



**HAL**  
open science

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

Bernardo Cougo, Henri Schneider

► **To cite this version:**

Bernardo Cougo, Henri Schneider. Méthode sous-optimale de commande des transistors Grand Gap dans un convertisseur DC/DC réversible isolé. Symposium de Génie Électrique 2014, Jul 2014, Cachan, France. hal-01065286

**HAL Id: hal-01065286**

**<https://hal.science/hal-01065286>**

Submitted on 18 Sep 2014

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Méthode simplifiée 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-CLES** – Transistors Grand Gap, SiC, GaN, Dual Active Bridge, Convertisseur DC/DC Réversible Isolé, Commande Optimale, Réduction de Pertes.

## 1. Introduction

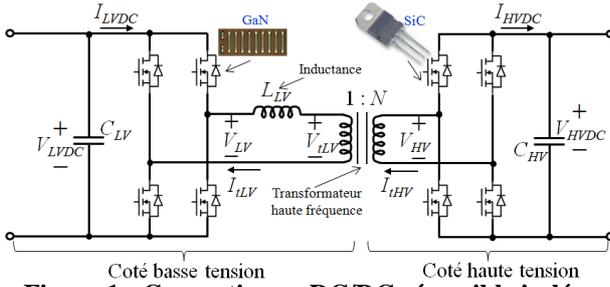
Sur les réseaux de bord continus des avions du futur, la fonction de conversions DC/DC isolée et réversible est primordiale. Celle-ci permet d'échanger de l'énergie électrique entre deux réseaux qui ont des niveaux de tension différents. Dans le cas des avions modernes ces deux réseaux ont des tensions 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 ». 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 récemment introduites dans le marché, 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 [2,3] et ses 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 vue de la réduction de pertes reste difficile à implanter. La méthode présentée au chapitre 4 permet de maintenir les pertes à un faible niveau tout en étant facile à réaliser.

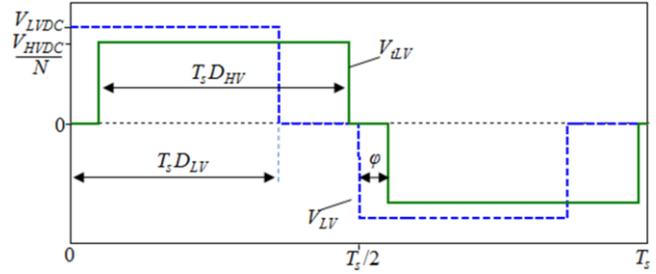
## 2. Le Convertisseur Dual Active Bridge

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 dans la figure 1. La puissance transférée par le convertisseur est choisie à 2kW et la fréquence de découpage 200kHz pour réduire la taille du transformateur et des filtres associés.

Il est composé par deux ponts complets, chacun avec sa capacité de découplage ( $C_{LV}$  et  $C_{HV}$ ). Un transformateur haute fréquence est inséré entre ces deux ponts 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.



**Figure 1 : Convertisseur DC/DC réversible isolé, Dual Active Bridge (DAB)**



**Figure 2 : Tensions à la sortie des ponts du convertisseur DAB, définition des rapports cycliques et déphasage**

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

- 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 les tensions ( $V_{LV}$  et  $V_{HV}$ ) à la sortie de chaque pont complet,  $\varphi$ .

Ces 3 degrés de liberté sont définis sur la 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 3 variables pour avoir, par exemple, des commutations douces à zéro de tension (ZVS) ou à zéro courant (ZCS).

## 2.1 Les Stratégies de Commande

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 sur la figure 3. 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  $N$ ,  $V_{tLV} = V_{HV}/N$ .

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

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

La puissance transférée dans le circuit peut être calculée par :

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

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

Avec ces 2 équations ci-dessus, 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.

## 2.2 Les Compromis pour la Conception du Convertisseur

Pour évaluer la qualité d'une stratégie de commande, deux critères principaux doivent être considérés :

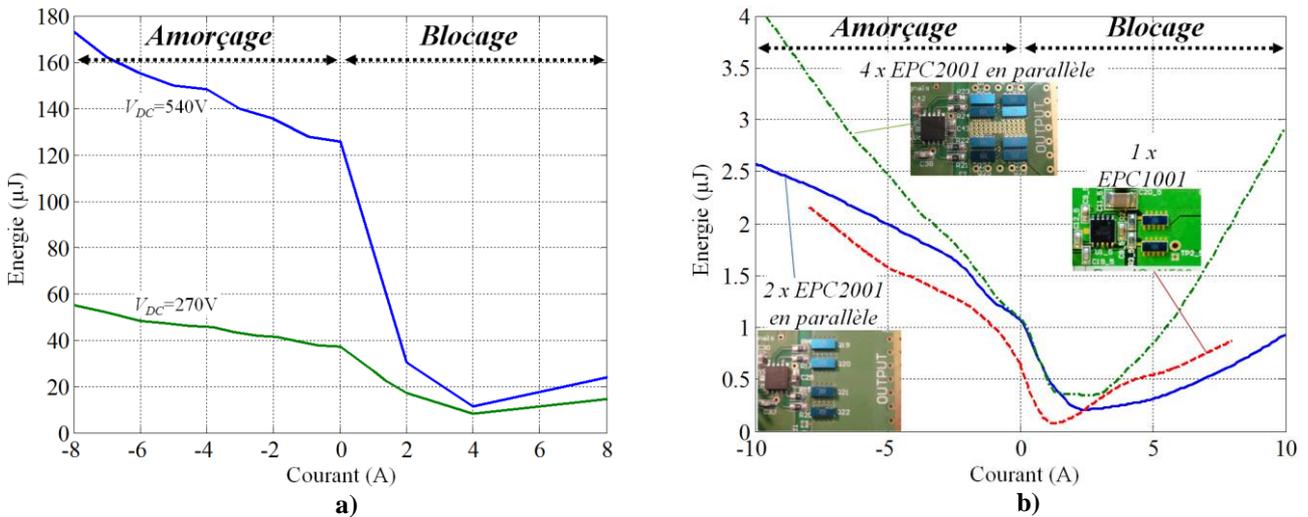
- 1 - Contrôlabilité : plus importante est la plage de variation des rapports cycliques et des déphasages, plus grande est la précision du contrôle numérique de ce convertisseur.
- 2 - Rendement : la minimisation des pertes par conduction et commutation des semiconducteurs et des pertes dans le transformateur et inductance contribue à l'augmentation du rendement du convertisseur.

Dans cet étude on développera des méthodes de commande dans le but de minimiser les pertes dans les semiconducteurs de puissance, ce qui représente la plus part des pertes du convertisseur. Les trois paramètres ( $D_{HV}, D_{LV}, \varphi$ ) seront déterminés de telle sorte qu'ils minimisent les pertes dans les deux ponts complets, pour une puissance transférée donnée, comme montré au chapitre 4.

### 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 CMF20120D de chez CREE, qui a une résistance à l'état passant de 80mΩ à 25°C. Coté 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 5,6mΩ à 25°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 meilleur commande du convertisseur. La caractérisation des pertes par commutation de ce composant SiC est montrée en [2] tandis qu'en [3] 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 [2,3] sont montrés dans la figure 3.



**Figure 3 : 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 courbes de la figure 3 montrent que ces 2 composants grand gap ont des énergies de commutation qui sont faible 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 étant donné que sa capacité parasite est plus importante que celle du composant GaN (proportionnellement à la tension de rupture de chaque composant).

Pour un rapport de transformation  $N$  du transformateur de la figure 1, et pour une inductance  $L_{LV}$  donnée, les rapports cycliques des deux ponts ( $D_{HV}$  et  $D_{LV}$ ) et le déphasage entre les tensions de deux cotés ( $\varphi$ ) peuvent être modifié pour transférer la puissance désirée  $P_t$  d'un coté vers l'autre, et au même temps, réduire les pertes dans les transistors. Avec un algorithme d'optimisation numérique, on peut donc trouver le jeu de paramètres ( $D_{HV}, D_{LV}, \varphi$ ) qui minimise les pertes dans les transistors pour une puissance transféré donnée. La variation optimale de ces 3 paramètres avec la puissance transférée sera montrée dans la version finale de cet article, par contre elle est non-linéaire et contient des discontinuités, ce qui rend difficile le contrôle du convertisseur.

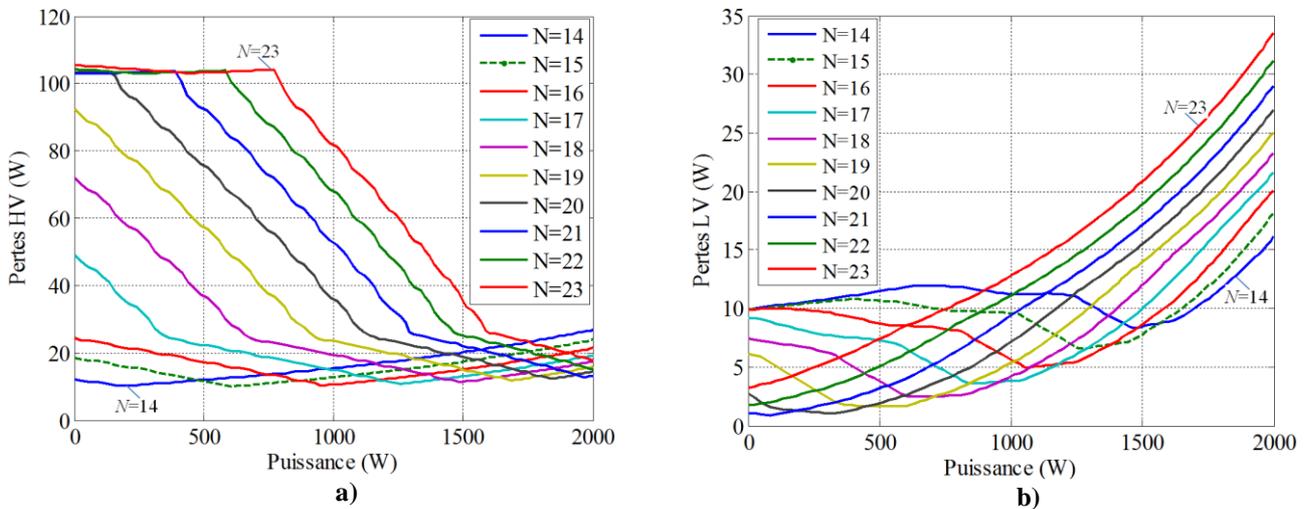
### 4. La Stratégie de Commande Optimale Simplifiée

Une solution pour simplifier la commande de ce type de convertisseur est de choisir  $D_{HV} = D_{LV} = 0.5$  et de faire varier  $\varphi$  pour changer la puissance transférée. L'explication de cette méthode ainsi que les courbes des tensions, courants et puissances associées seront données dans l'article final.

Pour minimiser les pertes dans les transistors, on peut varier le rapport de transformation  $N$  du transformateur, ce qui modifie les courants commutés par les ponts des deux cotés du convertisseur. Le rapport  $N$  optimal est celui qui fera bloquer aux transistors SiC des courants plus importants que 2A (voir figure 3a) et qui fera commuter aux transistors GaN de faibles courants (à l'amorçage ou au blocage) (voir figure 3b). Cela réduira les pertes par commutation, ce qui est très important dans le cas d'un convertisseur fonctionnant à 200kHz.

La variation des pertes dans les 4 transistors SiC du pont complet du coté haute tension, avec la puissance transférée et avec le rapport de transformation  $N$  du transformateur est montré dans la figure 4a. Le même est montré dans la figure

4b pour les 32 transistors GaN du pont complet du côté basse tension. L'analyse complète de ces résultats seront données dans la version finale de cet article. Il apparaît que le rapport de transformation qui réduit les pertes maximale 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.



**Figure 4 : Pertes totales dans le transistor du pont complet du côté a) haute tension et b) basse tension, pour toute la plage de puissance transférée et pour différents rapport de transformation  $N$ . Le rapport de transformation  $N=15$  est celui qui minimise les pertes dans les transistors du convertisseur.**

## 5. Conclusion

L'utilisation des nouvelles technologies de semiconducteurs, notamment les grand gap (SiC et GaN), est essentiel pour l'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. Les caractéristiques de commutation de ces composants ont été précisément mesurées et à partir de cela une commande optimale du point de vue des pertes sur les transistors a été développée (et sera montrée dans la version finale). Cette commande est difficile à implanter et une stratégie de commande performante simplifiée a été proposée en utilisant une seule variable de commande. Avec la nouvelle stratégie, une optimisation du rapport de transformation du transformateur a été réalisée et la valeur qui minimise les pertes du convertisseur a été trouvée égale à 15. Dans cette configuration, le convertisseur a des pertes totales dans les transistors de l'ordre de 2% de la puissance transféré en fonctionnement nominale, ce qui est faible pour un convertisseur de 2kW avec 2 étages de conversion et commutant à une fréquence de 200kHz.

## 6. Références

- [1] F. KRISMER, « Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies », Thèse de Doctorat, 2011, ETH-Zurich, Zurich (Suisse).
- [2] 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).
- [3] 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).