

Algorithme d'exploration de séquences et minimisation des pertes d'un Multi-Active-Bridge à n ports

Ismael CHIRINO AGUINAGA^{1,2}, Nicolas PATIN¹, Patrice GOMEZ², Vincent LANFRANCHI¹
et Jeanne-Marie DALBAVIE²

¹Université de technologie de Compiègne, Roberval (Mécanique, énergie et électricité)

Centre de recherche Royallieu - CS 60319 - 60203 Compiègne Cedex - France

²Ikos Consulting - 92300 Levallois-Perret - France

ismael.chirino-aguinaga@utc.fr

RESUME – Cet article propose une modélisation exacte et une optimisation par rapport aux pertes par conduction et commutations d'un *Multi-Active-Bridge* (MAB) à n ports dont le "nœud" central est un transformateur. L'algorithme présenté dans cet article a pour objectif d'établir, entre autres, les expressions analytiques des courants dans les enroulements de ce transformateur (et des interrupteurs) pour toutes les séquences de contrôle appliquées aux ponts du convertisseur (STE pour Séquences de Tensions des Enroulements). Ces commandes sont caractérisées par un jeu de paramètres (décalages inter-bras et inter-ponts) dont les différentes valeurs sont ensuite explorées afin de rechercher une solution optimale.

Mots-clés – DAB, MAB, optimisation, algorithme.

1. INTRODUCTION

Dans diverses applications, l'interconnexion de multiples sources et charges de natures potentiellement variées est souhaité. Un convertisseur de type *Multi-Active Bridge* (MAB) est une solution de choix pour ce type de problème car il a plusieurs avantages par rapport à d'autres topologies comme une bonne densité de puissance et un haut rendement [1].

Le MAB (Fig. 2) vient de la famille du *Dual Active Bridge* (DAB) (Fig. 1), convertisseur élémentaire largement étudié dans la littérature [2, 5]. Le MAB est constitué d'un transformateur multi-enroulements qui travaille à haute fréquence, d'un pont H pour chaque enroulement du transformateur, des sources/charges en courant continu (ou à basse fréquence) et éventuellement des condensateurs de découplage.

Dans le cas du DAB, celui-ci peut être piloté de différentes ma-

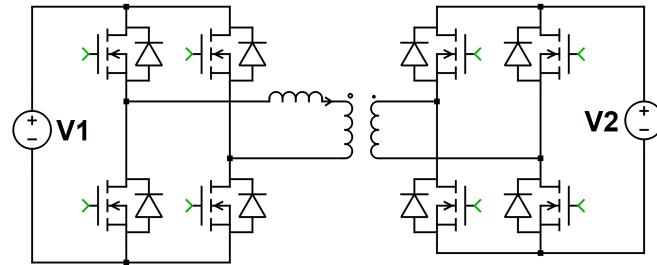


FIG. 1. Dual Active Bridge

nières. La plus simple est appelée *Simple Phase Shift* (SPS) avec un seul paramètre de contrôle. Dans cette modulation, chacun des deux ponts fonctionne en pleine onde (avec un rapport cyclique de 50% et des bras pilotés en opposition de phase) mais les commandes de ces deux ponts sont décalées d'un certain

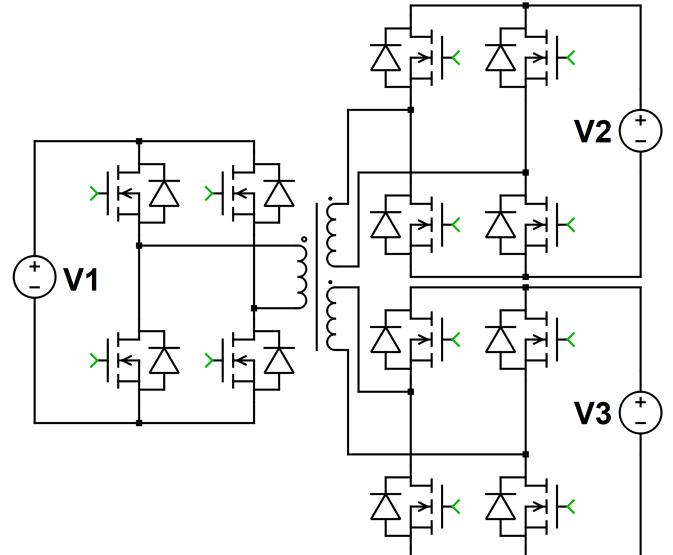


FIG. 2. Multi-Active-Bridge à 3 ports

angle φ_{12} (décalage inter-ponts) qui sert à réguler le transfert de puissance. L'avantage de cette modulation est sa simplicité, cependant son plus gros inconvénient est son faible rendement à basse puissance ou pour un ratio entre tensions d'entrée et sortie très différent de celui du transformateur. En effet, dans ces modes de fonctionnement, la commutation douce peut ne plus être possible [3] et les courants RMS (dans les enroulements) deviennent importants par rapport aux puissances fournies. Pour améliorer le rendement, il faut diminuer essentiellement deux types de pertes : les pertes par commutation des interrupteurs et les pertes par conduction dans les transistors et les enroulements du transformateur.

Dans ce but, plusieurs modulations ont été proposées dans la littérature comme le *Dual Phase Shift* (DPS) [2] où un décalage inter-bras identique pour les deux ponts est mis à disposition comme variable de contrôle. Une autre modulation est le *Triple Phase Shift* (TPS) où chaque pont est piloté avec son propre décalage inter-bras. La mise à disposition d'un ou deux degrés de liberté supplémentaires rend alors possible la recherche de commandes optimales en vue de la réduction des pertes. Les optimisations proposées visent les pertes par conduction, les pertes par commutation, ou les deux.

Concernant le MAB, des modélisations du transformateur multi-enroulements ont déjà été proposées [4]. En ce qui concerne la

modulation, l'extension multiport du SPS reste la modulation la plus simple, néanmoins elle présente les mêmes inconvénients que pour le DAB. Des extensions du TPS ont aussi été proposées, on peut mentionner notamment le *Penta Phase Shift* pour le MAB à trois ports. Sur cette base, d'autres modulations ont été proposées comme le *Duty Ratio Control* [6] qui cherche à diminuer les pertes par commutation, mais elle n'utilise pas tous les paramètres de contrôle disponibles et cela conduit à générer des courants RMS importants. En plus, le ZVS peut être seulement assuré pour des plages de tension réduites. Une autre optimisation a été proposée dans [7] cherchant à diminuer les pertes par conduction. Cet article extrait 6 STE parmi toutes celles disponibles à cette fin mais elles sont seulement applicables pour les faibles puissances et augmentant les pertes par commutations (ce qui montre avec la référence précédente l'antagonisme entre ces deux critères d'optimisation). Un autre article propose une optimisation pour diminuer le courant RMS et augmenter la zone (de commutation douce) *Zero Voltage Switching* (ZVS) [9]. Toutefois, il se fonde sur une analyse fréquentielle qui ne s'approche de la réalité que si le nombre d'harmoniques considéré est relativement important (en l'occurrence, 11). Cet article-là montre toutefois un panel de STE différent de celui utilisé dans [7], ce qui montre qu'une exploration suffisamment large des STE disponibles mérite d'être réalisée afin de trouver un minimum global des pertes.

Ici, nous proposons une modélisation exacte et une optimisation d'un Multiple Active Bridge (MAB) à n ports par rapport aux pertes par conduction et commutations.

2. HYPOTHÈSES DU MODÈLE

Les hypothèses de base sont les suivantes :

- Les interrupteurs sont idéaux.
- Les tensions des ports sont considérées comme constantes au niveau de la période de découpage T_s .
- Pour le transformateur, les pertes (fer et cuivre) sont négligées ainsi que l'effet de l'inductance magnétisante.
- Les temps morts ne sont pas considérés,
- L'étude porte sur le fonctionnement du système en régime établi (c.-à-d. périodique).
- La plage de fonctionnement des déphasages inter-bras D_i est de 0 et 1 tandis que celle des déphasages inter-pont D_{1i} est de -0.5 et 0.5.

Un modèle électrique équivalent du convertisseur est présenté à la figure 3 pour $n = 3$. Les tensions V'_1 , V'_2 , ... et V'_n sont les tensions équivalentes ramenées au primaire de chaque port en entrée de chaque pont en H. C'est-à-dire que ces tensions peuvent s'exprimer comme suit :

$$\forall k, \quad V'_k = \frac{V_k}{m_{1k}} \quad (1)$$

où V_k est la tension réelle délivrée par le pont k sur l'enroulement correspondant du transformateur et m_{1k} est le rapport de transformation entre l'enroulement 1 (de référence) et l'enroulement k .

Remarque : Le modèle de la figure 3 peut seulement se construire pour $n = 3$. Pour $n > 3$, un modèle à inductances couplées peut être utilisé sans poser de problème majeur de mise en équation.

3. ANALYSE DES STE

Une STE est la manière dont l'ensemble des tensions V'_1 , V'_2 , ... et V'_n peut s'organiser (temporellement) pendant une demi-période de découpage. Un exemple de STE d'un MAB à 3 ports est montré à la figure 6(a) où on voit pour chaque tension une impulsion positive associée. On notera alors que sur l'autre demi-période, les formes d'ondes seront négatives (chaque impulsion peut être positive ou négative) de manière à obtenir des valeurs moyennes nulles pour tous les V'_k .

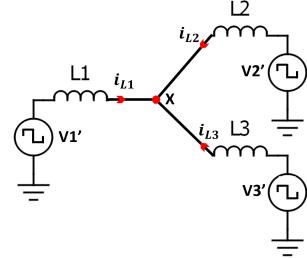


FIG. 3. Modèle MAB

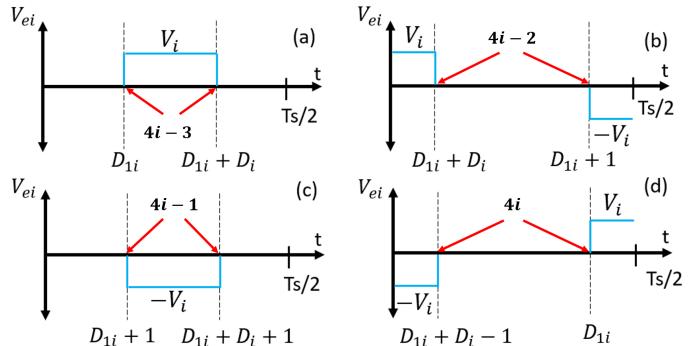


FIG. 4. Les 4 positions possibles d'une impulsion dans la demi-période

Dans le but de compter et énoncer toutes les STE possibles d'un MAB, il faut d'abord analyser les positions et les polarités possibles de l'impulsion d'un port V'_i . Une impulsion peut se poser de quatre manières différentes dans un cycle de découpage (figure 4). Pour chacune de ces positions, un numéro entre $4i-3$ et $4i$ peut être attribué aux fronts montants et descendants du port i (i étant un nombre entre 0 et n et n étant le nombre de ports du convertisseur) :

- Pour la position de la figure 4(a), le numéro $4i - 3$ est attribué aux fronts montants et descendants.
- Pour la position de la figure 4(b), le numéro attribué est $4i - 2$.
- Pour la position de la figure 4(c), le numéro attribué est $4i - 1$.
- Pour la position de la figure 4(d), le numéro $4i$ est attribué.

On notera alors que le port 1 prend toujours la valeur 1 étant donné qu'il est pris comme référence avec son front montant à $t = 0$. Ce raisonnement nous permet de compter et énumérer les STE en utilisant des outils de l'analyse combinatoire. Le nombre de STE est donné par la formule suivante :

$$STE(n) = \frac{(2n-1)!}{(2)^{n-1}} 4^{n-1} \quad (2)$$

Cette formule exprime le nombre de combinaisons possibles différentes de $2n - 1$ numéros sachant que $2n - 2$ numéros sont répétés une fois (le 1 n'étant pas comptabilisé à $t = 0$) et que chacun de ces couples de numéros peut prendre les quatre valeurs précédemment listées. A partir de ce raisonnement, toutes les STE peuvent être énoncées. Par exemple, les tensions de la figure 5 représentent la STE (10,1,6,10,6) pour $n = 3$ (c.-à-d. un MAB à 3 ports). Un autre exemple représentant la STE (1,5,5,9,9) est montré à la figure 6(a).

En outre, pour chaque STE, il y a un groupe d'inégalités associées à satisfaire. Ces inégalités décrivent les positions des fronts montants et descendants des impulsions des V'_1 , V'_2 , ... et V'_n . Les variables impliquées dans ces inégalités sont les paramètres de contrôle (déphasages inter-bras et inter-ponts) qui seront par la suite utilisés pour le pilotage du MAB : un tel groupe d'inégalité apparaît d'ailleurs dans l'exemple de la figure 6(a).

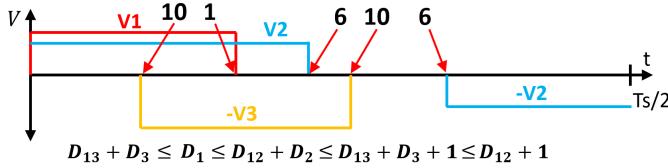


FIG. 5. Exemple d'une STE pour un MAB à 3 ports (10,1,6,10,6).

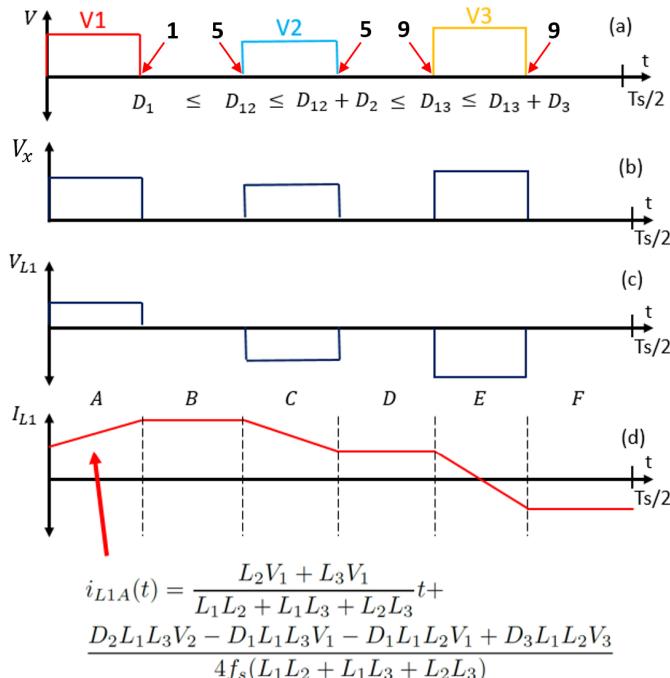


FIG. 6. Exemple des tensions appliquées par un MAB à trois ports sur les enroulements du transformateur

4. CONSTRUCTION DES INDICATEURS DE FONCTIONNEMENT

Les différentes STE nous indiquent les tensions appliquées à l'ensemble des enroulements du transformateur à tout instant. En utilisant le théorème de Millman, on peut exprimer le potentiel du point X sur le schéma de la figure 3. Une fois déterminé le potentiel du point X et connaissant les tensions V'_1 , V'_2 , ... et V'_n appliquées par chaque pont, on peut évaluer l'évolution des courants dans les inductances. La problématique de la condition initiale de ces courants peut être levée en exploitant (*en régime établi*) la propriété d'anti-symétrie entre les deux demi-périodes de découpage ($i_{Li}(t) = -i_{Li}(t + T_s/2)$). De ce fait, on est alors capable de reconstituer les formes d'ondes de l'ensemble des courants.

Remarque : Il ne s'agit pas uniquement d'évaluations numériques de ces courants car cette méthodologie permet d'obtenir des expressions analytiques de manière automatisée, ce qui qui est, comme on va le voir par la suite, indispensable pour l'étude systématique d'un grand nombre de STE possibles. En effet, même si ces équations sont simples (fonctions affines ou constantes) comme illustré avec le courant dans l'enroulement n°1 à la figure 6(d), elles sont très nombreuses et dépendent - pas toujours de manière linéaire - de tous les paramètres (constants ou variables) du système.

Ayant les fonctions qui décrivent le comportement de l'ensemble des courants dans les inductances ainsi que les tensions, on peut déterminer les trois indicateurs de fonctionnement suivants :

- La puissance transmise aux différents ports,
- Les courants RMS dans les différents enroulements du transformateur,

— Les courants instantanés aux moments des commutations. Des analyses du DAB [8] ont démontré que le courant RMS est plus faible lorsque les impulsions sont partiellement ou complètement chevauchées : ceci sera appliqué aussi aux tensions du MAB. En conséquence, à partir de la liste des STE, seulement celles qui contiennent des chevauchements seront considérées dans la suite de l'analyse. Par exemple, pour le cas du MAB à trois ports, on dispose initialement de 480 STE et avec ce critère, ce nombre de réduit à seulement 90. Ceci réduit considérablement le nombre de valeurs de paramètres à tester pour chercher les valeurs optimales.

5. ALGORITHME D'OPTIMISATION

De manière à minimiser les pertes par conduction (dans les interrupteurs - mais aussi dans les enroulements réels du transformateur¹) et par commutation dans les interrupteurs, nous allons rechercher des jeux de paramètres de contrôle permettant de :

- minimiser les courants RMS dans les enroulements,
- augmenter le nombre d'interrupteurs commutant à zéro de tension (ZVS) pour assurer des commutations douces et donc réduire les pertes par commutations.

Sur ce deuxième point, le critère pour déterminer si un transistor réalise une commutation "ZVS" et de vérifier si le courant drain-source est négatif et passe par conséquent dans la diode anti-parallèle. Dans ce cas, la diode étant passante, la tension aux bornes du transistor est nulle et son amorçage n'occasionne par conséquent aucune perte supplémentaire à celles de conduction.

Remarque : Le comportement capacitif des transistors ne sera pas considéré dans cet article.

Par rapport aux pertes par conduction, la prise en compte globale des différents courants efficaces passe par l'élaboration d'un courant agrégé (unique) à minimiser défini comme suit :

$$i_{tot} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \lambda_i \cdot i_{RMS,li}^2} \quad (3)$$

Où λ_i est un coefficient de pondération qui permettra de prendre en compte les résistances des ports.

Le principe général de l'algorithme est décrit à la figure 7. A ce stade de l'étude, le choix de rechercher un optimum vis-à-vis du nombre de commutations douces se justifie par une potentielle non-unicité de la solution contrairement à celui relatif au courant i_{tot} . Toutefois, il convient de noter que cela conduit à une sur-pondération des pertes par commutations vis-à-vis des pertes par conduction. Cette problématique pourra être levée dans un cas réel avec la connaissance des résistances des enroulements et des interrupteurs ainsi que les énergies dissipées dans les interrupteurs à l'amorçage et au blocage qui permettra d'élaborer un critère global des pertes.

6. RÉSULTATS DES SIMULATIONS

Des simulations ont été réalisées sur MATLAB et PLECS. Les valeurs des puissances ont été choisies de -600 W à 600 W pour le port 1 et le port 2 (respectivement notées P_1 et P_2). Les puissances sont par convention considérées comme entrantes dans l'ensemble des ports et dans le cas idéal considéré, la somme des puissances est nulle, ce qui permet de noter la puissance $P_3 = -(P_1 + P_2)$ dans le port 3. Les constantes du système ont été choisies selon le tableau 1.

1. Même si le modèle du transformateur utilisé ici est idéal, le transformateur réel ne l'est pas et présente des résistances d'enroulement qui dissiperont des pertes en $R \cdot I_{RMS}^2$

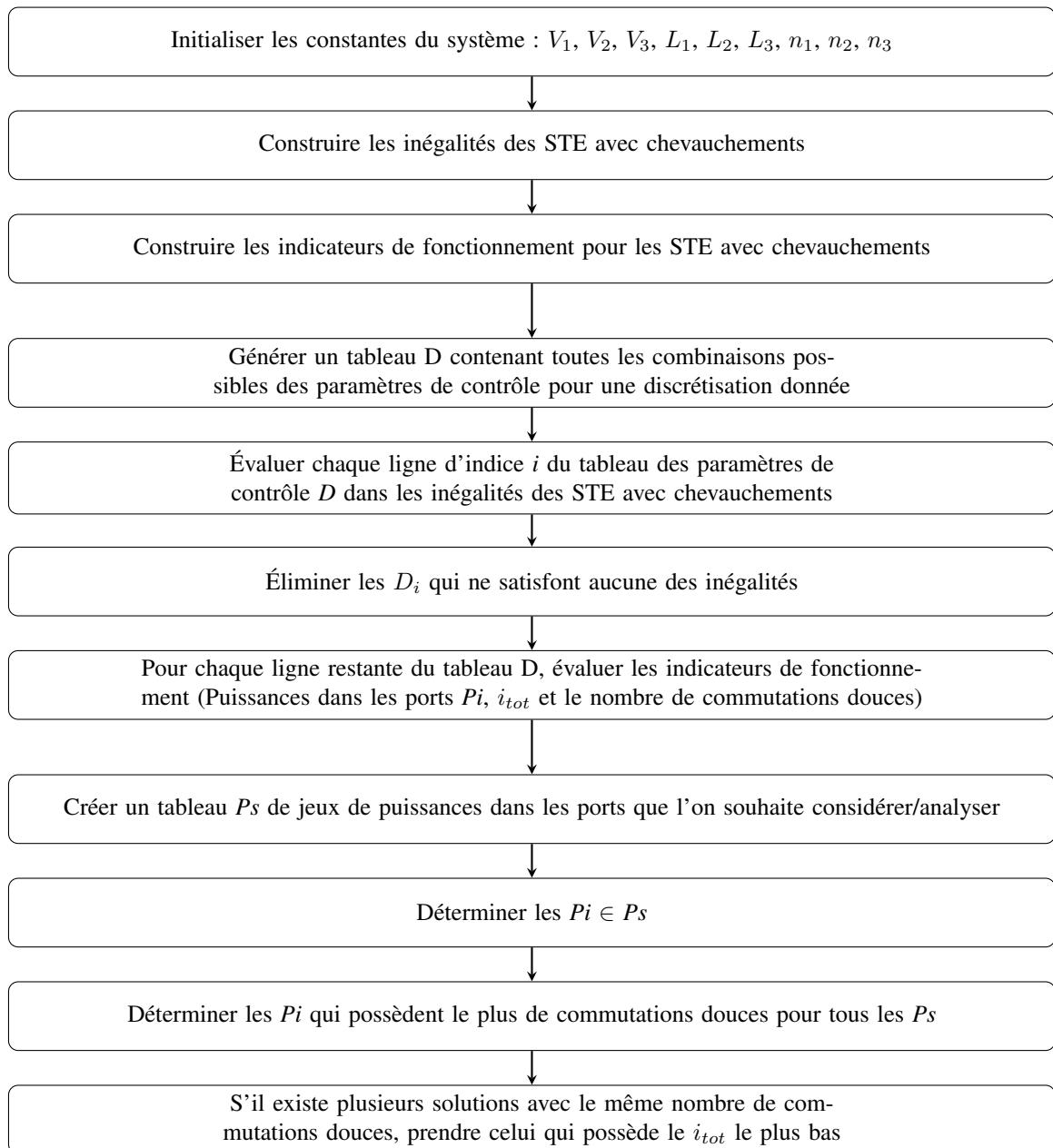


FIG. 7. Algorithme d'optimisation

TABLEAU 1. Paramètres généraux du système

Désignation	Nom	Valeur
Fréquence de découpage	f_s	40 kHz
Tension du port 1	V_1	300 V
Tension du port 2	V_2	250 V
Tension du port 3	V_3	200 V
Inductance d'enroulement 1	L_1	25 μ H
Inductances d'enroulements 2 et 3	L_2 et L_3	45 μ H
Nombres de spires	$n_1 : n_2 : n_3$	30 : 40 : 40

La figure 8 montre une comparaison de i_{tot} pour la modulation SPS et pour la modulation proposée en fonction des puissances du port 1 et du port 2. Le SPS génère un i_{tot} d'environ 15 A tandis que la modulation proposée génère un i_{tot} toujours inférieur à 10.5 A. Cela se traduit donc par une diminution de plus de 30% du i_{tot} .

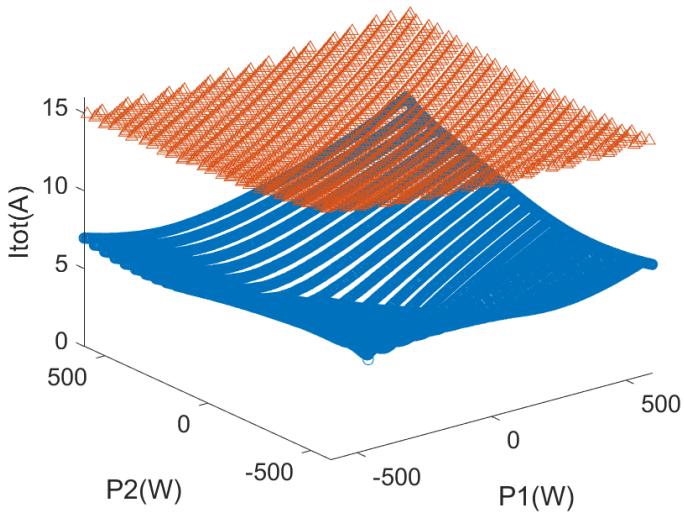


FIG. 8. Comparaison de i_{tot} avec la modulation SPS (triangles rouges) et la modulation proposée (cercles bleus)

Par ailleurs, la figure 9 montre une comparaison du nombre de ZVS dans une demi-période dans le cas de la modulation SPS et pour la modulation proposée en fonction des puissances du port 1 et du port 2. Le nombre de commutations douces a augmenté de 2 jusqu'à 4, 5 et 6.

Remarque : Un nombre de commutation douces de 2 implique que deux bras fonctionnent en ZVS, un nombre de commutation douces de 4 implique que quatre bras fonctionnent en ZVS et un nombre de commutation douces de 6 implique que six bras fonctionnent en ZVS.

Par ailleurs, les figures 10 et 11 montrent les formes d'onde de tension des enroulements et de courant dans les inductances pour $P_1 = 200W$, $P_2 = 200W$. La figure 10 montre les formes d'onde avec la modulation SPS et la figure 11 montre les formes d'onde avec la modulation proposée dans cet article. La STE optimale est (1,6,10,6,10) et les paramètres de contrôle sont (D_1 , D_2 , φ_{12} , D_3 , φ_{13}) = (0.270, 0.440, -0.085, 0.610, -0.071). Pour la figure 10, i_{tot} vaut 14.67 A avec 2 commutations douces. Pour la figure 11, i_{tot} vaut 4.64 A avec 5 commutations douces. Ceci montre la diminution de i_{tot} et l'augmentation des commutations douces avec la modulation proposée.

7. CONCLUSIONS

Cet article propose une optimisation d'un convertisseur MAB par rapport aux pertes par conduction et commutations. La no-

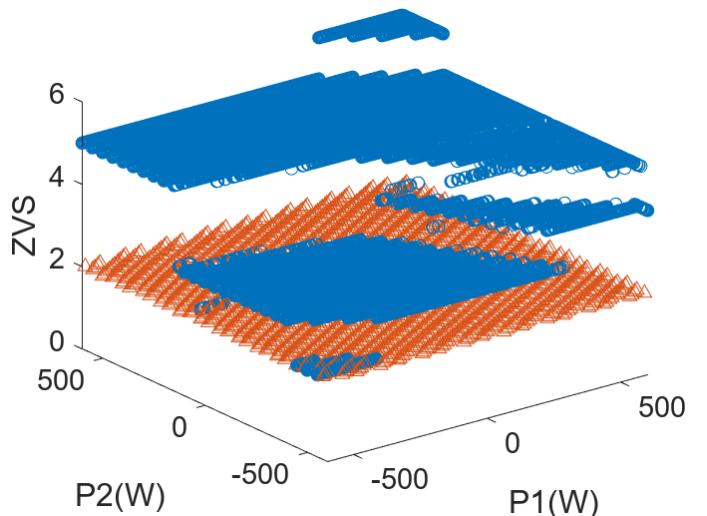


FIG. 9. Comparaison du nombre de ZVS dans une demi-période avec la modulation SPS (triangles rouges) et la modulation proposée (cercles bleus).

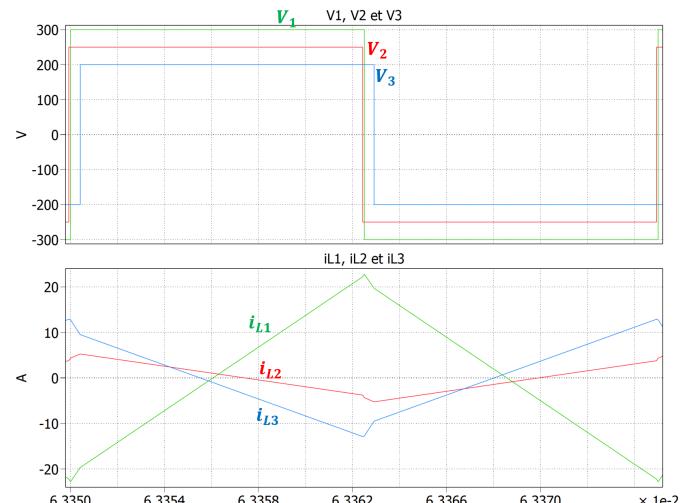


FIG. 10. Formes d'onde des tensions des enroulement et des courants dans les inductances pour $P_1 = 200W$, $P_2 = 200W$ avec le modulation Simple Phase Shift

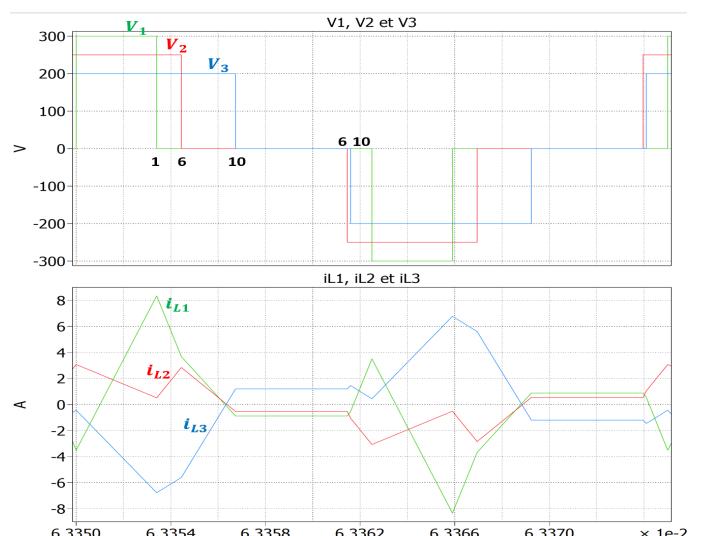


FIG. 11. Formes d'onde des tensions des enroulement et des courants dans les inductances pour $P_1 = 200W$, $P_2 = 200W$. La STE optimale est (1,6,10,6,10).

tion de *Séquences des Tensions des Enroulements* (STE) a été introduite de même qu'une formule pour les compter et les former. Ceci est ensuite appliqué à un algorithme qui analyse seulement les STE susceptibles de générer les pertes par conduction les plus faibles. L'algorithme considère aussi un maximisation du nombre de commutations douces afin de minimiser les pertes par commutations. Les résultats de simulation montrent que le courant total est diminué d'au moins 30% dans toute la plage de puissances analysées tandis que le nombre de commutations douces passe de 2 jusqu'à 4, 5 et 6.

8. RÉFÉRENCES

- [1] A. K. Bhattacharjee, N. Kutkut and I. Batarseh, "Review of Multiport Converters for Solar and Energy Storage Integration," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 2, pp. 1431-1445, Feb. 2019, doi : 10.1109/TPEL.2018.2830788.
- [2] B. Zhao, Q. Song and W. Liu, "Efficiency Characarization and Optimization of Isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 4, pp. 1711-1727, April 2013, doi : 10.1109/TPEL.2012.2210563.
- [3] R. W. De Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications," Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Pittsburgh, PA, USA, 1988, pp. 796-805 vol.1, doi : 10.1109/IAS.1988.25153.
- [4] S. Bandyopadhyay, P. Purgat, Z. Qin and P. Bauer, "A Multiactive Bridge Converter With Inherently Decoupled Power Flows," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 2, pp. 2231-2245, Feb. 2021, doi : 10.1109/TPEL.2020.3006266.
- [5] HEBALA, O.M. 2020. Design and analysis of current stress minimalisation controllers in multi-active bridge DC-DC converters. Robert Gordon University [online], PhD thesis. Available from : <https://openair.rgu.ac.uk>
- [6] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte and M. A. M. Hendrix, "Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2, pp. 771-781, March 2008, doi : 10.1109/TPEL.2007.915129.
- [7] A. A. Ibrahim, T. Caldognetto and P. Mattavelli, "Conduction Loss Reduction of Isolated Bidirectional DC-DC Triple Active Bridge," 2021 IEEE Fourth International Conference on DC Microgrids (ICDCM), Arlington, VA, USA, 2021, pp. 1-8, doi : 10.1109/ICDCM50975.2021.9504652.
- [8] X. Ma, A. Tong, B. Li, L. Hang, G. Li and P. Shen, "ZVS operation of DAB converter based on triple-phase-shift modulation scheme with optimized inductor current," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China, 2017, pp. 4702-4707, doi : 10.1109/IECON.2017.8216810.
- [9] J. Li, Q. Luo, T. Luo, D. Mou and M. Liserre, "Efficiency Optimization Scheme for Isolated Triple Active Bridge DC-DC Converter With Full Soft-Switching and Minimized RMS Current," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 8, pp. 9114-9128, Aug. 2022, doi : 10.1109/TPEL.2022.3157443.