Contrôle non linéaire d'un convertisseur boost flottant entrelacé à 6 phases avec inductances couplées pour un véhicule lourd à hydrogène

Niema EL HADDAJI[1], Abdesslem DJERDIR[1], Serge PIERFEDERICI[2], Daniel HISSEL[1,3]

[1]Université Marie et Louis Pasteur, UTBM, CNRS, Institut FEMTO-ST, FCLAB, Belfort, France
[2]Université de Lorraine, CNRS, LEMTA, Vandœuvre-Lès-Nancy, France
[3]Institut Universitaire de France (IUF), France

RESUME – L'optimisation de l'intégration des piles à combustible PEM (Proton Exchange Membrane) dans les systèmes de transport lourd nécessite des topologies innovantes de convertisseurs et des commandes avancées. Une architecture de convertisseur boost flottant entrelacé à six phases (6-FIBC), intégrant des inductances couplées, est ici proposée pour améliorer l'efficacité énergétique, la régulation de tension et réduire les ondulations de courant. Cette topologie se révèle particulièrement adaptée aux applications haute puissance des systèmes électriques hybridés. Par ailleurs, une commande non linéaire basée sur la platitude est ici développée, permettant une régulation précise des états du système et une adaptation dynamique aux variations de charge. Les résultats de simulation confirment les performances du système, mettant en évidence une régulation de tension optimisée, un partage équilibré des courants et une efficacité accrue.

Mots-clés – Convertisseur Boost DC-DC, Inductances couplées, Pile à combustible, Véhicule hybride électrique, Contrôle non linéaire

1. INTRODUCTION

La décarbonation du secteur du transport lourd est aujourd'hui au cœur des priorités de la transition énergétique. Qu'il s'agisse du transport routier de marchandises, du transport collectif, du ferroviaire ou du maritime, ces domaines sont caractérisés par des besoins énergétiques importants, une grande autonomie, et des conditions de fonctionnement souvent extrêmes [1],[2]. Dans ce contexte, le développement de nouvelles architectures de propulsion s'appuyant sur des sources d'énergie propres et durables s'impose comme une nécessité technique et environnementale.

Parmi les technologies envisagées pour le transport lourd, les architectures hybrides associant piles à combustible, batteries et supercondensateurs permettent de répondre efficacement aux exigences de puissance et d'autonomie, tout en optimisant la durée de vie du système [3]. En particulier, les PEMFC offrent un bon compromis entre densité énergétique, faible bruit de fonctionnement et conformité environnementale.

Cependant, leur exploitation dans les environnements embarqués de forte puissance demeure complexe. Les PEMFC sont sensibles aux fluctuations rapides de la demande de courant, ce qui peut entraîner une dégradation prématurée des membranes et des couches actives, réduisant la durée de vie du système [4]. Pour garantir une exploitation fiable, il est indispensable de les interfacer avec une électronique de puissance capable de lisser les profils de courant et d'assurer une gestion énergétique optimale.

Dans cette optique, les convertisseurs boost flottants entrelacés (Floating Interleaved Boost Converters – FIBC) se présentent comme solution prometteuse. Leur architecture multiphase permet de diviser le courant d'entrée entre plusieurs branches, réduisant ainsi les ondulations perçues par la pile et limitant les contraintes sur les composants. En répartissant la puissance de manière équilibrée, ces convertisseurs améliorent également la robustesse thermique et la réactivité globale du système. Cependant, à mesure que les besoins en puissance augmentent, les configurations classiques atteignent leurs limites en termes de rendement, de densité de puissance et de contrôle fin des transitoires [5],[6].

Dans ce travail, une nouvelle topologie de convertisseur est proposée pour répondre à ces exigences : un FIBC à six phases (6-FIBC) intégrant des inductances magnétiquement couplées. Cette architecture repose sur deux principes complémentaires : l'entrelacement, qui permet une réduction fine des ondulations à haute fréquence, et le couplage magnétique, qui améliore la gestion des flux énergétiques entre les phases. Le couplage permet en effet de réduire les pertes magnétiques, d'augmenter le taux d'utilisation des composants inductifs, et de renforcer la synchronisation des dynamiques entre les phases [7]. Cette topologie permet ainsi de mieux exploiter les avantages du multiphasé tout en limitant la complexité matérielle du système.

Afin d'exploiter pleinement le potentiel de cette topologie, une stratégie de commande non linéaire, fondée sur la théorie de la platitude différentielle, est développée. Cette approche permet une régulation précise des grandeurs internes du convertisseur – courants dans les inductances, tensions aux bornes des condensateurs – tout en assurant un contrôle direct de la tension de sortie. Contrairement aux approches linéaires classiques qui supposent une linéarisation locale autour d'un point de fonctionnement, la commande par platitude prend en compte la structure intrinsèquement non linéaire du système, ce qui permet d'assurer stabilité et robustesse même en présence de variations rapides de la charge ou de perturbations. De plus, cette méthode facilite la conception d'une commande anticipative (feedforward), permettant de minimiser les erreurs de suivi et d'éviter les dépassements indésirables [8–11]

Ce contrôle avancé s'adapte particulièrement bien aux cycles dynamiques typiques des applications de transport lourd, tout en assurant une gestion efficace des régimes transitoires. L'association de l'entrelacement et du couplage magnétique permet en outre de réduire significativement les oscillations indésirables, assurant une alimentation plus stable et mieux maîtrisée.

L'ensemble de la démarche vise à répondre à trois objectifs principaux : améliorer le rendement global du système, garantir une alimentation stable et fiable pour la pile à combustible, et assurer une réponse dynamique adaptée aux cycles de fonctionnement rencontrés dans les applications réelles de transport. Les résultats issus des simulations numériques viennent appuyer cette démarche, en montrant une régulation de tension efficace, un partage équilibré du courant entre les phases.

La suite de l'article est structurée comme suit : le paragraphe

II présente en détail la topologie du convertisseur 6-FIBC proposé, ainsi que le modèle mathématique associé. Le paragraphe III est consacrée à la stratégie de commande non linéaire basée sur la platitude. Le paragraphe IV expose les résultats de simulation obtenus pour différents scénarios de fonctionnement. Enfin, le paragraphe V conclut ce travail et propose des perspectives pour une validation expérimentale future.

2. CONVERTISSEUR BOOST ENTRELACÉ FLOTTANT À 6 PHASES AVEC INDUCTANCES COUPLÉES

2.1. Présentation de la structure du convertisseur

Dans le cadre de l'intégration d'une pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC) au sein d'un système de traction pour véhicule lourd, plusieurs exigences techniques ont été identifiées dans le cahier des charges. Ces exigences incluent :

(i) une faible ondulation du courant d'entrée, afin de préserver la durée de vie de la pile à combustible ;

(ii) une densité de puissance élevée, pour une intégration compacte dans un environnement embarqué ;

(iii) un rendement énergétique optimal, garantissant une gestion efficace de l'énergie disponible ;

(iv) une capacité de tolérance aux défauts, assurant un fonctionnement sécurisé et ininterrompu même en présence de pannes légères.

Pour répondre à l'ensemble de ces contraintes, cette étude propose une architecture de convertisseur élévateur entrelacé à six phases avec inductances couplées, désignée par l'acronyme **6-FIBC** (*Six-Phase Floating Interleaved Boost Converter*). La structure se compose de deux modules interleavés à trois phases chacun, connectés en cascade : un premier module dit *non flottant*, et un second, *flottant*.

Cette configuration en cascade permet de répartir le gain en tension entre les deux étages, réduisant ainsi les contraintes électriques imposées aux composants. De plus, les condensateurs intermédiaires assurent la stabilisation de la tension de sortie, renforçant la robustesse et la fiabilité du système.

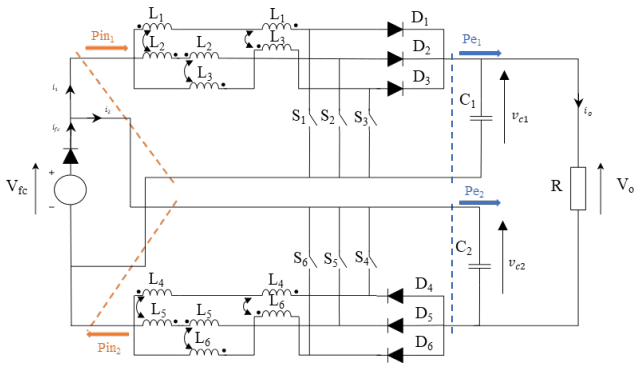

Fig 1. 6-FIBC

Le système comprend les interrupteurs principaux S_1 à S_6, les diodes D_1 à D_6, les inductances couplées L_1 à L_6, les condensateurs de sortie C_1 et C_2, ainsi qu'une résistance de charge R. La tension d'entrée v_{fc} est fournie par la pile à combustible, tandis que la tension de sortie v_o est répartie entre les tensions v_{c1} et v_{c2} aux bornes des deux condensateurs.

2.2. Modélisation du convertisseur

La modélisation du convertisseur proposé repose sur l'application des lois fondamentales de l'électrotechnique, en tenant compte de la symétrie structurelle du système et de l'effet du couplage magnétique entre les phases. Le convertisseur 6-FIBC comprend deux sous-ensembles interlacés à trois phases, partageant une même source d'alimentation (la PEMFC), et alimentant une charge via deux condensateurs de sortie C_1 et C_2.

Sous l'hypothèse d'une répartition équilibrée des composants, on suppose que toutes les inductances sont identiques ($L_1 = \cdots = L_6 = L$), tout comme les capacités de sortie ($C_1 = C_2 = C$). Cette symétrie permet une simplification du modèle dynamique, tout en assurant un partage équitable de la puissance entre les branches.

La tension de sortie totale v_o s'écrit alors comme la somme des tensions aux bornes des deux condensateurs

$$v_o = v_{c1} + v_{c2} - v_{\text{fc}} \tag{1}$$

Le courant d'entrée de la pile à combustible, noté i_{fc}, est réparti entre les deux étages selon

$$i_1 = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3}, \quad i_2 = i_{L4} + i_{L5} + i_{L6} \tag{2}$$

$$i_{\text{fc}} = i_1 + i_2 - i_o \tag{3}$$

Le comportement dynamique des courants d'inductance est influencé par le couplage magnétique cyclique implémenté entre les phases. Chaque inductance est divisée en deux parties, formant un maillage magnétique structuré entre les différentes branches. Cette configuration permet non seulement une meilleure répartition de l'énergie, mais aussi une réduction significative de l'ondulation du courant.

Les tensions aux bornes des inductances peuvent également être exprimées sous forme vectorielle compacte

$$\mathbf{v}_L = \mathbf{L}_t \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} \tag{4}$$

où

— $\mathbf{v}_L = [v_{L1}, v_{L2}, v_{L3}, v_{L4}, v_{L5}, v_{L6}]^\top$ est le vecteur des tensions aux bornes des inductances,

— $\mathbf{i}_L = [i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}, i_{L4}, i_{L5}, i_{L6}]^\top$ est le vecteur des courants dans les phases,

— $\mathbf{L}_t$ est la matrice d'interconnexion inductive totale 6×6, regroupant les inductances propres et mutuelles.

Pour des raisons de symétrie, toutes les inductances propres sont supposées égales ($L_k = L$), de même que toutes les inductances mutuelles ($M_{ij} = M$), avec un coefficient de couplage défini par $k = \frac{M}{L}$. La matrice $\mathbf{L}_t$ s'écrit alors

$$\mathbf{L}_t = \begin{bmatrix} 2L & -M & -M & 0 & 0 & 0 \\ -M & 2L & -M & 0 & 0 & 0 \\ -M & -M & 2L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2L & -M & -M \\ 0 & 0 & 0 & -M & 2L & -M \\ 0 & 0 & 0 & -M & -M & 2L \end{bmatrix} \tag{5}$$

Les inductances sont couplées selon une configuration en cascade cyclique, dans laquelle chaque inductance est partiellement couplée à ses voisines immédiates [12].Cette structuration permet de conserver une symétrie magnétique tout en améliorant le comportement dynamique du système. Elle favorise notamment une répartition homogène de l'énergie magnétique et une réduction significative de l'ondulation du courant dans chaque phase [13].

Sur le plan pratique, cette stratégie de couplage réduit la taille et le volume des composants magnétiques nécessaires, ce qui constitue un atout important dans un contexte d'intégration embarquée. Contrairement par exemple à une configuration à couplage monolithique — où toutes les phases sont regroupées sur un même noyau — la structure cyclique présente une meilleure tolérance aux défauts. En cas de panne affectant une ou plusieurs branches, l'architecture conserve sa capacité à assurer un fonctionnement partiel mais équilibré, limitant ainsi les interruptions de service [12].

3. STRATÉGIE DE COMMANDE NON LINÉAIRE

La complexité dynamique du convertisseur 6-FIBC, due à sa structure multi-phasée et à la présence d'inductances couplées, nécessite une stratégie de commande robuste et précise. Afin d'assurer un suivi efficace des consignes de tension et un partage équilibré des courants, une approche de commande non linéaire basée sur la platitude est adoptée. Cette méthode permet de tirer parti des propriétés structurelles du système pour concevoir des lois de commande explicites, sans recourir à la linéarisation locale. La Fig. 2 présente une vue d'ensemble schématique de l'architecture de commande proposée, mettant en évidence les deux boucles principales : la régulation des tensions de sortie (boucle externe) et le contrôle des courants d'inductance (boucle interne).

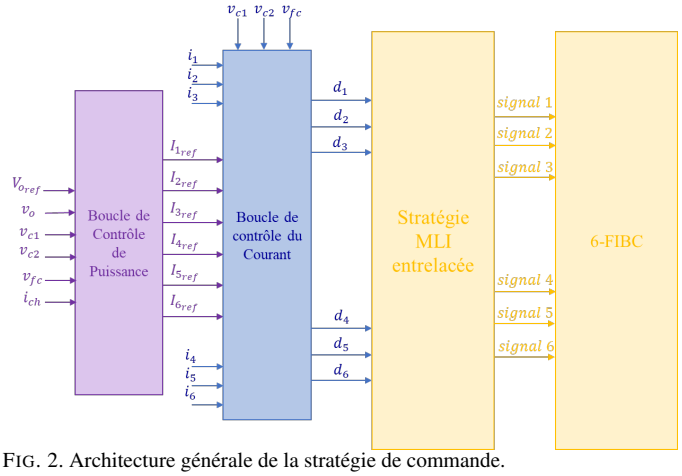

FIG. 2. Architecture générale de la stratégie de commande.

3.1. *Commande externe : régulation des tensions de sortie*

La boucle externe a pour objectif de réguler les tensions aux bornes des deux condensateurs de sortie C_1 et C_2, en contrôlant l'énergie électrostatique stockée dans chacun d'eux. Pour cela, deux sorties dites « plates » sont définies à partir de cette énergie

$$y_{o1} = \frac{1}{2}C(v_{c1}^2 + v_{c2}^2), \quad y_{o2} = \frac{1}{2}C(v_{c1}^2 - v_{c2}^2) \tag{6}$$

Ces grandeurs vérifient les conditions de platitude et permettent d'exprimer les états v_{c1} et v_{c2} comme fonctions explicites des sorties plates

$$v_{c1} = \sqrt{\frac{y_{o1} + y_{o2}}{C}}, \quad v_{c2} = \sqrt{\frac{y_{o1} - y_{o2}}{C}} \tag{7}$$

La dynamique de ces sorties plates est reliée à un bilan de puissance entre l'énergie injectée et celle soutirée

$$\frac{dy_{o1}}{dt} = P_{o1} - P_{ch1}, \quad \frac{dy_{o2}}{dt} = P_{o2} - P_{ch2} \tag{8}$$

où les puissances sont définies comme suit

$$P_{o1} = P_{e1} + P_{e2}, \quad P_{o2} = P_{e1} - P_{e2} \tag{9}$$

$$P_{ch1} = (v_{c1} + v_{c2}) \cdot i_o, \quad P_{ch2} = (v_{c1} - v_{c2}) \cdot i_o \tag{10}$$

Une loi de commande proportionnelle-intégrale (PI) est alors définie pour assurer le suivi des trajectoires de référence $y_{o1,\text{ref}}$ et $y_{o2,\text{ref}}$

$$\frac{dy_{o1}}{dt} = \frac{dy_{o1,\text{ref}}}{dt} + k_{v1}(y_{o1} - y_{o1,\text{ref}}) + k_{v2}\int (y_{o1} - y_{o1,\text{ref}})\,dt \tag{11}$$

$$\frac{dy_{o2}}{dt} = \frac{dy_{o2,\text{ref}}}{dt} + k_{v1}(y_{o2} - y_{o2,\text{ref}}) + k_{v2}\int (y_{o2} - y_{o2,\text{ref}})\,dt \tag{12}$$

Les consignes de tension $v_{c1,\text{ref}}$ et $v_{c2,\text{ref}}$ permettent de calculer les références d'énergie associées

$$y_{o1,\text{ref}} = \frac{1}{2}Cv_{c1,\text{ref}}^2 + \frac{1}{2}Cv_{c2,\text{ref}}^2, \quad y_{o2,\text{ref}} = \frac{1}{2}Cv_{c1,\text{ref}}^2 - \frac{1}{2}Cv_{c2,\text{ref}}^2 \tag{13}$$

Les puissances électrostatiques injectées P_{e1} et P_{e2} permettent ensuite de calculer les puissances d'entrée de chaque étage. En théorie, la somme des puissances en entrée peut être exprimée par

$$P_{in1} + P_{in2} = 2P_{\text{max}}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{P_{\text{oref}}}{P_{\text{max}}}}\right) \tag{14}$$

où

$$P_{\text{max}} = \frac{V_e^2}{4 \cdot (2r/6)}, \quad P_{\text{oref}} = P_{o1} + P_{o2} \tag{15}$$

Cependant, cette expression n'est pas utilisée dans l'implémentation pratique. En effet, la puissance fournie par la pile à combustible est directement fixée à une valeur de consigne définie par

$$P_{fc} = P_{o1} - v_{fc} \cdot i_o \tag{16}$$

en supposant que les pertes joules sont négligeables et compensées par l'action intégrale de la boucle externe.

Les puissances P_{e1} et P_{e2} sont alors exprimées comme suit

$$P_{in1} = P_{e1} = \frac{P_{o1} + P_{o2}}{2}, \quad P_{in2} = P_{e2} = \frac{P_{o1} - P_{o2}}{2} \tag{17}$$

Les courants de référence pour chaque phase, notés $i_{\text{ref}1}$ à $i_{\text{ref}6}$, sont ensuite calculés à partir des puissances réparties P_{e1} et P_{e2}. Si la puissance totale dépasse la capacité de courant admissible, les courants sont plafonnés à

$$I_{\text{max}} = \frac{i_{fc}}{6} \tag{18}$$

Autrement, sous l'hypothèse de pertes négligeables, les courants de référence sont évalués selon

$$i_{\text{ref}i} = \max\left(0, \frac{P_{in_i}}{3v_{fc}}\right) \tag{19}$$

Cette répartition permet un partage équilibré de la puissance entre les phases, tout en assurant le respect des contraintes de tension et de courant dans le convertisseur.

3.2. *Commande interne : régulation des courants d'inductance*

La boucle interne vise à réguler les courants dans les inductances du convertisseur. Pour cela, les courants i_{L1} à i_{L6} sont regroupés en deux vecteurs correspondant aux deux étages

$$\mathbf{I}_{L1} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{I}_{L2} = \begin{bmatrix} i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix}^T \tag{20}$$

Ces courants satisfont les conditions de platitude, ce qui permet d'exprimer les commandes (cycles de fonctionnement) $\mathbf{D}_1$ et $\mathbf{D}_2$ en fonction des courants et de leurs dérivées. La dynamique des inductances couplées s'écrit alors

$$\frac{d\mathbf{I}_{L1}}{dt} = \mathbf{L}^{-1}\left[v_{fc} - r_L \cdot \mathbf{I}_{L1} - (I - \mathbf{D}_1) \cdot V_{c1}\right] \tag{21}$$

$$\frac{d\mathbf{I}_{L2}}{dt} = \mathbf{L}^{-1}\left[v_{fc} - r_L \cdot \mathbf{I}_{L2} - (I - \mathbf{D}_2) \cdot V_{c2}\right] \tag{22}$$

avec

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2L & -M & -M \\ -M & 2L & -M \\ -M & -M & 2L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_2 = \begin{bmatrix} d_4 \\ d_5 \\ d_6 \end{bmatrix} \tag{23}$$

où $\mathbf{L}$ désigne la matrice d'interconnexion inductive pour un étage (supérieur ou inférieur), avec inductances propres L et inductances mutuelles M, sous hypothèse de symétrie cyclique.

Pour garantir un bon suivi des courants de référence, une loi de commande d'ordre deux est définie

$$\frac{d}{dt}(I_{\text{ref}} - i) + K_1(I_{\text{ref}} - i) + K_2 \int (I_{\text{ref}} - i)\, dt = 0 \tag{24}$$

Les rapports cycliques sont alors obtenus sous la forme suivante

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{1} + \frac{1}{V_{c1}} \left[r_\ell \cdot i - v_{fc} \cdot \mathbf{1} + \mathbf{L} \cdot \frac{dI_{\text{ref}}}{dt} + \mathbf{L}K_1(I_{\text{ref}} - \mathbf{I}_{L1}) + \mathbf{L}K_2 \int (I_{\text{ref}} - \mathbf{I}_{L1})\, dt \right] \tag{25}$$

$$\mathbf{D}_2 = \mathbf{1} + \frac{1}{V_{c2}} \left[r_\ell \cdot i - v_{fc} \cdot \mathbf{1} + \mathbf{L} \cdot \frac{dI_{\text{ref}}}{dt} + \mathbf{L}K_1(I_{\text{ref}} - \mathbf{I}_{L2}) + \mathbf{L}K_2 \int (I_{\text{ref}} - \mathbf{I}_{L2})\, dt \right] \tag{26}$$

Cette loi de commande non linéaire, basée sur la platitude différentielle, se distingue des approches classiques en supprimant le besoin de linéarisation locale ou d'analyse fréquentielle. En imposant explicitement la trajectoire dynamique souhaitée, elle garantit stabilité et robustesse en toutes conditions [14].

L'architecture de commande repose sur deux boucles découplées : une boucle interne rapide qui stabilise les courants d'inductance, et une boucle externe plus lente pour la régulation des tensions. Cette structure améliore la réjection des perturbations en laissant la dynamique rapide réagir en priorité, tout en maintenant de bonnes performances, indépendamment du point de fonctionnement [15].

4. RÉSULTATS DE SIMULATION

Afin de valider la pertinence de la stratégie de commande non linéaire développée, des simulations ont été réalisées sur un modèle complet du convertisseur 6-FIBC. Ce modèle intègre la dynamique des éléments passifs, le couplage magnétique cyclique entre phases, ainsi que les deux boucles de commande basées sur la platitude. Les paramètres principaux utilisés sont rassemblés dans le tableau 1.

TABLEAU 1. Paramètres du Circuit

Paramètre	**Valeur**	**Unité**
Tension de sortie V_o	800	V
Tension d'entrée V_{fc}	176	V
Fréquence de découpage f_s	80	kHz
Inductance (L, r_L)	(80, 0.2)	(μH, mΩ)
Capacité C	80	μF
Coefficient de couplage k	-0.3	-
Ondulation max. tension ΔV_o	$\leq$10%	-
Ondulation max. courant ΔI_{fc}	$\leq$10%	-

Deux scénarios ont été simulés afin d'évaluer les performances globales du contrôleur. Le premier consiste à maintenir une consigne de tension fixe à 800 V, tout en soumettant la charge à des variations. Ce cas permet de juger de la robustesse de la régulation face aux perturbations. Le second scénario, quant à lui, impose une charge constante et fait varier la consigne de tension du bus DC. Il permet ainsi d'évaluer la capacité d'asservissement du système à suivre dynamiquement une consigne variable avec rapidité et précision.

4.1. *Régulation en tension face à des variations de charge*

Dans le premier cas, le système est sollicité par une série de perturbations en courant de charge. La figure 3 présente la réponse dynamique des tensions v_{c1}, v_{c2} et v_o. On observe que la tension de sortie reste proche de 800 V tout au long de la simulation, avec une bonne capacité à rejeter les perturbations. Les tensions intermédiaires v_{c1} et v_{c2} conservent un équilibre satisfaisant autour de 480 V, avec une régulation rapide et sans oscillations notables.

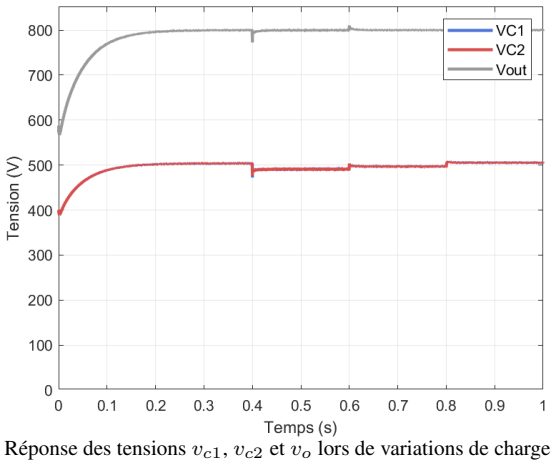

FIG. 3. Réponse des tensions v_{c1}, v_{c2} et v_o lors de variations de charge

4.2. *Suivi dynamique de la consigne de tension*

Le second scénario évalue la performance de la commande en mode asservi. La charge est maintenue constante, tandis que la consigne de tension du bus DC est modifiée par paliers. Comme le montre la figure 4, la tension de sortie suit fidèlement la consigne imposée, avec un comportement dynamique rapide, un faible dépassement et une absence d'erreur statique. Cette performance valide l'efficacité de la commande externe basée sur la platitude, qui permet un pilotage précis de la tension en présence d'objectifs évolutifs.

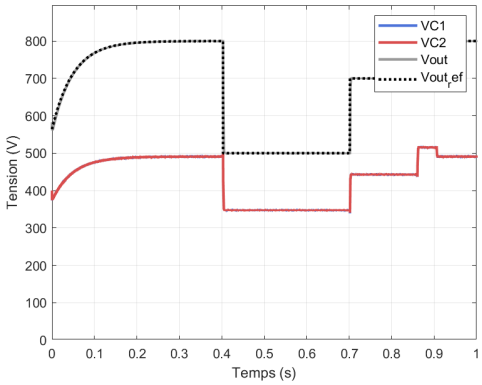

FIG. 4. Suivi de consigne de la tension v_o (bus DC), à charge constante

La phase de démarrage présente également un comportement progressif et maîtrisé, sans surtension ni transitoire brutal. Le

système suit une rampe douce imposée par la consigne, garantissant une mise en service sécurisée.

4.3. Répartition des courants entre phases

Enfin, la figure 5 présente la réponse des six courants d'inductance en présence de perturbations de charge. La commande assure une répartition équilibrée entre les phases, avec une différence relative inférieure à 10 % et une ondulation maîtrisée. Cette homogénéité du courant valide à la fois l'action de la boucle interne et l'efficacité du couplage magnétique cyclique.

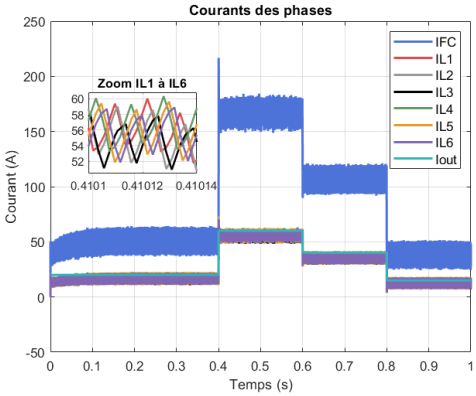

FIG. 5. Courants i_{L1} à i_{L6} pendant les variations de charge

4.4. Évaluation en mode dégradé (simulation de pannes)

La topologie 6-FIBC offre une certaine tolérance naturelle aux défauts grâce à sa redondance en branches et son organisation interlacée. Lorsqu'une phase devient inactive, le système peut continuer à fonctionner en s'appuyant sur les autres chemins de conduction disponibles.

Pour illustrer ce comportement, une première simulation a été effectuée sans inclure de logique spécifique de détection dans la commande. Un défaut d'ouverture (OCF) est introduit sur la phase 1 de l'étage flottant. Comme le montre la figure 6, la tension de sortie v_o reste proche de 800 V. On observe cependant un déséquilibre initial entre les tensions v_{c1} et v_{c2}, dû à la perte de symétrie. La commande agit néanmoins pour tenter de rétablir l'équilibre énergétique entre les condensateurs, ce qui permet une atténuation progressive de l'écart.

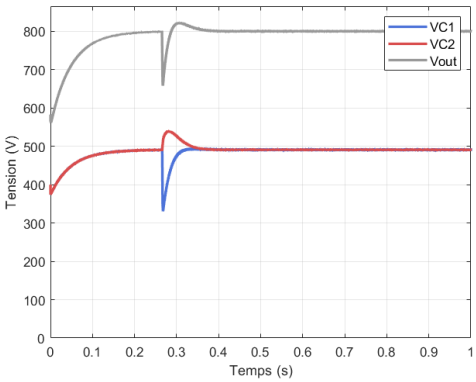

FIG. 6. Réponse des tensions en présence d'un OCF sans modification de la commande

En revanche, la figure 7 met en évidence un déséquilibre marqué entre les courants des deux étages. Les phases restantes de l'étage non affecté se retrouvent sollicitées de manière disproportionnée, ce qui peut engendrer des surcharges locales et compromettre l'efficacité de la répartition du courant. Cette observation souligne les limites d'une tolérance purement structurelle, en l'absence de toute adaptation du contrôle.

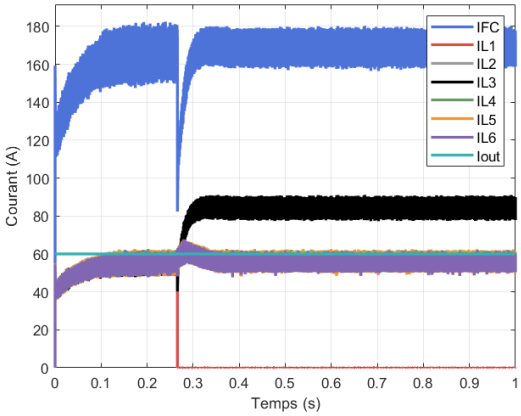

FIG. 7. Réponse des courants en présence d'un OCF sans modification de la commande

Pour dépasser ces limitations, la commande a été enrichie par l'ajout d'une boucle de détection d'OCF. La méthode adoptée, inspirée de [16], initialement conçue pour un boost entrelacé, repose sur l'analyse des courants d'inductance pour identifier la perte de conduction.

Cette détection a été adaptée à l'architecture 6-FIBC via l'introduction d'un mécanisme de désactivation croisée : lorsqu'un défaut est détecté dans un étage, une phase est désactivée dans l'autre étage pour préserver l'équilibre énergétique global.

Les figures 8 et 9 présentent les résultats obtenus avec cette stratégie. Les tensions intermédiaires v_{c1} et v_{c2} restent équilibrées, la tension de sortie est maintenue, et les courants sont répartis de manière symétrique sur les branches actives, assurant une réponse stable en mode dégradé.

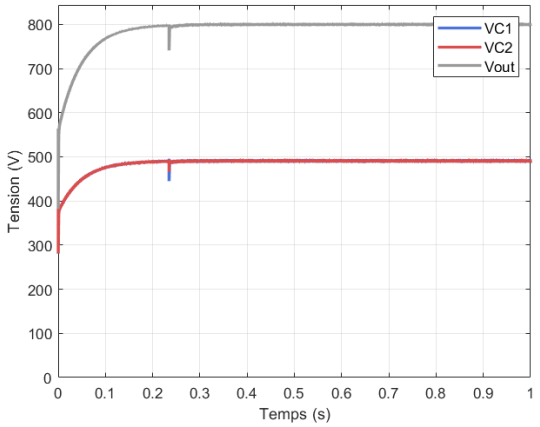

FIG. 8. Réponse des tensions après ajout de la détection et désactivation croisée

Cette amélioration permet d'exploiter pleinement la redondance de la structure, tout en maintenant la stabilité du fonctionnement et une répartition cohérente des efforts électriques.

Dans une configuration à quatre branches actives, la tension de sortie peut ainsi être maintenue à 800 V, à condition que les composants soient dimensionnés pour supporter un courant jusqu'à $2 \cdot I_{\max}$.

Un scénario encore plus critique survient lorsque deux phases sont perdues — une dans chaque étage — ne laissant que deux branches actives. Grâce à la symétrie conservée, la régulation de la tension reste possible. Toutefois, la puissance transférable est fortement limitée par les contraintes thermiques et électromagnétiques, ce qui impose un fonctionnement partiellement dégradé, réservé aux cas d'urgence ou de repli.

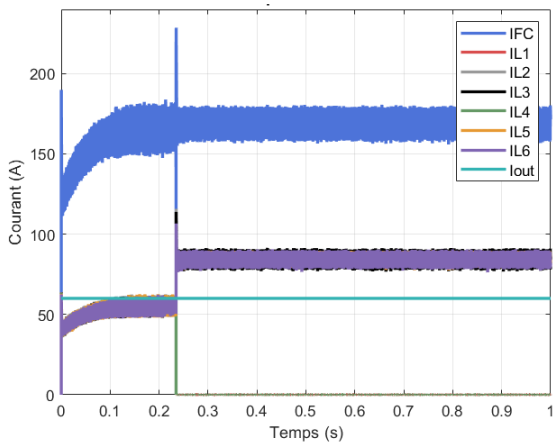

FIG. 9. Répartition des courants avec gestion active de l'OCF

Une extension naturelle consisterait également à prendre en compte les défauts de court-circuit (SCF), qui n'ont pas été abordés dans cette étude. Une solution simple consisterait à insérer un interrupteur de protection en série avec chaque branche. Celui-ci, normalement fermé, pourrait être ouvert en cas de détection de SCF, isolant ainsi la phase concernée. Cette mesure transformerait le défaut en OCF, permettant de réutiliser la logique de gestion déjà développée.

Il convient toutefois de souligner que la gestion des pannes n'est pas l'objectif principal de ce travail. Les simulations en mode dégradé ont été menées dans le seul but d'évaluer la robustesse de la stratégie de commande proposée, et de vérifier sa capacité à maintenir des performances satisfaisantes en cas de perte partielle d'actuateurs.

5. CONCLUSION

Ce travail a démontré l'efficacité d'une stratégie de commande non linéaire basée sur la platitude, appliquée à un convertisseur boost entrelacé à six phases avec inductances couplées (6-FIBC), pour l'intégration d'une pile à combustible dans un système hybride de traction. La commande développée assure une régulation stable de la tension, un partage équilibré des courants entre les phases et un transfert d'énergie efficace, même en conditions dynamiques.

Les résultats de simulation ont validé la robustesse de la stratégie dans divers scénarios, y compris en mode dégradé, soulignant sa capacité à maintenir les performances du système en cas de perte de phase. Bien que la gestion des défauts ne soit pas l'objectif principal de cette étude, l'adaptation minimale de la commande a permis d'illustrer le potentiel de résilience de l'architecture proposée.

Les travaux futurs seront consacrés à la validation expérimentale de l'approche, en vue de tester en temps réel les performances du convertisseur et du contrôleur dans des conditions de fonctionnement réelles, propres aux applications de transport à haute puissance.

6. REMERCIEMENTS

Ce travail a été soutenu par l'EIPHI (Contrat ANR-17-EURE0002) et la région Bourgogne Franche-Comté.

Le projet HYSySPEM 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. Ce projet s'inscrit dans le cadre du PEPR Hydrogène.

7. RÉFERENCES

[1] E. Parviziomran and R. Bergqvist, "A cost analysis of decarbonizing the heavy-duty road transport sector," *Transportation Research Part D : Transport and Environment*, vol. 120, p. 103751, 2023. [Online]. Available : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1361920923001487

[2] B. Shirizadeh, A. Ailleret, C. Cartry, S. Douguet, T. Gehring, S. Maden, B. Mais, L. Mross, J. Theis, C. Cabot, M. Villavicencio, and J. Trüby, "Climate neutrality in european heavy-duty road transport : How to decarbonise trucks and buses in less than 30 years ?" *Energy Conversion and Management*, vol. 309, p. 118438, 2024. [Online]. Available : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890424003790

[3] T. Abedin, J. Pasupuleti, J. K. S. Paw, Y. C. Tak, M. Mahmud, M. P. Abdullah, and M. Nur-E-Alam, "Proton exchange membrane fuel cells in electric vehicles : Innovations, challenges, and pathways to sustainability," *Journal of Power Sources*, vol. 640, p. 236769, 2025. [Online]. Available : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775325006056

[4] Z. Liu, S. Cai, Z. Tu, and S. H. Chan, "Recent development in degradation mechanisms of proton exchange membrane fuel cells for vehicle applications : problems, progress, and perspectives," *Energy Storage and Saving*, vol. 3, no. 2, pp. 106–152, 2024. [Online]. Available : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2772683524000128

[5] S. Zhuo, A. Gaillard, D. Paire, E. Breaz, and F. Gao, "Design and control of a floating interleaved boost dc-dc converter for fuel cell applications," in *IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2018, pp. 2026–2031.

[6] R. Saadi, M. Hammoudi, O. Kraa, M. Ayad, and M. Bahri, "A robust control of a 4-leg floating interleaved boost converter for fuel cell electric vehicle application," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 167, pp. 32–47, 2020, iNTERNATIONAL CONFERENCE on Emerging and Renewable Energy : Generation and Automation, held in Belfort, France on 4-6 July, 2017. [Online]. Available : https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S037847541930268X

[7] D. Ciftci, A. Akyildiz, B. E. Ergun, and M. O. Gulbahce, "A comparative study for interleaved boost converter with coupled/uncoupled inductors," *2023 14th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pp. 1–5, 2023.

[8] Z. Shahrouei, M. Rahmati, R. Gavagsaz-Ghoachani, M. Phattanasak, J.-P. Martin, and S. Pierfederici, "Robust flatness-based control with nonlinear observer for boost converters," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 9, no. 1, pp. 142–155, 2022.

[9] A. Houari, H. Renaudineau, J.-P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Flatness-based control of three-phase inverter with output *lc* filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2890–2897, 2011.

[10] M. Soheil-Hamedani, M. Zandi, R. Gavagsaz-Ghoachani, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Flatness-based control method : A review of its applications to power systems," in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*. IEEE, 2016, pp. 547–552.

[11] H. Renaudineau, "Hybrid renewable energy sourced system : Energy management & self-diagnosis," Ph.D. dissertation, Université de Lorraine, 2013.

[12] M. Benzine, I. Salhi, A. Gaillard, and F. Gao, "Coupled inductors-based interleaved boost converters for fuel cell electric vehicles," in *2023 IEEE Transportation Electrification Conference Expo (ITEC)*, 2023, pp. 1–7.

[13] S. Sanchez, F. Richardeau, and D. Risaletto, "Design and fault-operation analysis of a modular cyclic cascade inter-cell transformer (ict) for parallel multicell converters," *Math. Comput. Simul.*, vol. 131, pp. 190–199, 2017.

[14] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of non-linear systems : introductory theory and examples," *International journal of control*, vol. 61, no. 6, pp. 1327–1361, 1995.

[15] P. Rouchon and M. Fliess, "Flatness-based control of nonlinear systems : Design and implementation," in *International Symposium on Nonlinear Control Systems (NOLCOS)*, 2000.

[16] M. Benzine, I. Salhi, A. Gaillard, and F. Gao, "An open-circuit fault diagnosis for interleaved boost converter with coupled inductors in fuel cell application," in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, 2023, pp. 1–8.