), indice de modulation = 0,95, courant de sortie = 48 Arms (vert clair) à 40 kHz.

Les pertes et le rendement mesurés et calculés d'un bras FC sont présentés Figure 10. La différence entre les pertes mesurées et calculées est de 26 % (5,8 W) à 8,3 A, et elle se réduit à 3 % (2,56 W) à 42 A (point de fonctionnement nominal). Le rendement mesuré et calculé à 42 A est de 98,82 % et 98,77 % respectivement.



(a) pertes



(b) rendement

Fig. 10. Bras FC en tant qu'onduleur monophasé: pertes et rendement pour  $V_{bus} = 540$  V, indice de modulation = 0,95,  $7 \text{ A} < I_{out,rms} < 51 \text{ A}$  à  $f_{sw} = 40$  kHz et temps mort de 50ns.

Le rendement mesuré du convertisseur entier pour différents niveaux de puissances sont montrés dans la Figure 11 pour une fréquence de sortie de 50 Hz et indice de modulation ( $M_i$ ) de 0,76 (courbe noir continue). L'onduleur atteint son rendement le plus élevé de 98,4 % à 16 kVA, tandis qu'à 240 Hz (courbe rouge continue), cette valeur passe à 98,2 % à 21 kVA.

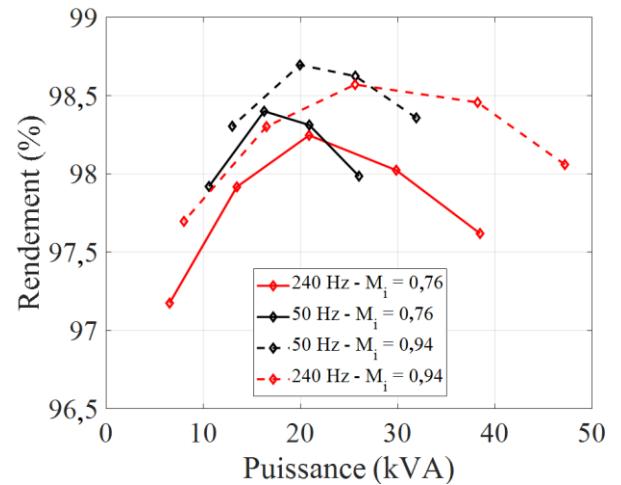


Fig. 11. Rendement mesuré du convertisseur triphasé à différentes fréquences du courant de sortie et différents indices de modulation.

Compte tenu de la condition de fonctionnement finale de l'onduleur pour  $M_i = 0,94$ , la puissance de sortie ira considérablement augmenter, en gardant la même quantité de pertes pour la même tension de bus et la même valeur de courant de sortie. Donc, l'augmentation de l'indice de modulation de 0,76 à 0,94 augmente la puissance de sortie de 23,7 %. Alors, un rendement plus réaliste de l'onduleur pourrait être calculé indirectement en tenant compte de cette augmentation (courbes pointillées dans la Figure 11). Pour cette condition, le rendement de l'onduleur atteint son maximum de 98,7 % à 20 kVA (50 Hz) et 98,6 % (240 Hz) à 24,6 kVA.

La réduction du rendement avec l'augmentation de la puissance de sortie peut être liée au déséquilibre de courant entre les inductances des bras en parallèle et les pertes supplémentaires dues à ce phénomène (courants de circulation [12][13]). Cette hypothèse est constatée dans la Figure 12, qui montre les pertes calculées et mesurées du convertisseur en fonction du courant de sortie par phase.

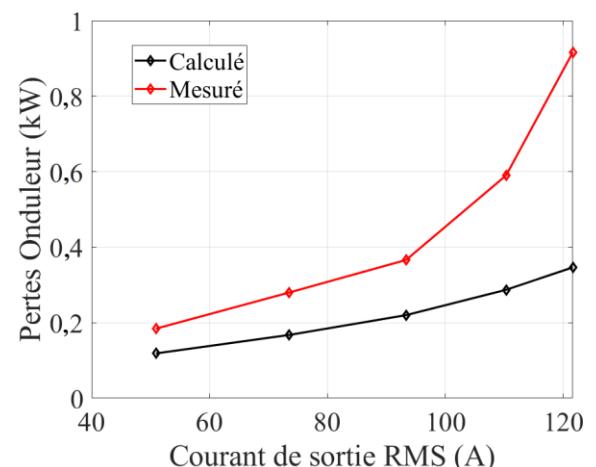


Fig. 12. Pertes mesurées et calculées du convertisseur triphasé.

Ce déséquilibre de courant est montré avec la mesure présentée dans la Figure 13.

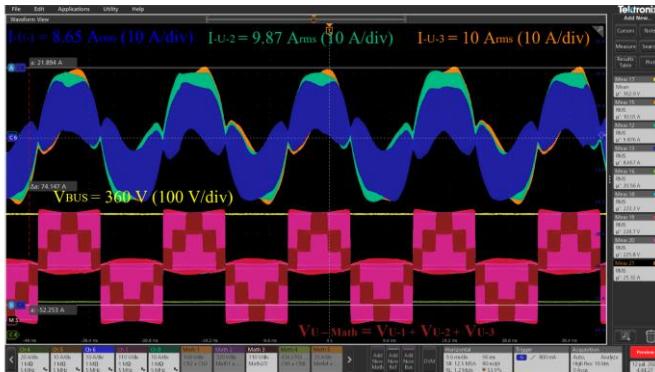


Fig. 13. Courant des trois bras parallèles de la phase U pour une tension d'entrée de 360 V et un courant de sortie de 25 A. Des tests ont été effectués à  $f_{sw} = 40$  kHz,  $M_i = 0,76$ ,  $f_f = 50$  Hz et méthode SPWM.

Ces courants circulent à travers des bras parallèles et ils sont composés de composants haute fréquence et basse fréquence. Le premier dépend fortement de la valeur de l'impédance de sortie des bras du convertisseur et de l'angle d'entrelacement parmi les signaux de contrôle de chaque bras. Dans le même temps, la composante basse fréquence dépend de l'inadéquation entre les valeurs d'inductance et les propriétés du noyau magnétique. Différentes techniques de modulation ont été proposées pour réduire ces courants en boucle ouverte, mais ces techniques traitent principalement des composants haute fréquence. En revanche, un contrôle en boucle fermée est nécessaire pour corriger les composantes basse fréquence [12].

En raison des courants de circulation entre les bras en parallèle, des pertes supplémentaires sont ajoutées à l'onduleur à mesure que le déséquilibre de tension du condensateur flottant augmente pour des courants plus élevés. Cela réduit la sûreté de fonctionnement de l'onduleur, ce qui a limité le point de fonctionnement maximal à 500 V/38 kVA/87 A avec contrôle en boucle ouverte (fonctionnement nominal 70 kVA/130 A).

## 6. CONCLUSIONS

Cet article a brièvement présenté l'impact des topologies d'onduleurs multiniveaux et des technologies de semi-conducteurs sur le poids et les performances globales d'un onduleur de 70 kVA qui répond aux exigences des futurs avions plus électriques. L'utilisation de semiconducteurs WBG associée à l'augmentation de la fréquence de commutation et la mise en œuvre de méthodes d'optimisation globales sont les principaux acteurs de la maximisation de la densité de puissance des convertisseurs du futur.

Une approche pour la modélisation CEM de convertisseurs multiniveaux a été présentée ainsi que l'impact des différentes techniques MLI dans la masse et rendement d'un onduleur triphasé à base de transistors GaN avec 7 niveaux de sortie.

Le prototype du convertisseur fait environ 10,04 kg et 14 litres. Sans la base métallique et la carte de contrôle, pièces non prises en compte lors de l'optimisation dans les sections 2 et 4, il pèse 8,35 kg. Le poids mesuré est supérieur de moins de 4 % si comparé au poids calculé. Un convertisseur traditionnel de 2 niveaux utilisant 1200 V SiC MOSFET pour les mêmes conditions de fonctionnement doit être 74 % plus lourd que l'onduleur à 7 niveaux, avec une densité de puissance 43,4 % plus petite.

Ainsi, l'onduleur a atteint un rendement mesuré de 98,6 % à 24,6 kVA dans la validation expérimentale. En raison des courants de circulation entre les bras en parallèle, des pertes supplémentaires sont ajoutées à celle de l'onduleur ainsi qu'un déséquilibre de tension du condensateur flottant à courant élevé. Ce déséquilibre met en péril le bon fonctionnement de

l'onduleur, ce qui a limité le point de fonctionnement maximal à 500 V/38 kVA/87 A.

Différents sujets doivent encore être étudiés sur le convertisseur présenté, tels que la mise en œuvre d'un contrôle en boucle fermée pour la réduction des courants de circulation ainsi que la validation CEM du modèle proposé qui a été partiellement vérifié dans [3]. De plus, l'intérêt d'utiliser différentes techniques d'optimisation telles que MDO (en anglais *Multidisciplinary Design Optimization*) [14] dans le domaine de la conception de convertisseurs de puissance est renforcé.

## 7. REFERENCES

- [1] ACARE. Aeronautics and air transport: beyond vision 2020 (towards 2050). Technical report, 2010.
- [2] H. H. Sathler, L. Nagano, B. Cougo, F. Costa and D. Labrousse, "Impact of multilevel converters on EMC filter weight of a 70 kVA power drive system for More Electrical Aircraft," CIPS 2020; 11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, 2020, pp. 1-8.
- [3] Optimization of GaN-based Series-Parallel Multilevel Three-Phase Inverter for Aircraft applications. Other. Université Paris-Saclay, 2021. English. (NNT : 2021UPAST108). (tel-03521417).
- [4] H. H. Sathler; T. Zhao, F. Costa, B. Cougo, G. Segond, R. Burgos and D. Labrousse, "Design of three-level flying-capacitor commutation cells with four paralleled 650 V/60 A GaN HEMTs," 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2021, pp. 2277-2284, doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487160.
- [5] V. D. Santos, "Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique. Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM..," University of Toulouse, Toulouse, France, 2019.
- [6] D. Labrousse, "Amélioration des techniques d'estimation des perturbations conduites : application à une chaîne de traction de véhicule électrique," ENS CACHAN, Cachan, France, 2011.
- [7] B. Revol, "Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse-machine asynchrone," Thèse de doctorat, Grenoble 1, 2003. Accessed: Feb. 15, 2021. [Online]. Available: <https://www.theses.fr/2003GRE10171>
- [8] H. H. Sathler, B. Cougo, J.-P. Carayon, F. Costa and D. Labrousse, "Modeling of Common-Mode Voltage Source for Multilevel Inverter Topologies," 2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245681.
- [9] G. Segond, B. Cougo, J.-P. Carayon, H. H. Sathler, B. Bonnefont and D.-H. Tran, "Conception optimale d'un onduleur triphasé SiC 540V/70kVA pour applications aéronautiques," 2020 Symposium De Génie Electrique – SGE 2020, 2020.
- [10] B. Cougo, T. Meynard, and G. Gateau, "Parallel Three-Phase Inverters: Optimal PWM Method for Flux Reduction in Intercell Transformers," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 8, Art. no. 8, Aug. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2105509.
- [11] H. H. Sathler, C. Mendes, B. Cougo, F. Costa, D. Labrousse and M. Stopa, "Impact of PWM Techniques in Efficiency and Power Density of a 70kVA Multilevel Inverter for More Electric Aircrafts," 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2021 ECCE Europe), 2021.
- [12] K. Shukla and R. Maheshwari, "Circulating Current Suppression in Parallel Interleaved 2L VSIs Using Modified CM Offset Based Method During Inductors Mismatch Condition," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 57, no. 3, pp. 3143–3153, May 2021, doi: 10.1109/TIA.2020.3006464.
- [13] X. Jin, S. Liu, W. Shi, H. Yang, and R. Zhao, "Optimal Vector Sequences for Simultaneous Reduction of the Switching Loss, Zero-Sequence Circulating Current, and Torque Ripple in Two Parallel Interleaved Inverter-Fed PMSM Drives," IEEE Trans. Transp. Electrification, vol. 7, no. 3, pp. 1493–1505, Sep. 2021, doi: 10.1109/TTE.2021.3054033.
- [14] A. Piat, H. H. Sathler, F. Gallard, B. Cougo, "A Multidisciplinary Design Optimization Approach for EMC Filters Design For More Electric Aircraft Applications," 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2021 ECCE Europe), 2021.