

# Limites des stratégies de modulation minimisant le courant du convertisseur DAB

Guy L. SCOGGIN<sup>1,2,3</sup>, Lucas PNIAC<sup>1</sup>, Adrien VOLDOIRE<sup>2,3</sup>, Olivier BÉTHOUX<sup>2,3</sup>

<sup>1</sup> Safran Tech, <sup>2</sup> Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire GeePs, <sup>3</sup> Sorbonne Université, CNRS, Laboratoire GeePs

**RESUME** – Cet article traite des stratégies de modulation du convertisseur Dual Active Bridge, obtenues en minimisant le courant efficace circulant dans l'inductance de ligne. L'étude développe, dans le domaine fréquentiel, un algorithme d'optimisation numérique permettant de calculer les instants de commandes optimaux. Les résultats de l'optimisation montrent l'existence d'une frontière où les commutations s'opèrent à courant nul. Cette frontière différencie les zones de commutation douce de type ZVS et ZCS en comparant les deux stratégies de modulation à courant efficace minimal étudiées. La commutation à courant nul, et non négatif, introduit des pertes par commutation. La connaissance de cette frontière est donc cruciale pour le concepteur.

*Convertisseur DAB, stratégie de modulation, contrôle optimal, optimisation, convertisseurs ZVS, convertisseurs ZCS.*

## 1. INTRODUCTION

La volonté de décarboner l'industrie aéronautique pousse à envisager la gestion de l'énergie sous forme électrique à bord des avions. Cela exige un réseau de bord fiable dans des conditions environnementales extrêmes, en s'appuyant sur des organes d'adaptation de la puissance électrique à forte densité de puissance tant massive que volumique. Le convertisseur « Dual Active Bridge » (DAB) est un convertisseur continu-continu permettant à la fois d'atteindre des densités de puissance élevées, d'assurer la réversibilité en puissance et également de tolérer des variations importantes des tensions des réseaux d'entrée et de sortie [1]. Cela va dans le sens de la flexibilité des réseaux, require pour la sûreté de fonctionnement à bord [2].

Le convertisseur DAB bénéficie de multiples degrés de liberté pour réaliser l'asservissement de sa tension de sortie. Cette flexibilité de contrôle offre la possibilité d'utiliser les transistors de dernière génération les plus performants, en Nitrure de Gallium (GaN) et Carbure de Silicium (SiC), dans les meilleures conditions de fonctionnement en assurant des commutations à tension nulle (ZVS). Cela permet d'envisager une augmentation significative des fréquences de découpage (quelques 100 kHz à MHz), et de répondre au besoin de convertisseur à densité de puissance très élevée (> 2kg/kW).

Bien que des stratégies de modulation utilisant jusqu'à 5 degrés de liberté (ddl) aient été développées dans la littérature, cet article se focalise sur les stratégies de modulation les plus largement exploitées : à 2 ddl et 3 ddl, appelées « Extended Phase Shift » (EPS) [3] et « Triple Phase Shift » (TPS) [4]. Ces modulations sont construites par minimisation du courant efficace circulant dans l'inductance  $L$  du DAB, sous la contrainte d'un fonctionnement des cellules de commutation en mode ZVS.

Cet article explore les limites de ces stratégies de modulation pour le maintien du ZVS sur l'ensemble du domaine opérationnel du DAB. Il démontre tout d'abord que, pour chaque rapport de conversion donné, il existe un niveau de puissance où le convertisseur entre nécessairement dans un état de commutation à courant nul (ZCS). Collectivement, ces différents points de fonctionnement forment une frontière dite « ZCS ». Il montre ensuite que pour les composants réels, cette limite devient une plage de fonctionnement à part entière où la ZVS ne peut pas être garantie. Les résultats de cet article permettront à un concepteur d'adapter le dimensionnement du convertisseur

et de sa commande en tenant compte de ces limitations fondamentales.

L'article est organisé comme suit. La section 2 décrit la procédure de calcul des modulations optimales par optimisation. La section 3 étudie les formes d'onde autour de la frontière ZCS et démontre une expression analytique décrivant cette frontière. La section 4 analyse le comportement des composants réels fonctionnant près de cette frontière ZCS, ainsi que les conséquences pour le convertisseur.

## 2. COMMANDES OPTIMALE DU CONVERTISSEUR DAB

La Fig. 1 représente le schéma du convertisseur DAB et montre les composants clés, les grandeurs électriques et les variables de commande. Pour les stratégies évoquées, les variables  $\phi$ ,  $D_1$ , et  $D_3$  des commandes MLI permettent de moduler les formes d'ondes  $V_{B1}$  et  $V_{B2}$  du convertisseur.

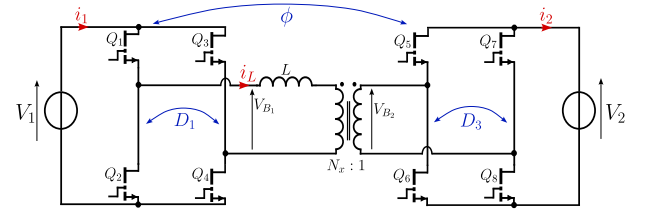


FIG. 1. Schéma du convertisseur DAB qui définit les composants, les variables électriques, et les commandes.

Tous les points de fonctionnement du DAB peuvent être décrits par deux variables normalisées. La première variable est la puissance active normalisée définie par (1), où  $P_s$  est la puissance de conversion, et  $\bar{P}$  est la puissance active maximale du convertisseur définie dans [3] et donnée par (2).

$$p = \frac{P_s}{\bar{P}} \quad (1)$$

$$\bar{P} = \frac{\pi V_1 N_x V_2}{4\omega L} \quad (2)$$

La deuxième variable, décrite par (3), est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée, qui peut varier avec le point de fonctionnement.

$$d = \frac{N_x V_2}{V_1} \quad (3)$$

Ainsi, pour chaque point de fonctionnement caractérisé par un couple  $(p, d)$ , les valeurs optimales des paramètres de contrôle  $D_1$ ,  $D_3$  et  $\phi$  peuvent être calculées par résolution du problème d'optimisation décrit par l'équation (4),

$$\begin{aligned} & \underset{x}{\text{minimize}} && I_L^2 \\ & \text{subject to} && x \in [x_{lb}, x_{ub}] \\ & && g(x) \leq 0 \\ & && P = P_k \end{aligned} \quad (4)$$

où  $I_L$  est le courant efficace circulant dans l'inductance  $L$ ,  $x = [\phi, D_1, D_3]$  est le vecteur des paramètres de contrôle,  $P$  est la puissance active, et  $g(x)$  représente les contraintes de commutation douce ZVS imposées aux courants de commutation. Il est important de noter que  $\phi$  est une variable de contrôle qui rend le déphasage relatif entre l'amorçage de  $Q_1$  et  $Q_5$  simple et explicite, tandis que  $\phi' = \phi + \pi(D_3 - D_1)$  est la variable de symétrie qui satisfait la relation de puissance  $P([\phi', D_1, D_3]) = -P([- \phi', D_1, D_3])$ .

Ce problème d'optimisation sous contrainte est appliqué itérativement à l'ensemble du domaine opérationnel spécifié par le cahier des charges, ici par un algorithme déterministe par descente de gradient indiqué sur la Fig. 2.

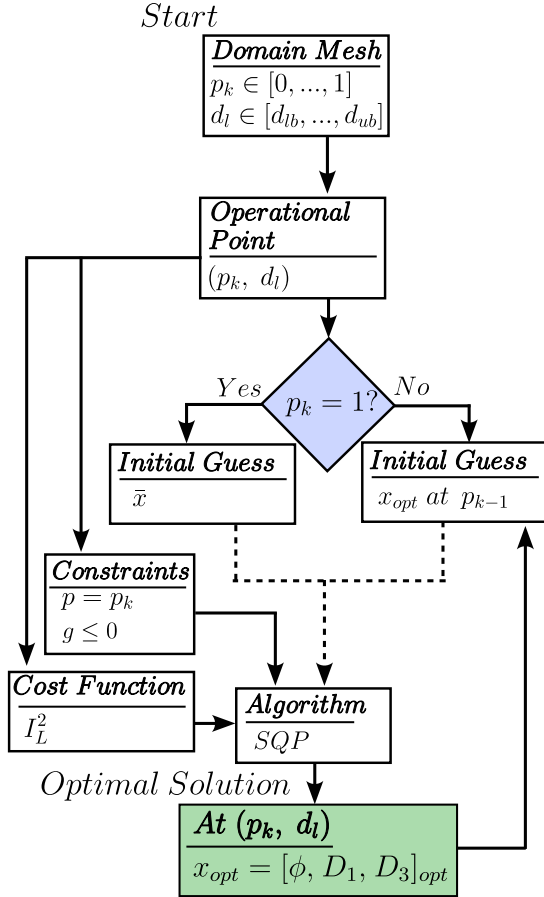


FIG. 2. Algorithme d'optimisation décrivant la procédure d'optimisation pour suivre la trajectoire du courant efficace minimum le long de la dimension  $p$  pour une constante  $d$ .

L'algorithme de la Fig. 2 décrit la transmission de la solution optimale à  $(p_{k-1}, d_l)$  pour fournir l'estimation initiale de  $(p_k, d_l)$  nécessaire à l'algorithme utilisé : Sequential Quadratic Programming (SQP). Comme la commande MLI optimale à  $p_k = 1$  est connue *a priori*, l'optimiseur commence à un endroit bien défini et suit ensuite la trajectoire du courant minimum le long de la trajectoire de la puissance décroissante et du gain constant  $d_l$ . La procédure d'optimisation décrite dans cet article est une mise en œuvre numérique d'un travail similaire décrit dans [5], où la théorie est appliquée au convertisseur série-résonant à double pont et où les trajectoires de courant minimum sont résolues analytiquement.

De cette manière, ces trajectoires sont assemblées par interpolation pour former des surfaces de commande MLI qui donnent le courant minimal pour une puissance et un gain donnés. Ces surfaces sont mises en œuvre pendant l'exécution sous forme de tables de recherche 2D [6] ou de fonctions analytiques [7] pour le contrôle en boucle fermée du convertisseur DAB. En

suite, les résultats de cette procédure, c'est-à-dire les surfaces de commande MLI, sont présentés et comparés pour les stratégies de modulation 2 ddl et 3 ddl optimales en termes de valeur efficace.

La Fig. 3 représente les commandes MLI optimales pour une stratégie de modulation à déphasage étendu (EPS) [3] calculée selon la procédure d'optimisation décrite par la Fig. 2.

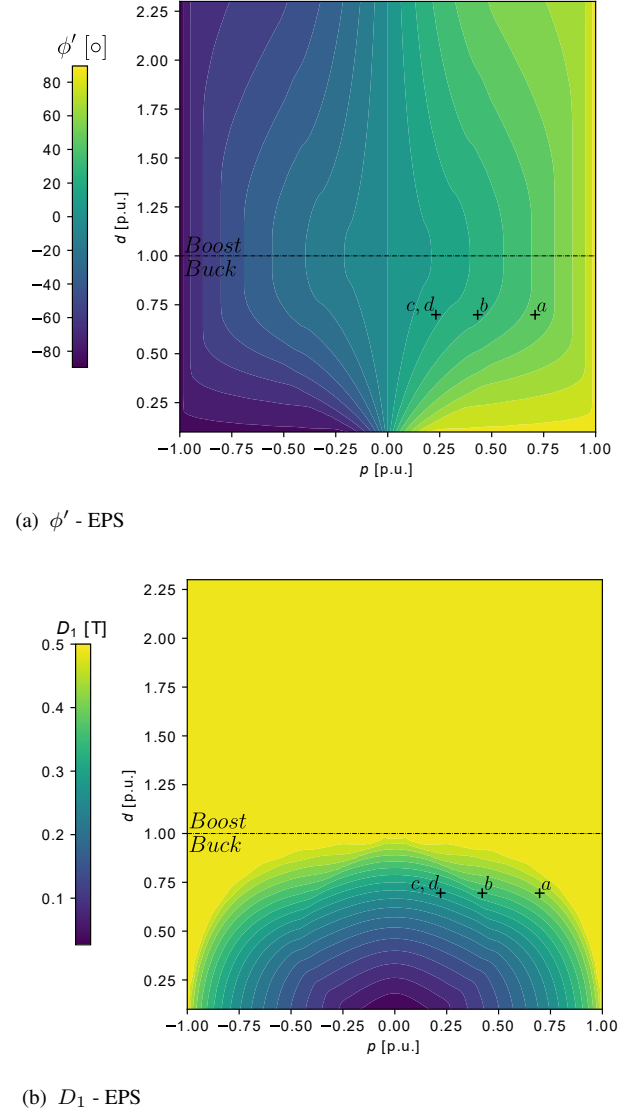
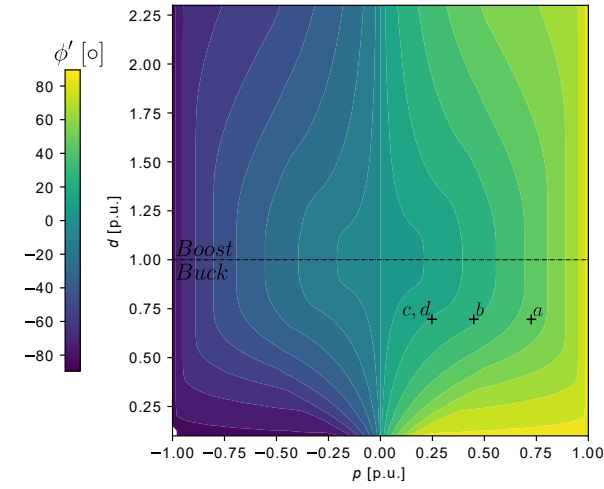


FIG. 3. Surfaces de commande EPS (a)  $\phi'$  et (b)  $D_1$  tracées sous forme de contours par rapport au domaine opérationnel 2D

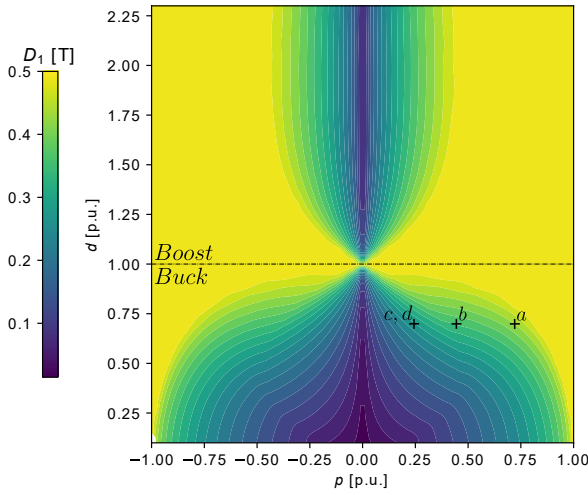
Pour la stratégie de modulation EPS, les variables MLI sont  $x = [\phi', D_1]$ , limitées par  $\phi' \in [-0, 5\pi, 0, 5\pi]$  et  $D_1 \in [0, 0, 5]$ . Le pont dont la tension continue normalisée est la plus faible fonctionne toujours à un rapport cyclique en courant alternatif de 0.5, c'est pour ça que la commande  $D_1$  représentée sur la Fig. 3 a une valeur de 0.5 pour  $d > 1$ .

La Fig. 4 représente les commandes MLI optimales pour une stratégie de modulation à triple déphasage (TPS) [4] calculée selon la procédure d'optimisation décrite par la Fig. 2. Ici, les variables MLI sont  $x = [\phi', D_1, D_3]$ , limitées par  $\phi' \in [-0, 5\pi, 0, 5\pi]$  et  $D_1, D_3 \in [0, 0, 5]$ .

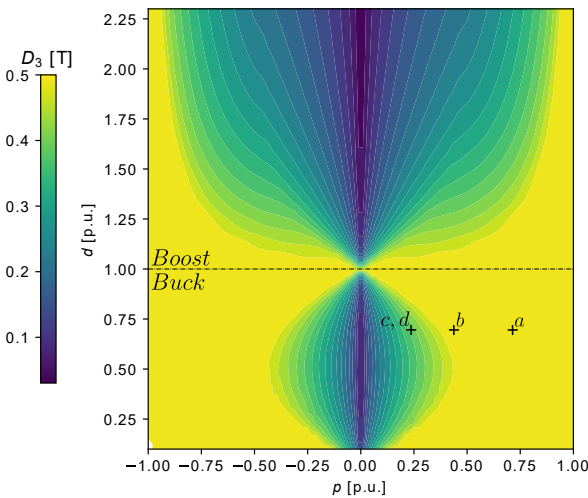
Au premier coup d'œil, les Fig. 3 et Fig. 4 montrent que les résultats de l'optimisation pour l'EPS et le TPS sont étonnamment similaires. Pour les puissances et les gains élevés, les variables de commande  $\phi'$  et  $D_1$  ont une forme presque identique. Ce n'est qu'aux faibles puissances que  $D_1$  commence à diffé-



(a)  $\phi'$  - TPS



(b)  $D_1$  - TPS



(c)  $D_3$  - TPS

FIG. 4. Surfaces de commande TPS (a)  $\phi'$ , (b)  $D_1$ , (c)  $D_3$  tracées sous forme de contours par rapport au domaine opérationnel 2D

rer, la procédure d'optimisation appliquée au TPS constatant qu'elle peut réduire  $D_1$  jusqu'à zéro pour produire des courants efficaces plus faibles. Dans les deux cas, la commande optimale  $\phi'$  est monotone avec la puissance, et peut donc être utilisée comme paramètre de contrôle principal dans le contrôle en boucle fermée SISO. Cependant, il est intéressant de noter que pour certaines combinaisons de gains et de puissances, les changements dans  $\phi'$  ont peu d'effet sur le flux de puissance global. Par exemple, pour un faible  $d \approx 0.1$ ,  $\phi'$  sature à  $p = 0.25$ , et donc pour optimiser la performance du convertisseur ici, il pourrait être nécessaire d'utiliser des stratégies de contrôle basées sur  $D_1$ , qui est moins sensible contre les perturbations de puissance.

Cependant, le résultat le plus intéressant est la forme de la variable de commande TPS  $D_3$  représentée sur la Fig. 4c. Cela montre que même avec le degré de liberté supplémentaire, il reste optimal de faire fonctionner le convertisseur à  $D_3 = 0,5$  pour certaines combinaisons de gain et de puissance. C'est le cas pour le fonctionnement du convertisseur près de  $d = 0$ , c'est-à-dire pour de grandes différences entre les tensions continues.

En effet, c'est l'évolution de  $D_3$  pour  $d < 1$  et sa frontière dure qui motivent l'exploration des formes d'ondes de tension et de courant le long d'un chemin de gain constant à mesure qu'elles diminuent en puissance. Les points situés le long de cette trajectoire, marqués par les points 'a', 'b', 'c, d' dans les Figs. 3 et 4, sont analysés dans la section suivante et décrivent comment le fonctionnement du convertisseur évolue le long des surfaces de commande de courant optimales.

### 3. LA FRONTIÈRE DE LA CONVERSION EN ZCS

#### 3.1. Analyse des Formes d'Ondes

La Fig. 5 montre les formes d'ondes de tension et de courant  $V_{B_1}$ ,  $V_{B_2}$ , et  $i_L$  lorsqu'elles évoluent du point 'a' = (0.7, 0.7) au point 'b' = (0.4, 0.7), au point 'c, d' = (0.2, 0.7). Elle montre également quelles commutations sont de type ZVS et ZCS. Il y a cependant deux points à noter : 1) le critère ZVS est idéalisé (c'est-à-dire que les transistors ont une capacité de sortie négligeable), et 2) les événements ne sont étiquetés que pour un demi-cycle parce que la symétrie impaire signifie que  $Q$  commute de la même manière que son complément  $\bar{Q}$ .

La Fig. 5a est un tracé des formes d'onde à une puissance de  $p = 0.7$  pour les stratégies de modulation EPS et TPS, ce qui signifie que l'inclusion du ddl supplémentaire n'a aucun effet et que la modulation optimale revient à l'EPS. Il s'agit des formes d'onde au point 'a' des Fig. 3 et Fig. 4, qui montrent qu'à cette puissance et à ce gain, il est optimal pour le courant efficace de réduire  $D_1$ , mais pas encore  $D_3$ . Il est intéressant de noter que les Fig. 3 et Fig. 4 montrent que pour des niveaux de puissance légèrement supérieurs de  $p \approx 0.75$ , il ne serait pas optimal en termes de courant de réduire  $D_1$ , même pour ce gain où  $d \neq 1$ , et donc la stratégie de modulation optimale est 'Single Phase Shift' (SPS).

En passant au point 'b', la Fig. 5b montre les formes d'onde à  $p = 0.4$ . L'optimiseur a continué à n'utiliser que  $\phi'$  et  $D_1$ , en les diminuant tous les deux pour obtenir le niveau de puissance le plus bas. Cependant, c'est à ce moment que le pont  $B_1$  passe d'un état d'avance à un état de retard par rapport au pont  $B_2$ , ce qui entraîne l'activation simultanée de  $Q_1$  et de  $Q_5$ . Les contraintes ZVS appliquées par l'optimiseur ici sont idéalisées dans le sens où l'exigence de courant de commutation est  $i_L \leq 0$ . Par conséquent, pour concilier et appliquer les exigences ZVS contradictoires de  $Q_1$  et  $Q_5$ , le courant de commutation doit être nul, c'est-à-dire  $i_L(0) = 0A$ . Ce point de transition n'est pas évident sur la Fig. 3, et n'est indiqué que par un léger pli dans les lignes de contour de la Fig. 3b. En revanche, il est clairement mis en évidence sur la Fig. 4c comme le point où  $D_3$  commence à diminuer.

Les figures 5c et 5d illustrent les formes d'ondes EPS et TPS à faible puissance au point 'c, d' où  $p = 0.2$ . La stratégie de mo-

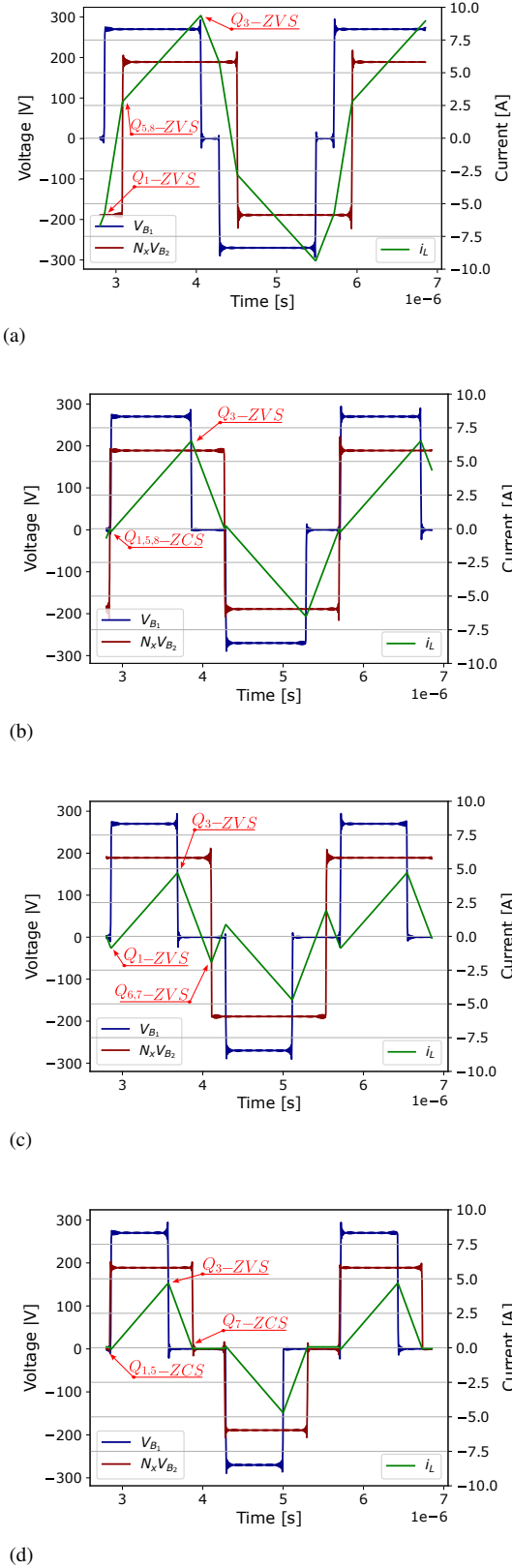


FIG. 5. Les formes d'ondes de tension et de courant le long des points décrits dans les Figs. 3 et 4. Les formes d'ondes ont toutes un gain de  $d = 0.7$  et des puissances décroissantes de (a)  $p = 0.7$ , (b)  $p = 0.4$ , (c)  $p = 0.2$  EPS, et (d)  $p = 0.2$  TPS. La condition de commutation de chaque transistor  $Q$  est indiquée sur les graphiques pour un demi-cycle. Les formes d'onde sont tracées en utilisant les paramètres suivants :  $V_1 = 270V$ ,  $V_2 = 18.9$ ,  $N_x = 10$ ,  $\omega L = 26.4\Omega$ , et  $T = 2.86\mu s$ .

dulation EPS produit des courants de commutation plus grands, bénéfiques au fonctionnement ZVS, tandis que TPS produit une modulation triangulaire [8] qui peut minimiser davantage le courant en réduisant  $D_3$  et en faisant fonctionner le courant de l'inductance à  $i_L = 0$ , ce qui entraîne un fonctionnement ZCS.

En effet, la Fig. 5b montre les formes d'ondes lorsqu'elles traversent la limite de commutation à courant nul (ZCS) où  $\phi = 0$ . En outre, en regardant  $D_3$  dans la Fig. 4c, il apparaît que 1) en dehors de cette limite, le TPS revient à l'EPS, 2) l'EPS et le TPS aboutissent à des commandes identiques dans le domaine de la puissance positive, et 3) cet emplacement évolue avec le gain.

### 3.2. Calcul explicite de la frontière

Pour maintenir le ZVS, le transistor  $Q$  a besoin d'une quantité minimale de courant pour décharger sa capacité de sortie [9]. Par conséquent, il est important de pouvoir calculer où se produit le passage par 0 (ZCS) pour les stratégies de contrôle MLI données afin d'évaluer les performances du convertisseur DAB, en particulier lorsque les tensions continues sont élevées et que les capacités de sortie sont importantes. L'objectif est d'éviter le ZCS, dans la mesure du possible. Pour ce faire, on utilise les formes d'onde de la figure 5b, où  $\phi = 0$ , pour calculer la puissance active moyenne et le courant efficace. Celles-ci sont données par (5) et (6), respectivement.

$$P_{zcs} = \frac{V_1^2 d}{2Lf_s} (-2D_1^2 + D_1) \quad (5)$$

$$I_{L_{zcs}} = \frac{V_1 \sqrt{3}}{12Lf_s} \sqrt{32D_1^3 d - 16D_1^3 - 24D_1^2 d + 12D_1^2 + d^2} \quad (6)$$

Pour simplifier l'analyse d'optimisation, la puissance est normalisée comme précédemment à (2). Le courant est normalisé à (7), avec le courant efficace à la puissance maximale  $P(\bar{x}) = \bar{P}$ .

$$\bar{I} = \frac{V_1 \sqrt{3}}{12Lf_s} \sqrt{d^2 + 1} \quad (7)$$

Les fonctions normalisées de puissance et de courant efficace sont données par (8) et (9), où  $N$  indique les variables normalisées  $p_n = P_{zcs}/\bar{P}$  et  $I_N = I_{L_{zcs}}/\bar{I}$ .

$$p_N = 4(-2D_1^2 + D_1) \quad (8)$$

$$I_N = \sqrt{\frac{32D_1^3 d - 16D_1^3 - 24D_1^2 d + 12D_1^2 + d^2}{d^2 + 1}} \quad (9)$$

Les expressions (8) et (9) sont ensuite utilisées comme précédemment pour construire le problème d'optimisation sous contrainte résumé par (10).

$$\begin{aligned} &\underset{D_1}{\text{minimize}} && I_N \\ &\text{contraint par} && p_N = p \end{aligned} \quad (10)$$

Il s'agit d'un problème d'optimisation Lagrangien contraint standard qui est résolu analytiquement pour trouver  $D_{1_{opt}}$  donné par (11).

$$D_{1_{opt}} = \frac{1}{4} \pm \frac{1}{4} \sqrt{1 - 2p} \quad (11)$$

Ensuite, il faut déterminer la relation entre  $D_{1_{opt}}$  et  $d$ . Cette relation pourrait théoriquement être une fonction  $C$  quelconque telle que  $d = C(D_{1_{opt}})$ . Cependant, l'inspection des emplacements connus de ZCS à  $d = 0$  et  $d = 1$  renseigne sur les



conditions limites de  $C$ . La Fig. 4b montre que  $D_{1_{opt}}$  diminue vers zéro lorsque  $d$  s'approche de zéro, et augmente jusqu'à 0,5 pour  $d = 1$ . La Fig. 6, un tracé de contour de (9) en fonction de  $D_1$  et  $d$ , aide à définir le reste de  $C$ .

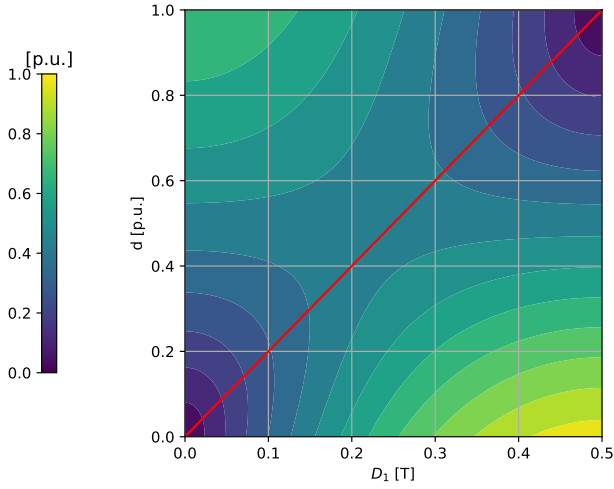


FIG. 6. Visualisation de  $d = 2D_1$  sur un tracé de contour de  $I_N$  le courant efficace normalisé.

La Fig. 6 montre la projection du contour  $d = 2D_1$  sur le courant efficace (9), et la façon dont il semble suivre constamment le minimum de la surface. Il serait intéressant de déterminer si cette courbe représente ou non la longueur minimale réelle du chemin le long de la surface, mais cela dépasse le cadre du présent document. Cependant, la Fig. 6 montre graphiquement que  $d = 2D_1$  est la meilleure approximation linéaire du contour  $C$  qui minimise  $I_N$  et relie les valeurs limites. C'est donc cette relation linéaire, à savoir  $d = 2D_{1_{ZCS}}$ , qui définit  $C$  et conduit à l'expression finale recherchée de la limite de ZCS en fonction des coordonnées opérationnelles normalisées

$$d = \frac{1}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{1 - 2p}. \quad (12)$$

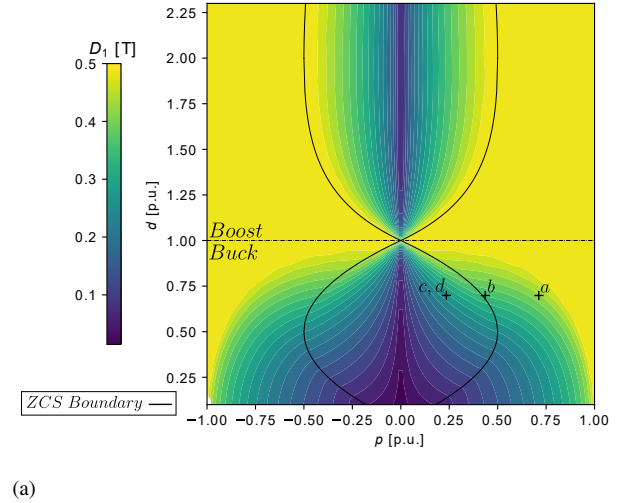
#### 4. ANALYSE DES RÉSULTATS

La Fig. 7 montre le tracé de la frontière ZCS de (12) superposé à la commande optimale  $D_1$  et  $D_3$  pour la modulation TPS dans la Fig. 7a et la Fig. 7b, respectivement. Elle montre également la différence  $\Delta I_L = I_{L,TPS} - I_{L,EPS}$  entre les courants efficaces optimaux pour EPS et TPS normalisés à  $\bar{I}$  dans la Fig. 7c.

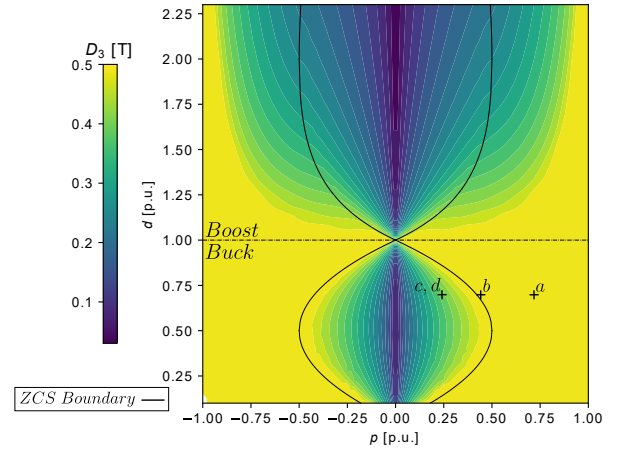
Les Fig. 7a et Fig. 7b renforcent la relation entre l'optimisation du courant efficace et la limite ZCS (12) en montrant à quel point la limite analytique suit les résultats de l'optimisation numérique. En outre, la Fig. 7c montre qu'il n'y a pas de différence entre les courants optimaux en dehors de la limite ZCS parce qu'il n'y a pas de différence dans les commandes MLI optimales, c'est-à-dire que le TPS revient à l'EPS. À l'intérieur de la limite, lorsque le TPS est en ZCS, il est intéressant de constater que la différence de courant efficace change relativement lentement par rapport à  $D_3$ , ce qui signifie que les avantages du TPS n'apparaissent que lorsque  $p < 0.3$ .

Non seulement cette limite ZCS sert d'indicateur, pouvant être utilisé pour délimiter les modes opérationnels des convertisseurs à haute puissance et à faible puissance pour les stratégies de modulation classiques avec un gain donné, mais elle sépare également les différents modes de fonctionnement utilisés pour les analyses de disjonction de cas dans [10, 4].

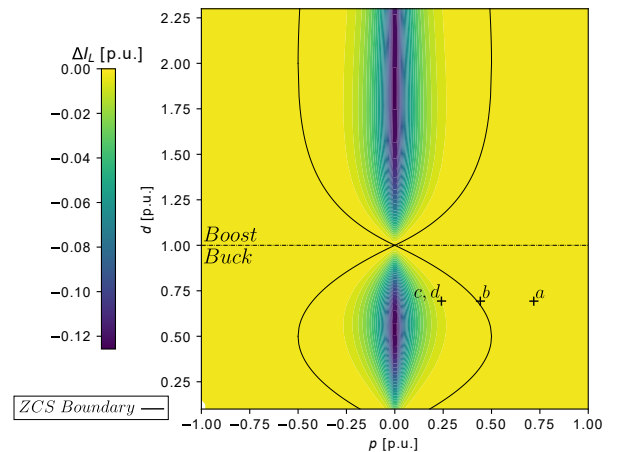
La Fig. 8 montre le domaine de chacun de ces modes opérationnels et met en évidence les endroits où le convertisseur



(a)



(b)



(c)

FIG. 7. Limite ZCS superposée à (a)  $D_1$  pour TPS, (b)  $D_3$  pour TPS et (c) la différence en [p.u.] des courants efficaces optimaux pour TPS et EPS.

devrait passer par une limite ZCS lorsqu'il passe d'un mode à l'autre.

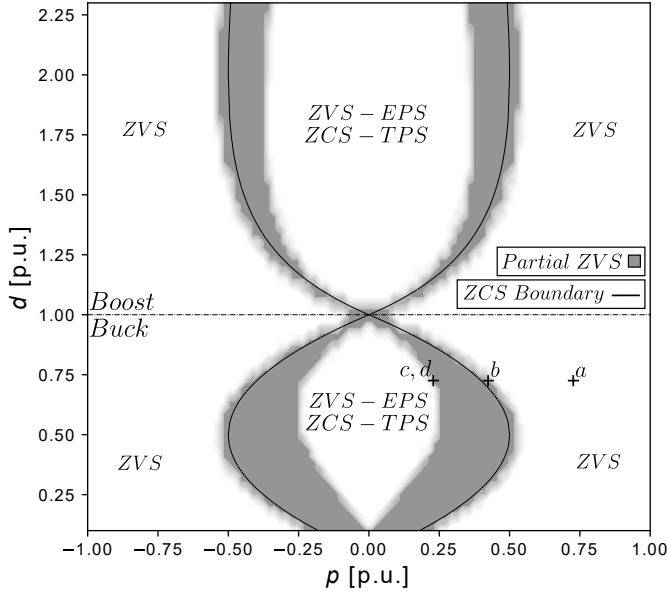


FIG. 8. Visualisation des modes opérationnels du convertisseur DAB et de la région de ZVS partielle qui entoure la limite ZCS lors de l'utilisation d'une stratégie de modulation EPS, d'une impédance de liaison de  $\omega L = 26.4\Omega$ , 2 transistors GaN GS66516T en parallèle pour le pont primaire, 4 transistors GaN EPC2302 en parallèle pour le pont secondaire, et une puissance active maximale à  $d = 2.25$  de 4.9kW où  $V_1 = 270$ ,  $V_2 = 60.75$ , un temps mort de 50ns, et le rapport du transformateur est  $N_x = 10$ .

En outre, la zone grisée de la Fig. 8 représente une zone connue sous le nom de ZVS partielle (PZVS) par laquelle le convertisseur devrait passer lorsqu'il passe d'un fonctionnement à haute puissance à un fonctionnement à faible puissance à l'aide de la stratégie de modulation EPS. Cette condition PZVS est définie par (13) qui est une évaluation simplifiée déterminant si le courant de commutation  $i_Q$  est suffisant à la mise sous tension pour décharger la capacité de sortie  $C_{oss}$  du transistor avant la fin de la période d'occultation  $t_d$ .

$$i_Q \geq \left| \frac{2C_{oss}V_{dc}}{t_d} \right| \quad (13)$$

Pour ce cas, la région PZVS a été déterminée en considérant une tension primaire constante de  $V_1 = 270V$ , 2 transistors GS66516T HV en parallèle, 4 transistors EPC2302 LV en parallèle, un temps mort de  $t_d = 50ns$ , et un rapport de transformation de  $N_x = 10$ . Pour cette conception de convertisseur à la limite du ZCS, les pertes de commutation combinées dans les commutateurs  $Q_1$  et  $Q_2$  sont estimées à  $> 18W$  pour une fréquence de commutation de  $f_s = 350kHz$ . Cela serait problématique pour un dimensionnement thermique typique de 4W/composant, ce qui rend impératif d'éviter la limite ZCS dans la conception du contrôleur.

## 5. CONCLUSIONS

Cet article s'appuie sur une procédure d'optimisation numérique permettant de calculer les commandes MLI optimales d'un convertisseur DAB. L'analyse des résultats numériques des stratégies classiques (2ddl et 3ddl) montre qu'en considérant la capacité  $C_{oss}$ , les stratégies passent du mode de commutation ZVS recherché au mode ZCS. Une expression analytique est proposée dans cet article pour caractériser le passage du mode ZVS à ZCS. Cette expression explicite, appliquées à 2 stratégies de commande, s'avère être la principale contribution de cet article.

A l'avenir, cette limite clairement explicitée peut être mise à profit dans l'optique d'un fonctionnement optimal sur l'ensemble du domaine, tout en évitant les zones de fonctionnement en mode ZCS, lors des transitoires d'un DAB en boucle fermée. Par ailleurs, notons que cette volonté de conserver le mode ZVS en transitoire comme en régime permanent doit pouvoir être facilitée dans le cadre d'un convertisseur DAB modulaire.

## 6. RÉFÉRENCES

- [1] L. Pniak, B. Revol, L. Quéval, J.-S. Ngoua Teu Magambo, and O. Béthoux, "Pre-sizing of a modular high power density DC/DC converter with GaN components," *Mathematics and Computers in Simulation*, Apr. 2023.
- [2] R. De Doncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Feb. 1991.
- [3] G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1228–1236, Apr. 2011.
- [4] M. Capó-Llitas, G. G. Oggier, E. Bullich-Massagué, D. Heredero-Peris, and D. Montesinos-Miracle, "Analytical and Normalized Equations to Implement the Optimized Triple Phase-Shift Modulation Strategy for DAB Converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 3535–3546, Jun. 2023.
- [5] L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, D. Maksimović, and B. Jacobson, "Minimum Current Operation of Bidirectional Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3266–3276, Jul. 2012.
- [6] J. Li, Q. Luo, D. Mou, Y. Wei, P. Sun, and X. Du, "A Hybrid Five-Variable Modulation Scheme for Dual-Active-Bridge Converter With Minimal RMS Current," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 1, pp. 336–346, Jan. 2022.
- [7] D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, and D. Maksimovic, "Gain-scheduled control of multi angle phase shift modulated dual active bridge series resonant DC/DC converters," in *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, Japan : IEEE, Jun. 2012, pp. 1–7.
- [8] M. Blanc, Y. Lembeye, and J.-P. Ferrieux, "Dual active bridge (dab) pour la conversion continu-continu," *Techniques de l'Ingenieur*, no. E3975 V1, Feb. 2019.
- [9] G. G. Oggier, G. O. García, and A. R. Oliva, "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1826–1838, Jul. 2009.
- [10] B. Zhao, Q. Yu, and W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4667–4680, Nov. 2012.