

Conception d'un convertisseur DC/DC isolé de 30kW à haut rendement.

Olivier MARTOS^{1,3} François FOREST¹ Jean-Jacques HUSELSTEIN¹

Thierry MEYNARD² Patrice LEVRON³

¹ IES, Univ Montpellier, CNRS, Montpellier, France ² LAPLACE Univ Toulouse, CNRS, Toulouse, France

³ ECA-Robotics, Couëron, France

RESUME Cet article propose une architecture de convertisseur DC/DC isolé répondant à un cahier des charges contraignant (forte variation de la tension d'entrée) et ambitieux (rendement > 96%). Ce fonctionnement à haut rendement et à fréquence de découpage relativement élevée (> 50kHz) nécessite de considérer des structures à commutation douce. Par ailleurs, cet objectif de rendement doit être mis en perspective de la plage de variation de la tension d'entrée. Cette combinaison impose d'envisager des solutions particulières, telles la mise en cascade d'étages de conversion. C'est cette option qui est présentée ici, avec un premier étage "pré-régulateur" et un second étage isolé en "point fixe". La structure isolée retenue est le "Dual Active Bridge" (DAB), dont la conception constituera le cœur de cette présentation.

Mots-clés—*Commutation douce – Boost Multicellulaire – Dual Active Bridge – Planar.*

1. INTRODUCTION

Il est tout d'abord nécessaire de préciser les principaux éléments du cahier des charge pour mieux appréhender le contexte (Tableau 1). Il s'agit donc d'une unité de conversion de 30kW qui doit permettre, par association, de réaliser des ensembles atteignant 200kW. In fine, deux convertisseurs seront réalisés : une version « 200V » et une version « 400V ».

Tableau 1 : Spécifications convertisseur

Désignation	Valeur
Puissance de sortie	$P_{OUT} = 30kW$
Tension d'entrée	$V_{IN} = 200 \text{ à } 600V$
Tension de sortie	$V_{OUT} = 200V \text{ ou } 400V$
Fréquence de découpage	$F_{SW} > 50kHz$
Rendement	$\eta > 96\%$ (pertes < 1250W)
Isolation galvanique	Oui

Dans l'incontournable objectif de réduction de masse et de volume des convertisseurs embarquées, l'augmentation de la fréquence de découpage est l'une des options. Inévitablement, elle se heurte à la problématique des pertes et une option complémentaire est l'association de cellules (multi-niveaux série et/ou parallèle) et/ou d'étages. Le travail présenté ici sera donc largement axé sur cette seconde option.

2. CHOIX DE L'ARCHITECTURE

Une des premières difficultés est liée au niveau de la tension d'entrée V_{IN} . En effet, dans l'hypothèse de convertisseurs classiques à un étage, une plage de tension aussi importante impose l'utilisation de composant à forts calibres en tension et en courant, ce qui est défavorable en termes d'efficacité. Les MOSFETs sont les composants les plus adaptés au contexte. Si l'on observe les tendances technologiques sur des composants de moyenne puissance (une puce dans boîtier type "TO-247", Tableau 2), il apparaît que, sur le plan des performances en conduction, associer des composants basse tension en série (à travers une association de cellules) peut être une solution intéressante. Inversement, si cette possibilité existe, travailler en haute tension (>600V) offre l'opportunité d'utiliser des composants SiC, particulièrement performants.

Des associations judicieuses de composants (série/parallèle), à travers une architecture adaptée, constituent donc une voie de réflexion qui est la base de l'orientation de ce travail.

Tableau 2 : Comparaison MOSFET - V_{DSMAX} VS. R_{DSon}
*Carbure de Silicium (SiC)

V_{DSmax} (V)	R_{DSon} (mΩ)
100	1 à 3
200	5
300 à 400	30 à 60
650	17 à 20
1200*	7 à 25

En ce qui concerne la contrainte d'isolement galvanique, il existe différentes topologies de convertisseurs pouvant être considérées dans ce contexte. On peut citer les structures en pont telles que les convertisseurs à résonance type LLC, la structure "Phase-Shift ou encore le "Dual Active Bridge" (DAB, Figure 1.b). Compte-tenu de ses caractéristiques, ce dernier est un candidat prometteur [1] [2] [3]. Celui-ci est composé de deux ponts complets déphasés et d'une inductance sur la ligne alternative. La grandeur de régulation de puissance étant l'angle de déphasage.

Malheureusement, ce DAB, de par sa structure, ne se prête pas aux fortes variations de tensions d'entrée et de sortie [4]. De

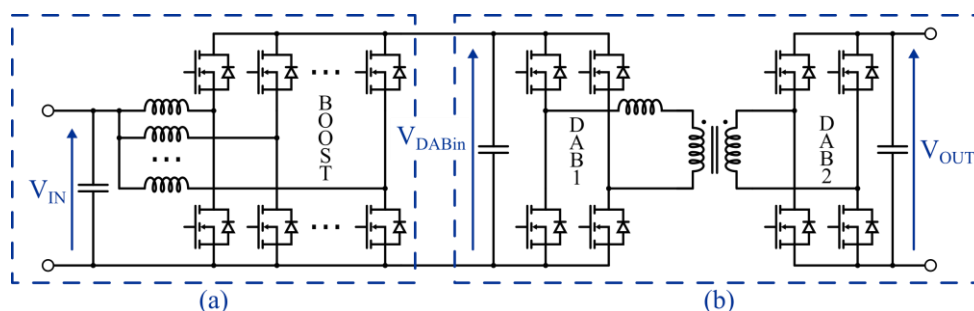


Figure 1 : Convertisseur à deux étages : (a) : Hacheur Multicellulaire. (b) : Dual Active Bridge.

nombreux travaux ont été publiés ces dernières années pour présenter des solutions palliatives, notamment via des lois de commandes adaptatives [5] [6] qui augmentent inévitablement la complexité de la commande, mais sans apporter d'amélioration vraiment significative. Cela dit, aucune topologie n'est véritablement adaptée à une telle plage de tension.

L'option retenue est de réaliser une structure composée de deux convertisseurs. Un premier étage, non-isolé élévateur (type Boost Multicellulaire), permet de générer un bus intermédiaire à tension constante $V_{DABin} (\geq 600V)$, à partir de la tension d'entrée fortement variable (Figure 1.a). Le convertisseur isolé fonctionnera donc dans des conditions favorables et, dans cette situation, le DAB peut exprimer tout son potentiel. Le schéma proposé pour le premier étage est indicatif, c'est sur cette partie que l'association série pourra être envisagée. Le bus intermédiaire HT permet lui de retenir l'option "composants haute tension" pour la partie isolée.

La suite de ce papier sera axée sur la conception du DAB à tension fixe.

3. CONCEPTION DES DIFFERENTS ELEMENTS

Une maquette basée sur une première conception des différents blocs a été réalisée en vue d'analyser le potentiel de performances et d'orienter les choix définitifs du futur prototype. Les trois blocs constitutifs de l'étage de puissance, cellules semi-conductrices, transformateur et inductance, ont fait l'objet d'une analyse approfondie, avec des choix fortement orientés par le respect de la contrainte en rendement.

3.1. Caractéristiques du Dual Active Bridge développé

Rappelons que le DAB fonctionne avec une tension d'entrée constante de 600V. Compte tenu du cahier des charges, plusieurs options sont possibles : réaliser une unité de 30kW ou assembler plusieurs modules de puissance réduite (2x15kW, 4x7.5kW etc.). Le tableau ci-dessous illustre les grandeurs électriques côté continu de l'étage isolé :

Tableau 3 : Grandeurs électriques DAB

P_{DAB} (kW)	I_{DABin} (A)	I_{OUT} (A)	
		$V_{OUT} = 200V$	$V_{OUT} = 400V$
30	50	150	75
15	25	75	37.5
7.5	12.5	37.5	18.75

La mise en œuvre d'une seule entité de 30kW ne paraît pas être la solution appropriée, du fait des ordres de grandeur des courants. Elle imposerait la mise en parallèle de composants, peu propice à la minimisation des inductances de maille, tendance contradictoire avec la gestion d'un courant commuté très important. De la même façon, cette orientation compliquerait le design des composants magnétiques. Quant à la subdivision en 4 sous-unités (ou plus), elle induirait une multiplication des interconnexions et sous exploiterait les puces MOSFETs disponibles, comme le montrera le paragraphe suivant. La réalisation de deux sous-ensembles de 15kW semble donc être un bon compromis.

3.2. Cellules semi-conductrices

La recherche du rendement maximal passe inévitablement par une analyse approfondie des performances des composants de puissance à semi-conducteurs. Dans cet objectif, la lecture seule des datasheets n'est pas suffisante pour estimer efficacement les pertes du système. L'utilisation de logiciel de simulation, tel que LTSpice®, est alors indispensable pour

justifier le choix des composants ou d'une éventuelle mise en série/parallèle.

En ce sens, un outil a été développé afin de simuler automatiquement les performances des différents composants « candidats » et ainsi de permettre un choix plus judicieux. Cet outil permet d'éprouver une cellule semi-conductrice selon des conditions de conduction et de commutation particulières, fixées par l'utilisateur.

Un premier composant SiC 1200V/40mΩ (C2M0040120D – Wolfspeed) a subi une batterie de simulations à l'aide de cet outil, et les résultats ont été validés par des essais expérimentaux. Ce composant étant intégré dans le pont d'entrée du DAB (côté 600V, que nous nommerons par la suite **DAB1**) fonctionnant à une fréquence de découpage de 60kHz, les pertes estimées pour un module de 15kW sont de **88W**. Le choix de tels modules sans association parallèle d'interrupteurs semble donc approprié, le calibre de ces composants étant parfaitement adapté à la puissance visée. Selon les résultats des simulations, il serait possible, avec le nouveau composant SiC 1200V/16mΩ (C3M0016120D – Wolfspeed) de limiter les pertes à **43W**. Dans cette première phase d'étude, le pont DAB1 sera constitué de 4 MOSFETs de la référence C2M0040120D.

En ce qui concerne le pont de sortie du DAB (que nous nommerons de la même manière **DAB2**), les options sont diverses considérant les deux tensions de sortie possibles. Dans un premier temps, seul le pont 400V a été étudié. Compte tenu de la présence de courant secondaire plus important que pour le pont DAB1, il n'était pas envisageable d'utiliser des composants similaires. C'est pourquoi, au début de l'étude, le choix s'est porté sur des MOSFET Si 650V/17mΩ (IPW60R017C7 – Infineon). Depuis, de nouveaux composants sont apparus sur le marché, modifiant la donne, aussi bien pour les ponts DAB1 que DAB2.

Les résistances à l'état passant R_{DSon} ont été considérablement réduites (C3M0016120D – Wolfspeed déjà évoqué) et pour le DAB2 200V, l'option consistant à utiliser des composants SiC haute tension devient crédible. Ainsi, des composants SiC cascodes 1200V sont proposés avec une résistance R_{DSon} de 7mΩ, très inférieure à celles des meilleurs MOSFETs Si correspondant à la réalisation d'un étage 200V (gamme de tension 300V – 400V).

La figure 2 montre une projection 3D du module pont réalisé avec un empilement de technologies PCB classiques, un premier circuit portant les connexions de puissance et les condensateurs de découplage, un second circuit les "drivers". Cette technique permet d'avoir un module compact qui a été utilisé pour tous les blocs à semi-conducteurs présentés dans la partie expérimentale.

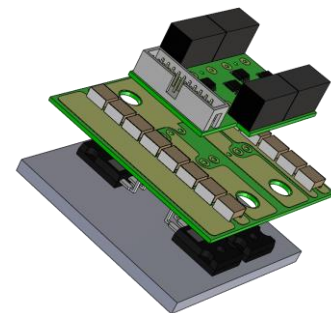


Figure 2 : Cellule SiC réalisée

3.3. Transformateur

Au vu des performances attendues, combinées à un fonctionnement à fréquence relativement élevée, le choix de départ s'est porté sur la technologie planar. Bien que celle-ci possède évidemment des inconvénients, qui seront abordés par la suite, elle se prête bien à la réalisation de transformateurs HF de puissance. Elle trouve son plein potentiel notamment lorsque la compacité et un bon échange thermique sont recherchés.

Concernant les performances en rendement, une étude approfondie a été menée, appuyée par un outil de design développé au sein de l'IES. Cet outil a pu être éprouvé à plusieurs reprises [7] [8] [9]. Il est basé sur la méthode dite du produit des aires, couplée à la prise en compte de l'élévation de température et à l'utilisation de circuits magnétiques standards (type E-planar par exemple) :

$$AP = P_{OUT} \times \left(\frac{K_{p1} \frac{K_{w1}}{J_1(A_W A_C)} + K_{p2} \frac{K_{w2}}{J_2(A_W A_C)}}{\Delta B(A_W A_C) \times F} \right) \quad (1)$$

Avec :

AP : Produit des aires P_{OUT} : Puissance

F : Fréquence K_p, K_w : Coefficients

J_1, J_2 : Densité de courant efficace primaire et secondaire (pertes joule)

ΔB : Variation d'induction magnétique (pertes fer)

Il est à préciser que l'outil développé n'est pas un outil d'optimisation à proprement parler. Il s'appuie sur une logique d'homothétie des dimensions d'un circuit magnétique type dont les rapports entre les côtes sont fixés, ce qui permet une résolution beaucoup plus simple. Il intègre la prise en compte de la température de surface à partir d'une estimation des pertes joule (analyse monodimensionnelle) et des pertes fer (modèle de Steinmetz étendu).

Les principaux effets impactant de manière significative le rendement d'un transformateur apparaissent à mesure que la fréquence augmente (augmentation des pertes fer et des pertes joule). L'estimation de ces pertes n'est pas récente [10] [11] et est encore aujourd'hui à l'origine de nombreux ouvrages scientifiques [12] [13] [8]. La recherche d'un optimum entre géométrie et pertes du transformateur est la clé d'une structure performante.

La technologie planar trouve ici son intérêt sur les deux aspects. De par sa compacité, à puissance équivalente, les pertes fer se trouvent relativement réduites. D'autre part, avec un assemblage astucieux des bobinages, il est possible de réduire de façon très significative la répartition non-homogène de la densité de courant dans la surface du conducteur [14] [15] [16]. Cet agencement limite de ce fait l'augmentation de la résistance apparente avec la fréquence.

Le point de départ consiste à choisir le circuit magnétique, tant sur la forme que sur les performances du matériau. Concernant la forme, les circuits de type E-planar sont souvent utilisés pour cette technologie et sont adaptés notamment aux bobinages sur PCB. Quant au matériau ferromagnétique utilisé le choix s'est porté sur un matériau (3C95) présentant des pertes volumiques intéressantes (entre 290 et 350kW.m⁻³) et constantes sur une large gamme de température (jusqu'à 120°C) [17]. Par la suite, les composants E64, la plus grande taille en circuits planar standards, ont été sélectionnés pour le dimensionnement compte tenu de la puissance à transférer.

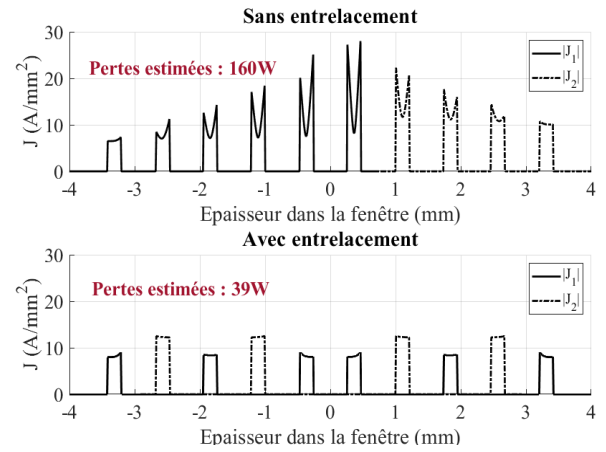


Figure 3 : Densité de courant dans l'épaisseur du conducteur (analyse 1D)

L'agencement des bobinages est donc un facteur déterminant dans la maîtrise des pertes joule. On montre théoriquement qu'un entrelacement (empilement alterné de couches des deux bobinages) permet de réduire significativement la résistance alternative en réduisant l'amplitude du champ magnétique dans la fenêtre (Figure 3).

En considérant ces différents éléments, plusieurs dimensionnements ont été évalués. Le rapport de transformation étant fixé par le rapport des tensions d'entrée (600V) et de sortie du DAB (400V ou 200V), l'agencement du bobinage a fait l'objet d'analyses approfondies.

Avec l'objectif de proposer un design similaire pour les deux versions 200V et 400V, plusieurs pistes ont été étudiées. Des dimensionnements successifs ont permis de montrer qu'il était possible, en associant 2xEE64, d'atteindre une puissance d'environ 7,5kW, ce qui suppose d'associer deux transformateurs pour un module de 15kW. L'idée, retenue par la suite, est d'utiliser un seul transformateur composé de 4xEE64, dont les performances se sont révélées supérieures, en particulier du fait de la diminution relative du volume des têtes de bobine.

Tableau 4 : Caractéristique du transformateur

Désignation	Valeur
Puissance	$P_T = 15kW$
Forme du noyau magnétique	4xEE64
Nombre de spire primaire	$N_1 = 6$
Nombre de spire secondaire	$N_2 = 4$
Fréquence	$F = 60kHz$
Pertes fer estimées	23W
Pertes joule estimées	39W

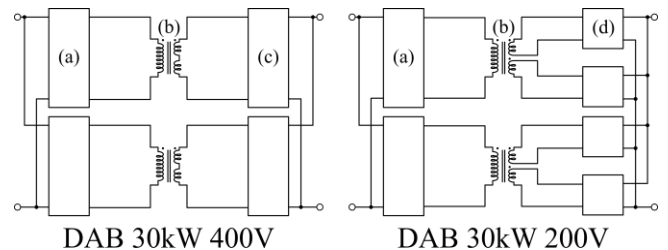


Figure 4 : Configuration DAB 30kW
(a) : Cellule DAB1 600V. (b) : Transformateur 15kW.
(c) : Cellule DAB2 400V. (d) : Cellule DAB2 200V

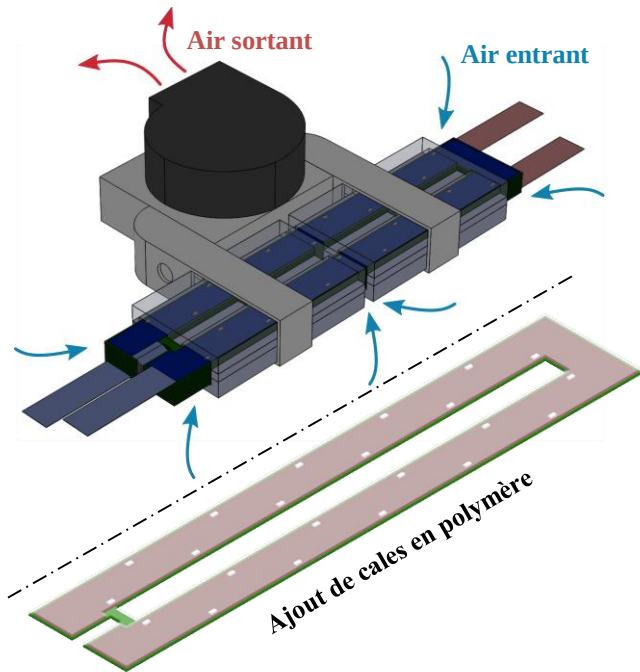


Figure 5 : Réduction capacités parasites et système de refroidissement

La présence de 4 spires au secondaire pour la version 400V permet, pour la version 200V, de diviser ce dernier en deux bobinages de 2 spires qui seront chacun connecté à un pont. Les deux ponts sont ensuite couplés en parallèle avec un équilibrage actif des courants continus (Figure 4).

Le transformateur étant à présent dimensionné, il est intéressant à ce stade de revenir sur les inconvénients de la technologie planar. La constitution en empilement alterné de spires primaires et secondaires, très favorable pour minimiser les pertes joule AC, conduit malheureusement à une capacité globale entre bobinages primaire et secondaire élevée. Avec les dimensions actuelles du transformateur et avec un empilement direct des spires, la capacité entre deux spires C_{12} est d'environ 1nF (210 μ m cuivre et 350 μ m FR4 et vernis avec une permittivité relative $\epsilon_r = 4$). Ceci conduit à une capacité globale d'environ 10nF entre primaire et secondaire engendrant des courants de mode commun élevés augmentés par des effets de résonance avec l'inductance AC du DAB.

Le refroidissement de ce transformateur a été un point déterminant quant à la stratégie mise en œuvre concernant ces capacités. Deux options sont possibles. La première consiste à profiter d'un échange thermique par conduction en favorisant le contact entre l'ensemble des bobinages et les noyaux magnétiques. Comme indiqué précédemment, ceci aurait pour conséquence une maximisation des capacités inter-spires.

L'autre option, que nous avons choisie, consiste à réduire la capacité entre spires par l'aménagement d'un espace d'air entre chaque spire. La capacité est diminuée à la fois par l'augmentation de la distance et par la diminution de la permittivité du diélectrique (air plutôt que FR4). Ceci se fait bien sûr au prix d'une hauteur totale plus élevée du transformateur. Mais un avantage important apparaît : cet espace entre spires permet la mise en place d'un refroidissement par convection forcée directement au sein des bobinages (Figure 5).

L'écart entre spires est assuré par des cales en polymère. La surface totale de ces cales représente environ 1% de la surface totale du conducteur afin de profiter de la faible permittivité relative de l'air et leurs placements est agencé pour ne pas gêner la circulation du flux d'air de refroidissement. De ce fait, en introduisant une distance de 0.7mm entre chaque spire, il est possible de réduire la valeur de C_{12} à une centaine de pF (contre 1nF), tout en assurant un refroidissement efficace du cœur du transformateur.

En ce qui concerne les essais, présentés dans cet article, de la structure 15kW, il est à préciser que le système de refroidissement du transformateur n'était pas encore installé. Les essais ont donc été limités en durée, afin d'empêcher une augmentation trop importante de la température des éléments constitutifs de ce transformateur, qui nous éloignerait d'un fonctionnement normal, et qui serait donc moins représentatif. Cette contrainte a aussi limité de ce fait nos essais à une puissance de fonctionnement de 12kW.

3.4. Inductance

L'autre composant magnétique, critique pour cet étage isolé, est l'inductance de la ligne alternative. Celle-ci, à la différence des inductances de lissage, fonctionne avec une composante de courant strictement alternative. Sa conception est sensiblement différente avec une problématique de maîtrise des pertes HF tant pour le bobinage que pour le circuit magnétique. Une attention particulière sera portée sur le bobinage, celui-ci étant lourdement impacté par les phénomènes intervenant à haute fréquence.

Il faut tout d'abord définir la valeur de cette inductance. Après investigations, le choix s'est porté sur une inductance de l'ordre de 20 μ H. Cette dernière présentant un bon compromis relativement au volume, aux pertes, à la limitation du di/dt et à l'efficacité du transfert de puissance. En fonctionnement à la puissance nominale (15kW) à 60kHz cette valeur d'inductance conduit à un déphasage entre les ponts complets de 18°.

Il faut ensuite aborder les considérations d'ordre technologique pour ce dimensionnement. Toujours dans la recherche de rendement élevé, le choix du matériau magnétique s'est orienté vers des ferrites MnZn [18], les pertes dans les matériaux à entrefer réparti étant trop élevées, dans cette configuration à fort champ alternatif. Le noyau devra donc comporter des entrefers.

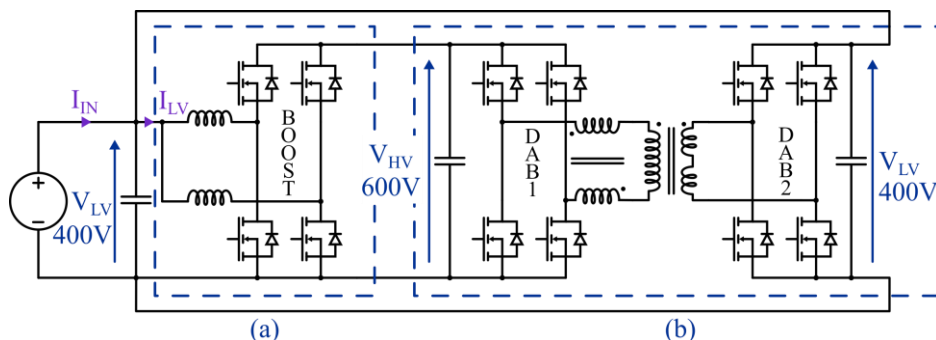


Figure 6 : Schéma expérimental 15kW version "400V" : (a) : BOOST 2 voies entrelacées. (b) : Dual Active Bridge

Dans le cas du bobinage, le problème majeur des pertes joule HF se pose inévitablement. Contrairement au transformateur, il n'y a pas de direction privilégiée dans la distribution du champ et la présence d'entrefer aggrave cette situation. C'est une problématique que seule l'utilisation de fil de Litz peut résoudre.

La Figure 7 montre l'inductance réalisée sur la base d'un tore à 4 entrefer et de 4 bobinages symétriques éloignés des entrefer et réalisés avec du fil de Litz. Ces bobinages sont mis en parallèle deux par deux pour obtenir les deux demi-bobines connectées entre le pont DAB1 et le transformateur (Figure 6). Pour une même masse totale d'inductance cette configuration permet de réduire très fortement les courants de mode commun par rapport à une inductance simple.



Figure 7 : Inductance DAB réalisée

4. VALIDATIONS EXPERIMENTALES

4.1. Schéma du dispositif expérimental

Le dispositif expérimental élaboré (Figure 6) est une version préalable, proche du convertisseur final, permettant de démontrer la pertinence des choix effectués jusqu'ici. Il faut rappeler qu'il s'agit de la version 400V en sortie, et ce pour le reste de cet article. La version 200V n'a pas encore été construite.

Les tests ont tous été réalisés sans connecter de charge. Le convertisseur fonctionne en étant « rebouclé » sur lui-même. La tension d'entrée lors des essais est donc forcément égale à la tension de sortie du convertisseur complet, soit 400V. Le rapport cyclique du BOOST est ajusté pour obtenir un rapport de tension du DAB exactement égal au rapport de nombre de spires du transformateur. La puissance convertie est réglée par le déphasage appliqué entre les commandes des deux ponts du DAB.

Ce mode d'opération particulier permet de faire fonctionner le système à pleine puissance sans utiliser de charge. La source d'alimentation ne fournissant que les pertes totales du convertisseur, celles-ci sont directement mesurables avec une très grande précision.

Cette méthode est, de ce point de vue, similaire à la méthode d'opposition [19]. Bien que ce dispositif limite les points de fonctionnement possibles, il permet une bonne vision des performances du système. La mesure des courants I_{IN} et I_{LV} permet une évaluation directe et précise des pertes globales :

$$P_{pertes} = V_{LV} \times I_{IN} \quad (2)$$

$$P_{LV} = V_{LV} \times I_{LV} \quad (3)$$

$$\eta = \frac{P_{LV} - P_{pertes}}{P_{LV}} \quad (4)$$

La connaissance du rendement global de ce convertisseur, dans une version non aboutie, est un indicateur fort quant à la faisabilité du système. En effet, la structure élévatrice **BOOST** utilisée n'est pas optimisée (futurs travaux de thèse).

Rappelons les composants utilisés pour ces essais :

Tableau 5 : Composants pour les essais expérimentaux

Pont	Composant	Caractéristiques
BOOST	C2M0040120D	MOS SiC 1200V – 40mΩ
DAB1	C2M0040120D	MOS SiC 1200V – 40mΩ
DAB2	IPW60R017C7	MOS Si 600V – 17mΩ

4.2. Mesures de température et séparation des pertes

Les pertes totales du convertisseur se répartissent essentiellement entre les différents ponts semi-conducteurs et les composants magnétiques (transformateur, inductance AC et inductances de lissages).

L'idée est donc de compléter la mesure des pertes totales par des essais expérimentaux permettant d'évaluer les pertes dans chaque bloc constitutif. Cette séparation des pertes permet également de comparer les résultats obtenus par simulation et par expérimentation. Afin de mesurer les pertes de chaque pont, une méthode thermique a été retenue.

Dans un premier temps, chaque pont de puissance a été monté sur un radiateur ventilé qui permet le refroidissement de ces ponts mais aussi de collecter des informations liées à la quantité de pertes associée :

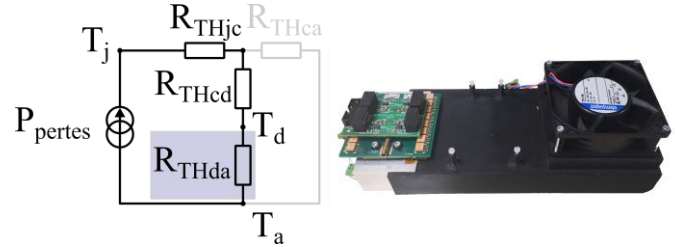


Figure 8: Ensemble pont + dissipateur

Le principe de la mesure est basé sur l'hypothèse que la grande majorité du flux thermique est extrait via le dissipateur thermique. En connaissant la résistance thermique R_{THda} du dissipateur, qui présuppose un calibrage précis, la mesure de la différence de température entre T_d (dissipateur) et T_a (air entrant) permet de déduire les pertes du pont.

$$P_{pertes} = \frac{T_d - T_a}{R_{thda}} \quad (5)$$

Le calibrage thermique consiste à déterminer la résistance thermique R_{thda} pour une vitesse de ventilateur donnée. La méthode consiste à injecter une puissance P_{pertes} connue dans les MOSFETs (circulation de courant continu dans les diodes des MOSFETs) et à mesurer les températures T_d et T_a .

En ce qui concerne les composants magnétiques, il n'est pas possible d'appliquer une démarche similaire du fait des pertes magnétiques qui empêchent une calibration en continu. La séparation des pertes au sein de l'inductance AC et au sein du transformateur comprendra donc une part d'estimation théorique.

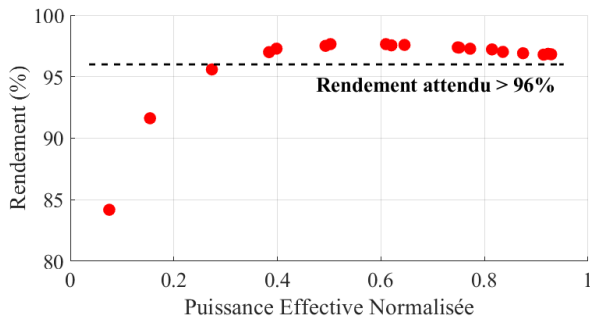


Figure 9 : Rendement convertisseur 15kW

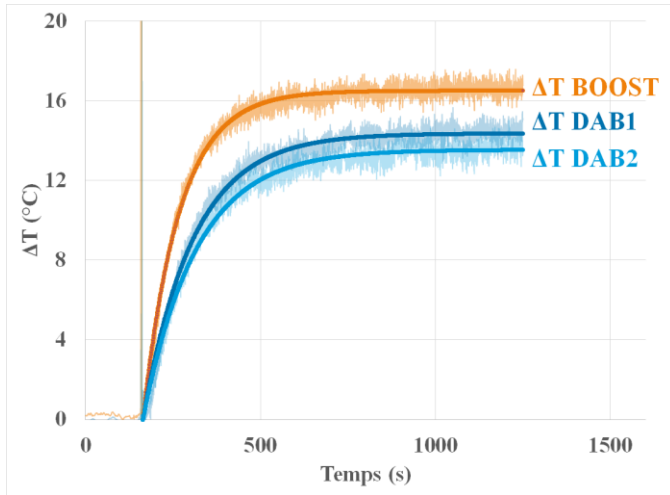


Figure 10 : Relevés de température des ponts de puissance à 12kW

4.3. Résultats expérimentaux

Différents essais ont été réalisés afin de prouver l'efficacité de la structure globale et de valider l'ensemble des choix effectués jusqu'à présent. Ne seront présentés ici que les résultats des essais pour une tension de sortie de 400V et pour un module de 15kW. Les résultats obtenus en ce qui concerne le rendement global sont représentés sur la Figure 9.

Il est d'ores et déjà possible de faire un premier bilan de cette structure qui, rappelons-le, est provisoire. Bien que l'étage élévateur ne soit pas optimisé, les rendements obtenus sont déjà supérieurs à ceux attendus avec un maximum de **97.7%**. On notera également qu'en approchant de la puissance nominale de 15kW, le rendement a tendance à diminuer. Ceci s'explique par la montée en température du transformateur, impactant de ce fait le rendement de celui-ci. Le refroidissement ventilé permettra de pallier cette contrainte.

Les températures des ponts ont été relevées et ont permis d'évaluer, pour plusieurs points de fonctionnement, les pertes dans chaque pont de puissance. Quelques résultats sont donnés en Figure 10 (évolution des températures des ponts) et Figure 11 (pertes dans les ponts), pour un point de fonctionnement à 12kW et 60kHz.

Plusieurs observations peuvent être faites à partir de ces résultats. Premièrement, le pont « BOOST », constitué de composants SiC 1200V/40mΩ, est celui dont les pertes sont les plus importantes. Ceci s'explique avant tout par la présence de commutations dites « dures », et donc fortement impactées par un fonctionnement à haute fréquence. Les deux autres ponts primaire et secondaire du DAB sont plutôt équilibrés. L'explication vient avant tout de la différence de R_{DSon} (40mΩ vs. 17mΩ) qui compense la différence de courant entre primaire et secondaire (rapport de transformation).

$$P_{eff} = 12kW, P_{loss} = 331W, \eta = 97.29\%$$

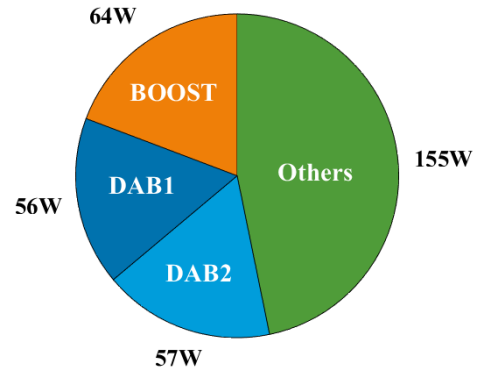


Figure 11 : Répartition des pertes mesurées @12kW

En second lieu, il est intéressant de mettre en perspective les pertes mesurées avec les estimations délivrées par l'outil de simulation, pour les mêmes conditions de commutation (Tableau 6).

Tableau 6 : Comparaison essais vs. simulations @12kW

Pont	Pertes mesurées	Pertes estimées
BOOST	64W	62W
DAB1	56W	52W
DAB2	57W	61W

On constate ici l'intérêt des simulations via les modèles Spice des composants. Il est confirmé que leurs résultats sont une aide précieuse pour guider le choix des composants utilisés. Dans une optique de rendement élevé, l'utilisation seule des datasheets ne permet pas une estimation suffisamment précise des pertes lors de la conception.

Enfin, en l'état, les pertes dans l'ensemble des composants magnétiques sont difficilement séparables. On note qu'elles représentent quasiment la moitié des pertes du système complet. En s'appuyant sur les données du design, on peut estimer que les pertes dans le transformateur constituent la moitié de ces pertes "magnétiques", l'autre moitié se répartissant entre les inductances. Il faut préciser que la réalisation rapide du Boost a conduit à l'utilisation d'inductances sur étagère sous-calibrées. Un gain significatif devrait être obtenu dans le Boost final.

5. CONCLUSION

Ce papier a permis de montrer l'efficacité d'une structure isolée à double étage, permettant de répondre à une forte contrainte de variation de la tension d'entrée. Les résultats obtenus sont très prometteurs, la marge d'amélioration étant importante.

En effet, la mise en œuvre d'un convertisseur Boost plus élaboré (multi-niveaux, coupleur), l'utilisation de composants à semi-conducteurs plus performants et l'amélioration de la réalisation du transformateur vont accroître les performances du convertisseur. Il est à noter que le développement d'un outil de simulation pour évaluer les pertes dans les composants à semi-conducteur, au commencement de ce travail, a grandement facilité le choix des composants utilisés et a permis d'avoir une bonne estimation des performances réelles.

6. REFERENCES

- [1] L. Schrittwieser, M. Leibl, M. Haider, F. Thöny, J. W. Kolar et T. B. Soeiro, «99.3% Efficient three-phase buck-type all-SiC SWISS Rectifier for DC distribution systems,» chez *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017.
- [2] F. Krismer, «Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies,» 2010.
- [3] D. Aggeler, «Bidirectional Galvanically Isolated 25 kW 50 kHz 5 kV/700V Si-SiC SuperCascode/Si-IGBT DC-DC Converter,» 2010.
- [4] 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,» chez *Symposium de Genie Electrique*, Grenoble, 2016.
- [5] M. Blanc, Y. Lembeye et J.-P. Ferrieux, «Dual Active Bridge (DAB) pour la conversion continu-continu,» *Techniques de l'Ingénieur*, 2019.
- [6] P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart et J. W. Kolar, «Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications,» chez *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, 2014.
- [7] F. Forest, E. Laboure, T. Meynard et M. Arab, «Analytic Design Method Based on Homothetic Shape of Magnetic Cores for High-Frequency Transformers,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 2070-2080, 9 2007.
- [8] Z. Belkaid, «Modèles et outils pour la conception de composants,» 2016.
- [9] F. Forest, T. A. Meynard, J. Huselstein, D. Flumian, C. Rizet et A. Lacarnoy, «Design and Characterization of an Eight-Phase-137-kW Intercell Transformer Dedicated to Multicell DC-DC Stages in a Modular UPS,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 45-55, 2014.
- [10] P. L. Dowell, «Effects of eddy currents in transformer windings,» *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, pp. 1387-1394, 8 1966.
- [11] B. Carsten, «High Frequency Conductor Losses In Switchmode Magnetics,» vol. 12#groups#, pp. 34-40, 43, 11 1986.
- [12] D. Sadarnac, *Du composant magnétique à l'électronique de puissance: Analyse, modélisation, conception, dimensionnement des transformateurs, inductances, convertisseurs ; Cours et exercices corrigés*, Ellipses, Éd., Ellipses Marketing, 2013.
- [13] C. Ropoteanu, P. Svasta et C. Ionescu, «A study of losses in planar transformers with different layer structure,» chez *2017 IEEE 23rd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, 2017.
- [14] W. Chen, Y. Yan, Y. Hu et Q. Lu, «Model and design of PCB parallel winding for planar transformer,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, pp. 3202-3204, 9 2003.
- [15] Z. Ouyang, M. Andersen et O. C. Thomsen, «Advances in Planar and Integrated Magnetics,» 2011.
- [16] F. Robert, «Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage,» 1999.
- [17] Ferroxcube, *Ferroxcube Soft Ferrites (MnZn - NiZn)*, 2013.
- [18] Magnetics, «Magnetics Powder Core Catalog,» 2017.
- [19] F. Forest, J. Huselstein, S. Faucher, M. Elghazouani, P. Ladoux, T. A. Meynard, F. Richardeau et C. Turpin, «Use of opposition method in the test of high-power electronic converters,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 530-541, 2006.
- [20] F. A. Holguín, R. Asensi, R. Prieto et J. A. Cobos, «Simple analytical approach for the calculation of winding resistance in gapped magnetic components,» chez *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014.
- [21] X. Margueron, A. Besri, Y. Lembeye et J. Keradec, «Current Sharing Between Parallel Turns of a Planar Transformer: Prediction and Improvement Using a Circuit Simulation Software,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 1064-1071, 5 2010.