

Amélioration de la Flexibilité en Puissance d'Architecture Modulaire pour les Systèmes PàC

Emeric Vuillemin¹, Jean-Philippe Martin¹, Mohamed Machmoum², Farid Meibody-Tabar¹, Serge Pierfederici¹

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

²Nantes Université, IREENA, 37 Boulevard de L'université BP 406, 44602 Saint-Nazaire, France

RESUMÉ – Le Convertisseur Boost 3 Niveaux Modulaire (CB3M) est un convertisseur multi-port prometteur pour des applications Pile à Combustible (PàC) embarquées et multi-stack. Il permet notamment une tolérance dans le déséquilibre de puissance de ses entrées, autorisant une optimisation du rendement par exemple, comparé à l'association en cascade. De plus, il propose une meilleure densité de puissance que l'association parallèle en réduisant le rapport d'élévation du convertisseur. Néanmoins, cette tolérance peut être insuffisante notamment à faible puissance. Ce travail propose d'améliorer deux étapes, premièrement avec un choix pertinent du partage des tensions de bus, puis en ajoutant un Convertisseur à Puissance Différentielle (CPD) pour permettre n'importe quel déséquilibre. La nouvelle architecture proposée est simulée avec son contrôle sur un scénario de puissance caractéristique d'un système PàC hybride.

Mots-clés – Pile à Combustible (PàC), Transport Maritime, Convertisseur Modulaire, Puissance Différentielle, Flexibilité en Puissance, Hybridation

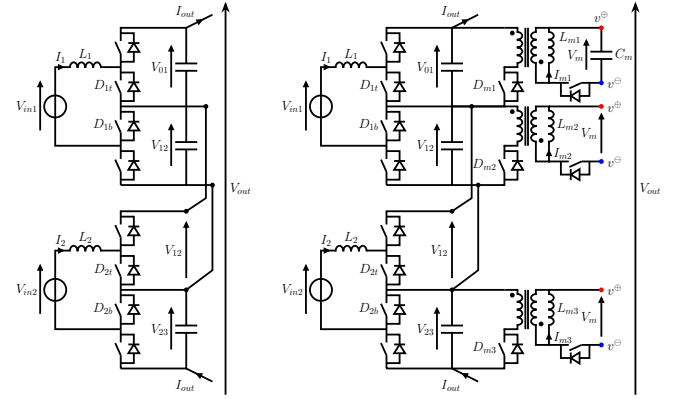
1. INTRODUCTION

Les systèmes multi-stack de Pile à Combustible (PàC) sont considérés comme une future alternative pour une électrification du transport maritime [1, 2]. Ce secteur impose de fortes contraintes autant sur les niveaux de puissance nécessaire que sur la fiabilité des systèmes. Des associations classiques de convertisseurs sont utilisées dans l'industrie et la littérature [3, 4]. L'association parallèle est majoritairement utilisée pour permettre une meilleure tolérance aux défauts et une gestion indépendante des stacks de PàC au détriment du rendement et de la compacité. À l'opposé, l'architecture cascade a un meilleur rapport d'élévation mais ne permet pas d'écarter de puissance des PàCs.

Dans l'optique de tirer les bénéfices de plusieurs architectures, le Convertisseur Boost 3 Niveaux Modulaire (CB3M) a été proposé [5]. Il correspond à une association cascade de boost 3 niveaux avec une mise en commun d'un condensateur de sortie. Un exemple à 2 entrées est donné Fig. 1a. De plus, la topologie a tous les avantages des structures multi-niveau en réduisant les contraintes sur les composants et les ondulations des variables d'états. Enfin, la mise en commun des condensateurs permet de tolérer des écarts en puissance des entrées pour les gérer plus indépendamment que dans une structure cascade.

L'objectif du présent travail est d'étendre encore plus la flexibilité en puissance du CB3M. Cette flexibilité peut être améliorée en ajoutant des Convertisseurs à Puissance Différentielle (CPD) [6, 7]. L'architecture étudiée est présentée Fig. 1b en utilisant des convertisseurs de type Flyback entre chaque condensateur de bus vers un condensateur commun isolé [8]. Tous les noeuds $v^{\oplus}$ (rouge) et $v^{\ominus}$ (bleu) sont au même potentiel.

La contribution de ce travail est donc l'étude et l'amélioration de la flexibilité en puissance du CB3M. La Section 2 s'intéresse aux cas sans CPD, en repartageant les tensions de bus, puis avec CPD pour tolérer n'importe quel déséquilibre de puissance. L'étude du courant dans les CPD permet de réduire la taille et les pertes des convertisseurs. Enfin, la comparaison avec



(a) Sans CPD.

(b) Avec CPD

FIG. 1. Convertisseur Boost 3 Niveaux Modulaire à 2 entrées.

une architecture classique montre le gain apporté par l'architecture proposée. La Section 3 présente un contrôle non linéaire pour l'architecture proposée. Un cas d'application sur un système PàC hybridé avec une batterie est utilisé pour montrer la pertinence de l'architecture.

2. EXTENSION DE LA ZONE DE CONTROLLABILITÉ

Le modèle d'état du convertisseur présenté Fig. 1b, en négligeant les pertes du système, le flux de fuite des transformateurs et avec un rapport de transformation unitaire, peut s'écrire sous la forme $\dot{x} = f(x, u)$:

$$\begin{cases} L_1 \dot{I}_1 = V_{in1} - (1 - D_{1t})V_{01} - (1 - D_{1b})V_{12} \\ L_2 \dot{I}_2 = V_{in2} - (1 - D_{2t})V_{12} - (1 - D_{2b})V_{23} \\ C_{01} \dot{V}_{01} = (1 - D_{1t})I_1 - I_{out} - D_{m1}I_{m1} \\ C_{12} \dot{V}_{12} = (1 - D_{1b})I_1 + (1 - D_{2t})I_2 - I_{out} - D_{m2}I_{m2} \\ C_{23} \dot{V}_{23} = (1 - D_{2b})I_2 - I_{out} - D_{m3}I_{m3} \\ L_{m1} \dot{I}_{m1} = D_{m1}V_{01} - (1 - D_{m1})V_m \\ L_{m2} \dot{I}_{m2} = D_{m2}V_{12} - (1 - D_{m2})V_m \\ L_{m3} \dot{I}_{m3} = D_{m3}V_{23} - (1 - D_{m3})V_m \\ C_m \dot{V}_m = \sum_i (1 - D_{mi})I_{mi} \end{cases} \quad (1)$$

avec x le vecteur des variables d'état, tensions et courants, et u celui des variables de contrôle, rapports cycliques. Dans ce travail, on parle de controllabilité dans le cas où, en régime permanent, les rapports cycliques appliqués au convertisseur ne sont pas saturés sur un point de fonctionnement donné. On définit donc la fonction D^* qui donne les rapports cycliques en ré-

gime permanent avec équilibre des puissances aux interfaces, $V_{out} \cdot I_{out} = \sum_i V_{ini} \cdot I_i$:

$$D^*(I_i, V_i, V_m, V_{ini}, I_{mi}) = [D_{1t}^* \ D_{1b}^* \ D_{2t}^* \ D_{2b}^*]^T \quad (2)$$

Pour chaque paire de puissance d'entrée, $\{P_1, P_2\}$, il est donc possible de définir si le point est contrôlable ou non en étudiant la fonction D^* . Dans tout ce papier on se place dans un cas d'étude avec $V_{out} = 180V$ et $V_{in1} = V_{in2} = 50V$.

2.1. Sans Convertisseur à Puissance Différentielle

En imposant $I_{mi} = 0$, on peut étudier la contrôlabilité du convertisseur sans CPD. La Fig. 2a représente dans le plan $P_1 - P_2$ la zone, en jaune, des points contrôlables dans le cas où la tension est répartie équitablement entre chaque condensateur.

De plus l'étude des contraintes sur les rapports cycliques telles que $D^* \in [0; 1]^4$ nous donne plusieurs limites sur les couples de puissance. Par exemple pour P_1 et P_2 positifs :

$$P_1 \frac{V_{out} - V_{01}}{V_{01}} < P_2 \quad \text{et} \quad P_1 \frac{V_{out} - V_{in1}}{V_{in1}} < P_2 \quad (3)$$

qui correspondent respectivement aux limites basse 1 et 2 sur la Fig. 2a. Le même constat symétrique peut être fait pour les limites supérieures et les puissances négatives.

À paramètres constants, il est possible de ne changer que la tension de condensateur V_{01} jusqu'à $V_{01} = V_{in1}$ ce qui permet de confondre les deux limites basses et d'agrandir la zone. Réduire encore plus V_{01} ne changera pas la zone car c'est la deuxième inéquation qui deviendra limitante. En faisant de même avec $V_{12} = V_{in2}$, on obtient Fig. 2b la zone orange plus grande que la zone jaune.

2.2. Avec Convertisseur à Puissance Différentielle

Bien que le gain sur la flexibilité en puissance est non négligeable, l'absence de tolérance proche de l'origine rend le contrôle difficile dans ce voisinage. Ceci peut poser problème avec des démarrages non simultanés des sources ou une PaC et une batterie par exemple. En faisant circuler un courant dans les CPD, il est possible de tolérer n'importe quelle paire de puissance en entrée. Ainsi on obtient la zone bleue Fig. 2b.

La valeur des courants imposés est importante pour pouvoir dimensionner les convertisseurs supplémentaires. Pour chaque combinaison de paramètre, on cherche à minimiser les courants circulant en résolvant le problème d'optimisation sous contraintes suivant :

$$\begin{aligned} & \min I_{m1}^2 + I_{m2}^2 + I_{m3}^2 \\ & \text{subject to} \quad 0 \leq D^*(I_i, V_i, V_{ini}, I_{mi}) \leq 1 \end{aligned} \quad (4)$$

Il résulte qu'on réduit les pertes dans le système en fonctionnement ainsi que les contraintes maximales en courant pour les éléments passifs et actifs. Le problème d'optimisation est représenté Fig. 3 avec les 8 contraintes sur les courants de CPD. En utilisant un algorithme d'optimisation on trouve le couple $\{I_{m1}, I_{m3}\}$ qui résout (4) en fonction des paramètres du système. En discrétisant l'espace des valeurs possibles de $\{P_1, P_2\}$ et en gardant les autres paramètres constants, on peut créer une cartographie des courants dans les CPD pour tous les points de fonctionnement comme montré Fig. 4 avec $V_{01} = V_{12} = V_{23}$.

On peut observer sur les figures qu'aucun courant ne circule dans les CPD dans les zones de contrôlabilité naturelle du CB3M comme vu précédemment Fig. 2b. De plus, on observe bien une symétrie par rapport à la droite $y = x$ entre les courants I_{m1} et I_{m3} . Cette cartographie sera ensuite utilisée dans la régulation du convertisseur avec une interpolation des points.

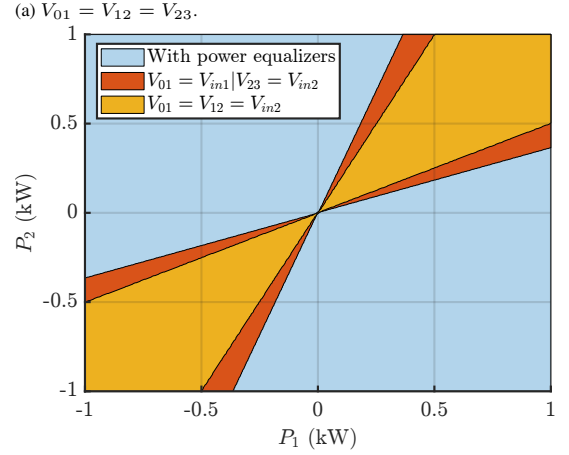
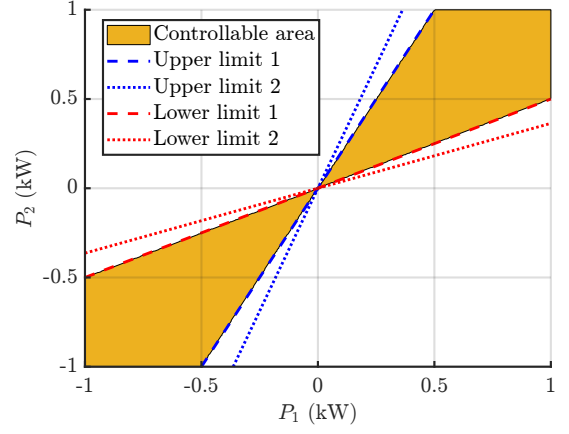


FIG. 2. Zone de contrôlabilité pour différents cas.

2.3. Comparaison boost cascade

Pour montrer l'avantage de la structure CB3M avec ses CPD, on la compare avec une architecture de deux boost en cascade, convertisseur multi-port classiquement utilisé, et les mêmes CPD (Fig. 5).

Le calcul des courants des CPD est obtenue simplement par bilan de puissance dans le convertisseur avec :

$$\begin{cases} I_{mb1} = \frac{V_1 + V_{mb}}{V_1 \cdot V_{mb}} \cdot \left(P_1 \cdot \frac{V_2}{V_1 + V_2} - P_2 \cdot \frac{V_1}{V_1 + V_2} \right) \\ I_{mb2} = -I_{mb1} \cdot \frac{V_1}{V_2} \cdot \frac{V_2 + V_{mb}}{V_1 + V_{mb}} \end{cases} \quad (5)$$

On utilise la formule suivante pour comparé les deux architectures :

$$G\% = \frac{\sum_i I_{mi}^2}{I_{mb1}^2 + I_{mb2}^2} \times 100 \quad (6)$$

où $G\%$ représente ainsi typiquement l'écart sur les pertes ohmiques et l'énergie stockée dans les inductances des CPD. Ce gain est tracé Fig. 6a avec un partage équitable des tensions du CB3M et $V_1 = V_2 = V_{mb} = 90V$ pour le boost cascade. On observe comme attendu $G\% = 0\%$ dans les zones de contrôlabilité naturelle du CB3M comme aucun courant ne circule comparé au boost cascade. La valeur maximale de $G\%$ est d'environ 75% si une des puissances d'entrée est nulle.

Enfin, en appliquant des tensions partagées non équitablement sur les condensateurs de bus on réduit encore plus la valeur des courants dans les CPD. En utilisant la même procédure de calcul que précédemment avec $V_{01} = V_{in1}$, $V_{12} = 80V$, $V_{23} = V_{in2}$ et $V_m = 60V$, ce qui donne le gain $G\%$ Fig. 6b.

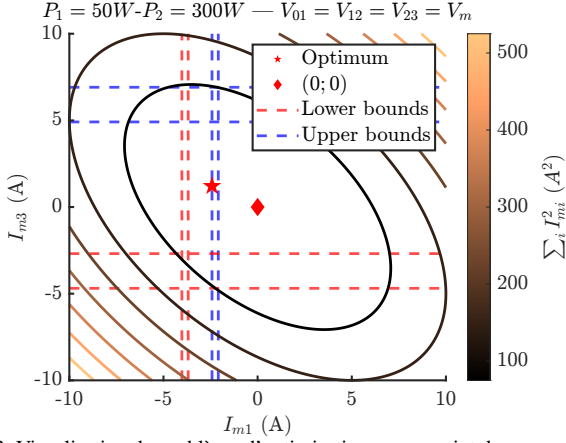


FIG. 3. Visualisation du problème d'optimisation sur un point de fonctionnement.

TABLEAU 1. Comparaison des architectures.

	Boost+CPD	CB3M+CPD
Transistors	8	14
Condensateurs	3	4
Transformateurs	2	3
$G_{\%}^{\max}$		28% – 18%

Dans cette configuration, le maximum de $G_{\%}$ est d'environ 60%.

Pour estimer le gain sur le dimensionnement des éléments passifs on utilise la formule suivante :

$$G_{\%}^{\max} = \frac{\sum_i \max(I_{mi}^2)}{\max(I_{mb1}^2) + \max(I_{mb2}^2)} \times 100 \quad (7)$$

qui compare le maximum d'énergie stockée à inductance équivalente dans les CPD des deux architectures. Dans le cas de l'équirépartition des tensions de bus on a $G_{\%}^{\max} = 28\%$ et $G_{\%}^{\max} = 18\%$ pour $V_{01} = V_{in1}$, $V_{23} = V_{in2}$. La comparaison des deux architectures est résumée Tableau 1.

3. RÉGULATION DE L'ARCHITECTURE

3.1. Stratégie de contrôle

Une stratégie de contrôle non-linéaire Fig. 7 est proposée pour montrer la pertinence de la structure sur une application réelle. Le contrôle est séparé en plusieurs boucles, chacune basée sur une linéarisation entrée-sortie du modèle d'état avec une trajectoire donnée à l'erreur des grandeurs contrôlées tel que :

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon} + k_p \varepsilon + k_i \int \varepsilon dt = 0 \\ \varepsilon = x^* - x \end{cases} \quad (8)$$

où x est le vecteur des variables d'état contrôlées à leur référence x^* . Les matrices de gain k_p et k_i permettent d'imposer la dynamique de l'erreur ε . On posera notamment $k_p = 2\xi\omega_0$ et $k_i = \omega_0^2$, avec ξ le coefficient d'amortissement et ω_0 la pulsation propre souhaités.

Une boucle externe permet de contrôler la tension totale du bus DC à travers l'énergie électrostatique stockée dans les condensateurs. Dans ce cas la variable et l'équation d'état sont :

$$\begin{cases} x_{bus} = \frac{1}{2} C_{eq} V_{out}^2 \\ x_{bus} \approx P^* - P_{out} \end{cases} \quad (9)$$

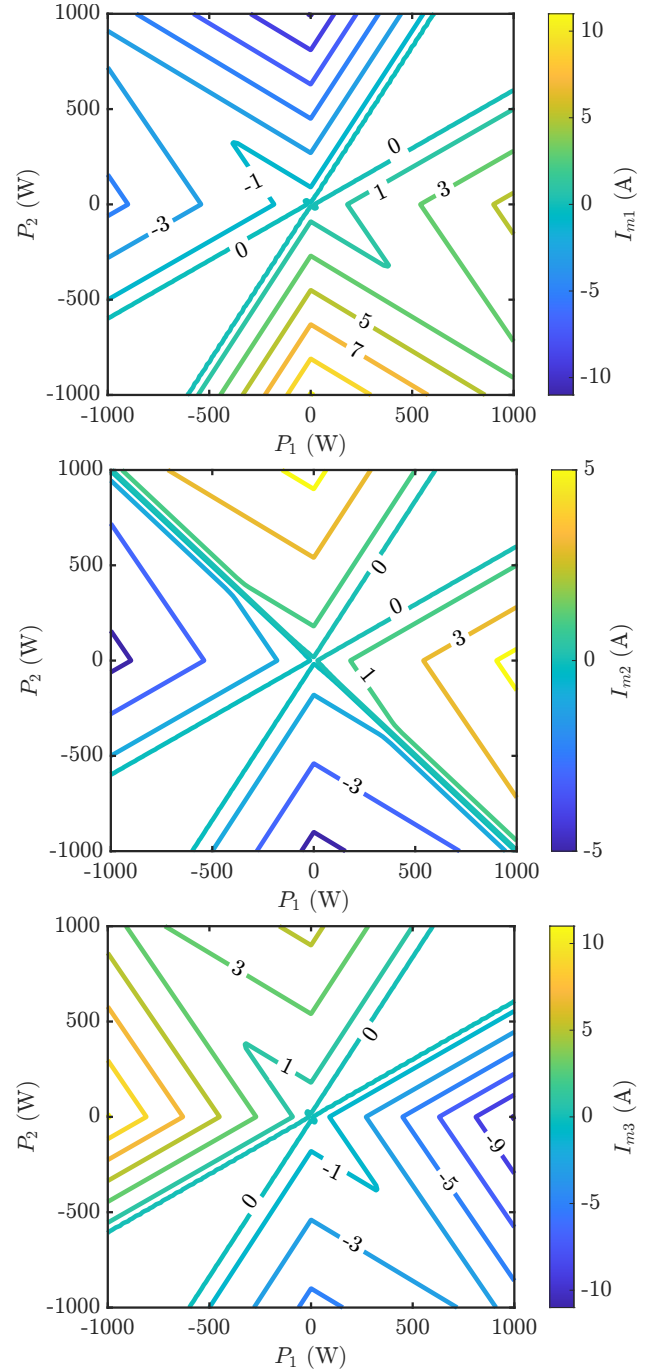


FIG. 4. Courants dans les CPD pour chaque point de fonctionnement résolvant le problème d'optimisation sous contrainte.

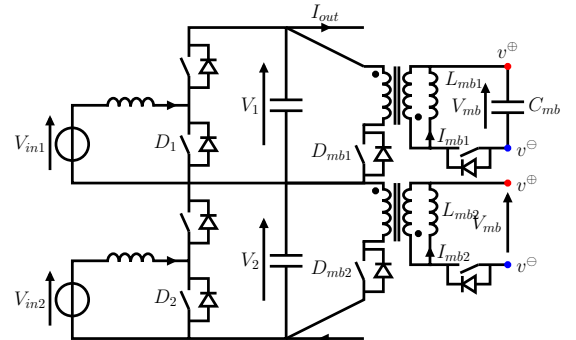


FIG. 5. Boost cascade.

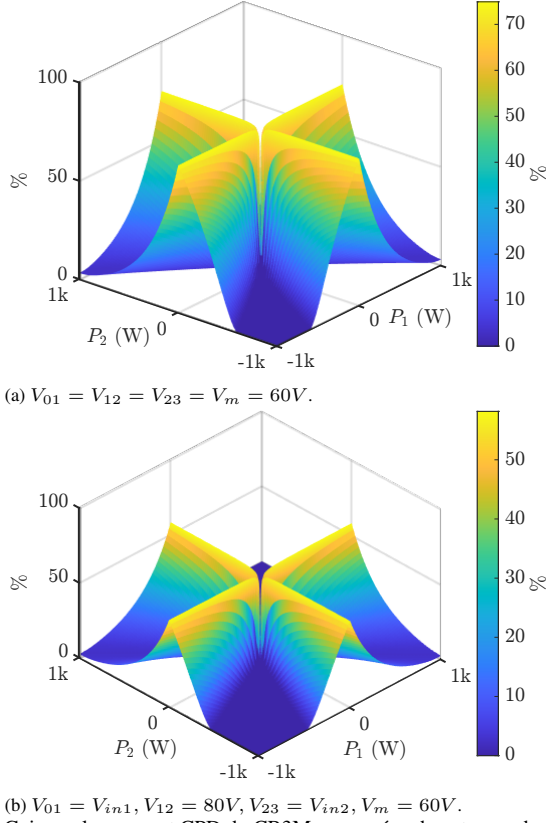
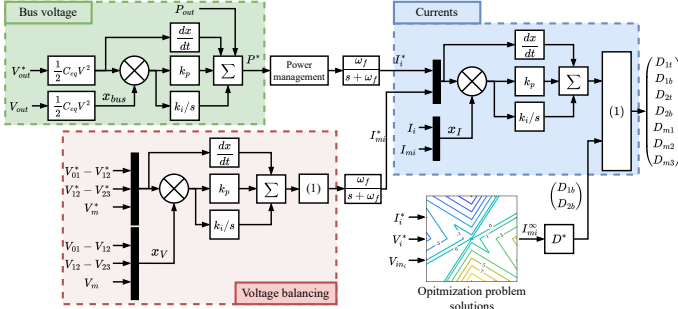

 FIG. 6. Gain sur les courant CPD du CB3M comparé au boost cascade avec $V_1 = V_2 = V_{mb} = 90V$.


FIG. 7. Stratégie de contrôle

où C_{eq} est la capacité équivalente du bus DC. En supposant un rendement unitaire du convertisseur, $P^* = P_1 + P_2$ est la puissance totale d'entrée fournie au bus DC. $P_{out} = V_{out}I_{out}$ est la puissance de sortie. La puissance de consigne P^* est distribuée arbitrairement sur les deux entrées à travers un algorithme de gestion d'énergie qui donne les consignes en courant I_1^* et I_2^* .

Une autre boucle externe permet de contrôler l'équilibrage des tensions entre condensateurs de bus ainsi que la tension du condensateur flottant V_m . Le système d'état considéré est :

$$x_V = (V_{01} - V_{12} \quad V_{12} - V_{23} \quad V_m)^T \quad (10)$$

La boucle interne régule les courants d'entrée, I_1 et I_2 , ainsi que les courants dans chaque CPD, $\{I_{mi}\}$, ce qui donne le vecteur d'état :

$$x_I = (I_1 \quad I_2 \quad I_{m1} \quad I_{m2} \quad I_{m3})^T \quad (11)$$

Pour permettre la linéarisation entrée-sortie du système, il faut notamment que le nombre de variable contrôlée soit égale à l'ordre du système considéré. Pour le contrôle du courant, en supposant les tensions constantes, l'ordre est de

TABLEAU 2. Paramètres du système considéré.

Paramètre	Valeur
Tensions	$V_{in1} = V_{in2} = 59V$ $V_{out} = 180V$ $V_m = 60V$ $V_{mb} = 90V$
Condensateurs	$C_{01} = C_{12} = C_{23} = 400\mu F$ $C_m = 200\mu F$
Inductances	$L_1 = L_2 = 300\mu H$ $L_{m1} = L_{m2} = L_{m3} = 300\mu H$
Fréquences	Commutation : $f_{sw} = 20kHz$ Échantillonnage : $f_{sampl} = 20kHz$
Contrôle x_{bus}	$\xi = 1$ $\omega_0 = 250rad/s$
Contrôle x_V	$\xi = 1 \cdot \mathbb{I}_3$ $\omega_0 = 500 \cdot \mathbb{I}_3rad/s$
Contrôle x_I	$\xi = 1 \cdot \mathbb{I}_5$ $\omega_0 = 6000 \cdot \mathbb{I}_5rad/s$
Filtres	$\omega_f = 3000rad/s$

5. Ainsi, le contrôle se fait à travers les rapports cycliques (D_{1t} D_{2t} D_{m1} D_{m2} D_{m3}) et les autres rapports cycliques (D_{1b} D_{2b}) varient lentement à travers un autre algorithme.

Cet algorithme utilise la cartographie des courants des CPD calculée Fig. 4 en fonction du point de fonctionnement souhaité. Étant donné que les courants de référence pour les CPD sont fournis par la régulation d'équilibrage des tensions, les courants de la cartographie sont utilisés dans la fonction D^* pour figer les rapports cycliques (D_{1b} D_{2b}). Ainsi, les courants des CPD convergeront naturellement vers ceux calculés par optimisation.

Des filtres d'ordre 2 sont placés entre les boucles externes et internes pour rendre les grandeurs de référence différentiables. La pulsation de chaque élément est sélectionnée pour découpler leur fonctionnement.

3.2. Scénario système hybride

L'architecture et le contrôle sont implémentés en simulation circuit avec Simulink et Simscape Electrical. On considère un exemple d'application d'une PaC (source 1) hybridée avec une batterie (source 2). L'algorithme de gestion d'énergie cherche à fournir toute la puissance demandée depuis la PaC tout en limitant le gradient positif et négatif de son courant. Les écarts de puissance de consigne sont fournis par la batterie. Si la puissance de sortie est négative, la batterie est rechargée.

Les paramètres du système sont regroupés Tableau 2. Un scénario est présenté Fig. 8 avec les phases suivantes :

- I (0 – 10ms) :** En démarrant d'un point d'équilibre stable avec $I_1 = I_2$, la tension de référence des condensateurs est modifiée pour aller d'une équirépartition vers $V_{01} = V_{in1}$ et $V_{23} = V_{in2}$.
- II (25 – 50ms) :** L'algorithme de gestion d'énergie est activé pour que la PaC fournisse toute la puissance de charge.
- III (50 – 100ms) :** À $t = 50ms$, on effectue un échelon de courant $I_{out} = 1 \rightarrow 3A$. Le courant de consigne de la PaC I_1 est limité en gradient, c'est donc le courant de batterie I_2 qui augmente pour répondre à l'échelon. Le courant I_1 augmente progressivement jusqu'à $t = 100ms$. Dans l'intervalle $t = 50 - 75ms$, les courants de CPD sont régulés à 0A car le déséquilibre en puissance des sources correspond à la zone de controllabilité naturelle du CB3M. À partir de $t = 75ms$, le courant des CPD augmente progressivement. En régime permanent on observe bien que $I_{m1} > 0$ et $I_{m2} > 0$ et $I_{m3} < 0$ pour permettre un transfert d'énergie de C_{01} et C_{12} vers C_{23} .
- IV (150 – 175ms) :** À $t = 150ms$, on effectue un échelon de courant $I_{out} = 3 \rightarrow 0A$. De la même manière, le gradient négatif de I_1 est limité et c'est la batterie qui se

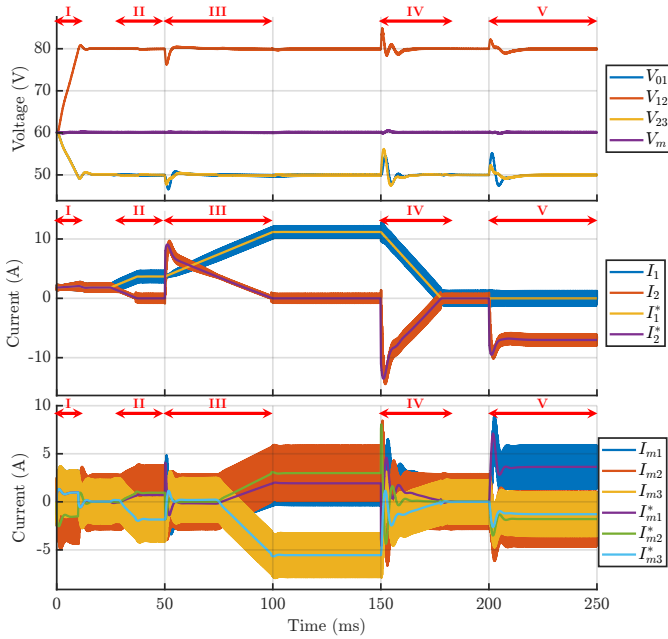


FIG. 8. Simulation du CB3M avec CPD sur un scénario PàC hybridée.

recharge pour conserver l'équilibre des puissance sur le bus DC.

V (200 – 250ms) : À $t = 200ms$, on effectue un échelon de courant $I_{out} = 0 \rightarrow -2A$. Le courant de PàC I_1 est maintenu à 0A et c'est la batterie qui se recharge.

Ce scénario montre la capacité du convertisseur à être utilisé dans des systèmes où les ports d'entrées ont des caractéristiques différentes. On peut ainsi imaginer d'autres couples comme deux PàC avec des démarrages différents, des panneaux solaires avec ombrage ou des équilibrage de charge de batteries.

4. CONCLUSIONS

Ce travail propose d'améliorer la tolérance dans le déséquilibre de puissance de la structure CB3M avec et sans ajout de CPD. Les contraintes limitantes sont bien caractérisées pour pouvoir les modifier et donc augmenter la zone de contrôlabilité. L'ajout de CPD autorise n'importe quel déséquilibre mais nécessite plus de composants. L'étude sans CPD permet de réduire le stress de ces composants supplémentaires.

La structure CB3M+CPD est comparée avec une architecture boost cascade+CPD ce qui montre un gain du convertisseur proposé sur le dimensionnement total des CPD.

Enfin, le contrôle de la structure est validé sur un scénario comprenant une PàC hybridée avec une batterie montrant la pertinence de la structure pour des applications de transport.

Les futurs travaux s'intéresseront à la généralisation de cette étude pour un système avec plus d'entrées ainsi qu'au gain global de la structure vis à vis du dimensionnement et des pertes du système complet.

5. REMERCIEMENTS

Ce travail a bénéficié d'une aide de l'Etat gérée par l'Agence Nationale de la Recherche au titre de France 2030 portant la référence [ANR-22-PEHY-0018](#). Dans l'objectif de sa publication en libre accès, l'auteur a appliqué une licence open access [CC-BY 4.0](#). 

6. RÉFÉRENCES

[1] S. Guo, Y. Wang, L. Dai, and H. Hu, "All-electric ship operations and management : Overview and future research directions," *eTransportation*, vol. 17, p. 100251, July 2023.

[2] Z. Wang, B. Dong, J. Yin, M. Li, Y. Ji, and F. Han, "Towards a marine green power system architecture : Integrating hydrogen and ammonia as zero-carbon fuels for sustainable shipping," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 50, pp. 1069–1087, Jan. 2024.

[3] R. Ma, X. Chai, R. Geng, L. Xu, R. Xie, Y. Zhou, Y. Wang, Q. Li, K. Jiao, and F. Gao, "Recent progress and challenges of multi-stack fuel cell systems : Fault detection and reconfiguration, energy management strategies, and applications," *Energy Conversion and Management*, vol. 285, p. 117015, June 2023.

[4] A. Igourzal, F. Auger, J.-C. Olivier, and C. Retière, "Improving the operation of multi-stack PEM fuel cell systems to increase efficiency, durability and lifespan while reducing ageing," *Energy Conversion and Management*, vol. 314, p. 118630, Aug. 2024.

[5] M. Afkar, R. Gavagsaz-Ghoachani, M. Phattanasak, J.-P. Martin, and S. Pierfederici, "Proposed System Based on a Three-Level Boost Converter to Mitigate Voltage Imbalance in Photovoltaic Power Generation Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, pp. 2264–2282, Feb. 2022.

[6] P. Wang, Y. Chen, J. Yuan, R. C. N. Pilawa-Podgurski, and M. Chen, "Differential Power Processing for Ultra-Efficient Data Storage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, pp. 4269–4286, Apr. 2021.

[7] C. Li and J. A. Cobos, "Classification of Differential Power Processing Architectures Based on VA Area Modeling," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, pp. 7849–7866, Dec. 2022.

[8] J.-H. Lim, D.-I. Lee, Y.-J. Hyeon, and H.-S. Youn, "Differential Power Processing Converter With Active Clamp Structure and Integrated Planar Transformer for Power Generation Optimization of Multiple Photovoltaic Submodules," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 5668–5678, 2023.