

Etude comparative de hacheurs élévateurs à deux et trois niveaux et à phases parallèles pour application au transport lourd

Merlin LIMON¹, Arnaud GAILLARD², Philippe POURE¹

¹ Université de Lorraine, CNRS, IJL, F-54000 Nancy, France

² Université Marie et Louis Pasteur, UTBM, CNRS, Institut FEMTO-ST, F-90000 Belfort, France

RESUME – Le projet HYSYSPEM¹, du PEPR Hydrogène, vise à développer des structures de convertisseurs DC/DC imbriqués pour le raccordement de systèmes pile à hydrogène et de packs batteries, tout en maximisant la densité de puissance et en réduisant la masse du système. Dans ce cadre, ce papier propose une étude comparative de quatre topologies de hacheurs élévateurs qui sont les briques élémentaires possibles pour une architecture imbriquée finale. Ces topologies sont des structures à une ou deux phases parallèles, basées sur un hacheur élévateur à deux ou trois niveaux. L'étude analytique, appuyée par des résultats de simulation démontre la réduction importante de l'ondulation du courant de pile pour les structures à trois niveaux, comparativement aux structures à deux niveaux. L'étude énergétique met également en avant la structure à trois niveaux et deux phases parallèles.

Mots-clés—PEPR Hydrogène, HYSYSPEM, Transport lourd, Systèmes piles à hydrogène, hacheur élévateur trois niveaux, modularité, ondulation de courant.

1. INTRODUCTION

Les convertisseurs de type DC-DC sont des éléments fondamentaux des systèmes énergétiques embarqués : ils permettent d'adapter les niveaux de tension et d'assurer une régulation de la tension du bus continu. Plus particulièrement, les topologies élévatrices non isolées occupent une place centrale dans les chaînes de conversion des systèmes de transport hybrides (piles à hydrogène et batteries). En effet, ils offrent des capacités d'élévation de tension importantes, notamment nécessaires pour le bus DC des véhicules dédiés au transport lourd [1].

Les piles à hydrogène ou les batteries, connectées à l'entrée des convertisseurs, subissent une ondulation de courant liée aux commutations des transistors. Cette ondulation est un paramètre clé, notamment pour une pile à combustible. Cette ondulation doit rester faible et à basse fréquence, afin de prolonger la durée de vie du stack [2]. Le hacheur élévateur à trois niveaux présenté à la Fig. 2 est étudié dans ce papier, car il répond à ces critères [3], [4]. Les méthodes d'entrelacement de structure permettent également une diminution de l'ondulation du courant d'entrée [5], [6].

De plus, l'entrelacement apporte un atout majeur dans le cadre de l'application au transport lourd. Cette application critique nécessite une continuité de service en cas de défaut [7], [8]. Ainsi, l'ajout d'une phase parallèle apporte un degré de liberté supplémentaire, permettant la mise en place d'actions correctives suite au diagnostic d'un défaut d'un des semi-conducteurs [9], [10].

Ce papier propose de comparer différentes structures en termes d'ondulation du courant de pile et d'énergie stockée dans les inductances, ayant un impact sur leur dimensionnement et donc sur leurs poids et volume. Dans un premier temps, le contexte des recherches est présenté à la section 2. La section 3 introduit

les structures étudiées. A la section 4, une étude analytique d'une des structures, appelée CBTN à deux phases parallèles (CBTN-2ph) est détaillée. Chaque mode de fonctionnement est étudié afin d'obtenir l'ondulation du courant de pile en fonction du rapport cyclique. La section suivante présente une sélection de résultats de simulation, permettant de valider les équations obtenues. La section 6 présente l'ondulation du courant dans les inductances des convertisseurs étudiés. Enfin, la section 7 compare les structures en termes d'énergie stockée dans les inductances. La section 8 conclut l'étude.

2. CONTEXTE

Les travaux de recherche présentés dans ce papier sont réalisés dans le cadre du projet HYSYSPEM¹ du PEPR Hydrogène. Ce projet cible comme application le transport lourd (transport routier, camion-remorque) ainsi que le transport maritime fluvial, notamment de type péniche. Il a pour objectif l'optimisation des architectures de convertisseurs d'électronique de puissance des systèmes multi-piles à hydrogène et de leurs composants auxiliaires. Le niveau de tension ciblé pour le bus DC est de l'ordre de 1.5kV. Des architectures de convertisseurs modulaires sont à l'étude ainsi que leur contrôle en mode de fonctionnement sain ou défaillant. La puissance ciblée pour un module de puissance unitaire est de 250kW.

Des modules élémentaires pourront être associés pour atteindre la puissance totale requise, pouvant aller jusqu'à 1MW dans le cadre de l'application transport maritime fluvial.

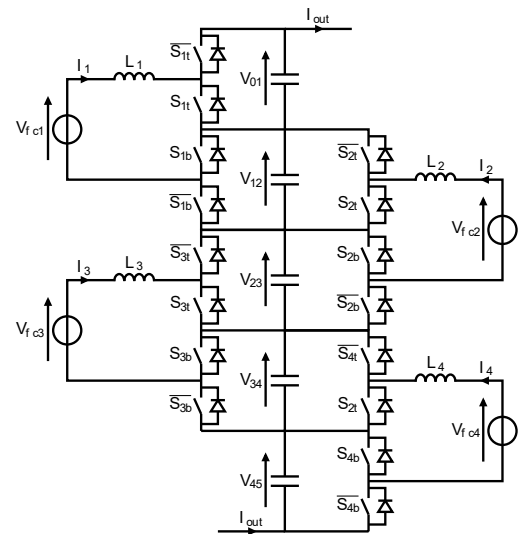


Figure 1. Topologie du hacheur élévateur MTL-4.

Les piles à hydrogène peuvent être connectées en parallèle, en série, en série-parallèle ou bien intégrées à des structures imbriquées de convertisseurs [11]. Une configuration imbriquée

a été évaluée comme particulièrement avantageuse [12] : il s'agit de la structure bidirectionnelle modulaire imbriquée à trois niveaux de type MTL-N (N-Modular Three level converter). La Figure 1 représente un convertisseur MTL-4 à 4 piles à combustible (typiquement de type FCgen-LCS – 63.4kW @ (176V, 360A) de chez Ballard), constituant ainsi un module unitaire de 250kW environ. Il est également envisageable de connecter deux phases en parallèle pour ce MTL-4, afin d'assurer sa continuité de service en cas de défaillance d'un des semi-conducteurs.

3. CONVERTISSEURS ETUDIES

Ce papier est principalement consacré à l'étude et l'évaluation de la brique élémentaire structurelle du convertisseur MTL-4 : le hacheur élévateur à trois niveaux, communément appelé Convertisseur Boost Trois Niveaux (CBTN), présenté à la Figure 2. Trois autres topologies potentiellement envisageables comme briques élémentaires sont également étudiées et font l'objet de l'étude comparative : le CBTN à deux phases parallèles (CBTN-2ph), le hacheur élévateur à deux phases parallèles (CB-2ph) ainsi que le hacheur élévateur (CB). Les critères analysés lors de l'étude comparative sont l'ondulation du courant de pile et l'énergie stockée dans les inductances. La topologie CB est choisie comme référence lors de l'étude car elle est la structure la plus défavorable selon les critères énoncés ci-dessus.

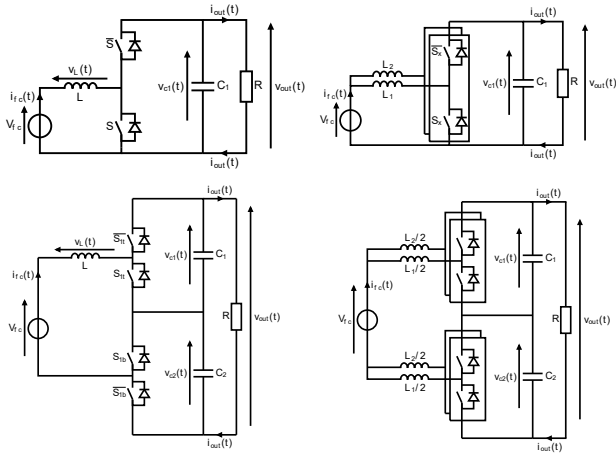


Figure 2 : En haut, hacheur élévateur deux niveaux CB : 1 phase et 2 phases; En bas hacheur élévateur trois niveaux CBTN : 1 phase et 2 phases.

La topologie CBTN apporte deux avantages majeurs dans notre cas d'application forte puissance, comparativement au CB classique : la diminution des contraintes en tension sur les transistors ainsi que la réduction des pertes en commutation et en conduction, permettant ainsi une montée en tension du bus continu. D'autres part, les quatre topologies étudiées présentent le même gain en tension, égal à $1/(1-D)$, avec D le rapport cyclique.

Dans l'état de l'art, les structures CB, CB-2ph et CBTN sont étudiées en terme d'ondulation [10], [13], [14] mais la structure CBTN-2ph est très peu étudiée et lorsque c'est le cas, elle n'est pas analysée de manière exhaustive [15]. Ainsi, afin d'étudier les ondulations de courant ainsi que l'énergie stockée dans les inductances, une analyse des quatre structures mentionnées à la section 3 est nécessaire. Le cas de la structure CBTN-2ph est présenté à la section suivante.

4. ETUDE ANALYTIQUE DU CBTN-2PH

4.1. Contrôle du CBTN-2ph

Le CBTN-2ph de la Fig. 2 se compose de quatre cellules de commutation. Les deux transistors de chaque cellule ont des ordres de commande complémentaires. Deux rapports cycliques par phase sont donc nécessaires pour commander le CBTN-2ph à partir de modules MLI. Dans le cadre de cette étude, les rapports cycliques D1t et D1b, respectivement appliqués aux transistors S1t et S1b de la phase 1, sont égaux. Le fonctionnement est alors dit symétrique et la condition $V_{c1} = V_{c2} = V_o/2$ est vérifiée. De plus, les rapports cycliques de la deuxième phase sont égaux à ceux de la phase 1. Un seul rapport cyclique est ainsi appliqué aux quatre cellules.

Afin d'obtenir la plus faible ondulation du courant de pile, les porteuses qui sont comparées au rapport cyclique doivent être temporellement décalées. Dans le cas d'un fonctionnement symétrique, le décalage optimal entre les porteuses de chaque phase est de T/2 alors qu'en interne de chaque phase, il est de T/4 entre les deux porteuses des cellules de commutation du haut et du bas (T est la période de commutation)[16]. Ces décalages sont appliqués par la suite.

4.2. MODES DE FONCTIONNEMENT DU CBTN-2ph

Les ordres de commande appliqués aux huit transistors du CBTN-2ph conduisent à 16 différents modes possibles. Ces modes sont définis dans le tableau 1.

Tableau 1 : Etat des interrupteurs et modes associés

Mode	S _{1t}	S _{2t}	S _{1b}	S _{2b}	Mode	S _{1t}	S _{2t}	S _{1b}	S _{2b}
1	OFF	OFF	OFF	OFF	9	ON	OFF	OFF	OFF
2	OFF	OFF	OFF	ON	10	ON	OFF	OFF	ON
3	OFF	OFF	ON	OFF	11	ON	OFF	ON	OFF
4	OFF	OFF	ON	ON	12	ON	OFF	ON	ON
5	OFF	ON	OFF	OFF	13	ON	ON	OFF	OFF
6	OFF	ON	OFF	ON	14	ON	ON	OFF	ON
7	OFF	ON	ON	OFF	15	ON	ON	ON	OFF
8	OFF	ON	ON	ON	16	ON	ON	ON	ON

Les schémas électriques équivalents pour chaque mode sont présentés à la Fig. 3. Pour chaque mode, les courants d'inductance sont régis par l'équation suivante :

$$i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) + i_4(t) = 0 \quad (1)$$

Ainsi, les dérivées temporelles des courants vérifient :

$$\frac{di_1(t)}{dt} + \frac{di_2(t)}{dt} + \frac{di_3(t)}{dt} + \frac{di_4(t)}{dt} = 0 \quad (2)$$

Par la suite, le mode 3 sera détaillé. La même démarche peut être suivie pour obtenir les expressions analytiques des dérivées du courant pour chaque mode.

En appliquant la loi des mailles pour le mode 3, les équations suivantes sont obtenues :

$$L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - L_2 \frac{di_2(t)}{dt} = 0 \quad (3)$$

$$-L_3 \frac{di_3(t)}{dt} + L_4 \frac{di_4(t)}{dt} = V_{c2} \quad (4)$$

$$L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - L_4 \frac{di_4(t)}{dt} = V_{fc} - V_{c1} - V_{c2} \quad (5)$$

Les équations (2) à (5) peuvent être exprimées sous la forme matricielle, du type $A * X = B$ avec X :

$$X^T = \left(\frac{di_1(t)}{dt} \quad \frac{di_2(t)}{dt} \quad \frac{di_3(t)}{dt} \quad \frac{di_4(t)}{dt} \right) \quad (6)$$

Dans le cas du mode 3, A et B sont définies comme suit :

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ L_1 & -L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_3 & L_4 \\ L_1 & 0 & 0 & -L_4 \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ V_{C2} \\ V_{fc} - V_{C1} - V_{C2} \end{pmatrix} \quad (7)$$

Dans cette étude, $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L/2$ et $V_{C1} = V_{C2} = V_0/2$. Pour le mode 3 étudié, les expressions littérales des coefficients de la matrice X sont mentionnées à la Fig. 4. Les expressions analytiques pour les autres modes y sont également présentées ainsi que la dérivée du courant de pile. Cette dernière est obtenue grâce à l'expression :

$$\frac{di_{fc}(t)}{dt} = \frac{di_1(t)}{dt} + \frac{di_2(t)}{dt} \quad (8)$$

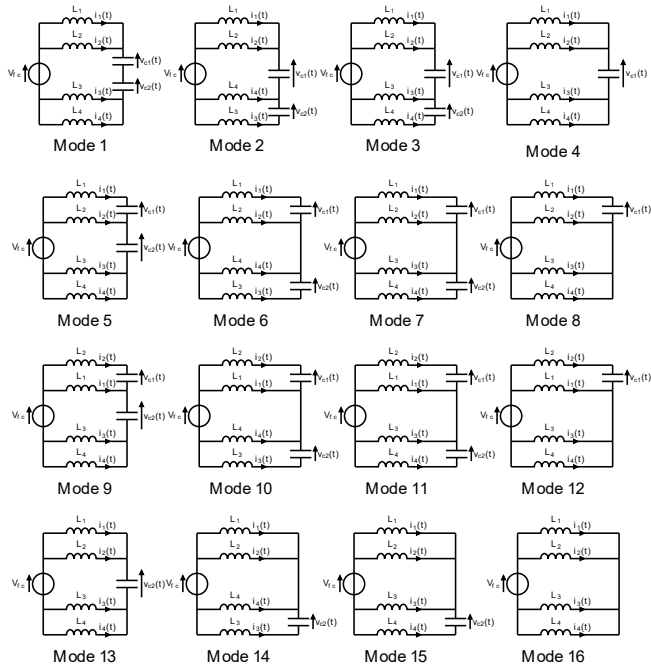


Figure 3 : Schéma électrique équivalent des 16 modes

	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4
X	$\begin{pmatrix} \frac{V_{fc}-V_0}{L} \\ \frac{V_{fc}-V_0}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0}{L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-5V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-5V_0}{4L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ \frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \end{pmatrix}$
$\frac{di_{fc}(t)}{dt}$	$\frac{2(V_{fc}-V_0)}{L}$	$\frac{4V_{fc}-3V_0}{2L}$	$\frac{4V_{fc}-3V_0}{2L}$	$\frac{2V_{fc}-V_0}{L}$
	Mode 5	Mode 6	Mode 7	Mode 8
X	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-5V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{V_{fc}-V_0}{L} \\ \frac{V_{fc}}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0}{L} \\ -\frac{V_{fc}}{L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{V_{fc}-V_0}{L} \\ \frac{V_{fc}}{L} \\ -\frac{V_{fc}}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0}{L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}+V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \end{pmatrix}$
$\frac{di_{fc}(t)}{dt}$	$\frac{4V_{fc}-3V_0}{2L}$	$\frac{2V_{fc}-V_0}{L}$	$\frac{2V_{fc}-V_0}{L}$	$\frac{4V_{fc}-V_0}{2L}$

	Mode 9	Mode 10	Mode 11	Mode 12
X	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}-5V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ \frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-5V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-5V_0}{4L} \end{pmatrix}$
$\frac{di_{fc}(t)}{dt}$	$\frac{4V_{fc}-3V_0}{2L}$	$\frac{2V_{fc}-V_0}{L}$	$\frac{2V_{fc}-V_0}{L}$	$\frac{4V_{fc}-V_0}{2L}$
	Mode 13	Mode 14	Mode 15	Mode 16
X	$\begin{pmatrix} \frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ \frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \\ -\frac{V_{fc}-V_0/2}{L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ \frac{4V_{fc}-V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}+V_0}{4L} \\ -\frac{4V_{fc}-3V_0}{4L} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{V_{fc}}{L} \\ \frac{V_{fc}}{L} \\ -\frac{V_{fc}}{L} \\ -\frac{V_{fc}}{L} \end{pmatrix}$
$\frac{di_{fc}(t)}{dt}$	$\frac{2V_{fc}-V_0}{L}$	$\frac{4V_{fc}-V_0}{2L}$	$\frac{4V_{fc}-V_0}{2L}$	$\frac{2V_{fc}}{L}$

Figure 4 : Expresssions analytiques des dérivées des courants d'inductance et de pile pour la topologie CBTN-2ph

4.3. Expressions analytiques de l'ondulation du courant d'entrée du CBTN-2ph

Afin d'obtenir l'ondulation du courant de pile à l'entrée du convertisseur, il est nécessaire de suivre deux étapes. Tout d'abord, il faut déterminer les deux instants auxquels le courant atteint son minimum et son maximum. Ensuite, l'ondulation du courant est obtenue en intégrant les pentes du courant de pile sur chaque mode concerné, entre les deux instants définis à la première étape. Les expressions des différentes pentes sont définies à la Figure 4, pour chaque mode.

Cette méthode a permis d'établir les expressions analytiques de l'ondulation du courant de pile, en fonction du rapport cyclique, pour le CBTN-2ph :

$$\begin{cases} \Delta I_{fc,CBTN-2ph} = 2 \frac{V_{fc}}{L f} * D \frac{(1-D)}{1-D} & \text{for } D \in [0; \frac{1}{4}] \\ \Delta I_{fc,CBTN-2ph} = 2 \frac{V_{fc}}{L f} * (D - \frac{1}{4}) \frac{(\frac{1}{2}-D)}{1-D} & \text{for } D \in [\frac{1}{4}; \frac{1}{2}] \\ \Delta I_{fc,CBTN-2ph} = 2 \frac{V_{fc}}{L f} * (D - \frac{1}{2}) \frac{(\frac{3}{4}-D)}{1-D} & \text{for } D \in [\frac{1}{2}; \frac{3}{4}] \\ \Delta I_{fc,CBTN-2ph} = 2 \frac{V_{fc}}{L f} * (D - \frac{3}{4}) & \text{for } D \in [\frac{3}{4}; 1] \end{cases} \quad (9)$$

5. SIMULATION

5.1. Expressions analytiques des ondulations de courant pour les structures CB, CBTN et CB-2ph

Pour le CBTN et le CB-2ph, les porteuses des blocs MLI sont déphasées de T/2. Ce déphasage est optimal car il permet de diminuer l'ondulation du courant de pile [17], [18]. Les expressions analytiques de l'ondulation du courant de pile sont obtenues avec ce décalage.

Dans le cas du CB, l'ondulation du courant de pile est bien connue et est définie par l'expression [19] :

$$\Delta I_{f,CB} = \frac{V_{fc}}{L f} * D \quad (10)$$

Dans le cas du CB-2ph, on obtient :

$$\begin{cases} \Delta I_{f,CB-2ph} = 2 \frac{V_{fc}}{L f} * \frac{D(\frac{1}{2}-D)}{1-D} & \text{pour } D \leq \frac{1}{2} \\ \Delta I_{f,CB-2ph} = 2 \frac{V_{fc}}{L f} * (D - \frac{1}{2}) & \text{pour } D > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (11)$$

L'expression établie pour le CBTN est :

$$\begin{cases} \Delta I_{fc,CBTN} = \frac{V_{fc}}{L f} * \frac{D(\frac{1-D}{2})}{1-D} & \text{pour } D \leq \frac{1}{2} \\ \Delta I_{fc,CBTN} = \frac{V_{fc}}{L f} * (D - \frac{1}{2}) & \text{pour } D > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (12)$$

5.2. Résultats de simulation

Les formes d'ondes du courant de pile i_{fc} ont été simulées dans l'environnement Matlab/Simulink, à l'aide de la toolbox Simscape Specialized Power Systems. Les paramètres de simulation sont consignés dans la Table 1. La tension de référence du bus DC, en sortie, est fixée à 500 V pour chaque structure de convertisseur étudiée (ce choix permet de garantir une tension de 1.5 kV au niveau du bus DC du MTL-4 de la Figure 1). La tension nominale de la pile de type FCgen-LCS de chez Ballard étant de 176V, le rapport cyclique est fixé à 0.648. Les cellules de commutation utilisées sont des modules MOSFET SiC 1200V-450A (référence : EAB450M12XM3) de Wolfspeed, qualifiés pour le domaine automobile. La fréquence de commutation choisie est de 75kHz afin d'avoir un bon compromis entre perte et volume, en accord avec la technologie des transistors.

Les objectifs sont d'obtenir une ondulation du courant de pile égale à 10% de sa valeur moyenne et une ondulation de tension du bus continu de sortie égale à 1% de sa valeur moyenne. Pour mener l'étude comparative présentée dans cette section et ainsi évaluer la structure CBTN-2ph, la structure CBTN a été choisie pour établir les valeurs des paramètres de simulation. Ces paramètres ont été obtenus à l'aide des équations (16-17) (équations établies dans la référence [20]) et (12). La charge résistive est fixée afin d'avoir une puissance de sortie égale à la puissance nominale de la pile.

$$R = \frac{V_{out}^2}{P_{fc}} = \frac{500^2}{63.4e3} = 3.94 \Omega \quad (13)$$

$$\Delta I_{fc,CBTN} = 10\% * < I_{fc,CBTN} > = 36A \quad (14)$$

$$\Delta V_{out,CBTN} = 1\% * < V_{0,CBTN} > = 4V \quad (15)$$

$$\Delta I_{fc,CBTN} = \frac{V_{fc}}{L f} * (D - \frac{1}{2}) \Leftrightarrow L = 9.65\mu H \quad (16)$$

$$\Delta V_{out,CBTN} = \frac{V_{fc}}{(1-D)RCf} * (2D - 1) \Leftrightarrow C = 100\mu F \quad (17)$$

Tableau 2. Paramètres de simulation.

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
V_{fc}, V_{out}	176V, 500V	Charge résistive R	3.94Ω
f (fréquence de commutation)	75kHz	L	9.65μH
D (rapport cyclique)	0.648	$C_1 = C_2 = C$	100μF

Les résultats de simulation obtenus sont présentés à la Fig. 5. La fréquence apparente des courants diffère selon la topologie considérée. En effet, elle est multipliée par 2 pour le CB-2ph et le CBTN, par rapport à celle du CB ; elle est multipliée par 4 pour le CBTN-2ph. De plus, il apparait que le CB-2ph, le CBTN et le CBTN-2ph réduisent fortement l'ondulation du courant de pile, par rapport au CB.

La Fig. 6 représente la variation de l'ondulation du courant de pile (équations 9 à 12) pour les quatre topologies envisagées, normalisée par rapport au CB. Les résultats obtenus

analytiquement ont été vérifiés par simulation. Les résultats de simulation sont représentés à l'aide de cercles de couleur au niveau de chacune des trois courbes.

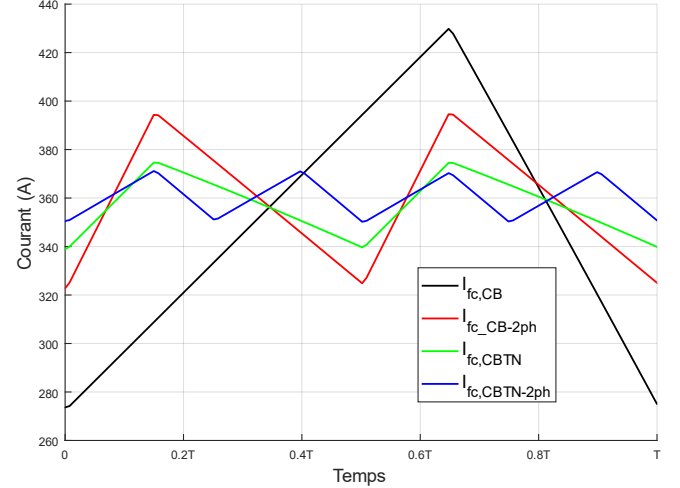


Figure 5 : Formes d'ondes du courant de pile pour les quatre topologies étudiées

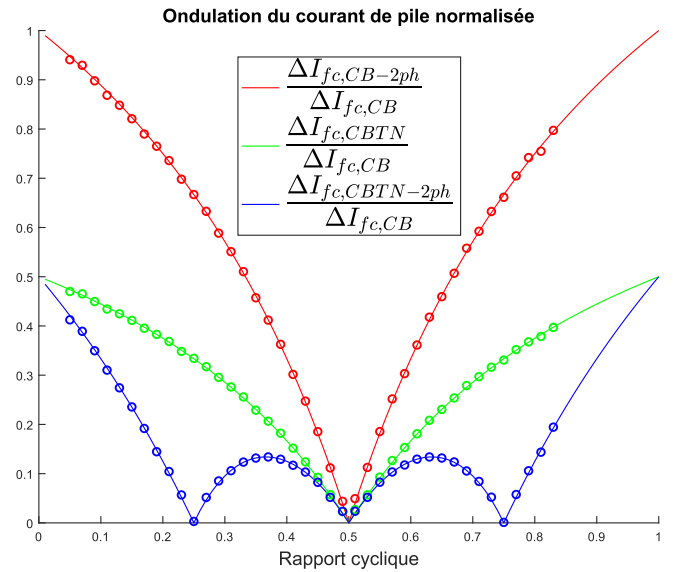


Figure 6 : Variation de l'ondulation du courant de pile

La structure CBTN-2ph apporte une plus faible ondulation de courant de pile, quel que soit le rapport cyclique du convertisseur. Cependant, la forme d'onde des courants des inductances diffère de celle d'un CBTN. En effet, la présence du point milieu entre les deux condensateurs relie entre elles les deux phases du convertisseur CBTN-2ph, qui ne peuvent donc plus être étudiées individuellement. Une ondulation de courant d'inductance plus élevée impacte négativement le dimensionnement des inductances. Une étude approfondie est nécessaire pour étudier les courants dans les inductances.

6. COURANT D'INDUCTANCE

6.1. Forme d'onde du courant

Il est important de noter que dans le cas des structures à deux phases parallèles, le courant de pile passe maintenant par deux inductances. Le courant de pile moyen est divisé de façon égale entre les deux branches, car le rapport cyclique de chaque phase est égal. Pour le CBTN-2ph, les formes d'ondes des courants des

quatre inductances sont similaires, avec un décalage entre chacune d'entre elles.

La fig. 7 représente les courants dans les inductances pour les quatre structures de convertisseurs étudiées.

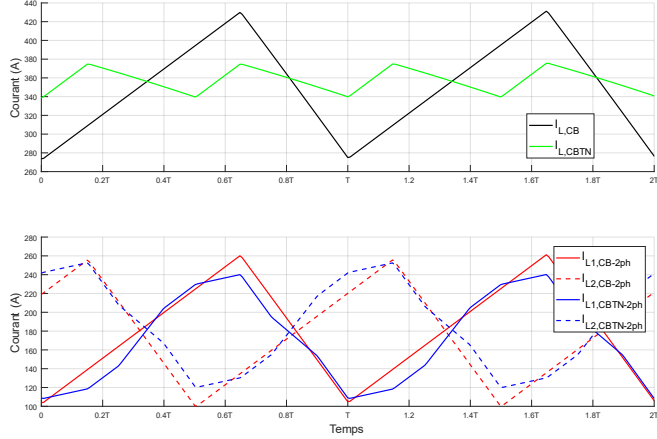


Figure 7 : Courants d'inductances des quatre convertisseurs. En haut, les structures à une phase ; En bas, les structures à deux phases parallèles

Dans le cas des convertisseurs CB et CB-2ph, les courants d'inductances ont la même allure générale et la même ondulation (Voir Fig. 7). Seule la moyenne du courant est différente, selon le nombre de phase (une ou deux phases entrelacées). Ici, la moyenne est de 360A dans l'unique phase du CB alors qu'elle est de 180A par phase dans le CB-2ph. Ceci est l'effet attendu de l'entrelacement. Le courant d'inductance moyen est également divisé par deux lors de l'entrelacement d'une structure trois niveaux (CBTN et CBTN-2ph). Cependant, la présence du point milieu entre les deux condensateurs de la Fig. 2 entraîne un changement d'allure générale du courant d'inductance, entre les structures CBTN et CBTN-2ph. L'ondulation n'est également plus la même pour les courants d'inductances des deux structures (Voir Fig. 7). Ce phénomène lié à l'entrelacement de deux phases de type CBTN n'était pas *a priori* prévisible. Il est alors nécessaire d'étudier ces formes d'ondes pour dimensionner correctement les inductances.

6.2. Ondulation du courant d'inductance des quatre structures

Pour les structures à une phase, le courant de pile passe totalement dans l'inductance, donc l'ondulation du courant de l'inductance est égale à l'ondulation du courant de pile.

Dans la structure CB-2ph, chaque phase est indépendante. L'ondulation des courants d'inductances reste identique à celle du CB, équation (10).

Ceci n'est plus le cas avec le CBTN-2ph. L'étude des modes permet d'obtenir les expressions analytiques de l'ondulation des courants des inductances, en appliquant la même méthode qu'à la section 4.3. Les résultats sont présentés dans l'équation (18).

$$\Delta I_{L,CBTN-2ph} = \begin{cases} \frac{V_{fc}}{L f} * D \frac{(\frac{3}{4} - D)}{1 - D} & \text{for } D \in [0; \frac{1}{4}] \\ \frac{V_{fc}}{L f} * \frac{8D^2 - 10D + 1}{8(D - 1)} & \text{for } D \in [\frac{1}{4}; \frac{1}{2}] \\ \frac{V_{fc}}{L f} * \frac{8D^2 - 6D - 1}{8(D - 1)} & \text{for } D \in [\frac{1}{2}; \frac{3}{4}] \\ \frac{V_{fc}}{L f} * (D - \frac{1}{4}) & \text{for } D \in [\frac{3}{4}; 1] \end{cases} \quad (18)$$

La Figure 8 représente les fonctions analytiques de l'ondulation du courant dans les inductances des quatre topologies, en

fonction du rapport cyclique. Les cercles correspondent aux résultats obtenus par simulation. Les courbes sont normalisées par rapport au CB, ce qui permet de les rendre indépendantes de l'inductance, identique pour chaque structure.

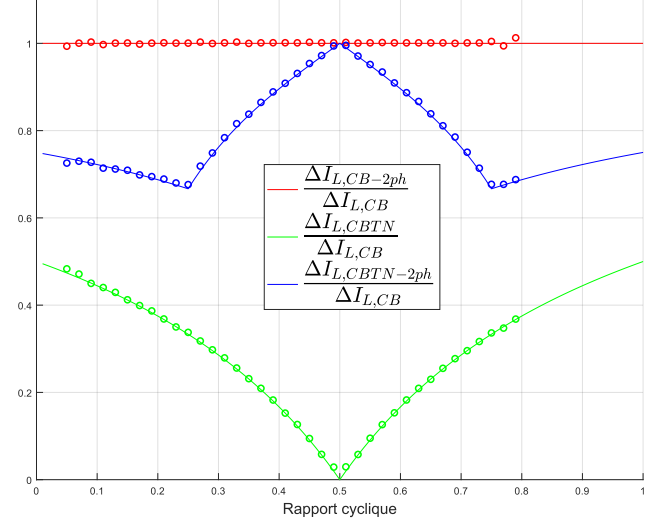


Figure 8 : Ondulation normalisée des courants des inductances

On constate ici encore que les structures CB et CB-2ph ont la même ondulation de courant d'inductance, ce qui n'est pas le cas du CBTN et CBTN-2ph. En effet, l'ondulation du courant d'inductance des deux structures varie différemment en fonction du rapport cyclique. Le courant maximum des inductances n'évolue pas linéairement en fonction du rapport cyclique dans le cas du CBTN-2ph. Une plus forte intensité maximale dans une inductance conduit à une plus grande énergie magnétique stockée.

L'énergie magnétique stockée est liée au poids et au volume de l'inductance. Dans la prochaine section, elle est étudiée afin de comparer les structures.

7. ENERGIE STOCKEE DANS LES INDUCTANCES

L'énergie magnétique stockée par une inductance est donnée par la formule suivante :

$$W = \frac{1}{2} * L * I_{L,max}^2 \quad (19)$$

Avec $I_{L,max}$, le courant maximum atteint dans l'inductance en régime permanent. Ainsi, cette valeur peut être obtenue à partir de l'équation :

$$I_{L,max} = \langle I_L \rangle + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (20)$$

Plus la valeur de l'inductance est élevée, plus son courant moyen devient prépondérant et plus l'ondulation de son courant devient négligeable. Dans ce cas, les structures à deux phases parallèles sont avantageuses en termes d'énergie stockée.

Afin de comparer l'énergie stockée dans les inductances par la suite, l'ondulation du courant pile reste la même. La fig. 9 représente l'énergie stockée dans les inductances, normalisée par rapport à l'énergie du CB, en fonction du rapport cyclique. Pour garder la même ondulation de courant de pile, les valeurs des inductances de chaque structure sont modifiées en même temps que le rapport cyclique pour chaque simulation, représentées par les cercles superposés aux courbes théoriques Fig. 9.

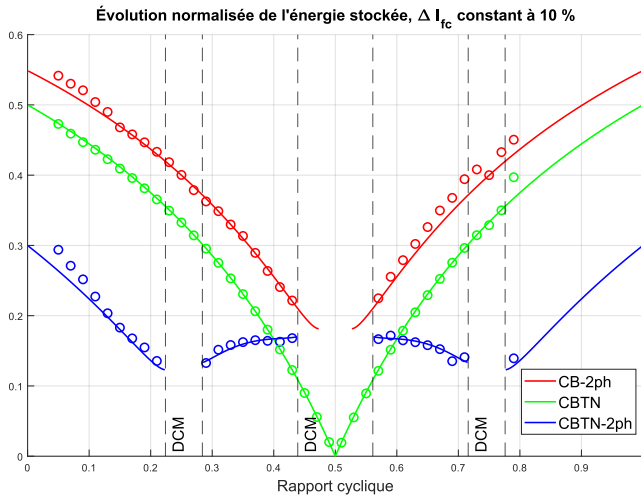


Figure 9 : Énergie normalisée pour ondulation courant de pile constant

Concernant le CBTN-2ph, la forte ondulation du courant dans les inductances entraîne un mode de conduction discontinu pour une certaine plage de rapport cyclique, matérialisée par les traits pointillés verticaux.

En fonction du rapport cyclique, la faible valeur de l'inductance du CBTN-2ph (conséquence de l'ondulation du courant de pile fixée à 10%) compense la forte ondulation de son courant. Cela permet d'avoir une plus faible énergie stockée dans les inductances lorsque la structure a une faible ondulation de courant d'entrée, relativement aux autres topologies (cf Fig. 6)

8. CONCLUSION

Ce papier démontre de manière analytique la réduction importante de l'ondulation du courant de pile pour un CBTN et un CBTN-2ph, comparativement aux topologies CB et CB-2ph. L'étude se concentre également sur l'ondulation du courant d'inductance. Elle présente et discute l'impact du changement de forme d'onde des courants d'inductance, lorsque le CBTN est entrelacé. Ce changement n'est pas observé lors de l'entrelacement de la structure de type CB.

La structure avec la plus faible énergie stockée dépend du rapport cyclique appliqué aux transistors. Avec le cahier des charges établi, la structure CBTN-2ph présente la plus faible énergie magnétique stockée. De plus, la fréquence de l'ondulation du courant de pile est alors égale à quatre fois la fréquence de commutation.

En plus de l'apport en mode sain, la structure CBTN-2ph permet de garantir une continuité de service lors de la défaillance d'un des semi-conducteurs, contrairement au cas du CBTN. Pour cela, le CBTN-2ph fait actuellement l'objet d'un contrôle robuste aux défauts, couplé à une méthode de détection et de reconfiguration permettant ainsi de garantir sa tolérance aux pannes.

9. REMERCIEMENT

Ce travail a bénéficié d'une aide de l'État gérée par l'Agence Nationale de la Recherche au titre de France 2030 portant la référence ANR-22-PEHY-0018.

10. REFERENCES

[1] V. F. Pires, A. Cordeiro, D. Foito, et J. F. Silva, « High Step-Up DC-DC Converter for Fuel Cell Vehicles Based on Merged Quadratic Boost-Cuk », *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, n° 8, p. 7521-7530, août 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2921851.

[2] Y. Zhan, Y. Guo, J. Zhu, et L. Li, « Input current ripple reduction and high efficiency for PEM fuel cell power conditioning system », in *2017 20th*

International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, Australia: IEEE, août 2017, p. 1-6. doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056375.

[3] M. Afkar, P. Karimi, R. Gavagsaz-Ghoachani, M. Phattanasak, et S. Pierfederici, « Effect of fault in output capacitor due to its parasitic resistance in modular DC-DC three-level converter », in *2022 9th Iranian Conference on Renewable Energy & Distributed Generation (ICREDG)*, Mashhad, Iran, Islamic Republic of: IEEE, févr. 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/ICREDG54199.2022.9804561.

[4] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, et A. Khaligh, « Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for Automotive Applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 5, p. 3305-3315, mai 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2336605.

[5] Z. Yao, X. He, M. Liu, K. Zhang, et Y. Tang, « Soft-Switching Control Method of Interleaved Three-Level Boost Converter in near-CRM for Fuel Cells », in *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*, Chengdu, China: IEEE, mai 2024, p. 1685-1690. doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia60879.2024.10567257.

[6] H. Mehida, M. Y. Ayad, R. Saadi, O. Kraa, et A. Aboubou, « Multi-Stack Fuel Cells and Interleaved DC/DC Converters Interactions for Embedded Applications », in *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Algiers: IEEE, oct. 2018, p. 1-6. doi: 10.1109/CISTEM.2018.8613600.

[7] X. Hao, S. Laghrouche, Y. A. Amirat, et A. Djerdir, « Super-Twisting Based Fault-Tolerant Control of Multiple-input Three-Phase Interleaved Boost Converter », in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Singapore, Singapore: IEEE, oct. 2020, p. 2868-2873. doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254729.

[8] R. Yahyaoui, A. De Bernardinis, A. Gaillard, et D. Hissel, « Switch short-circuit fault detection algorithm based on drain-to-source voltage monitoring for a fault tolerant DC/DC converter », in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy: IEEE, oct. 2016, p. 2212-2217. doi: 10.1109/IECON.2016.7793949.

[9] S. Kim, S. Jo, S. Kim, C.-S. Shin, C.-H. Jo, et D.-H. Kim, « Advanced Ripple Reduction in Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Application », in *2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, oct. 2024, p. 2334-2340. doi: 10.1109/ECCE55643.2024.10860855.

[10] Q. Li, Y. Huangfu, J. Zhao, S. Zhuo, et F. Chen, « Controller design and fault tolerance analysis of 4-phase floating interleaved boost converter for fuel cell electric vehicles », in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing: IEEE, oct. 2017, p. 7753-7758. doi: 10.1109/IECON.2017.8217359.

[11] A. Kolli, A. Gaillard, A. De Bernardinis, O. Bethoux, D. Hissel, et Z. Khatir, « A review on DC/DC converter architectures for power fuel cell applications », *Energy Conversion and Management*, vol. 105, p. 716-730, nov. 2015, doi: 10.1016/j.enconman.2015.07.060.

[12] M. Afkar, R. Gavagsaz-Ghoachani, M. Phattanasak, J.-P. Martin, et S. Pierfederici, « Proposed system based on a three-level boost converter to mitigate voltage imbalance in photovoltaic power generation systems », *IEEE Trans. Power Electron.*, p. 1-1, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3105571.

[13] S. Zhang et X. Yu, « Control strategy to achieve minimum / zero input current ripple for the interleaved boost converter in Photovoltaic / Fuel Cell Power Conditioning System », in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA: IEEE, sept. 2012, p. 4301-4306. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342237.

[14] M. V. Naik et P. Samuel, « Design and analysis of ripple current reduction in fuel cell generating systems », in *2015 International Conference on Power and Advanced Control Engineering (ICPACE)*, Bengaluru, India: IEEE, août 2015, p. 200-204. doi: 10.1109/ICPACE.2015.7274943.

[15] X. Liu, S. Zhuo, Y. Huangfu, S. Wang, H. Bai, et R. Ma, « Ripple Suppression of Multi-Phase Converter under Switch Fault for Fuel Cell Application Based on Phase Shift Reconfiguration », in *2024 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA: IEEE, juin 2024, p. 1-6. doi: 10.1109/ITEC60657.2024.10599004.

[16] K.-M. Lee et I.-S. Kim, « Unified Modeling and Double-Loop Controller Design of Three-Level Boost Converter », *Sustainability*, vol. 15, n° 2, p. 1597, janv. 2023, doi: 10.3390/su15021597.

[17] P. M. Preethiraj, « Design of novel DC-DC interleaved boost converter for BLDC application », 2024.

[18] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. Le Moigne, et P. Bartholomeus, « A Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for the Ultracapacitor Applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 10, p. 3415-3430, oct. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2038338.

[19] M. Gleissner et M. Bakran, « Design and control of fault-tolerant non-isolated multiphase multilevel dc-dc converters for automotive power systems », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, p. 1-1, 2015, 1109/TIA.2015.2497218.

[20] A. Nouri, « Etude, modélisation et commande du convertisseur dc-dc à trois niveaux utilisé dans les systèmes de conversion d'énergies renouvelables ».