

# Convertisseur DC-DC modulaire à composants GaN: pertinence du DAB en configuration ISOP

Lucas PNIAC<sup>(1),(2)</sup>, Jean-Sylvio NGOUA TEU MAGAMBO<sup>(1)</sup>, Corentin RIZET<sup>(3)</sup>, Bertrand REVOL<sup>(1)</sup>,  
Loïc QUEVAL<sup>(2)</sup>, Olivier BETHOUX<sup>(2)</sup>

SAFRAN TECH<sup>(1)</sup>; Laboratoire de Génie électrique et électronique de Paris-CentraleSupélec<sup>(2)</sup>; SIREPE<sup>(3)</sup>

**RESUME** – Ce papier met en évidence les points forts de la structure Dual Active Bridge (DAB) en configuration Input Series Output Parallel (ISOP) à deux cellules entrelacées en comparaison avec un DAB classique. Le cas d’usage retenu correspond à une brique élémentaire de conversion DC/DC à composants GaN pour les avions plus électriques. L’étude s’appuie sur des résultats théoriques et un algorithme de prédimensionnement permettant d’identifier les paramètres dimensionnant des deux structures en maximisant leur densité massique de puissance. Si les résultats rendus par l’algorithme ne permettent pas de conclure sur l’avantage d’une structure par rapport à l’autre, ils annoncent une densité de puissance de près de 4,5 kW/kg ce qui est supérieur aux réalisations présentées dans la littérature.

**Mots-clés** – Convertisseur modulaire bidirectionnel, Dual Active Bridge, GaN, haute puissance spécifique, aéronautique.

## 1. INTRODUCTION

Dans un contexte d’économie d’énergie lié à l’accroissement du nombre de systèmes électriques embarqués, l’augmentation des densités de puissance volumique et massique est un axe prioritaire pour l’industrie aéronautique. Les travaux académiques et industriels sur l’intégration de puissance qu’ils soient dédiés aux composants passifs ou actifs en témoignent. Les composants de puissance basés sur une technologie GaN sont d’excellents candidats à cette intégration. Leur capacité à commuter à des fréquences de découpage élevées (qq 100kHz à qq MHz) à moindres pertes associée à une taille réduite assurent un gain significatif en volume de la brique active du convertisseur. Les travaux académiques et industriels relatifs aux convertisseurs intégrant des composants SiC ne montrent pas une réelle rupture sur les puissances spécifiques ( $\sim 2\text{kW/kg}$ ) [1, 2] contrairement aux solutions développées avec une technologie GaN [3]. Les composants développés avec cette dernière technologie gagnent en maturité et les fournisseurs de composants se multiplient.

L’enjeu de ce travail est soit d’exploiter pleinement ces composants ou à défaut de proposer une solution mixte Si/GaN pour développer des convertisseurs DC-DC isolés dont les puissances peuvent atteindre quelques dizaines de kW à partir d’une brique

élémentaire optimisée. La fonction de conversion désirée sera réalisée par association de briques élémentaires pour créer une structure modulaire autonome. Ce macro-convertisseur devra naturellement respecter l’ensemble des contraintes d’un équipement conventionnel tout en démontrant des gains significatifs en termes de volume, de masse et de performances dynamiques sans dégrader son rendement et sa fiabilité.

Ces structures « multiconvertisseurs » dites modulaires sont quasi-inexistantes dans le secteur aéronautique malgré leur potentiel. L’objectif global de ces travaux est de clairement confirmer ou d’infirmier leur pertinence dans une architecture de réseau de bord. L’interconnexion entre deux réseaux continus (HVDC 270/540V - LVDC 28V) est un parfait exemple d’application pour ce type de structure. Si la réversibilité en puissance peut s’avérer optionnelle selon les architectures des réseaux, l’isolation galvanique est quant à elle nécessaire pour séparer les deux réseaux. Comme tout équipement connecté à un réseau, l’une des contraintes principales à respecter est la compatibilité électromagnétique. Quel que soit le nombre de briques utilisées pour définir le convertisseur modulaire, l’objectif est d’assurer les niveaux de compatibilité imposés sans l’ajout d’étages supplémentaires de filtrage.

Parmi les structures de conversion DC/DC isolée candidates pour réaliser la brique élémentaire [4], le Double Active Bridge (DAB), représenté Fig. 1, sera particulièrement analysé. Cette topologie présente différents avantages tels qu’un nombre réduit de composants magnétiques, une symétrie dans les ponts permettant de répartir les contraintes en courant et une capacité à fonctionner en quasi-résonance pour limiter les pertes.

La configuration « Input Series Output Parallel » (ISOP) du DAB (2 cellules entrelacées), Fig. 2, permet de relâcher les contraintes de fréquence de résonance dues au gain sur le transformateur, les contraintes en conduction sur le pont basse tension et les contraintes de filtrage en mode différentiel et cela au prix d’un accroissement de la complexité de pilotage et des contraintes en conduction du pont haute tension. L’étude présentée dans cet article permet d’évaluer quantitativement la pertinence du DAB ISOP comme structure de conversion pour réaliser une brique élémentaire.

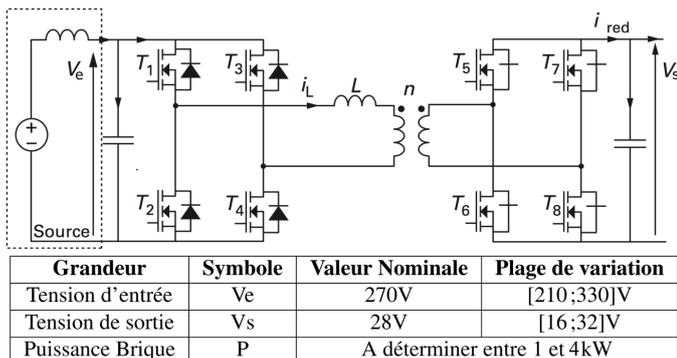


Fig. 1. Représentation schématique du Dual Active Bridge.

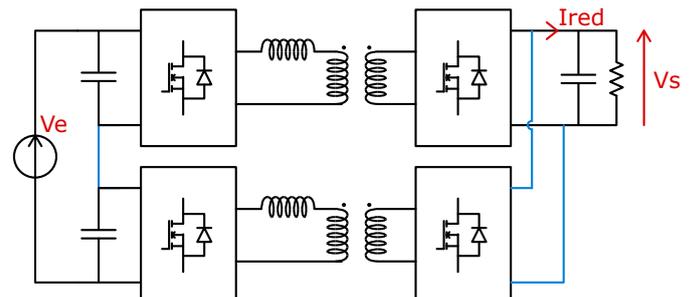


Fig. 2. Configuration DAB ISOP deux cellules.

## 2. MODÉLISATION ET PRÉDIMENSIONNEMENT

Le contexte aéronautique impose des contraintes bien spécifiques sur le convertisseur et donc sa brique de conversion élémentaire. Parmi ces contraintes, on retrouve sa masse. Celle-ci doit être minimisée de manière à limiter la dépense en carburant lors de la phase d'ascension de l'avion. Ainsi, pour évaluer quantitativement les performances du DAB et de sa variante ISOP relativement au cahier des charges envisagé, nous avons choisi le critère de puissance spécifique  $P_m$  (ou puissance massique) s'exprimant de la manière suivante (1).

$$P_m = \frac{P}{M} \quad (1)$$

où  $P$  est la puissance nominale de la brique (contrôle par décalage temporel des commandes des ponts, dite «phase-shift control»), et  $M$  sa masse.

Ainsi, des modèles de pertes dans les différents composants et des modèles d'estimation de masse ont été développés. Ils prennent en compte un grand nombre de paramètres tels que la fréquence de commutation, la puissance nominale de la brique, les références des composants semi-conducteurs, la masse de dissipateurs et de condensateurs de découplage ou encore le matériau et la géométrie des composants magnétiques. La possibilité de paralléliser les composants GaN dans le but de limiter les pertes en conduction a également été conservée. Ces modèles sont présentés dans cette section.

### 2.1. Modèles de pertes

#### 2.1.1. Dans les semi-conducteurs

**Pertes en conduction.** En régime permanent, chaque interrupteur conduit un courant pendant une moitié de période de découpage  $T_d$  et le courant circulant dans l'inductance  $i_L(t)$  se répète à un signe près à chaque demi-cycle ( $i_L(t) = -i_L(t - T/2)$ ). Ainsi, chacun des 4 interrupteurs du pont HT conduit le même courant efficace  $I_{S1}$  à travers leur résistance équivalente  $R_{S1}$ ,

$$I_{S1} = \frac{I_L}{\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad R_{S1} = \frac{R_{DS1,on}}{N_1} \quad (2)$$

de même pour les quatre interrupteurs du pont BT, ils conduisent le même courant efficace  $I_{S2}$  à travers leur résistance équivalente  $R_{S2}$ ,

$$I_{S2} = \frac{NI_L}{\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad R_{S2} = \frac{R_{DS2,on}}{N_2} \quad (3)$$

$I_L$  étant la valeur efficace de  $i_L(t)$  et  $N$  le rapport de transformation.

On en déduit les pertes en conduction des ponts BT et HT.

$$P_{Si,cond} = 4R_{Si}I_{Si}^2, \quad i = 1, 2 \quad (4)$$

Les valeurs de  $R_{S1}$  et  $R_{S2}$  varient en fonction des composants choisis, du nombre  $N_1$  et  $N_2$  d'entre eux placés en parallèle et aussi de la température.

**Pertes par commutation.** Le calcul des pertes par commutation est plus complexe puisqu'il ne dépend pas uniquement des transistors choisis mais aussi des éléments parasites qui l'entourent. Si la commutation douce ZVS est atteinte sur la partie HT, les pertes par commutation sont très faibles, elles peuvent être négligées dans un modèle de pertes simple [6] :  $P_{S1,sw} = 0$ . Au contraire, la commutation dure sur le pont HT entraîne des niveaux de pertes excessifs et doit absolument être évitée.

Sur le pont BT, la commutation douce ZVS n'est effectivement jamais atteinte à cause de l'énergie stockée dans les inductance parasites de drain  $L_D$ , de source  $L_S$  et de maille  $L_M$ .

Ces pertes par commutation peuvent être estimées de la manière suivante dans les conditions ZVS théoriques) [6] :

$$E_{S2,sw} = \frac{1}{2}2(L_D + L_S + L_M)I_{S2,sw}^2 \left( \frac{V_{pk}}{V_{pk} - V_2} \right) \quad (5)$$

où  $I_{S2,sw}$  est le courant commuté et  $V_{pk}$  la sur-tension aux bornes du composant à l'instant de la commutation. Les paramètres  $V_{pk}$ ,  $L_S$  et  $L_D$  sont à déterminer à partir des fiches constructeur, de calculs (éléments finis) ou des mesures.

Si le courant commuté  $I_{S2,sw}$  peut être calculé facilement, il est très compliqué d'estimer la valeur de l'inductance de maille du pont BT lors de la phase de prédimensionnement. Celle-ci dépend du routage de la cellule de commutation et des condensateurs de découplage choisies. Ainsi, dans un premier temps, nous choisissons de négliger ces pertes par commutation dues à l'inductance de maille  $L_M$ . On retiendra :

$$P_{S1,sw} = P_{S2,sw} = 0 \quad (6)$$

**Conduction inverse pendant les temps morts.** Pendant les phases de temps morts ( $t_{m1}$  ou  $t_{m2}$ ), le composant GaN conduit naturellement en inverse et la tension négative appliquée sur la grille ( $V_{g1,off}$  ou  $V_{g2,off}$ ) se reporte entre le drain et la source. On a donc,

$$P_{Si,tm} = 4V_{gi,off}I_{Si,sw}t_{mi}, \quad i = 1, 2 \quad (7)$$

**Fuites de courant à l'état OFF.** Lorsque les composants sont bloqués, ils sont traversés par un courant de fuite  $I_{f,1}$  ou  $I_{f,2}$  engendrant des pertes  $P_{S1,off}$  et  $P_{S2,off}$ . Ce courant de fuite dépend du niveau de tension imposé entre le drain et la source. Ainsi, nous définissons une résistance à l'état bloqué  $R_{DS,off,1}$  ou  $R_{DS,off,2}$  que l'on suppose indépendante de la tension  $V_{DS}$ ,  $R_{DS,off,i} = \frac{V_{DS,max,i}}{I_{f,i}}$ ,  $i = 1, 2$ . On a ainsi, en négligeant les temps morts.

$$P_{Si,off} = 2 \frac{N_i V_i^2}{R_{DS,off,i}}, \quad i = 1, 2 \quad (8)$$

**Pertes de commande de grille.** Nous ne prenons en compte que la part des pertes due aux composants actifs et non la consommation propre du driver. Cette part correspond à la charge des grilles  $Q_{g1}$  et  $Q_{g2}$  des  $N_1$  et  $N_2$  composants en parallèle des ponts HT et BT. Elles s'expriment comme tel :

$$P_{Si,g} = 4\Delta V_{gi}N_iQ_{gi}f, \quad i = 1, 2 \quad (9)$$

#### 2.1.2. Dans les Composants magnétiques

**Pertes fer.** Les pertes fer peuvent être estimées par la formule de Steinmetz,

$$P_{tr,fer} \simeq V_{tr,fer} k f^\alpha \hat{B}_{tr}^\beta \quad (10)$$

avec  $k$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  étant les paramètres de Steinmetz obtenus à partir des valeurs indiquées dans la fiche constructeur des matériaux magnétiques utilisés (approximation moindres carrés),  $V_{tr,fer}$  le volume de matériau magnétique et  $\hat{B}_{tr}$  l'amplitude maximale de l'induction magnétique.

**Pertes cuivre.** La technologie de transformateur envisagée est planar. Classiquement, les modèles de Dowell [7] et de Ferreira [8] fournissent de bonnes estimations des pertes cuivres  $P_{tr,cuivre}$ . En revanche, notre cas d'application impose une forte contrainte en courant sur le secondaire de notre transformateur. La mise en parallèle d'enroulements est donc nécessaire pour limiter la dissipation d'énergie par effet Joule. A haute fréquence, l'équilibre des courants dans ces enroulements connectés en parallèle n'est plus garanti. Le modèle de Weichen [9] nous permet de prédire la répartition du courant dans ces enroulements et d'estimer les pertes cuivres à partir de formulations analogues à celles de Dowell.

## 2.2. Estimation de la masse de la brique

**Transformateur.** La masse du transformateur planar est estimée à partir du volume des différents matériaux qui le compose et de leur densité massique. Sont pris en compte le matériau magnétique, le cuivre et le FR4 qui compose le circuit imprimé.

**Inductance.** La masse de l'inductance série  $L$  du DAB est estimée à partir de données fournies dans les documentations techniques des constructeurs. L'étude d'un grand nombre de composants à fort calibre en courant du fabricant Coilcraft a permis de dégager un critère de performance relativement constant sur la plage de valeurs envisagée : Le flux maximal massique. Il s'exprime de la manière suivante.

$$\Phi_m = \frac{LI_{sat,10\%}}{M_{ind}} \simeq 6,7 \text{ HA/kg} \quad (11)$$

où  $I_{sat,10\%}$  est le courant de saturation correspondant à une chute de 10% de la valeur  $L$  de l'inductance. Ainsi, la masse estimée  $M_{ind}$  d'une inductance de valeur  $L$  traversée par le courant efficace  $I_L$  est :

$$M_{ind} = \frac{L\beta I_L}{\Phi_m} \quad (12)$$

Où  $\beta$  est un coefficient de sécurité supérieur à 1 dépendant de la forme d'onde du courant. On prend ici  $\beta = 1,5$  puisque le courant maximum traversant l'inductance ne dépasse jamais 30% de sa valeur efficace  $I_L$  à puissance maximale.

**Circuits imprimés HT et BT.** Il est a priori très complexe d'estimer la masse d'un pont en phase de prédimensionnement. Beaucoup d'éléments y sont encore inconnus, comme les composants du driver, connectiques, la surface du PCB, taille des pistes. Cependant, lors de la phase de prédimensionnement, une estimation grossière des masses suffit. Ainsi, nous exploitons le travail mené dans le cadre d'un projet antérieur (photos Figure 7). Des ponts SMI ont été fabriqués : 2 HEMTs GaNSystems en parallèle pour la HT et 6 HEMTs GaNSystems en parallèle pour la BT. En pesant ces réalisations, on en déduit la masse d'un driver de pont GaN, des densités surfaciques d'un pont SMI  $\rho_{PCB}$  et  $\rho_{SMI}$  et des surface de PCB et SMI par nombre de composants GaN en parallèle, pour la BT et la HT (la taille des composants diffère). Ces grandeurs sont répertoriées dans le tableau 1. Les formules suivantes donnent la masse des ponts.

$\rho_{PCB}$	45 kg/m <sup>2</sup>
$S_{PCB_2}$	1.44e - 4 m <sup>2</sup> /N <sub>2</sub>
$S_{PCB_1}$	1.74e - 4 m <sup>2</sup> /N <sub>1</sub>
$\rho_{SMI}$	60 kg/m <sup>2</sup>
$S_{SMI_2}$	1.14e - 4 m <sup>2</sup> /N <sub>2</sub>
$S_{SMI_1}$	2.28e - 4 m <sup>2</sup> /N <sub>1</sub>

Tableau 1. Données expérimentales issues du projet antérieur.

$$M_{PCB_i} = N_i S_{PCB_i} \rho_{PCB}, \quad i = 1, 2 \quad (13)$$

$$M_{SMI_i} = N_i S_{SMI_i} \rho_{SMI}, \quad i = 1, 2 \quad (14)$$

**Dissipateurs associés aux ponts.** Pour minimiser la masse globale du pont, on utilise un unique dissipateur pour l'ensemble des composants de puissance à refroidir. Leur densité surfacique étant relativement importante, on peut raisonnablement faire l'hypothèse que la température du SMI est uniforme sur l'ensemble de sa surface. D'après les fiches constructeurs des composants GaN et des fabricants de SMI, on peut retenir les données suivantes :

- La résistance thermique entre la jonction GaN et le Pad thermique du package est  $R_{th_{j-p}} = 0.3 \text{ K/W}$ .
- La conductivité thermique du SMI est comprise entre 1 et 5 W/(m.K). On retiendra arbitrairement  $\sigma_{th_{SMI}} = 2 \text{ W/(m.K)}$ .
- Une épaisseur classique de SMI est  $e_{SMI} = 1.5 \text{ mm}$ . On choisit cette valeur pour le dimensionnement puisqu'elle correspond à la densité massique mesurée plus haut.

On en déduit alors la résistance thermique équivalente entre la jonction des HEMTs GaN et la brasure et la résistance thermique entre la brasure et la surface inférieure des cartes SMI :

$$R_{th_{j-p},i} = \frac{R_{th_{j-p}}}{4N_i}, \quad i = 1, 2 \quad (15)$$

$$R_{th_{SMI},i} = \frac{e_{SMI}}{N_i S_{SMI_i} \sigma_{th_{SMI}}}, \quad i = 1, 2 \quad (16)$$

De la même manière que pour les circuits imprimés, il est difficile d'estimer la masse des dissipateurs simplement à partir de la puissance à évacuer et de la température de jonction. On ne peut pas se permettre d'avoir recours à une base de données de dissipateurs lors de la phase de prédimensionnement du convertisseur, d'autant plus que l'on ne connaît pas encore les dimensions du PCB. Nous avons donc étudié les fiches constructeurs d'un grand nombre de dissipateurs en aluminium, d'une grande variété de taille et de fabricant. Un critère de performance s'est révélé particulièrement constant : la "densité massique de conductance thermique". En effet, en moyenne, il faut 20 g de dissipateur pour obtenir une résistance thermique de 1 W/K ou encore 40 g pour 2 W/K, pour une ventilation forcée de 4 m/s. On pose donc :

$$\sigma_{dis_m} = 50 \text{ W/(K.kg)} \quad (17)$$

Ainsi, en définissant la température de jonction  $T_{j_{max}}$  et la température ambiante  $T_a$ , on peut exprimer la résistance thermique maximale que doit pouvoir garantir le dissipateur,

$$R_{th_{dis},i} = \frac{T_{j_{max}} - T_a}{P_{pont_i}} - R_{th_{j-p},i} - R_{th_{SMI},i}, \quad i = 1, 2 \quad (18)$$

et donc une estimation de la masse (minimale) des dissipateurs.

$$M_{dis,i} = \frac{1}{\sigma_{dis_m} \times R_{th_{dis},i}}, \quad i = 1, 2 \quad (19)$$

**Découplage capacitif.** L'ondulation de tension aux bornes des condensateurs de découplage due aux courants redressés s'exprime en pourcentage :

$$\Delta V = \frac{1}{C} \int_{T_d} i_{red} dt \quad (20)$$

Pour une ondulation de tension désirée de  $x\%$ , les capacités de découplage s'expriment :

$$C_i = \frac{1}{xV_i} \int_{T_d} i_{red,i} dt, \quad i = 1, 2 \quad (21)$$

Pour les ponts HT et BT sont définis une densité massique d'énergie  $E_{di}$ ,  $i = 1, 2$ , des condensateurs de découplage à partir de données fournies par les fabricants. On en déduit donc la masse des condensateurs de découplage :

$$M_{ci} = \frac{C_i (\alpha V_i)^2}{2E_{di}} \quad (22)$$

où  $\alpha$  est un coefficient de sécurité liant tension d'utilisation et tension maximale.

### 3. CONTRAINTES PHYSIQUES ET GÉOMÉTRIQUES

Pour compléter ces modèles physiques et achever la modélisation de cette brique élémentaire de conversion, il est nécessaire de considérer les contraintes physiques qui s'appliquent sur ses paramètres. Elles sont recensées dans cette section.

#### 3.1. Contraintes liées au transformateur

##### 3.1.1. Saturation

L'amplitude de l'induction dans la jambe centrale du pot (de section  $S_f$ ) ne doit pas dépasser l'induction maximale renseignée par l'utilisateur du programme. Cette induction maximale est choisie en fonction des caractéristiques du matériau envisagé. L'objectif de cette contrainte est de garantir que le matériau ne sature en aucun cas. On choisit 0.2 T pour le matériau 3C95 que l'on choisit pour ses performances aux fréquences d'utilisation envisagées. On a, avec  $n_2$  le nombre de spires secondaires,

$$B_{amp} = \frac{V_2}{4n_2 f S_f} < B_{max} \quad (23)$$

##### 3.1.2. Inductance magnétisante

L'inductance magnétisante primaire doit être supérieure à l'inductance série  $L$  du DAB d'un facteur  $k_L$ . Ce facteur est renseigné par l'utilisateur. Ce facteur doit être suffisamment grand de manière à ce que la puissance réactive absorbée par le transformateur soit négligeable devant celle absorbée par l'inductance série. On choisit  $k_L = 8$  qui limite fortement cette puissance réactive absorbée tout en permettant d'accéder à des valeurs d'inductance magnétisante faible, ce qui est nécessaire pour respecter la contrainte de fréquence de résonance. On a,

$$L_{m_p} = \frac{A_L N^2}{1 + \mu_r \frac{e_0}{L_\gamma}} > k_L L, \quad (24)$$

où  $A_L$  est l'inductance spécifique du pot (à entrefer nul),  $n$  le nombre de tour de l'enroulement primaire (HT),  $e_0$  l'épaisseur de l'entrefer,  $\mu_r$  la perméabilité relative du matériau et  $L_\gamma$  la longueur moyenne du circuit magnétique.

##### 3.1.3. Fréquence de résonance

Pour estimer la fréquence de résonance  $f_r$  du transformateur, un modèle équivalent simple est établi. Comme l'indique la Figure 3, l'énergie électrique stockée dans les enroulements est modélisée par une simple capacité  $C_p$  ramenée au primaire. Celle-ci va principalement interagir avec l'inductance magnétisante primaire  $L_{m_p}$  (grande devant l'inductance de fuite  $L_f$ ) autour de la fréquence de résonance qui s'exprimera ,

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{m_p} C_{str}}}. \quad (25)$$

L'expression de la capacité parasite  $C_p$  est déterminée à partir du calcul de l'énergie électrique stockée entre chacune des

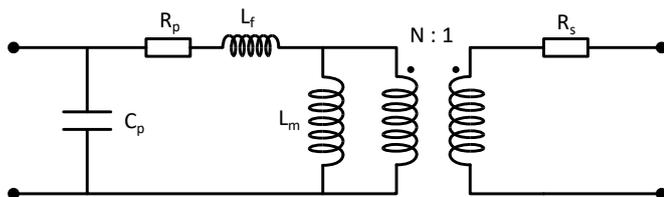


Fig. 3. Modèle équivalent HF du transformateur planar.  $R_p$  et  $R_s$  sont respectivement les résistances AC équivalentes des enroulements primaire et secondaire,  $L_f$  l'inductance de fuite ramenée au primaire,  $L_m$  l'inductance magnétisante de l'enroulement primaire et  $C_p$  la capacité parasite ramenée au primaire représentant l'énergie électrique stockée dans le transformateur.

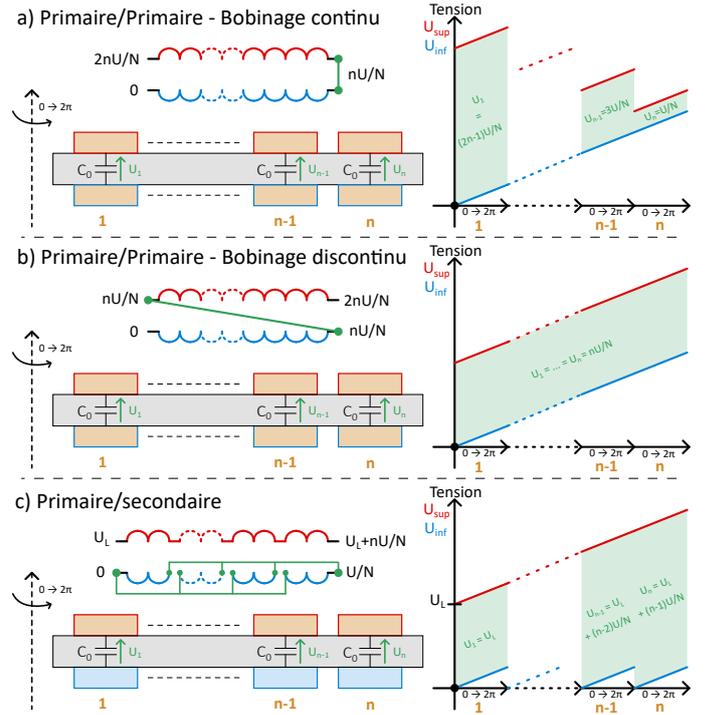


Fig. 4. Illustration des différents cas de couplage électrique entre deux couches de conducteurs. Sur la droite, les différences de potentiel entre les spires en vis à vis sont représentées.

couches de conducteurs dans la fenêtre de bobinage. On distingue 3 cas d'interaction entre couches : deux couches primaires, deux couches secondaires, enfin entre une couche primaire et une couche secondaire. Dans les géométries de bobinage envisagées, le bobinage primaire est composé de  $N$  spires, chacune des couches de conducteur primaires est composée de  $n$  spires. En revanche, l'ensemble des couches secondaires est composé d'une unique spire, toutes connectées en parallèle. On note  $U$  la tension appliquée sur l'enroulement primaire du transformateur. On note  $d$  l'épaisseur d'isolant de permittivité  $\mu_r$  entre deux couches de conducteur de surface  $S$ . Ainsi, on définit la capacité géométrique élémentaire  $C_0$  de deux spires en vis à vis.

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{nd} \quad (26)$$

L'énergie électrique stockée entre les couches de conducteur dépend également de la manière dont les couches sont connectées entre elles, comme le montre la figure 4. Il faut donc faire le calcul de l'énergie pour la technique de bobinage continu (Figure 4.a)) et pour la technique de bobinage discontinu (Figure 4.b)).

#### Deux couches primaires - bobinage continu (Figure 4.a))

$$E_{pp,a} = \frac{1}{2} C_0 \sum_{k=1}^n \left( (2k-1) \frac{U}{N} \right)^2 \quad (27)$$

$$= \frac{1}{2} C_0 \left( \frac{U}{N} \right)^2 \times n \left( \frac{4n^2-1}{3} \right) \quad (28)$$

#### Deux couches primaires - bobinage discontinu (Figure 4.b))

$$E_{pp,b} = \frac{1}{2} C_0 \sum_{k=1}^n \left( n \frac{U}{N} \right)^2 = \frac{1}{2} C_0 \left( \frac{U}{N} \right)^2 \times n^3 \quad (29)$$

**Deux couches secondaires.** Toutes les couches secondaires étant connectées électriquement en parallèle, l'évolution de potentiel de chacune des spires en vis à vis est la même et l'énergie électrique stockée entre deux couches secondaires est nulle.

$$E_{ss} = 0 \quad (30)$$

**Couche primaire et secondaire.** (Figure 4.c)

En supposant que l'extrémité gauche de la couche primaire est au potentiel  $U_L = (i-1)U/N$  (pour la  $i^{eme}$  couche primaire), on a,

$$E_{ps} = \frac{1}{2}C_0 \sum_{k=1}^N \left( U_L + [k-1] \frac{U}{N} \right)^2 \quad (31)$$

$$= \frac{n}{2}C_0 \left[ U_L^2 + (n-1)U_L \frac{U}{N} + \frac{(n-1)(2n-1)}{6} \left( \frac{U}{N} \right)^2 \right] \quad (32)$$

**Expression de la capacité parasite équivalente ramenée au primaire**

$$C_p = 2 \frac{\sum E_{pp} + \sum E_{ps}}{U^2} \quad (33)$$

### 3.1.4. Épaisseur de PCB

L'épaisseur du PCB doit rester inférieure à la hauteur de la fenêtre de bobinage  $e_p + e_0$ , on a,

$$e_{PCB} = \sum_{k=1}^{N+1} ei_k + N \cdot e < e_p + e_0 \quad (34)$$

où  $N$  est le nombre de couches de conducteurs d'épaisseur  $e$ , et les  $ei_k$ ,  $k \in [1, N+1]$ , correspondent aux épaisseurs d'isolant entre les conducteurs.

### 3.2. Dissipation thermique naturelle

La puissance dissipée par le transformateur doit être inférieures à la puissance maximale que celui-ci peut dissiper naturellement lorsqu'il atteint la température critique  $T_{ctr}$  définie par l'utilisateur. Pour une température ambiante  $T_{amb} = 20^\circ\text{C}$ , on s'autorise un échauffement de  $80^\circ$ , soit  $T_{ctr} = 100^\circ\text{C}$ . On estime la puissance dissipable par convection grâce à la formule de Newton :

$$\Phi_c = h_{conv} S (\theta - \theta_{amb}). \quad (35)$$

Le coefficient d'échange convectif dépend de la température et de l'orientation de la surface d'échange selon les formules exprimées figure 5. On en déduit les expressions de la puissance ther-

Géométrie	Coefficient de convection laminaire $h_{conv}$ (W/m <sup>2</sup> .°C)	Dimension caractéristique (m)
Plaque verticale dont la hauteur est inférieure à 30cm	$h_{conv} = 1,42 \cdot \left( \frac{\theta - \theta_{amb}}{H} \right)^{0,25}$	H : hauteur de la plaque
Plaque horizontale chauffant vers le haut	$h_{conv} = 1,32 \cdot \left( \frac{\theta - \theta_{amb}}{L_c} \right)^{0,25}$	$L_c$ : largeur caractéristique de la plaque $L_c = \frac{(L+D)}{2}$
Plaque horizontale chauffant vers le bas	$h_{conv} = 0,66 \cdot \left( \frac{\theta - \theta_{amb}}{L_c} \right)^{0,25}$	$L_c$ : largeur caractéristique de la plaque $L_c = \frac{(L+D)}{2}$

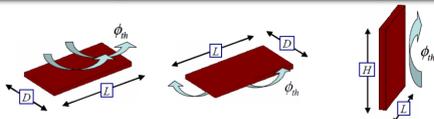


Fig. 5. Calcul du coefficient d'échange thermique d'une plaque avec de l'air en fonction de son orientation [10, 11]

mique dissipable par convection  $\Phi_{c,fer}$  et  $\Phi_{c,PCB}$  de la ferrite et du PCB. On note qu'aux dimensions et températures mises en jeu, la puissance dissipable par rayonnement est largement négligeable devant la puissance dissipable par convection naturelle. Ainsi, la contrainte suivante doit être vérifiée,

$$P_{tr,cuivre} + P_{tr,fer} < \Phi_{c,fer} + \Phi_{c,PCB} \quad (36)$$

### 3.3. Contrainte thermique liée aux ponts

La technologie de routage et de refroidissement des transistors de puissance impose un certain nombre d'interfaces thermiques entre la jonction du semiconducteur et le dissipateur. Ces interfaces se caractérisent par des résistances thermiques. Par exemple, pour une technologie SMI, on retrouve grossièrement la résistance thermique du package du composant  $R_{thj-p}$  et la résistance thermique de la carte SMI  $R_{thSMI}$ . Leur association en série impose une résistance thermique minimale entre la jonction et l'environnement extérieur. Ainsi, borner la température des jonctions par  $T_{jmax} = 120^\circ\text{C}$  revient à imposer la contrainte suivante sur la puissance électrique dissipée ( $P_{pont}$ ) par le pont,

$$P_{pont} < \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{R_{thj-p} + R_{thSMI}} \quad (37)$$

## 4. ALGORITHME DE PRÉDIMENSIONNEMENT

### 4.1. Fonction objectif

Un algorithme exploitant ces modèles de pertes et d'estimation de masse a été développé dans le but d'identifier les structures de convertisseur les plus adaptées pour la brique élémentaire. Pour une structure donnée, il est capable d'estimer la densité de puissance maximale que peut atteindre cette structure avec les technologies envisagées tout en respectant le cahier des charges du tableau 1. Cette densité massique de puissance  $P_m$  est la fonction objectif du problème qui s'exprime de la manière suivante :

$$F_{obj} = \frac{P - P_{tr} - P_{pont,1} - P_{pont,2} - P_{ind} - P_{capa}}{M_{tr} + M_{pont,1} + M_{pont,2} + M_{ind} + M_{capa}} \quad (38)$$

où,

- $P$  - puissance nominale du convertisseur
- $P_{tr}$  - puissance dissipée par le transformateur
- $P_{pont,1}$  - puissance dissipée par le pont HT
- $P_{pont,2}$  - puissance dissipée par le pont BT
- $P_{ind}$  - puissance dissipée par l'inductance
- $P_{capa}$  - puissance dissipée dans les condensateurs de découplage
- $M_{tr}$  - masse du transformateur
- $M_{pont,1}$  - masse du pont HT
- $M_{pont,2}$  - masse du pont BT
- $M_{ind}$  - masse de l'inductance
- $M_{capa}$  - masse des condensateurs de découplage

### 4.2. Temps de calcul et choix technologiques

La résolution d'un problème d'optimisation peut nécessiter des ressources de calcul monumentales selon le nombre de paramètres de conception (variables du problème) et la précision des modèles. Dans le cadre de cette étude, l'algorithme développé joue son rôle lors de la phase de prédimensionnement. Il doit donc fournir, dans un temps très limité, un jeu de paramètres permettant d'atteindre les objectifs du cahier des charges pour une structure de convertisseur donnée. C'est la raison pour laquelle l'ensemble modèles présentés dans cet article sont analytiques, ce qui garantit une certaine rapidité de calcul de la fonction objectif (quelques ms). Aussi, nous bénéficions du caractère très spécifique de l'étude qui contraint fortement l'espace de recherche :

- l'utilisation exclusive de composants GaN ; il n'existe que très peu de références sur le marché répondant aux exigences du cahier des charges ;
- les hautes fréquences de commutation envisagées réduisent significativement la diversité de matériaux magnétiques envisageables.

Aussi, nous autorisons des choix limitant d'avantage cet espace de recherche.

- Les inductances ne seront pas fabriqués sur mesure mais sélectionnées sur catalogue.
- Les transformateurs seront réalisés dans la technologie planar (qui montre une compacité avantageuse à haute fréquence) et les circuits magnétiques seront choisis sur catalogue. Cela réduit fortement le nombre de paramètres de conception du problème d'optimisation puisque le choix du pot fixe un grand nombre de paramètres géométriques du transformateur planar. Le nombre de références disponibles avec un matériau haute fréquence est très limité.

#### 4.3. Paramètres de conception (variables du problème)

##### Paramètres fonctionnels du DAB

- $f$  - fréquence de découpage
- $L$  - valeur de l'inductance série du Dual Active Bridge

##### Paramètres géométriques du transformateur

- référence du pot de ferrite
- $e$  - épaisseur des conducteurs dans le transformateur planar
- $d_{ps}$  - épaisseur d'isolant entre les conducteurs primaires et secondaires en vis à vis
- $d_{pp} = d_{ss}$  - épaisseur d'isolant entre les conducteurs primaires en vis à vis, aussi l'épaisseur d'isolant entre les conducteurs secondaires en vis à vis
- $e_0$  - épaisseur d'entrefer

##### Paramètres liés aux pont HT et BT

- référence semiconducteurs du pont HT
- référence semiconducteurs du pont BT
- $N_1$  - nombre de composants en parallèle sur le pont HT
- $N_2$  - nombre de composants en parallèle sur le pont BT

#### 4.4. Espace de recherche

L'espace de recherche est défini par les données du tableau 2.

Paramètre	Espace de recherche associé	Type de variable	Commentaires
$f$	[200;600] kHz	continue	-
$L$	[2,95] $\mu$ H	continue	Correspond à une plage de puissance de 500 W à 4 kW
référence pot	E14 - E64	discrète	Série de pots planars en E-L de Ferroxcube en 3C95
$e$	[70;105;140;175;210] $\mu$ m	discrète	Épaisseurs de cuivre réalisables par les fabricants de PCB
$d_{ps}$	[210, 630] $\mu$ m	continue	-
$d_{pp} = d_{ss}$	[210, 630] $\mu$ m	continue	-
$e_0$	{10e-3;[0.1;1]} mm	discrète	Entrefer résiduel, et entrefer par pas de 100 $\mu$ m
référence HEMT HT	GaN Systems	discrète	Les composants les plus performants à HT
référence HEMT BT	GaN Systems EPC	discrète	Les composants les plus performants à BT
$N_1$	[1,6]	discrète	Contraintes de réalisation
$N_2$	[1,6]	discrète	

Tableau 2. Espace de recherche associé aux paramètres de conception.

#### 4.5. Méthode d'optimisation

Le calcul de la fonction objectif étant suffisamment rapide, l'espace de recherche est discrétisé et la densité massique de puissance est évaluée pour l'ensemble des configurations respectant les contraintes de la section 3. Le jeu de paramètre maximisant cette fonction objectif est alors retenu.

## 5. RÉSULTATS

Les résultats de l'algorithme sont présentés dans le tableau 3. Trois configurations se démarquent pour le DAB classique et pour le DAB ISOP avec des densités massiques de puissance estimées à près de 4,5 kW/kg. L'analyse de ces résultats mène à plusieurs remarques :

- Les densités de puissance obtenues théoriquement dépassent largement les exigences du cahier des charges et les cellules présentées dans la littérature qui sont d'environ 2 kW/kg [1, 2]. Ces résultats sont très encourageants, même s'il ne faut pas oublier que cette estimation ne prend pas en compte les filtres CEM.
- Les fréquences de découpage sont nécessairement élevées pour limiter la masse de l'inductance et aussi les pertes fer dans le transformateur.
- On remarque que la puissance de la brique est principalement fixée par le transformateur et ses contraintes thermiques. Les jeux de paramètres rendus par l'algorithme maximisent l'amplitude du courant traversant le transformateur tout en garantissant la dissipation naturelle de l'énergie perdue dans la ferrite et le cuivre.
- Pertes fer et pertes cuivre dans le transformateur ne sont, dans la plupart des cas, pas équilibrées. Cela peut s'expliquer par le fait que la contrainte de masse sur l'inductance a tendance à faire monter la fréquence de découpage, ce qui réduit les pertes fer (ferrite 3C95 Ferroxcube). Les pertes cuivre peuvent alors être plus conséquentes. Cela favorise ainsi le passage d'un courant de plus forte amplitude et augmente donc la puissance nominale de la brique.
- Au maximum de densité de puissance, les rendements du DAB ISOP sont plus faibles que ceux du DAB classique. En effet, la tension des ponts primaires étant divisée par deux, le nombre de tours de l'enroulement primaire du transformateur l'est aussi. Ainsi, le courant le traversant augmente tout comme les pertes en conduction dans le pont primaire. C'est un point faible de la structure.
- En contrepartie, la division par deux de la tension des ponts primaires diminue fortement les contraintes électriques sur le transformateur. Cela a pour conséquence de diminuer la capacité parasite équivalente  $C_p$  du transformateur (ramenée au primaire). Ainsi, la contrainte associée à la fréquence de résonance, qui est très forte dans le cas du DAB classique, devient plus faible dans la configuration ISOP. C'est un point fort de la structure.
- Trois configurations de bobinage se démarquent. La configuration 1 à entrelacement complet (P-S-P-S-P-S-P-S), qui est souvent écartée à cause de sa forte capacité parasite, trouve sa place dans la structure ISOP. Les configurations 3 et 4 à entrelacement partiel (S-P-P-S-S-P-S-S-P et P-S-S-P-P-P-S-S-P) sont elles les plus adaptées car elles offrent de bonnes performances en terme de résistance AC tout en limitant la capacité parasite  $C_p$  du transformateur.

A priori, la variante ISOP du DAB offre des performances similaires à la structure DAB classique, du moins en application à notre cahier des charges. Dans les deux cas, des densités massiques de puissance de l'ordre de 4,5 kW/kg sont attendues (sans les filtres CEM). On ne peut donc pas favoriser une structure plutôt qu'une autre à ce stade de l'étude. La structure ISOP permet simplement d'atteindre des puissances plus élevées que le DAB classique puisque le nombre de composant est doublé. Ce n'est qu'après réalisation et tests expérimentaux que nous pourrions conclure sur l'avantage d'une structure par rapport à l'autre.

Un écart peut se creuser sur la masse du filtre CEM. En effet, la Figure 6 montre d'ores et déjà l'un des points forts de la structure ISOP. En supposant un découplage parfait (tension  $V_s$  continue), on met en évidence que la charge absorbe au

Paramètre	DAB classique			DAB ISOP		
$P_m$ (kW/kg)	4,41	4,49	3,31	4,46	4,46	3,95
$P$ (kW)	1,88	1,91	1	3,55	3,58	2,26
$\eta$ (%)	97,2	97,7	98,1	96,1	96,1	97,2
$f$ (kHz)	319	357	371	445	386	611
$L$ ( $\mu$ H)	15,3	13,8	25	2,99	3,42	3,42
référence pot	E58	E58	E43	E58	E58	E43
configuration bobinage	3	3	4	3	1	3
fréquence de résonance (kHz)	1120	1251	1308	1654	1362	2647
$P_{tr,fer}$ (W)	3,53	3,29	4	2,86	3,13	2,93
$P_{tr,cuivre}$ (W)	8,26	8,39	3,31	8,37	7,9	4,24
référence HEMT HT	GS66516T	GS66516T	GS66516T	GS66516T	GS66516T	GS66516T
référence HEMT BT	EPC2020	EPC2020	EPC2020	EPC2020	EPC2020	EPC2020
$N_1$	2	2	2	2	2	2
$N_2$	3	4	3	3	3	3

Tableau 3. Jeux de paramètres maximisant la densité massique de puissance de la brique élémentaire de conversion.

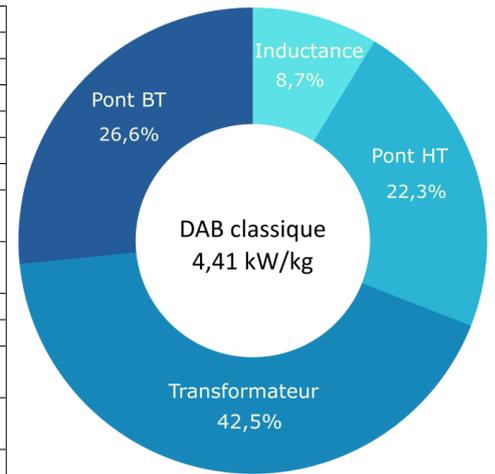


Tableau 4. Répartition des masses pour la configuration DAB classique à 4,41 kW/kg (2ème colonne du tableau)

moins  $\sqrt{5}$  fois moins de puissance réactive dans la configuration ISOP et ce facteur reste supérieur à 2 sur une large plage de variation de tension d'entrée et de sortie ( $V_e \in [210, 330]$ V et  $V_s \in [16, 32]$ V). De plus, la fréquence des ondulations est doublée. Cela peut fortement réduire le volume de filtrage nécessaire au respect des normes CEM en vigueur.

## 6. RÉALISATION EXPÉRIMENTALE

Une première réalisation expérimentale des ponts HT (270V) et BT (28V) exploitant des composants GaN Systems a été mise en œuvre en collaboration avec la Société Sirepe (Fig. 7). Des transformateurs planar [5] ont également été développés. Ces éléments ont été dimensionnés pour être assemblés et constituer un DAB ISOP 2 cellules, de puissance nominale 2kW et opérant à une fréquence de 200kHz. Cette version permettra de valider expérimentalement la viabilité de la configuration ISOP du DAB en temps que brique élémentaire de conversion mais aussi la faisabilité de parallélisation de 6 transistors GaN en basse tension opérant comme un unique interrupteur.

Les ponts HT, BT et les transformateurs associés aux solutions de l'algorithme sont en cours de réalisation. Les performances annoncées par les différents modèles présentés dans ce papier seront alors confrontées aux mesures. Aussi, des filtres CEM seront dimensionnés et viendront compléter le convertisseur.

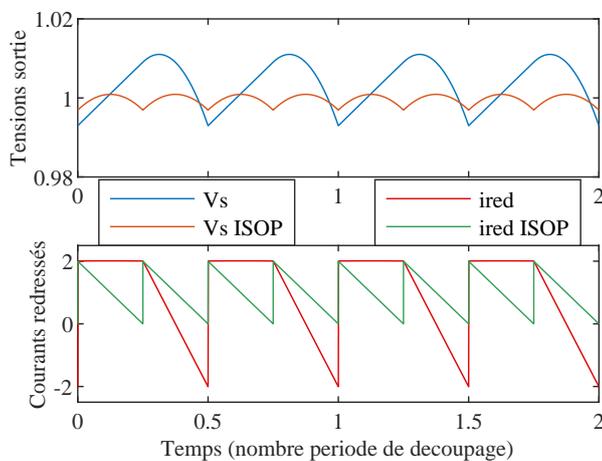


Fig. 6. Formes d'onde des courants redressés et tensions de sortie dans les configurations classique et ISOP. Les grandeurs sont respectivement normalisées par rapport au courant et à la tension moyenne (régime permanent).

## 7. CONCLUSION ET FUTURS TRAVAUX

L'outil de prédimensionnement développé dans le cadre de ce projet offre la possibilité de faire varier un grand nombre de paramètres dimensionnant des convertisseurs DAB et DAB ISOP. La rapidité de calcul des modèles analytiques y joue un rôle fondamental. Grâce à cet algorithme ont été identifiés des jeux de paramètres maximisant la densité massique de puissance de la brique élémentaire. Celle-ci peut atteindre 4,5 kW/kg sans prendre en compte les filtres CEM. Une réalisation expérimentale à plus de 2 kW/kg semble donc envisageable.

Les simulations qui ont été menées jusqu'à présent mettent en évidence les points forts de la configuration ISOP deux cellules du DAB : réduction des ondulations de courant redressé, diminution des contraintes de résonance dans le transformateur, diminution des contraintes thermiques sur le pont BT. Cependant, ces avantages ne traduisent pas une nette augmentation de la densité massique de puissance par rapport au DAB classique. En effet, l'augmentation du niveau de courant traversant le pont HT renforce les contraintes thermiques sur ce dernier. La masse de dissipateur à ajouter vient compenser les gains précédents.

La future étude expérimentale permettra de trancher sur les performances des deux structures. L'entrelacement des commandes des cellules du DAB ISOP peut notamment avoir un impact positif sur le volume de filtre à mobiliser.

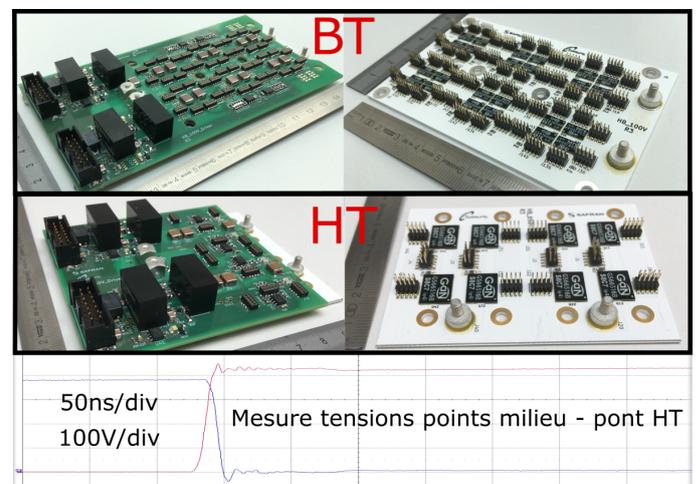


Fig. 7. Réalisation des ponts haute et basse tension. Commande sur PCB et puissance sur SMI.

## 8. RÉFÉRENCES

- [1] Julien Brunello, François Forest, Jean-Jacques Huselstein, Pascal Asfaux, « Convertisseur DC-DC isolé fort courant à fort rapport d'élévation pour l'avion plus électrique », Symposium de Génie Électrique, Grenoble, France, juin 2016.
- [2] M. Blanc, Y. Lembeye, J-P. Ferrieux, C. Rizet, A. Mahe, S. Guguen et T. Bensalah, « Optimisation d'une structure de conversion DC-DC réversible pour application aéronautique », Symposium de Génie Électrique, Grenoble, France, juin 2016.
- [3] Gui-Jia Su, Cliff White, Zhenxian Liang, «Design and Evaluation of a 6.6 kW GaN Converter for Onboard Charger Applications», 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)
- [4] K. Ribeiro De Faria, T. Phulpin, D. Sadarnac, C. Karimi et L. Bendani, « Reliability, power losses and volume comparison for isolated DC/DC converters using Si and GaN devices », Symposium de Génie Électrique, Nancy, France, juillet 2018.
- [5] J-S. Ngoua Teu Magambo, R. Bakri, X. Margueron, P. Le Moigne, A. Mahe, S. Guguen et T. Bensalah, « Planar Magnetic Components in More Electric Aircraft : Review of Technology and Key Parameters for DC-DC Power Electronic Converter », IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 3, p. 831-842, décembre 2017.
- [6] Florian Krismer, « Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies », PhD Thesis, ETHZ, 2010
- [7] P. L. Dowell, « Effects of eddy currents in transformer windings », Proc. Inst. Electr. Eng. UK, vol. 113, n° 8, p. 1387, 1966, doi : 10.1049/piee.1966.0236.
- [8] J. A. Ferreira, « Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components », IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, n° 1, p. 127-131, janv. 1994, doi : 10.1109/63.285503.
- [9] Wei Chen, Yipeng Yan, Yuequan Hu, et Qing Lu, « Model and design of PCB parallel winding for planar transformer », IEEE Trans. Magn., vol. 39, n° 5, p. 3202-3204, sept. 2003, doi : 10.1109/TMAG.2003.816147.
- [10] R. Bakri, « Modélisation thermique des composants magnétiques planar de puissance par réseau thermique structurel », p. 8.
- [11] Frank P. Incropera, « Fundamentals of Heat and Mass Transfer », John Wiley & Sons Ltd, 2007.