

Conception optimale d'un onduleur triphasé SiC 540V/70kVA pour applications aeronautiques

Gilles Segond, Bernardo Cougo, Hans H. Sathler, Benoit Bonnefont, Duc-Hoan Tran

IRT Saint Exupéry, 3 rue Tarfaya, 31405, Toulouse (France) – gilles.segond@irt-saintexupery.com.

RESUME - Cet article présente une procédure de conception pour minimiser les pertes et le poids d'un onduleur triphasé SiC 540V/70kVA utilisé pour le pilotage d'un moteur de 50kW pour les applications aéronautiques modernes. Cette procédure est validée par des résultats expérimentaux. Différents modules de puissance SiC sont évalués pour ce qui concerne les pertes en conduction et en commutation. L'efficacité et la densité de puissance sont évaluées pour différentes fréquences de commutation et techniques MLI (ou PWM - Pulse Width Modulation), qui ont un impact significatif sur la taille des condensateurs du bus DC et du système de refroidissement. Le calcul précis des pertes dans le module de puissance SiC est fait en utilisant les données de datasheet et aussi les données de caractérisation précise des composants SiC. Le processus d'optimisation pour déterminer le poids minimal des condensateurs de bus DC et des dissipateurs thermiques à ailettes en aluminium à air forcé est présenté en détail. Les résultats expérimentaux sur un premier convertisseur assemblé montrent des faibles écarts par rapport aux pertes estimées. Par contre, le poids total de cette première version excède de façon importante les prévisions, laissant une marge d'amélioration importante pour la version finale du convertisseur.

Mots-clés— Conception, Optimisation, Convertisseur SiC, Onduleur triphasé, MOSFET SiC, Caractérisation.

1. INTRODUCTION

Les concepteurs d'avions modernes remplacent les systèmes non électriques conventionnels tels que les systèmes pneumatiques, hydrauliques et mécaniques par des systèmes électriques [1]. Cela permet de réduire les émissions de CO₂ ainsi que la consommation de carburant [2]. Les avions traditionnels présentent différents inconvénients par rapport aux avions plus électriques (MEA), notamment le sacrifice de l'efficacité totale du moteur dans le processus de récupération d'énergie, comme dans les systèmes hydrauliques et pneumatiques. De plus, les systèmes non électriques sont moins fiables et nécessitent plus d'entretien.

Une des applications électriques les plus répandues dans un avion moderne est une chaîne électromécanique, composée d'un onduleur triphasé, des filtres, des câbles et un moteur. Cela est le cas, par exemple, des actionneurs [3], du système de pressurisation d'avion [4], des pompes à huile ou carburant, des démarreurs de moteur et d'autres. Etant donné le niveau de tension du réseau de distribution d'énergie des futurs avions (540V continu) [4], des composants semiconducteurs avec des tensions de rupture de 1200V sont le meilleur choix d'utilisation pour rendre le convertisseur simple et fiable. Récemment, les composants les plus performants pour cette utilisation sont les MOSFET SiC, que, par rapport à des IGBT de même calibre de tension et courant, peuvent produire 60% moins de pertes dans les mêmes conditions d'utilisation [5].

La conception d'un convertisseur utilisant ces composants SiC, dans le but de maximiser le rendement et la densité de puissance, est difficile étant donné l'imprécision des données de datasheet des composants SiC ainsi que la difficulté du calcul précis et rapide des différents composants passifs et du système de refroidissement. Ainsi, le but de cet article est de montrer

l'approche de conception précise d'un onduleur triphasé 540V/70kVA pour MEA (cf. zone entourée de la Fig. 1) visant à maximiser l'efficacité et la densité de puissance du système d'entraînement. Pour cette raison, la description du système à dimensionner ainsi que le choix et comparaison de différents modules de puissance MOSFET SiC sont montrés dans la Section 2. Cela passe par le calcul précis des pertes en conduction et en commutation de chaque semiconducteur, pour différentes fréquences de commutation, puissances de sortie et méthodes PWM qui peuvent être utilisées dans le système.

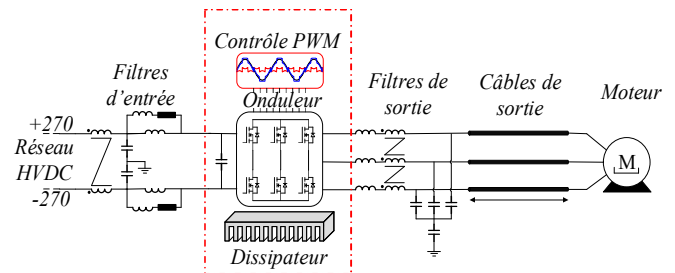


Fig. 1. Onduleur triphasé 540V/70kVA dans une chaîne électromécanique. La procédure de conception optimale de l'onduleur concerne seulement les éléments dans le bloc entouré par des lignes pointillées.

L'optimisation du système de refroidissement à air forcé basé sur des dissipateurs à ailettes droites est développée dans la Section 3, en utilisant un calcul analytique du transfert de chaleur 3D dans ce dissipateur thermique.

Ensuite, en Section 4, il sera présenté la mesure précise de l'énergie de commutation du module de puissance SiC choisi basé sur les calculs de pertes préliminaires. Ces mesures sont très importantes pour le calcul précis des pertes dans le module de puissance. Une comparaison entre les énergies de commutation mesurées et celle trouvées dans les datasheet sera faite pour montrer la pertinence de la caractérisation précise de ces composants dans le design d'un convertisseur.

La Section 5 explique les différents condensateurs de bus DC à prévoir et comment dimensionner chacun d'entre eux pour avoir un minimum de pertes et de poids et, en même temps, minimiser les inductances parasites des différentes boucles pour avoir des commutations propres et réduire les éventuels problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM).

Les résultats de l'optimisation du convertisseur sont montrés en Section 6. Le premier prototype assemblé ainsi que les résultats expérimentaux associés sont présentés en Section 7. Ils valident les calculs de pertes dans différents composants et montrent que le rendement attendu pour le convertisseur final est très proche de celui défini comme un des objectifs du projet.

Cet article se terminera par une conclusion et des perspectives concernant la deuxième version du convertisseur, où différentes parties optimisées seront réalisées dans le but de réduire le poids du système.

2. LA CONCEPTION DU CONVERTISSEUR

L'onduleur triphasé a été conçu pour les caractéristiques indiquées dans le Tableau 1. Le but de cette conception est

d'atteindre un rendement de 99% et une densité de puissance de 15kW/kg sans les filtres CEM, tout en gardant une topologie simple et en utilisant un nombre de composants faible pour avoir une fiabilité élevé.

Tableau 1. Especification du convertisseur de puissance.

Symbole	Valeur	Description
V_{DC}	540V	Tension nominale du bus DC
M_i	1	Indice de modulation
$\cos\phi$	0,8	Facteur de puissance de charge
V_{out}	190V	Tension efficace par phase
I_{out}	130A	Courant efficace par phase
S_{out}	70kVA	Puissance apparente de l'onduleur
P_{out}	56kW	Puissance active de l'onduleur
I_p	183A	Amplitude du courant de sortie maximal
ΔT_m	25°C	Marge de température sur temp max de jonction
T_{amb}	70°C	Température ambiante
η	99%	Objectif de rendement au point nominal
ρ	15kW/kg	Objectif de densité de puissance

Généralement, un rendement plus élevé peut être obtenu en réduisant les pertes totales du convertisseur, et une densité de puissance plus élevée peut être obtenue en augmentant la fréquence de commutation du convertisseur afin de réduire la taille des composants passifs. Les trois variables d’optimisation pour améliorer ces deux objectifs au même temps seront donc la fréquence de commutation, les composants semiconducteurs à utiliser ainsi que la méthode PWM.

Les travaux développés dans ce travail concernent seulement la conception de ce que nous appelons le « Power Core » (zone entourée de la Fig. 1), composé par les semiconducteurs, condensateur du bus, carte de contrôle/commande et système de refroidissement. Les filtres qui doivent passer des normes aéronautiques ne font pas partie de cette optimisation et sont abordés dans d’autres travaux [6,7,8]. La routine d’optimisation de ce convertisseur peut être résumée par le schéma-bloc de la Fig. 2.

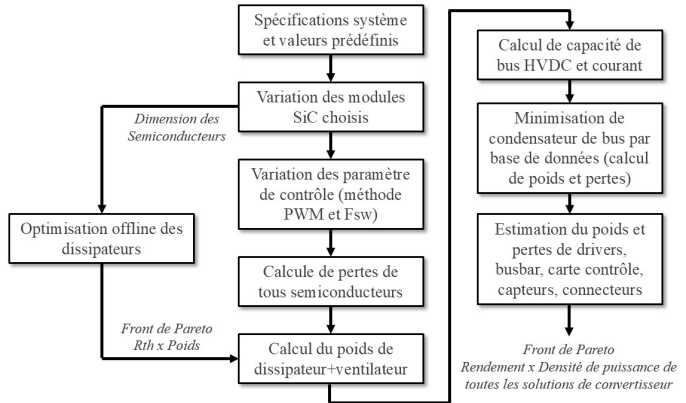


Fig. 2. Routine d’optimisation de l’onduleur triphasé 540V/70kVA.

La maximisation du rendement et de la densité de puissance passe par l’utilisation de composants grand gap (WBG) en raison de leurs caractéristiques de faibles pertes en conduction et par commutation. Pour les caractéristiques du convertisseur triphasé montrées Tableau 1, le MOSFET SiC ayant une tension de claquage de 1200 V est un bien meilleur choix que les IGBT à base de Si.

En 2018, au moment du début de ces travaux, trois modules de puissance différents présents sur le marché ont été considérés pour leur évaluation. Leurs principales caractéristiques sont présentées Tableau 2. Tous les composants ont une température de jonction maximale de 175°C et chaque module est composé d’un seul bras de commutation.

Les pertes des semiconducteurs dans les onduleurs triphasés dépendent des pertes de conduction et de commutation. Les deux types de pertes dépendent de la forme d’onde du courant

circulant dans chaque phase, qui est composée de la valeur fondamentale et de l’ondulation. La valeur fondamentale dépend principalement de la charge (généralement un courant sinusoïdal à basse fréquence) tandis que l’ondulation dépend du rapport cyclique de chaque période de commutation et de l’inductance en sortie de chaque bras de commutation.

Tableau 2. Especification des modules de puissance SiC considérés.

Module de puissance	HT-3201-R-VB	SKM350MB120SCH17	BSM400D12P3G002
Courant maximal (A)	256	416	358
Inductance parasite (nH)	7,5	15	10,5
R_{DSon} maximal (mΩ)	5	7	4
R_{thJC} maximal (°C/W)	0,115	0,045	0,096

Les pertes totales des transistors de l’onduleur en utilisant le calcul précis montré en [9], sont présentées sur la Fig. 3 sur la base des paramètres du convertisseur présentés dans le Tableau 1. Chaque courbe correspond à un module de puissance différent en utilisant les méthodes PWM connues par SPWM ou DPWM1. Chaque point d’une courbe correspond à une fréquence de commutation, qui varie de 15 à 50kHz. Les pertes des transistors sont considérablement plus faibles pour la méthode DPWM1, présentant 23% de moins par rapport à celles générées par SPWM pour 30kHz avec le module HT-3201-R-VB. Ce module présente des pertes de 26% et 30% inférieures par rapport aux SKM350 et BSM400D respectivement à 30kHz pour la méthode DPWM1.

Le convertisseur avec le plus haut rendement est donc fait avec le module HT-3201-R-VB. Par contre, la densité de puissance la plus élevée n’est pas forcément attribuée à ce module de puissance. Cela dépend non seulement des pertes mais aussi des résistances thermiques équivalentes de chaque module de puissance.

En utilisant les pertes calculées (Fig. 3) et les résistances thermiques données dans des différents datasheets des modules de puissance, la résistance thermique minimale entre le module de puissance et l’air ambiant du système de refroidissement à air forcé est montrée Fig. 4. Noter que le module HT-3201-R-VB non seulement produit moins de pertes mais il nécessite un dissipateur avec une résistance thermique plus importante, ce qui fait un système de refroidissement moins lourd, comme sera montré ci-dessous.

3. L’OPTIMISATION DU SYSTEME DE REFROIDISSEMENT

L’optimisation d’un système de refroidissement à air pulsé pour l’application étudiée ici consiste à choisir les meilleurs ventilateurs et leur nombre, associés aux dimensions optimales d’un dissipateur thermique. L’objectif est de réduire au maximum le poids total de l’ensemble ventilateur + dissipateur de chaleur pour une résistance thermique souhaitée pour ce système de refroidissement. La procédure d’optimisation du dissipateur de chaleur est expliquée dans [10] et ne sera pas traitée en détail dans cet article.

Comme tous les modules de puissance considérés dans cette étude sont dans une configuration en demi-pont, l’onduleur triphasé nécessite de 3 modules de puissance. Ils sont situés au milieu du dissipateur thermique comme indiqué sur la Fig. 5. Sur cette figure, nous montrons également toutes les valeurs géométriques considérées comme des variables d’optimisation. La semelle en contact avec les dissipateurs des 3 modules considérés dans cette étude sont à peu près identiques en taille. Pour cette raison, nous avons décidé de considérer dans ce problème thermique une source de chaleur ayant une largeur de $W_s = 195\text{mm}$ et une longueur de $L_s = 110\text{mm}$.

Le matériau aluminium a été choisi pour le dissipateur de chaleur car l’objectif est de réduire le poids et non le volume,

comme expliqué dans [10]. Différents ventilateurs (type axial) et leur nombre, montés côte à côte, ont été testés. Les caractéristiques de pression statique en fonction du débit d'air des 2 meilleurs ventilateurs (pour la présente application) sont illustrées à la Fig. 6 ainsi que leur taille et leur poids.

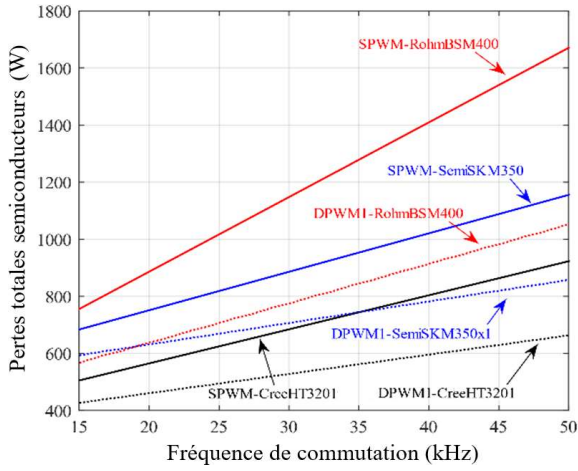


Fig. 3. Pertes totales de 3 modules de puissance SiC considérés dans la conception du convertisseur triphasé 540V/70kVA pour différentes méthodes PWM et fréquences de commutation.

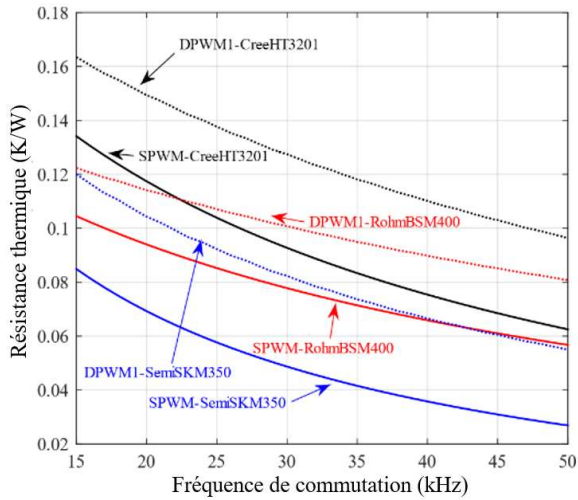


Fig. 4. Résistance thermique minimale de dissipateurs pour chaque module de puissance SiC utilisé dans la conception du convertisseur triphasé 540V/70kVA pour différentes méthodes PWM et fréquences de commutation.

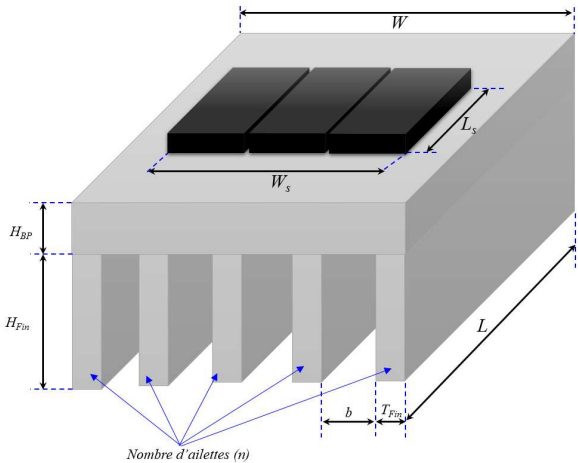


Fig. 5. Placement de 3 modules de puissance (briques noires sur la figure) et toutes les valeurs géométriques qui peuvent être optimisées dans le dissipateur thermique.

Notez que la taille du ventilateur et la hauteur (H_{fin}) et la largeur (W) du dissipateur de chaleur sont généralement différentes. Ici, nous avons considéré que tout l'air soufflé par les ventilateurs passait dans l'espace entre les ailettes.

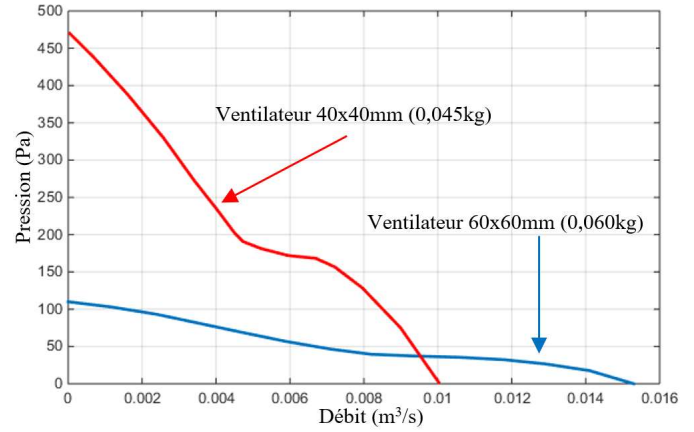


Fig. 6. Caractéristique aérodynamique des deux meilleurs ventilateurs axiaux ayant différentes puissances, dimensions et poids.

Comme expliqué en [10], tout le calcul du transfert de chaleur 3D à l'intérieur de la semelle du dissipateur thermique est effectué par des formules analytiques qui rendent le calcul très rapide par rapport aux simulations 3D FEM. Néanmoins, comme le problème d'optimisation comporte de nombreuses variables (6 variables géométriques ainsi que des variables discrètes telles que le modèle et le nombre de ventilateurs), une étude préliminaire doit être appliquée pour vérifier si différentes variables peuvent être éliminées afin que les résultats d'optimisation puissent être précis et obtenu dans un délai raisonnable.

Ainsi, la première exécution de la routine d'optimisation, utilisant l'exploration systématique de toutes les variables, a montré qu'avec un ventilateur raisonnablement performant, la longueur L et la largeur W du dissipateur thermique pouvaient être maintenues à sa valeur minimale, qui correspond à la longueur d'un module (L_s) et la largeur des 3 modules placés côte à côte ($3 \cdot W_s$). C'est une observation raisonnable car les pertes des 3 modules de puissance sont faibles (étant donné que nous utilisons des modules SiC) et par conséquent la résistance thermique nécessaire du système de refroidissement peut être plus élevée, ce qui donne un plus petit dissipateur thermique.

En éliminant ces deux variables (L et W), on peut également éliminer une troisième variable qui est la hauteur de la plaque de base du radiateur H_{BP} . Cette variable peut également être maintenue à sa valeur minimale car aucun profil thermique 3D ne sera observé dans la plaque de base du dissipateur thermique.

Par conséquent, l'optimisation finale est faite avec les 3 autres variables et la sélection des meilleurs ventilateurs et de leur nombre. Les résultats de poids et de résistance thermique R_{th} pour toutes les configurations sont stockés, le poids le plus bas pour un R_{th} donné est sélectionné pour chaque modèle suivant le nombre de ventilateur. Cela donne des fronts de Pareto qui sont représentés en bas sur la Fig. 7.

Les résultats de la résistance thermique du dissipateur en fonction de la masse de celui-ci (Fig. 7) sont associés à la résistance thermique maximale requise pour le module de puissance (SiC de Wolfspeed/Cree) considéré dans ce travail, pour des fréquences de commutation de 15 à 50 kHz et pour 2 méthodes PWM différentes (Fig. 4). Il en résulte la masse minimale du dissipateur thermique obtenue pour chacune des options (fréquence de commutation et méthode PWM), comme le montre le graph du haut de la Fig. 7.

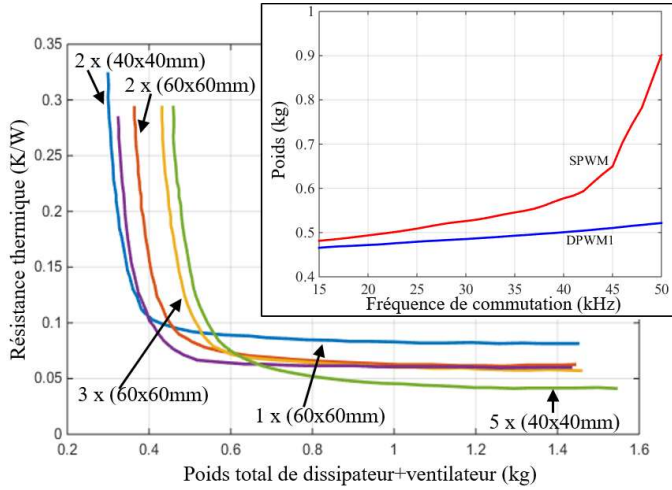


Fig. 7. Résistance thermique versus poids des dissipateurs thermiques optimisés, pour 2 ventilateurs différents et différents nombres de ventilateurs en parallèle. Ces courbes donnent le poids minimum du dissipateur thermique nécessaire pour les modules de puissance SiC HT-3201-R-VB, pour les fréquences de commutation de 15 à 50 kHz et pour 2 méthodes PWM différentes (en haut).

4. CARACTERISATION DYNAMIQUE DES COMPOSANTS SiC

Les pertes en commutation dans les convertisseurs de puissance ne sont pas toujours possibles à calculer en utilisant des datasheet de transistor, car soit les données fournies par les fabricants sont insuffisantes, soit elles peuvent ne pas être représentatives des pertes dans le convertisseur réel.

Les énergies de commutation données dans les datasheets sont souvent mesurées à l'aide de la méthode de la «double impulsion». Cette méthode présente des sérieux inconvénients pour la mesure d'énergie de commutation de composants rapides (SiC et GaN). Le plus important étant le fait que la mesure de courant du composant est effectuée à l'aide de résistances ou d'un transformateur de courant. Ces instruments modifient la résistance et l'inductance de la boucle de commutation, ce qui peut changer significativement le comportement de la commutation.

Une méthode plus précise pour mesurer les pertes de commutation dans des composants rapides est appelée «méthode d'opposition modifiée» et est expliquée dans [11]. Cette méthode consiste en une association de deux demi-ponts identiques avec 4 dispositifs identiques (MOSFET SiC dans ce cas) alimentés par la même source. Un demi-pont fonctionne comme un générateur et l'autre comme un récepteur. Un lien inductif relie les deux demi-ponts et le contrôle du courant circulant d'un demi-pont à l'autre est fait par de petites différences appliquées au rapport cyclique et au déphasage des signaux de commutation appliqués sur les deux demi-ponts. De cette façon, on peut estimer séparément les énergies perdues à l'amorçage et au blocage [11].

Cette méthode a été appliquée pour caractériser le module SiC HT-3201-R-VB. La Fig. 8 présente les énergies de commutation mesurées par la méthode citée ci-dessus (lignes continues) et données dans le datasheet (lignes pointillées), pour différents courants, deux valeurs de résistance de grille R_g (2,5 et 5Ω) et les paramètres suivants: tension de bus $V_{DC} = 540V$, tension grille-source $V_{gs} = -5V/18V$, temps mort $DT = 800ns$ et température ambiante $T = 25^\circ C$.

Il faut noter que les énergies de commutation à l'amorçage (Fig. 8a) mesurées sont proches de celles calculées avec les données de datasheet. Par contre, en ce qui concerne les énergies au blocage (Fig. 8b), ces différences sont très importantes, ce qui peut avoir un impact important dans le calcul de pertes du convertisseur. Cet impact est présenté Fig. 9, où nous montrons

les pertes dans les semiconducteurs pour le point de fonctionnement nominal du convertisseur (donné en Section 2), calculées en utilisant les données de datasheet et aussi en utilisant les résultats de caractérisation de la Fig. 8. Ces calculs sont faits pour différentes fréquences de commutation et résistances de grille. En utilisant les données de datasheet, nous surestimons d'avantage les pertes à forte valeur de R_g . Cette surestimation est, par exemple, de l'ordre de 20% si nous travaillons à la fréquence de commutation de 50kHz.

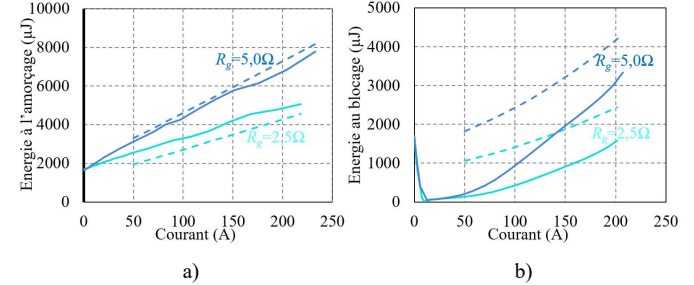


Fig. 8. Énergies de commutation a) à l'amorçage et b) au blocage obtenues par caractérisation (lignes continues) et par données datasheet (lignes pointillées), en fonction du courant commuté et de la résistance de grille.

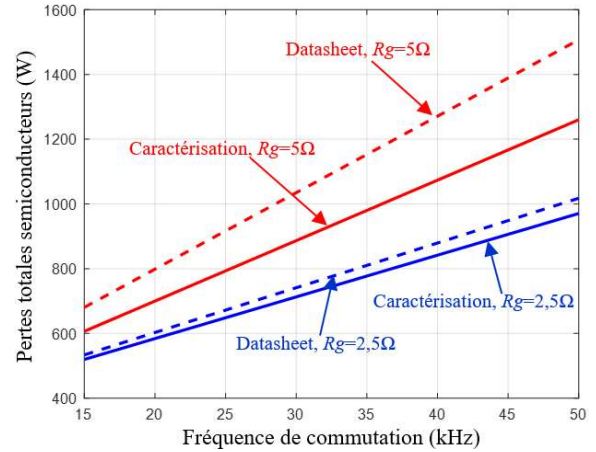


Fig. 9. Calcul de pertes totales des 3 modules de puissance SiC HT-3201-R-VB pour tension de bus de 540V et courant de sortie crête de 183A, en utilisant des données de datasheet (lignes pointillées) et des données de caractérisation (lignes continues). Les calculs sont faits à des différentes fréquences de commutation et différentes R_g de 2,5 et 5Ω. Les pertes totales calculées qui utilisent des données de datasheet sont jusqu'à 20% plus importantes (à la fréquence de commutation de 50kHz).

5. LES CONDENSATEUR DU BUS HVDC

Selon certaines normes préliminaires concernant le réseau HVDC des nouveaux avions, les convertisseurs de puissance doivent supporter des tensions transitoires sur le bus DC jusqu'à 900V. Pour cette raison, les condensateurs à film et céramique doivent être choisis pour être associés en série ou en parallèle pour supporter cette tension et atteindre la capacité de bus requise : pour filtrer le courant haute fréquence et pour découpler le système (Condensateur en céramique).

5.1. Technologies de condensateurs

Le choix de la technologie à utiliser dans le bus DC dépend de différents aspects. Les condensateurs du bus sont fréquemment utilisés pour 4 fonctions distinctes:

1 - Pour filtrer les fluctuations de puissance basse fréquence: c'est généralement le cas des onduleurs monophasés ou triphasés à charges déséquilibrées. Puisque dans notre application nous avons un moteur symétrique, la puissance vue par le bus DC n'a pas de contenu basse fréquence. Lorsque l'alimentation a un contenu basse fréquence, la valeur de la capacité requise est élevée et des condensateurs en aluminium sont utilisés pour réduire le volume, le poids et le coût. Dans le présent travail,

nous n'en avons pas besoin et nous n'utilisons pas ces condensateurs.

2 - Pour filtrer le courant à haute fréquence (fréquence de commutation et harmoniques proches): les condensateurs à film sont généralement utilisés pour filtrer ce type de courant car ils présentent une inductance parasite (ESL) et une résistance (ESR) plus faibles que les condensateurs en aluminium, bien qu'ils soient plus chers. Les condensateurs céramiques, bien qu'ayant une densité de capacité plus élevée et une ESL inférieure, sont généralement beaucoup plus chers et n'existent pas dans les boîtiers à haute capacité.

3 - Pour filtrer le courant à très haute fréquence lors de la commutation (condensateur de découplage): les condensateurs en céramique sont généralement utilisés comme condensateur de découplage car les valeurs ESL sont faibles et les capacités nécessaires sont basses.

4 - Pour filtrer le courant de mode commun à très haute fréquence (filtrage en mode commun): les condensateurs en céramique sont généralement utilisés comme condensateurs en mode commun car les valeurs ESL sont faibles et les capacités nécessaires sont basses.

5.2. Conception des condensateurs du bus DC pour filtrer les courants haute fréquence.

Afin de calculer le volume et le poids des condensateurs de bus, la première étape consiste à calculer la capacité nécessaire dans le bus DC. Pour cette raison, le courant circulant à l'intérieur de ces condensateurs doit être connu. On considère ainsi que seul le courant continu entre dans le convertisseur I_{in} et tout le courant à haute fréquence du convertisseur circule à travers ces condensateurs de bus continu I_c . Ce courant a une forme d'onde complexe qui dépend du courant dans les trois phases (I_U, I_V, I_W) et également des signaux de commutation de chaque phase (S_A, S_B, S_C).

L'ondulation de tension dans le condensateur peut être calculée en intégrant le courant haute fréquence à travers ce condensateur. Par conséquent, la valeur de capacité C_{bus} peut être calculée si nous fixons une ondulation de tension maximale acceptable ΔV_{max} . Ainsi, l'ondulation de tension et par conséquent la valeur de capacité dépendent de la fréquence de commutation F_{sw} , de la méthode PWM et de l'indice de modulation M_i puisqu'ils modifient les signaux de commutation, ainsi que la valeur crête du courant de phase (I_p) et l'angle entre le courant de phase et la tension (ϕ). Cette valeur de capacité peut être calculée comme

$$C_{bus} = K_m \cdot \frac{I_p}{F_{sw} \cdot \Delta V_{max}} \quad (1)$$

où K_m est un facteur qui a une dépendance complexe sur la méthode PWM, l'indice de modulation M_i et l'angle entre le courant de phase et la tension ϕ , comme le montre la Fig. 10, où K_m a été calculé numériquement à l'aide de MATLAB. Il faut noter que, comme le montre la Fig. 10a, plus le facteur de puissance de charge est faible, plus le K_m est élevé et donc plus la capacité requise dans le bus DC est élevée pour des indices de modulation élevés. Notez également sur la Fig. 10b que la méthode SVPWM réduit K_m à un indice de modulation élevé par rapport aux autres méthodes PWM.

Pour l'application considérée dans cette étude (valeurs spécifiées dans le Tableau 1), nous avons calculé K_m afin de calculer les valeurs de capacité requises pour différentes méthodes PWM, fréquences de commutation et ondulation de tension maximale autorisées. Ces valeurs de capacité sont représentées sur la Fig. 11a. Notez que les méthodes SPWM et

DPWM1 donnent des capacités élevées et que SVPWM la réduit d'environ 50%. Des valeurs très faibles de capacité de bus sont requises ($<50\mu F$) si la méthode SVPWM est utilisée associée à une haute ondulation de tension ($<5\%$).

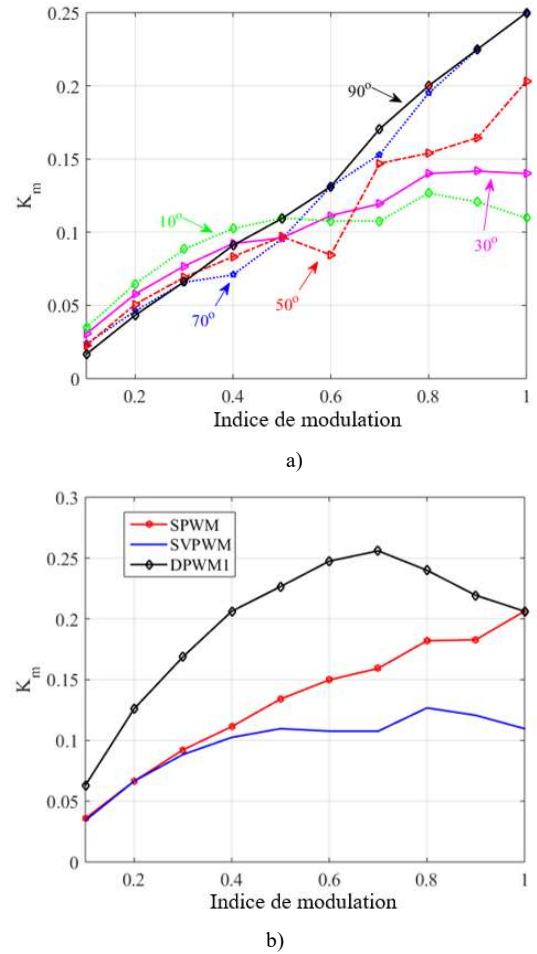


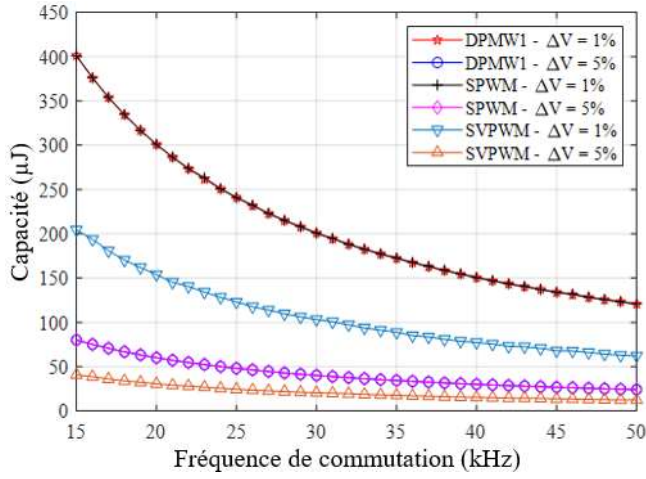
Fig. 10. Variation du facteur K_m avec l'indice de modulation M_i avec a) l'angle entre le courant de phase et la tension ϕ (pour la méthode SVPWM) et b) différentes méthodes PWM (pour $\phi = 10^\circ$).

Une routine de calcul sur MATLAB a été créée pour trouver la meilleure association de condensateurs à film, céramique ou aluminium dans la base de données de l'IRT. Pour une application donnée, après avoir calculé la capacité nécessaire et le courant efficace à travers le condensateur, et après avoir défini la tension maximale à tenir, l'algorithme trouve la solution avec le poids minimal. Les résultats de cette solution sont les informations suivantes: Numéro de référence du condensateur; Nombre de condensateurs série/parallèle; Capacité finale équivalente; ESR/ESL ; Poids/volume total; Tension maximale équivalente; Courant efficace maximal équivalent qu'il peut supporter.

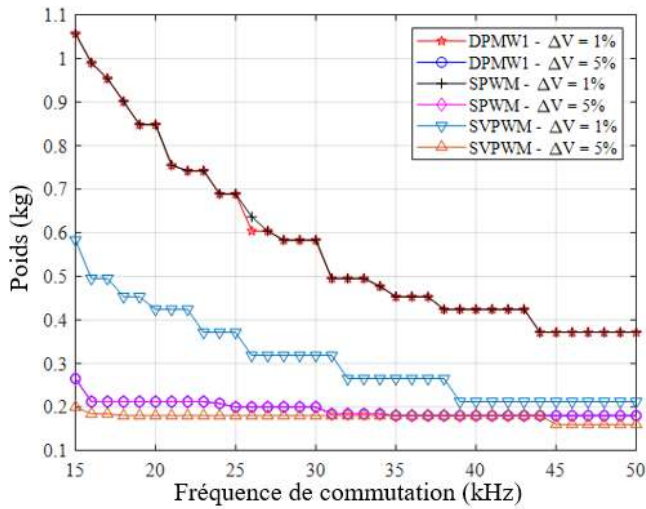
Pour les valeurs de capacité calculées et représentées sur la Fig. 11a, le poids associé utilisant la base de données de l'IRT est représenté sur la Fig. 11b.

Les pertes dans la solution des condensateurs de bus P_{cap} peuvent être calculées en utilisant la valeur efficace du courant du condensateur I_{CRMS} (calculée numériquement) et la résistance série équivalente (ESR) du condensateur en utilisant l'équation ci-dessous.

$$P_{cap} = ESR \cdot I_{CRMS}^2 \quad (2)$$



a)



b)

Fig. 11. a) Valeurs de capacité dans le bus DC calculées et b) valeurs de poids des condensateurs associées pour différentes fréquences de commutation, méthodes PWM et ondulation de tension requise (ΔV).

5.3. Condensateur de découplage.

Dans une cellule de commutation, la réduction de l'inductance parasite de la boucle de puissance et de la boucle de grille réduit les pertes en commutation et les dépassements [12].

Si l'inductance parasite est élevée sur la borne source du composant et qu'elle fait partie de la boucle de puissance et également de la boucle de commande de grille, alors elle ralentira considérablement le composant et augmentera les pertes à l'amorçage.

Cependant, si l'inductance parasite fait partie de la boucle de puissance mais pas de la boucle de grille, alors les pertes de commutation peuvent augmenter principalement lors du blocage car l'énergie stockée dans cette inductance à l'état passant du composant est perdue lorsque le composant commute. L'énergie d'amorçage est généralement légèrement réduite par cette inductance parasite. Cependant, plus cette inductance est élevée, plus le dépassement lors des commutations sera élevé, ce qui limite la résistance de grille minimale que l'on peut utiliser et, par conséquent, augmente indirectement les pertes de commutation.

On peut réduire l'inductance parasite de la boucle de puissance en réduisant la longueur des bornes d'alimentation d'une cellule de commutation [12], en réduisant l'inductance des busbars et aussi en choisissant des condensateurs de bus à inductance équivalente série réduite (*ESL*). Une autre façon est de placer des condensateurs céramiques, qui présentent une

faible *ESL* par rapport aux condensateurs à film ou en aluminium, aussi près que possible des cellules de commutation [12,13]. Ces condensateurs doivent avoir une capacité suffisante pour fournir l'énergie nécessaire perdue et stockée lors d'un temps de commutation.

La plupart de l'énergie de commutation dans le SiC MOSFET est perdue lors de l'amorçage en commutation dure. Lors d'un amorçage d'un transistor dans un bras de commutation connecté à une charge inductive, l'énergie fournie par le condensateur de découplage représente l'énergie pour charger la capacité parasite du transistor bloqué ainsi que les pertes dues au fait que le transistor traverse la région linéaire. Cette énergie est presque la même que l'énergie d'amorçage.

Dans le cas où nous utilisons le module SiC choisi (HT-3201-R-VB, de Wolfspeed/Cree) et la puissance est la plus importante, le composant commutera 540V et 184A (valeurs les plus élevées de tension et de courant). L'énergie totale perdue dans ces conditions serait de $E_t = 3,5\text{mJ}$, selon le datasheet du composant.

Le niveau de tension final V_f aux bornes d'une capacité de découplage C_{DM} fournissant une certaine énergie E_t à la tension initiale V_{DC} est

$$V_f = \sqrt{V_{DC}^2 - \frac{2 \cdot E_t}{C_{DM}}} \quad (3)$$

Si une chute de tension maximale ($V_{DC} - V_f$) de 2,5% (13,5V) est acceptée dans ce condensateur lorsque le transistor commute à cette tension et à ce courant, la valeur minimale de cette capacité serait de 1120nF. Pour cette raison, nous avons décidé de connecter en parallèle 12 composants de 100nF/1kV par module d'alimentation.

5.4. Capacité céramique de mode commun

Une inductance parasite plus faible entraîne une vitesse de commutation plus élevée, et donc des problèmes CEM plus élevés. Pour cette raison, deux condensateurs céramiques sont connectés en série et le point du milieu peut être connecté au point de masse. Cela servirait de condensateurs de mode commun (C_{CM}) pour filtrer le courant de mode commun. Ils réduisent le courant de mode commun dans l'entrée du convertisseur [14], qui doit être conforme aux normes aéronautiques.

Leur valeur optimale est difficile à déterminer car elle dépend fortement de l'impédance en mode commun des différentes parties du système d'entraînement de puissance (que n'est pas connu dans ce travail). Cependant, ils peuvent réduire considérablement le poids total du filtre en mode commun, comme indiqué dans [15].

Ainsi, nous avons décidé de mettre autant de condensateurs que possible dans la surface non occupée dans la carte de puissance. Nous avons un total de 6 condensateurs en parallèle, chacun ayant 1nF/4kV. Ce sont les valeurs trouvées sur le marché pour l'isolation de tension requise.

6. RESULTATS THEORIQUE ET PREMIER PROTOTYPE DEVELOPE

Les courbes de rendement en fonction de la densité de puissance de l'ensemble du convertisseur pour différentes fréquences de commutation et méthodes PWM sont présentées sur la Fig. 12, en considérant uniquement le module SiC HT-3201-R-VB qui donne les pertes minimales et le poids du dissipateur de chaleur. Le poids total comprend les condensateurs, le système de refroidissement, les drivers et les poids des cartes de contrôle. Notez que nous pouvons atteindre une efficacité supérieure à 99% pour une large gamme de densité

de puissance indépendamment de la méthode PWM (la densité de puissance a été calculée sans tenir compte des filtres CEM).

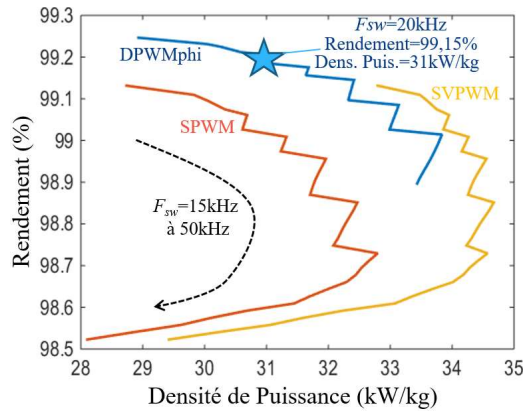


Fig. 12. Rendement versus densité de puissance des solutions conçues, pour différentes fréquences de commutation et méthodes PWM.

Dans le but d'avoir un convertisseur à haut rendement (>99%) et en même temps simple de contrôler numériquement, la solution choisie possède une fréquence de commutation de 20kHz et utilise une méthode PWM discrète (DPWMphi [16]). Cette méthode bloque les commutations pendant 60° synchronisées avec le maximum du courant de sortie, dans le but de minimiser les pertes par commutation. Cette solution, marquée avec une étoile dans la Fig. 12, donne résultat à un noyau de puissance tel que montré à la Fig. 13, avec les condensateurs film optimaux ainsi que les condensateurs céramiques calculés dans la Section 5.

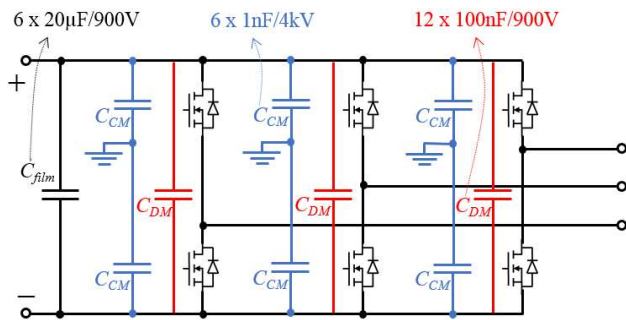


Fig. 13. Circuit du « power core » conçu pour l'onduleur triphasé 540V/70kVA, comportant des condensateurs pour 3 fonctions différentes: filtrage des courants à la fréquence de commutation et harmoniques (C_{film}), condensateurs de découplage (C_{DM}) et condensateurs de filtrage en mode commun (C_{CM}).

7. VALIDATION EXPERIMENTALE DES CALCULS DE PERTES

L'onduleur triphasé dimensionné ci-dessus a été assemblé avec les 3 modules de puissance SiC de référence HT-3201-R-VB, pour validation. Le banc de test expérimental est présenté sur la Fig. 14 et l'onduleur triphasé sur la Fig. 15. La puissance est mesurée en entrée et directement en sortie de chaque phase (sans filtrage), en utilisant un analyseur de puissance à haute bande passante ZES ZIMMER LMG640 ayant une précision maximale de 0,01%. Une charge RL passive triphasée de 1,1Ω et 160μH par phase est connectée à la sortie de l'onduleur. Cette charge a un angle d'impédance de $\varphi = 5^\circ$ à une fréquence fondamentale de 100Hz. Les drivers sont les mêmes utilisés au moment de la caractérisation des modules de puissance, avec une résistance de grille $R_g = 2,5\Omega$.

Les résultats expérimentaux ont été pris de telle sorte à vérifier les calculs de pertes montrés ci-dessus. La charge étant fixe, le courant de sortie et la puissance pourraient être variées en modifiant la valeur de l'indice de modulation. La fréquence de commutation était fixée à 20kHz et 2 méthodes PWM ont été utilisées (SPWM et DPWMphi).

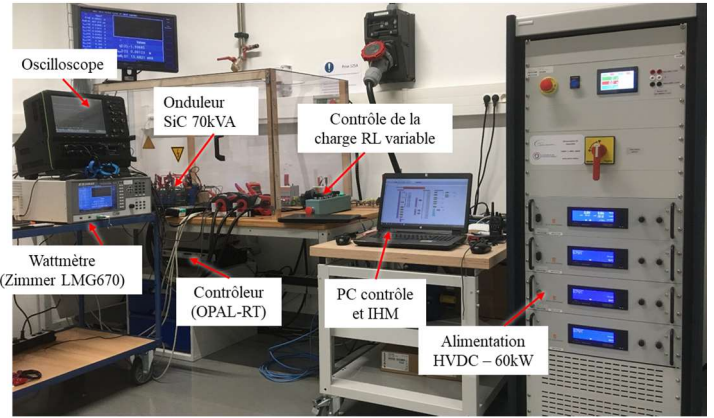


Fig. 14. Montage expérimental pour test de l'onduleur SiC triphasé.

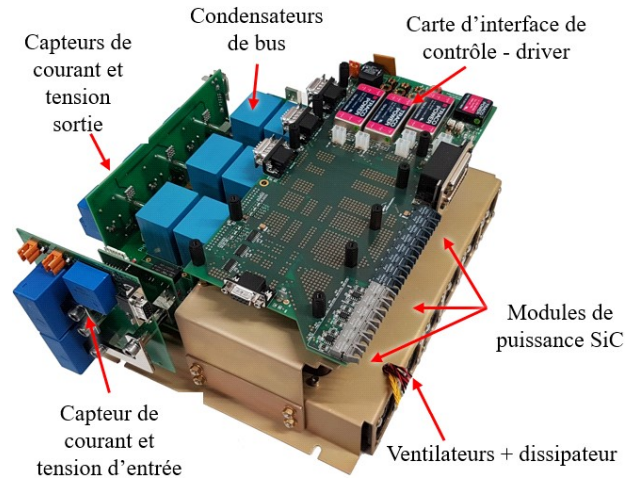


Fig. 15. Convertisseur SiC 540/70kVA assemblé pour validation de la procédure de conception proposée.

Les pertes totales mesurées pour les 2 méthodes PWM, en variant la charge d'environ 2 à 60kW sont montrées dans les lignes pointillées de la Fig. 16a. Ces résultats confirment que les méthodes PWM discrètes, comme le DPWMphi, réduisent les pertes de l'onduleur SiC. Ces pertes sont réduites d'environ 24% (de 487 à 367W), comparées aux méthodes classiques SPWM ou SVPWM, à la puissance nominale de 56kW. Évidemment, plus la fréquence de découpage est importante, plus les méthodes PWM discrets sont avantageuses.

Pour vérifier la méthode de calcul de pertes, les pertes totales du convertisseur ont été calculées (pertes dans les semiconducteurs plus pertes dans condensateurs du bus) en utilisant les données de caractérisation des modules de puissance SiC. Ces pertes sont plotées dans la Fig. 16a en lignes continues. Noter que, la différence maximale entre les pertes calculées et mesurées, pour tous les niveaux de puissances et toutes les méthodes PWM, sont au maximum 10%. Cela montre la précision de la méthode de calcul de pertes et l'exactitude des modèles et routines de conception développés.

En Fig. 16b, le rendement mesuré du convertisseur est ploté pour toute la variation des paramètres de la Fig. 16a. Indépendamment de la méthode PWM, le rendement est plus élevé que l'objectif de 99% à la valeur de puissance nominale (56kW ou 70kVA). Avec la méthode DPWMphi, le rendement est proche de 99,4% à puissance de sortie nominale ce qui confirme l'intérêt de l'utilisation des composants SiC pour la maximisation du rendement des onduleurs pour les applications aéronautiques.

Bien que le rendement soit proche de celui calculé et supérieur à l'objectif, cette première version du démonstrateur n'a pas atteint la valeur de densité de puissance estimée (30kW/kg). Cela est due au fait que les capteurs, les drivers, le

busbar et le dissipateur utilisés dans la version 1 ne sont pas les objets optimisés, comme le montre le Tableau 3, où nous affichons les poids estimés/calculés des différentes parties du convertisseur optimisé et ceux mesurés de la version 1.

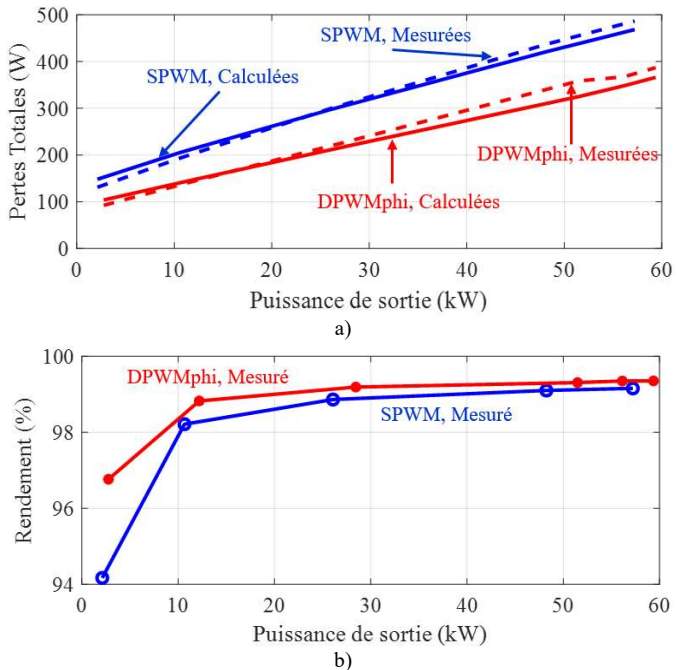


Fig. 16. a) Pertes totales mesurées (lignes pointillées) et calculées (lignes continue) et b) rendement mesuré de l'onduleur triphasé à base de composants SiC pour différentes puissance de sortie et méthodes PWM. Les paramètres fixes sont $F_{sw}=20\text{kHz}$, $F_{sin}=100\text{Hz}$, $R_g=2,5\Omega$ et $V_{DC}=540\text{V}$.

Tableau 3. Comparaison des poids des différentes partie de l'onduleur SiC, calculés et mesurés sur convertisseur fabriqué.

Partie du convertisseur	Optimisé (Calculé)	Version 1 (Mesuré)
Drivers	0,150 kg	0,210 kg
Capteurs	0,182 kg	0,774 kg
Carte de contrôle/commande	0,030 kg	---
Carte d'interface	0,050 kg	0,419 kg
Carte de Puissance (Busbar)	0,342 kg	0,800 kg
Condensateur de bus	0,424 kg	0,505 kg
Modules SiC	0,537 kg	2,240 kg
Dissipateur	0,678 kg	
Ventilateurs	Inclus	0,186 kg
Extra (connecteurs, capacités, résistances, ...)	0,239 kg	---
Châssis métallique	Pas comptabilisé	0,875 kg
Total du convertisseur	2,393 kg	6,013 kg
Densité de puissance totale	30 kW/kg	13,6 kW/kg

8. CONCLUSIONS

Cet article a présenté en détail la procédure de conception d'un onduleur triphasé 70kVA ayant comme but un rendement de 99% et une densité de puissance supérieure à 15kW/kg (aucun filtre CEM n'est inclus). Pour cela, différents modules de puissance ont été évalués pour minimiser le poids et les pertes de l'onduleur. Nous avons montré que l'évaluation de pertes des semiconducteurs calculées en utilisant des données de datasheet peut causer, pour le module de puissance SiC choisi, une surestimation d'environ 20% si comparées avec le calcul utilisant des données de caractérisation dynamique précise montré dans ce travail.

Le système de refroidissement a été optimisé sur la base d'un calcul analytique de transfert de chaleur en 3D, en variant plusieurs paramètres géométriques du dissipateur et des ventilateurs. Une analyse précise de la sélection optimale des différents condensateurs de bus (mode-différentiel en film et céramique, et mode-commun en céramique) basée sur les pertes et l'ondulation de tension a été présentée.

Les résultats d'optimisation du convertisseur ont montré que les objectifs de densité de puissance et de rendement pourraient être facilement atteints. Un convertisseur a été assemblé pour la validation des calculs de pertes. Des résultats expérimentaux démontrent la précision des calculs effectués et des rendements à puissance nominale de l'ordre de 99,4%. Le niveau de densité de puissance du premier prototype est nettement plus faible que celui sortant de l'optimisation. Ce niveaux de densité de puissance pourrait être atteint dans la deuxième version du convertisseur qui sera fabriquée, où chaque partie optimisée sera incluse dans le prototype.

9. REFERENCES

- [1] B. Sarlioglu, C.T. Morris, "More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft," IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 1, no.1, pp.54-64, June 2015A.
- [2] R.T. Naayagi, "A review of more electric aircraft technology," International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS), pp.750-753, April 2013.
- [3] M. Todeschi, "EMAs for flight controls actuation system 2012 status and perspectives," Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, Toulouse France. June 2012.
- [4] X. Roboam, B. Sareni, A. De Andrade, "More electricity in the air: Toward optimized electrical networks embedded in more-electrical aircraft," IEEE industrial electronics magazine 6 (4), 6-17.
- [5] A. Hilal, B. Cougo and T. Meynard, "Characterization of High Power SiC Modules for More Electrical Aircrafts," IECON 2016 (42nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society), Oct. 24 - 27, 2016, Firenze, Italy.
- [6] H. H. Sathler, L. Nagano, B. Cougo, F. Costa, D. Labrousse, "Impact of multilevel converters on EMC filter weight of a 70 kVA power drive system for More Electrical Aircraft," CIPS 2020.
- [7] V. Dos Santos, B. Cougo, B. Sareni, N. Roux, B. Revol and J.-P. Carayon "Trade-off between Losses and EMI Issues in Three-Phase SiC Inverters for Aircraft Applications," EMC 2017 (Electromagnetic Compatibility, Signal and Power Integrity), Aug. 7 - 11, 2017, Washington, USA.
- [8] H. Hoffmann, B. Cougo, J.P. Carayon, "Differential mode input filter design for three-phase inverters used in aircraft applications," MEA 2019, Toulouse, France. Feb. 2019.
- [9] B. Cougo, L. Morais and R. Riva, "Influence de méthodes PWM sur le cyclage thermique des semiconducteurs d'un onduleur SiC triphasé 15kVA," Symposium de Génie Electrique – SGE. Nancy, France, 2018
- [10] A. Castelan, B. Cougo, S. Dutour and T. Meynard, "3D Analytical Modelling of Sink Heat Distribution for Fast Optimisation of Power Converters," ELECTRIMACS 2017, July 4 - 6, 2017, Toulouse, France.
- [11] H. Sathler and B. Cougo, "Improvement of the Modified Opposition Method used for accurate switching energy estimation of WBG transistors," 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications - WiPDA, Santa Ana Pueblo, NM, USA, Oct. 2017.
- [12] E. Hoene, A. Ostmann and C. Marczok, "Packaging Very Fast Switching Semiconductors," CIPS 2014, Nuremberg, Germany, 2014.
- [13] M. Meisser, D. Hamilton, P. Mawby, "DBC-based low-inductive SiC modules for high frequency operation," CIPS 2014, Nuremberg, Germany, 2014.
- [14] R. Robutel et al., "Design and Implementation of Integrated Common Mode Capacitors for SiC-JFET Inverters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 7, pp. 3625-3636, July 2014.
- [15] V. Dos Santos, "Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique : Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM", Ph.D. Thesis. INP Toulouse, 2018.
- [16] H. Tran Duc, B. Cougo and G. Segond, "Loss reduction of WBG inverter by PWM techniques for the motion control of PMSM," IEEE International Future Energy Electronics Conference - IFEEC. Nov. 2019.