

Méthode sous-optimale de commande des transistors Grand Gap dans un convertisseur DC/DC réversible isolé

Bernardo Cougo, Henri Schneider

LAAS. 7, avenue du Colonel Roche. 31400 Toulouse, France. bcougofr@laas.fr, hschneid@laas.fr

RESUME - De nombreux travaux cherchent à améliorer les performances des convertisseurs d'énergie électrique embarqués à bord des futurs avions. Les transistors à base de carbure de silicium (SiC) et nitrure de gallium (GaN), qui peuvent commuter plus rapidement que leurs homologues à base de silicium, offrent, dans ce cadre, des perspectives intéressantes. Cet article présente l'étude d'un convertisseur DC/DC Bidirectionnel Isolé (appelé Dual Active Bridge, DAB) qui fera l'interface entre les bus de tension continue 28V et 540V des avions du futur. Les trois degrés de liberté qu'offre ce type de convertisseur permettent la minimisation des pertes dans les semiconducteurs aux prix d'une commande très complexe. Nous présentons ici une méthode plus simple mais qui permet une forte réduction des pertes dans les semiconducteurs.

Mots-clés— Transistors Grand Gap, SiC, GaN, Dual Active Bridge, Convertisseur DC/DC Réversible Isolé, Commande Optimale, Réduction de Pertes.

1. INTRODUCTION

Sur les réseaux de bord continus des avions du futur, la fonction de conversion DC/DC isolée et réversible est primordiale. Celle-ci permet d'échanger de l'énergie électrique entre deux réseaux qui ont des niveaux de tension différents. Dans le cas des avions modernes ces deux réseaux ont des tensions nominales de 28V (bus LVDC) et de 540V (bus HVDC). Plusieurs convertisseurs peuvent exécuter cette fonction, cependant des études [1] montrent que le convertisseur Dual Active Bridge (DAB) est celui qui présente la meilleure caractéristique « rendement versus densité de puissance ».

Le convertisseur DAB est utilisé dans plusieurs applications DC-DC isolées réversibles comme dans les automobiles [2] ou les smart grids [3-6]. Cette topologie de convertisseur fait l'objet de notre étude et est présentée au chapitre 2.

Afin de diminuer la taille des filtres passifs et des transformateurs de ces convertisseurs, il est intéressant d'augmenter les fréquences de découpage. L'augmentation de la fréquence de découpage est aujourd'hui possible par l'utilisation des nouvelles technologies de semiconducteurs, notamment les transistors en carbure de silicium (SiC) et en nitrure de gallium (GaN). Pour le dimensionnement des convertisseurs, il est nécessaire de connaître les pertes en

commutation (au blocage et à l'amorçage séparément) ainsi qu'en conduction de ces nouveaux composants. La méthode de mesure précise des énergies de commutation de ces composants est montrée en [7,8] et les résultats pour les composants SiC et GaN utilisés pour notre étude sont montrés dans le chapitre 3. Avec ces résultats, une méthode de commande du convertisseur peut être développée dans le but de minimiser les pertes dans les transistors. La commande optimale du point de vu de la réduction de pertes reste difficile à implanter. La méthode présentée ici permet de maintenir les pertes à un faible niveau tout en favorisant l'implémentation.

2. LE CONVERTISSEUR DUAL ACTIVE BRIDGE

Le convertisseur choisi pour assurer la transmission de l'énergie électrique du bus DC haute tension 540V (appelé ici HVDC) au bus DC basse tension 28V (appelé ici LVDC) est le Dual Active Bridge (DAB) et son schéma est montré figure 1. La puissance nominale du convertisseur est de 2kW et la fréquence de découpage est fixée à 200kHz pour réduire la taille du transformateur et des filtres associés.

Un transformateur haute fréquence est inséré entre deux ponts complets pour assurer, d'une part, l'isolation galvanique entre les deux côtés du convertisseur, et d'autre part, l'adaptation des tensions qui seront appliquées à l'inductance L_{LV} . Cette inductance va « limiter » le courant qui circule dans le transformateur lorsque les tensions en sortie de chaque pont sont différentes.

Ce convertisseur est particulièrement intéressant étant donné qu'il a deux ponts complets indépendants. De ce fait, le système possède 3 degrés de liberté donnés par la commande :

- 1 - le rapport cyclique du côté de la basse tension, D_{LV} .
- 2 - le rapport cyclique du côté de la haute tension, D_{HV} .
- 3 - le déphasage entre le fondamental des tensions (V_{LV} et V_{HV}) à la sortie de chaque pont complet, φ .

Ces trois degrés de liberté sont définis figure 2. Ils peuvent être utilisés non seulement pour imposer une puissance transférée d'un côté vers l'autre, mais aussi pour définir deux autres variables dans le système, telles que la valeur du courant RMS qui circule dans le transformateur ou les courants commutés par les interrupteurs. Ainsi, on peut modifier ces

trois variables pour avoir, par exemple, des commutations douces à zéro de tension (ZVS) ou à zéro courant (ZCS).

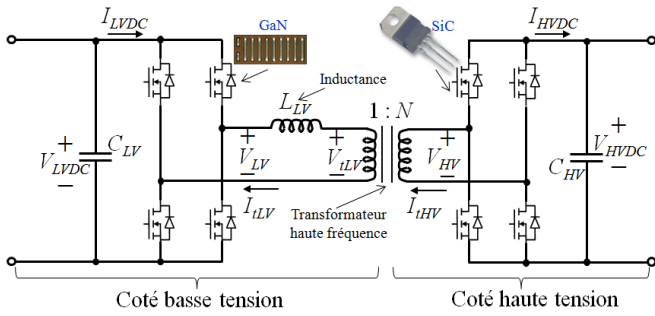


Fig.1 Convertisseur DC/DC réversible isolé, Dual Active Bridge (DAB).

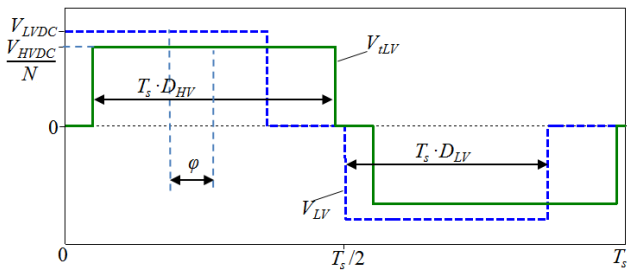


Fig.2 Tensions à la sortie des ponts du convertisseur DAB, définition des rapports cycliques et déphasage.

Sur la figure 1, la tension V_{LV} , appliquée au côté gauche de l'inductance L_{LV} par le pont complet du côté LV, est une tension 3 niveaux avec rapport cyclique D_{LV} , comme montrée figure 2. Le pont complet du côté HV impose également une tension 3 niveaux avec un rapport cyclique D_{HV} qui est ramenée côté droit de l'inductance L_{LV} avec un rapport de transformation N , $V_{iLV} = V_{HV}/N$.

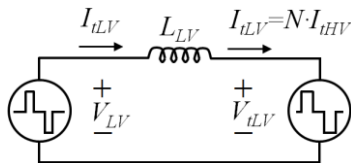


Fig.3 Circuit équivalent simplifié d'un convertisseur DAB, référencé côté LV.

Le courant qui circule dans l'inductance L_{LV} et aussi du côté gauche du transformateur est

$$I_{iLV} = \frac{1}{L_{LV}} \int (V_{LV} - V_{iLV}) dt \quad (1)$$

La puissance transférée dans le circuit peut être calculée par :

$$P_t = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (V_{LV} \cdot I_{iLV}) dt \quad (2)$$

où T_s est la valeur de la période de découpage du système.

Avec ces deux équations, on peut calculer les courants qui circulent dans le transformateur et dans l'inductance et la puissance transférée pour n'importe quels rapports cycliques et déphasages donnés. Avec cela, on détermine aussi les courants efficaces dans les transistors et leurs pertes en conduction et aussi à quel courant ils commutent, ce qui nous permet de calculer les pertes en commutation si la variation des énergies de commutations avec le courant est connue pour les transistors utilisés.

Noter que si ϕ est positif, l'énergie est transférée du côté basse tension vers le côté haute tension. Si ϕ est négatif, l'énergie est transférée du côté haute tension vers le côté basse tension.

2.1 Définition d'une commande sous-optimale

Il serait possible d'utiliser les trois degrés de liberté (ϕ , D_{LV} , D_{HV}) pour définir une commande optimale qui réduise le ou les critères importants pour la conception du convertisseur. Ces critères peuvent être la minimisation des pertes dans les transistors, des pertes dans les composants magnétiques, des pertes totales du convertisseur, du volume total, du poids total ou même le coût du convertisseur. Cependant, la variation de ϕ , D_{LV} et D_{HV} par rapport à la puissance transférée est généralement non-linéaire et le contrôle de la puissance transférée par trois variables de contrôle non-linéaires se montre extrêmement difficile et potentiellement instable.

Nous proposons ici une solution qui simplifie le problème de commande en fixant les deux rapports cycliques et en utilisant le seul déphasage comme variable de réglage. Cette commande, appelée « phase-shift », est peut-être moins performante mais sûrement plus facile à mettre en œuvre. Pour optimiser le dimensionnement dans ces conditions nous utiliserons le rapport de transformation du transformateur comme variable d'ajustement.

Etant donné la haute fréquence de commutation, le critère prépondérant pour notre étude est la réduction des pertes dans les semiconducteurs afin de limiter le refroidissement du convertisseur à un simple radiateur à air sans ventilateur. Pour cette raison nous avons adopté une modulation « phase shift » qui, associée aux caractéristiques de commutation des composants et à la possibilité de variation du rapport de transformation du transformateur, nous permettra de minimiser les pertes dans le semiconducteur. Ceci se fera en garantissant des commutations à zéro de tension (ZVS) des composants SiC pour une grande plage de fonctionnement du convertisseur.

2.2 La modulation « phase-shift » (ZVS)

Ce type de modulation est la plus classique et la plus utilisée dans l'industrie, ainsi que dans la littérature. Les rapports cycliques des deux côtés sont fixés à 0,5 et le déphasage ϕ entre les tensions imposées par les deux ponts est utilisé pour le réglage de la puissance transférée.

Un exemple des tensions des deux côtés de l'inductance L_{LV} et du courant sur cette inductance est montré Fig. 4.

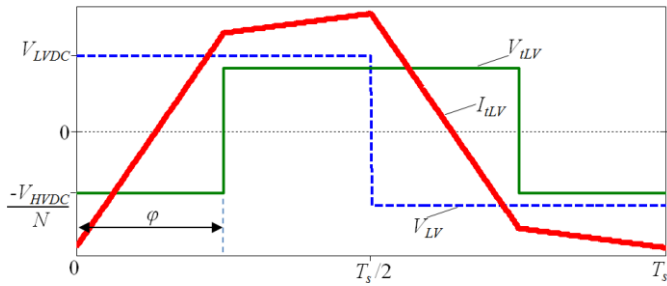


Fig. 4 Tensions et courant du convertisseur DAB pour la modulation « Phase-Shift ».

Par l'analyse d'un cycle de fonctionnement, on peut déduire l'expression de la puissance transférée

$$P_t = \frac{V_{HVDC} \cdot V_{LVDC} \cdot \varphi \cdot (\pi - |\varphi|)}{2 \cdot \pi^2 \cdot N \cdot L_{LV} \cdot f_s} \quad (3)$$

où f_s est la fréquence de découpage du circuit.

La variation de la puissance transférée normalisée (ratio sur la puissance transférée maximale), en fonction du déphasage entre les tensions découpees, et la variation du courant efficace (I_{LVrms}) dans le transformateur (pour une configuration de circuit donnée) sont montrées Fig. 5.

La puissance transférée est toujours maximale quand le déphasage est égal à 90° .

A partir de cet angle, la puissance transférée diminue avec l'augmentation de l'angle, bien que le courant circulant dans le transformateur augmente. Cela veut dire que la puissance réactive dans le système augmente toujours avec l'augmentation du déphasage. Il est donc judicieux de commander le circuit de telle façon que l'angle de déphasage soit toujours entre 0° et 90° .

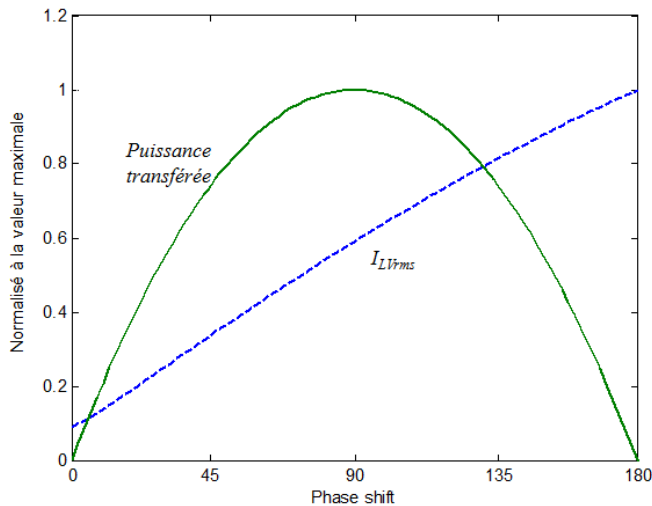


Fig. 5 Puissance transférée et courant efficace dans l'inductance en fonction du déphasage entre les tensions découpees (modulation « Phase-Shift »)

L'analyse du circuit montre que, pour une grande plage de paramètres du système et pour une grande plage de fonctionnement du convertisseur, les transistors des deux ponts travaillent en ZVS. Les transistors sont amorcés seulement après que le courant passe par les diodes en « anti-parallèle » correspondantes. Cela veut dire que l'amorçage se passe à tension presque nulle (en fait, à tension directe de la diode), et pour cela ce type de commutation est appelé « commutation douce », ou Zero Voltage Switching (ZVS). Ce type de commutation génère des pertes en commutation très faibles sur des composants MOSFET, ce qui est une bonne option pour les applications haute fréquence.

3. LES COMPOSANTS GRAND GAP

Le bus HVDC possède une tension nominale de 540V, ainsi des transistors grand gap en carbure de silicium avec tension de rupture 1200V peuvent être utilisés. Nous utilisons ici le composant MOSFET CMF20120D de chez CREE, qui a une résistance à l'état passant de $80m\Omega$ à $25^\circ C$. Côté LVDC, la tension nominale est de 28V. Nous utilisons des transistors GaN FET EPC2001 de chez EPC. La tension de rupture est de 100V et la résistance à l'état passant de $5,6m\Omega$ à $25^\circ C$. Pour pouvoir conduire le courant nécessaire à un convertisseur de 2kW, plusieurs composants EPC2001 sont mis directement en parallèle ou des ponts complets à base de ces composants doivent être mis en parallèle.

Connaitre précisément les énergies de commutations de ces composants aux tensions spécifiques de 540V pour le SiC et de 28V pour le GaN est une tâche difficile, mais nécessaire pour rechercher la meilleure stratégie de commande du convertisseur. La caractérisation des pertes par commutation de ce composant SiC est montrée en [7] tandis qu'en [8] le même est fait pour différentes configurations de la mise en parallèle des composants GaN. Les résultats des énergies de commutation au blocage et à l'amorçage mesurées en [7,8] sont montrés figure 6.

Les courbes de la figure 6 montrent que ces deux composants grand gap ont des énergies de commutation qui sont faibles par rapport à leur homologues en silicium. Par contre on peut voir que les pertes en amorçage sont beaucoup plus importantes que les pertes au blocage. Cet écart est plus important pour le composant SiC que pour le composant GaN. La capacité parasite de sortie mise en jeu lors de cette commutation est en effet plus importante pour le SiC que pour le GaN (proportionnellement à la tension de rupture de chaque composant).

4. CHOIX DU RAPPORT DE TRANSFORMATION POUR MINIMISER LES PERTES SEMICONDUCTEURS

Nous avons adopté la modulation « Phase-shift ». Dans cette modulation, Il est possible de varier le courant commuté, et donc les pertes dans les composants, en faisant varier le rapport de transformation du transformateur.

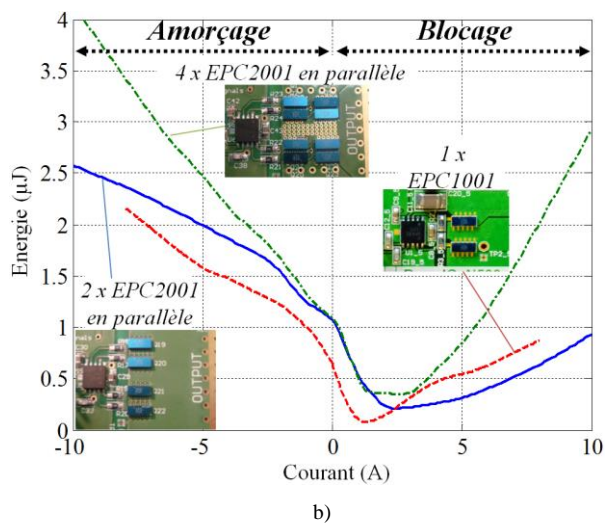
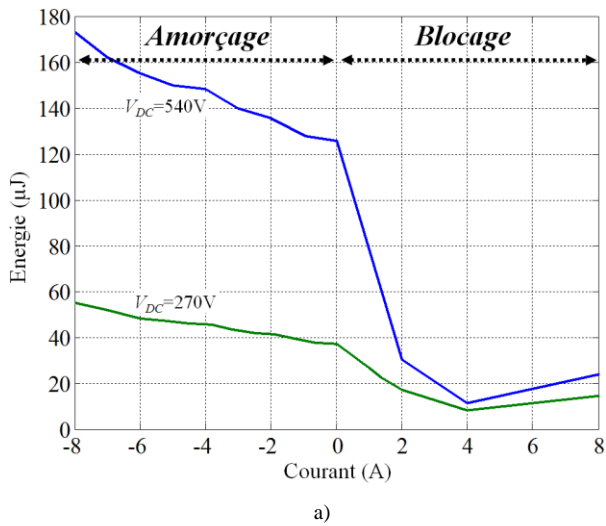


Fig. 6 Energies de commutation du transistor a) MOSFET SiC CMF20120D commutant 270 et 540V et b) GaN FET EPC2001 commutant 28V. En b) les énergies sont mesurées pour 3 configurations différentes constituées de 1, 2 ou 4 composants GaN mis directement en parallèle.

Les tableaux ci-dessous présentent les calculs des valeurs des courants RMS, des courants commutés des deux côtés du transformateur (respectivement I_{LVrms} et I_{HVrms}), et la valeur de l'inductance L_{LV} . Tableau 1, les valeurs sont calculées pour une puissance transférée de 2kW (puissance nominale) pour un déphasage maximal de 90° , une fréquence de découpage de 200kHz et pour différents rapports de transformations ($N=14, 15, \dots, 23$). Tableau 2, les paramètres sont les mêmes mais ils sont calculés de telle sorte que la puissance nominale de 2kW soit atteinte pour un déphasage de 45° .

La comparaison des 2 tableaux montre que les courants efficaces et les courants commutés sont plus faibles si le système est dimensionné pour transférer la puissance de 2kW pour un déphasage de 45° au lieu de 90° . Cela s'explique par le fait qu'à 45° , il y a moins de puissance réactive qui circule dans le système, donc, moins de courant réactif et moins de courant commuté.

Tableau 1. Variation des valeurs des courants efficaces dans le transformateur, inductance L_{LV} et courants commutés des côtés basse et haute tension dans un convertisseur DAB 540V/28V, fréquence de commutation à 200kHz et qui transfère 2kW avec un angle de déphasage égal à 90° . Modulation « Phase-shift ».

N (rapport de transformation)	I_{LVrms} (A)	I_{HVrms} (A)	I_{LV} commuté (A)	I_{HV} commuté (A)	L_{LV} (μ H)
14	101,92	7,28	103,77	10,20	0,34
15	104,49	6,97	111,16	9,52	0,32
16	107,17	6,70	118,56	8,93	0,30
17	109,95	6,47	125,95	8,40	0,28
18	112,82	6,27	133,35	7,94	0,26
19	115,78	6,09	140,74	7,52	0,25
20	118,82	5,94	148,14	7,14	0,24
21	121,94	5,81	155,54	6,80	0,23
22	125,12	5,69	162,93	6,49	0,21
23	128,37	5,58	170,33	6,21	0,21

Tableau 2. Variation des valeurs des courants efficaces dans le transformateur, inductance L_{LV} et courants commutés des côtés basse et haute tension dans un convertisseur DAB 540V/28V, fréquence de commutation à 200kHz et qui transfère 2kW avec un angle de déphasage égal à 90° . Modulation « Phase-shift ».

N (rapport de transformation)	I_{LVrms} (A)	I_{HVrms} (A)	I_{LV} commuté (A)	I_{HV} commuté (A)	L_{LV} (μ H)
14	79,97	5,71	43,12	8,67	0,25
15	80,47	5,37	52,98	7,76	0,24
16	81,37	5,09	62,84	6,97	0,22
17	82,66	4,86	72,70	6,27	0,21
18	84,31	4,68	82,56	5,64	0,20
19	86,31	4,54	92,42	5,09	0,19
20	88,63	4,43	102,28	4,59	0,18
21	91,25	4,35	112,14	4,13	0,17
22	94,14	4,28	122,00	3,72	0,16
23	97,28	4,23	131,86	3,34	0,15

On peut noter que plus le rapport de transformation est important, plus important est le courant efficace côté basse tension (I_{LVrms}) mais plus faible est le courant efficace du côté haute tension (I_{HVrms}) ainsi que l'inductance nécessaire.

Pour minimiser les pertes dans les transistors, on peut faire varier le rapport de transformation N du transformateur, ce qui modifie les courants commutés par les ponts des deux côtés du convertisseur comme vu aux tableaux 1 et 2. En regardant les énergies de commutations des composants SiC et GaN montrées figure 6, on observe que le rapport N optimal pour minimiser les pertes de commutation est celui qui fera bloquer aux transistors SiC des courants plus importants que 2A (voir figure 6a) et qui fera commuter aux transistors GaN de faibles courants (à l'amorçage ou au blocage, voir figure 6b). Cela réduira les pertes par commutation.

La variation des pertes en conduction, des pertes par commutation et des pertes totales dans les 4 transistors SiC du pont complet du côté haute tension, en fonction de la puissance transférée et du rapport de transformation N du transformateur

est montrée figure 7. De même figure 8 pour les 32 transistors GaN du pont complet du côté basse tension. Dans ces deux figures, la puissance maximale (2kW) est transférée pour un déphasage φ égal à 45° .

La figure 7 montre que les pertes en conduction des transistors SiC sont faibles par rapport aux pertes en commutation. Les pertes en commutation sont particulièrement importantes à rapport N important et à faible puissance transférée. En effet, les composants commutent alors un courant inférieur à 2A ce qui augmente les pertes lors de la commutation (voir Fig. 6a).

Le rapport de transformation qui minimise les pertes totales est égal à 15. Dans ce cas, les transistors SiC travaillent en commutation douce pour toute la plage de puissance transférée.

Concernant les transistors GaN, la figure 8 montre que les pertes en conduction des transistors GaN sont du même ordre de grandeur que les pertes par commutation. Les pertes par commutation sont importantes à rapport N faible et à faible puissance transférée, dans ce cas les transistors ne fonctionnent pas en commutation douce. A fort rapport N et forte puissance transférée, les pertes sont également importantes car, dans ce cas, le courant commuté est très important. Le rapport de transformation optimale par rapport aux composants GaN est égal à 14.

Il apparait que le rapport de transformation qui réduit les pertes maximales dans les ponts complets des deux côtés, et par conséquent, celui qui réduit la taille et poids des dissipateurs nécessaires pour refroidir les transistors, est égal à 15. Dans ce cas, les pertes maximales des côtés haute et basse tension sont, respectivement, 24 et 18W au point de fonctionnement nominale ($P_r=2kW$). A ce point, les pertes dans les semiconducteurs représentent seulement 2,1% de la puissance transférée.

5. CONCLUSION

Les nouvelles technologies de semiconducteurs grand gap (SiC et GaN), permettent une augmentation de la densité de puissance et du rendement des convertisseurs de puissance pour les applications aéronautiques. Cet article a présenté un convertisseur Dual Active Bridge entièrement composé de transistors MOSFET SiC et FET GaN pour le transfert de puissance réversible et isolé entre les bus DC haute et basse tension des avions du futur.

Une caractérisation fine des commutations de ces composants a permis de définir une commande optimale du point de vue des pertes sur les transistors en utilisant une seule variable de commande. L'optimisation des pertes dans les composants est obtenue en ajustant le rapport de transformation du transformateur. Nous avons démontré qu'il était préférable de choisir un rapport de transformation N de 15 au lieu de 19 (valeur entière la plus proche du rapport des tensions de bus 540/28) ce qui est utilisé dans une structure classique pour minimiser les pertes par conduction dans les transistors et dans les composants passifs. On prédéfinit ainsi les courants commutés même à faible puissance, ce qui permet de limiter les pertes dans les composants sur toute la plage d'utilisation.

Dans cette configuration, le convertisseur a des pertes totales dans les transistors de l'ordre de 2% de la puissance transférée en fonctionnement nominale, ce qui est faible pour un convertisseur de 2kW avec 2 étages de conversion et commutant à une fréquence de 200kHz.

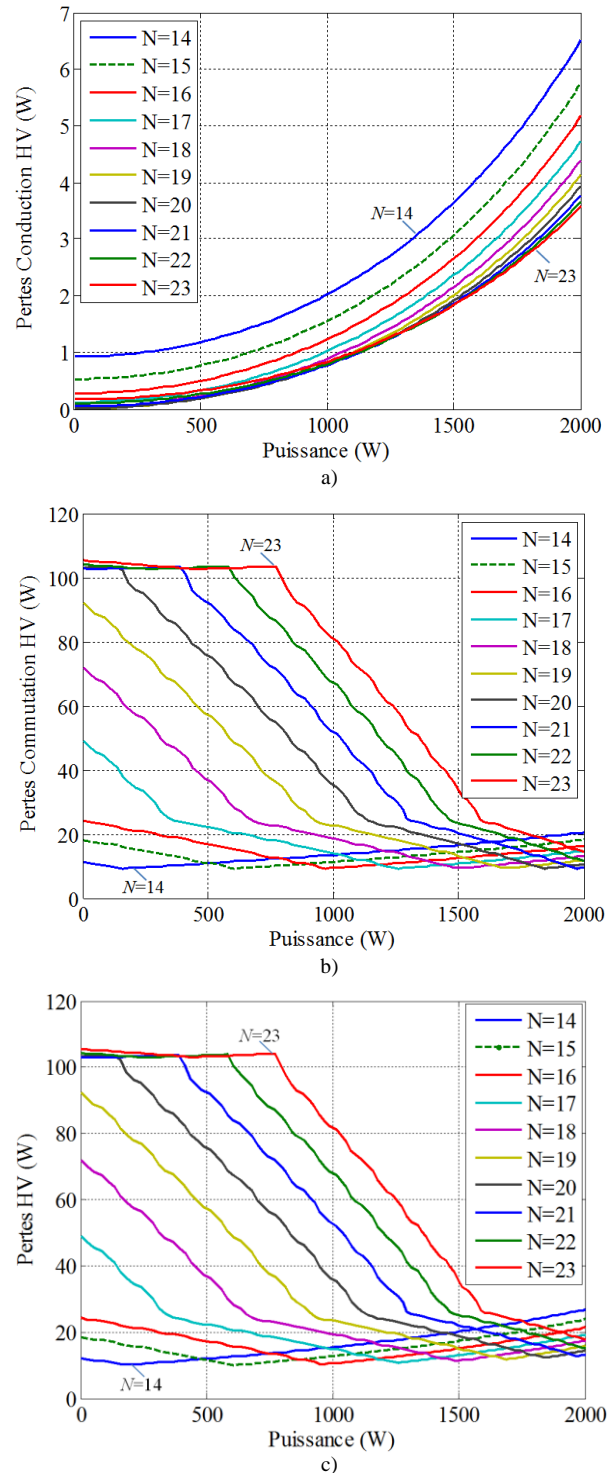
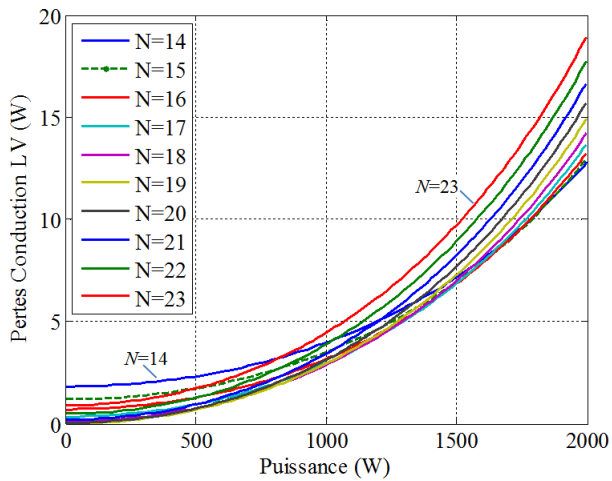
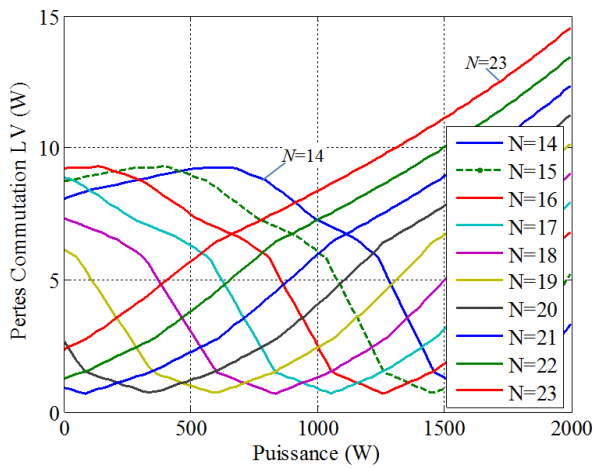


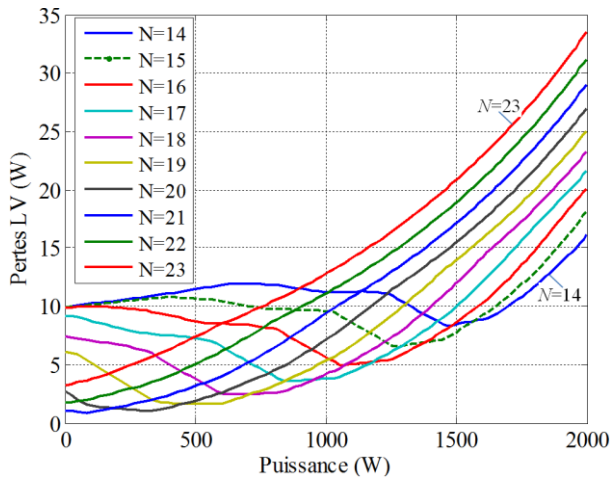
Fig. 7 Pertes en a) conduction, b) commutation et c) totales dans les 4 transistors SiC du pont complet du côté haute tension, pour toute la plage de puissance transférée, pour un déphasage maximal de 45° et pour différents rapports de transformation N . Le rapport de transformation $N=15$ est celui qui minimise les pertes dans les transistors du convertisseur.



a)



b)



c)

Fig. 8 Pertes en a) conduction, b) commutation et c) totales dans les 32 transistors GaN du pont complet du côté basse tension, pour toute la plage de puissance transférée, pour un déphasage maximal de 45° et pour différents rapports de transformation N . Le rapport de transformation $N=14$ est celui qui minimise les pertes dans les transistors du convertisseur.

6. REMERCIEMENTS

Les auteurs remercient l'Union Européenne et le projet AEROSAT pour le financement de ces travaux.

7. REFERENCES

- [1] F. Krismer, « Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies », Thèse de Doctorat, 2011, ETH-Zurich, Zurich (Suisse).
- [2] F. Krismer, J. W. Kolar, « Accurate Small-Signal Model for an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge Converter », *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Aug. 2008.
- [3] A. K. Tripathi, K. Hatua, H. Mirzaee, S. Bhattacharya, « A three-phase three winding topology for Dual Active Bridge and its D-Q mode control », *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp.1368-1372, Orlando, USA, Feb. 2012
- [4] R. A. Friedemann, F. Krismer, J. W. Kolar, « Design of a Minimum Weight Dual Active Bridge Converter for an Airborne Wind Turbine System », *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 509-516, Orlando, USA, Feb. 2012.
- [5] G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis, J. W. Kolar, « 1 megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications », *International Power Electronics Conference (IPEC)*, pp. 3212 – 3219, Sapporo, Japan, June 2010.
- [6] B. Cougo, J. W. Kolar, G. Ortiz, « Strategies to reduce copper losses in connections of medium-frequency high-current converters », *IEEE IECON*, pp. 1602-1607, Nov. 2011.
- [7] B. Cougo, H. Schneider, « Accurate Switching Energy Estimation of Wide Bandgap Devices Used in Converters for Aircraft Applications », 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013, Lille (France).
- [8] B. Cougo, J. Brandelero, H. Schneider, T. Meynard, « Accurate switching energy estimation of parallel eGaN FETs for modern aircraft applications », 1st IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WIPDA), 2013, Columbus (USA).