

Circuit magnétique des inductances couplées pour hacheur élévateur à phases parallèles tolérant aux défauts

Meryem BENZINE, Issam SALHI, Arnaud GAILLARD, Fei GAO

UTBM, CNRS, Institut FEMTO-ST, F-90010 Belfort cedex, France

E-mails: {meryem.benzine, issam.salhi, arnaud.gaillard, fei.gao}@utbm.fr

RESUME – Les véhicules électriques à pile à combustible (FCEVs) sont devenus une des alternatives les plus écologiques. La pile à combustible (PAC), étant la principale source d'énergie, est toujours associée à un convertisseur DC/DC pour adapter sa faible tension au bus de liaison DC. Afin de satisfaire les exigences imposées pour la conception des FCEVs, le convertisseur DC/DC doit garantir un rendement élevé, une densité de puissance élevée (poids, volume et coût réduits) et une haute fiabilité. L'utilisation des phases parallèles à inductances couplées est une meilleure combinaison pour améliorer les performances du convertisseur et ainsi prolonger la durée de vie de la PAC. Cependant, les noyaux magnétiques sont sensibles à la saturation en cas de perte d'une phase. Dans cette contribution, un dimensionnement des inductances couplées est proposé, afin de considérer la saturation, généralement négligée dans la littérature, dans le développement des contrôles tolérants aux défauts. La modélisation du circuit magnétique est validée sur le logiciel PLECS.

Mots-clés – Hacheur élévateur parallèle, inductances couplées, dimensionnement, modélisation magnétique, tolérance aux défauts.

1. INTRODUCTION

Les véhicules électriques à pile à combustible sont parmi les solutions prometteuses pour réduire les émissions du CO_2 . Dans une chaîne de traction de FCEVs, la pile à combustible est considérée comme la source principale d'énergie. Elle est toujours accompagnée d'un hacheur élévateur qui permet d'adapter sa faible tension au bus de liaison DC de l'onduleur [1]. Etant donné que la PAC a des caractéristiques sensibles à la dégradation, la diminution des ondulations de courant d'entrée demeure nécessaire. Dans la littérature, diverses topologies de convertisseurs ont été proposées pour améliorer les performances du convertisseur, réduire le volume et diminuer les ondulations du courant d'entrée. Il conviendrait de proposer une conception de convertisseur de puissance adaptée aux FCEVs afin d'améliorer la durée de vie des piles à combustible et réduire le coût des FCEVs.

L'augmentation des phases parallèles est une solution proposée pour réduire les ondulations de courant d'entrée et offrir une tolérance aux défauts. En cas de présence de défaut sur une phase, les phases saines peuvent assurer la continuité de service. Cependant, en cas d'un fort courant, les inductances risquent d'être saturées.

Le développement des FCEVs est toujours lié à la question cruciale du poids et du volume des composants du véhicule, de sorte à en maximiser l'autonomie et réduire la masse à déplacer. Les composants magnétiques sont parmi les composants qui occupent plus d'espace et ont un poids très important au sein du convertisseur [2]. L'emploi des inductances couplées en inverse est fortement recommandé pour améliorer les performances électriques et réduire le poids et le volume [3].

Le coupleur magnétique appelé Transformateur Inter-Cellules (TIC) est utilisé pour coupler magnétiquement les phases parallèles. Il existe plusieurs structures de couplage.

Dans [4], les auteurs ont comparé le TIC monolithique, où toutes les phases sont couplées dans un seul noyau magnétique, et les TIC séparés où les phases sont couplées sur plusieurs noyaux séparés. Ils ont montré que le coupleur monolithique est plus avantageux en termes de poids en fonctionnement sain. Cependant, pour rendre l'architecture très robuste et garantir un bon fonctionnement en cas de déconnexion de phases, le coupleur magnétique monolithique doit être surdimensionné et le poids supplémentaire est trop important pour un faible nombre de phases en parallèle. Contrairement aux coupleurs séparés où la saturation du flux est confinée à l'intérieur des transformateurs séparés reliés à la phase en défaut, une autre solution a été proposée pour la structure monolithique qui consiste à insérer un entrefer pour contenir le déséquilibre de courant sans sur-évaluer le volume du circuit magnétique. En outre, les coupleurs séparés sont meilleurs que les autres structures magnétiques étudiées lors de la présence d'un défaut sur une phase, pour un nombre de phases en parallèle inférieur à sept [4, 5]. L'architecture la plus courante est la structure cyclique en cascade traitée dans [5–8].

D'autre part, dans un convertisseur statique, les semi-conducteurs sont les composants les plus fragiles [1]. Le défaut de circuit ouvert (OCF) et de court-circuit (SCF) sont les défauts les plus courants [9]. Plusieurs travaux ont traité la détection de défaut [1, 9–11]. Cependant, la majorité des travaux ont traité la détection de défaut sans tenir compte de la saturation du noyau magnétique, ils considèrent que les inductances sont parfaites. En tenant compte de la non-linéarité des inductances, il serait très intéressant de tenir compte de la saturation du noyau magnétique afin de s'approcher du fonctionnement réel du convertisseur.

Dans la littérature, peu de travaux ont étudié la tolérance aux défauts pour des topologies de convertisseurs à inductances couplées. C'est la raison pour laquelle, la conception du circuit magnétique du hacheur élévateur tolérant aux défauts, adapté aux FCEVs, est proposé dans ce papier. Afin de réduire le coût du convertisseur, des noyaux standards de types E du catalogue de Ferroxcube sont choisis pour construire le circuit magnétique. La modélisation des noyaux magnétiques est réalisée sur le logiciel PLECS et comparée au cas du couplage idéal des inductances dans le but de valider le dimensionnement proposé.

Le reste du papier est organisé comme suit. Dans la Section 2, une analyse du circuit magnétique et la conception d'un hacheur élévateur à deux phases couplées sont présentées. Dans la Section 3, le dimensionnement proposé, est optimisé pour un hacheur élévateur à 4 phases couplées en cyclique cascade. Les résultats de simulation sur le logiciel PLECS de la comparaison du 4IBC à couplage idéal et non-idéal des inductances permettent de valider le dimensionnement proposé. La Section 4 conclut l'article.

2. CONCEPTION ET CHOIX DE NOYAUX MAGNÉTIQUES

Dans un premier temps, le hacheur élévateur à deux phases parallèles présenté dans la Fig. 1 est considéré. Le schéma équivalent du noyau magnétique à inductances couplées en inverse est présenté dans la Fig. 2(a). Les enroulements sont enroulés sur les branches extérieures des deux noyaux de type E avec un entrefer égal dans la branche centrale et les branches extérieures. Les flux générés par les deux enroulements ont des directions opposées. Par conséquent, le flux généré dans le noyau est annulé. Cela permet de réduire le volume du noyau. La Fig. 2(b) présente un modèle de circuit magnétique en fonction des réluctances des branches extérieures R_{ex} et la réluctance de la branche centrale R_c .

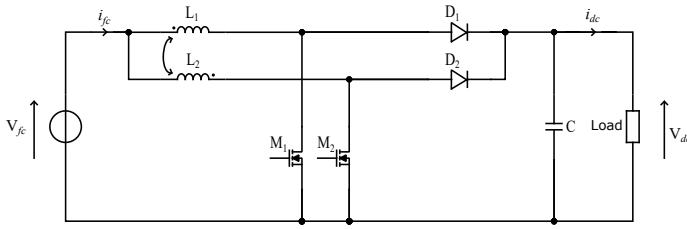


FIG. 1. Circuit électrique du hacheur élévateur à deux phases parallèles (2IBC) à inductances couplées en inverse.

Selon la loi d'Ampère et la continuité de flux,

$$\begin{cases} N_1 i_{L_1} = \Phi_{ex_1} R_{ex} + (\Phi_{ex_1} + \Phi_{ex_2}) R_c \\ N_2 i_{L_2} = \Phi_{ex_2} R_{ex} + (\Phi_{ex_1} + \Phi_{ex_2}) R_c \end{cases} \quad (1)$$

avec Φ_{ex_1} et Φ_{ex_2} sont les flux générés par les branches latérales comme le montre la Fig. 2(a). Les nombres de spires des enroulements latéraux sont nommés N_1 et N_2 , respectivement.

Pour avoir une répartition égale du courant, le nombre de spires des deux enroulements est supposé égal : $N_1 = N_2 = N$, ceci permet de considérer que les inductances sont égales dans chaque phase.

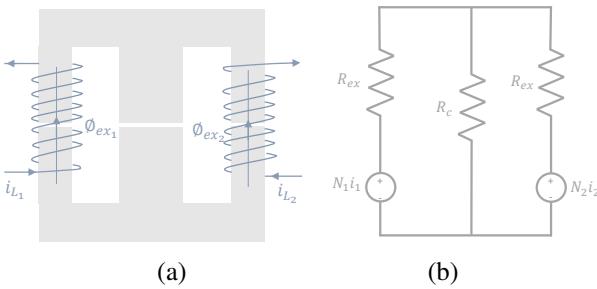


FIG. 2. Structure du noyau à deux inductances couplées en inverse : (a) noyau de type EΞ, (b) modélisation du circuit magnétique.

De l'équation (1), les flux peuvent être exprimés par,

$$\begin{pmatrix} \Phi_{ex_1} \\ \Phi_{ex_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{N(R_{ex} + R_c)}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} & -\frac{NR_c}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} \\ -\frac{NR_c}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} & \frac{N(R_{ex} + R_c)}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \end{pmatrix} \quad (2)$$

D'après la loi de Faraday, la tension aux bornes des inductances s'écrivent,

$$V_{L_1} = N_1 \frac{d\Phi_{ex_1}}{dt}; V_{L_2} = N_2 \frac{d\Phi_{ex_2}}{dt} \quad (3)$$

Alors,

$$\begin{pmatrix} V_{L_1} \\ V_{L_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{N^2(R_{ex} + R_c)}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} & -\frac{N^2 R_c}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} \\ -\frac{N^2 R_c}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} & \frac{N^2(R_{ex} + R_c)}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{di_{L_2}}{dt} \end{pmatrix} \quad (4)$$

Or,

$$\begin{cases} V_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} - M \frac{di_{L_2}}{dt} \\ V_{L_2} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - M \frac{di_{L_1}}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

Le coefficient de couplage est défini par $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$, avec L_1 et L_2 sont les inductances propres et M est l'inductance mutuelle.

En supposant que les inductances sont égales, alors $L_1 = L_2 = L$ et $k = M/L$. Il est à noter que k est négative en raison du couplage inverse des inductances.

En faisant l'analogie entre l'équation (4) et l'équation (5), les expressions de l'inductance propre et de la mutuelle en fonction du nombre de spires et les réluctances du noyau peuvent être déduites [12],

$$L = \frac{N^2(R_{ex} + R_c)}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)}, M = \frac{N^2 R_c}{R_{ex}(R_{ex} + 2R_c)} \quad (6)$$

Le coefficient de couplage est défini par la relation

$$k = \frac{M}{L} = \frac{R_c}{R_{ex} + R_c} \quad (7)$$

où,

$$R_{ex} = \frac{\delta}{\mu_0 A_{e_{ex}}}, R_c = \frac{\delta}{\mu_0 A_{e_c}} \quad (8)$$

avec $A_{e_{ex}}$ et A_{e_c} sont les surfaces effectives des branches extérieures et centrale respectivement. L'entrefer du noyau, nommé δ , est supposé le même dans toutes les branches.

Hypothèse 1 : Dans les noyaux standards de type E : $A_{e_c} \simeq 2A_{e_{ex}}$, et donc $R_{ex} \simeq 2R_c$. Par conséquent, $L \simeq 3M$.

L'ondulation de courant d'un hacheur élévateur à deux phases parallèles non couplées (2IBC) est donnée par,

$$\Delta i_{fc} = \Delta i_{fc_{\text{uncoupled}}} = \begin{cases} \frac{V_{fc} d(1 - 2d)}{L f_s (1 - d)}, & 0 < d < 0.5 \\ \frac{V_{fc} (2d - 1)}{L f_s}, & 0.5 < d < 1 \end{cases} \quad (9)$$

Afin de protéger la PAC contre les dégradations à long terme, l'ondulation du courant de la pile à combustible ne doit pas dépasser 10% [11].

Le rapport entre les ondulations de courant d'entrée de l'architecture couplée et l'architecture non couplée est défini par,

$$\frac{\Delta i_{fc_{\text{coupled}}}}{\Delta i_{fc_{\text{uncoupled}}}} = \frac{1}{1 - k} = \frac{L}{L - M} \quad (10)$$

Et par conséquent,

$$\Delta i_{fc_{\text{coupled}}} = \begin{cases} \frac{V_{fc}d(1-2d)}{f_s(1-d)(L-M)}, & 0 < d < 0.5 \\ \frac{V_{fc}(2d-1)}{f_s(L-M)}, & 0.5 < d < 1 \end{cases} \quad (11)$$

De l'équation (11) et en admettant l'hypothèse 1, l'expression de l'inductance propre peut être écrite sous la forme

$$L = \begin{cases} \frac{3V_{fc}d(1-2d)}{2\Delta i_{fc}(1-d)f_s}, & 0 < d < 0.5 \\ \frac{3V_{fc}(2d-1)}{2\Delta i_{fc}f_s}, & 0.5 < d < 1 \end{cases} \quad (12)$$

La mutuelle M peut être retrouvée par la relation $M = kL$.

D'après [13], l'inductance équivalente peut être écrite comme suit

$$L_{eq} = \begin{cases} \frac{1-k^2}{1-\frac{kd}{1-d}}L, & 0 < d < 0.5 \\ \frac{1-k^2}{1-k\frac{1-d}{d}}L, & 0.5 < d < 1 \end{cases} \quad (13)$$

Le courant d'inductance efficace dans le pire des cas, est donné par

$$I_{L_{RMS}} = \sqrt{I_{L_{\max}}^2 + \frac{\Delta i_{fc}^2}{12}} \quad (14)$$

avec,

$$\Delta i_L = \frac{V_{fc_{\min}}d_{\max}}{L_{eq}f_s},$$

et le courant moyen maximal $I_{L_{\max}} = \frac{P_{o_{\max}}}{2\eta V_{dc}(1-d_{\max})}$,

où η est le rendement du convertisseur, $P_{o_{\max}}$ la puissance de sortie maximale, d_{\max} est le rapport cyclique maximal.

2.1. Choix du noyau

Le choix du noyau se fait suivant l'algorithme illustré dans la Fig. 3.

Pour choisir la section du fil S_{cu} , il faut respecter la condition,

$$S_{cu} \geq \frac{I_{L_{\max}}}{J_{e_{\max}}} \quad (15)$$

En appliquant la méthode des produits des aires "PA" [14],

$$PA = \frac{(L-M)I_{L_{\max}} + \frac{V_{fc_{\min}}d_{\max}}{2f_s}}{J_{e_{\max}}B_{\max}K_u} 2I_{L_{RMS}} \quad (16)$$

avec $J_{e_{\max}}$ est la densité de courant maximale, B_{\max} est la densité de flux de saturation maximale et K_u est le coefficient de remplissage.

En consultant le catalogue des noyaux standards de Ferrox-cube, un premier noyau est sélectionné.

$$PA = W_a A_{e_c} \quad (17)$$

avec W_a est la surface bobinable, A_{e_c} est la surface effective du noyau.

Le nombre de spires N est calculé suivant la relation

$$N = \frac{(L-M)I_{L_{\max}} + \frac{V_{fc_{\min}}d_{\max}}{2f_s}}{B_{\max}A_{e_c}} \quad (18)$$

Les ampères-tours d'une phase sont égaux à la densité de courant multipliée par la surface du conducteur d'une phase dans une de fenêtre de noyau,

$$NI_{L_{RMS}} = J_{e_{\max}}W_aK_u \quad (19)$$

Il faut vérifier que la section bobinable dans la fenêtre du noyau permet le bobinage des fils,

$$NS_{cu} \leq K_u W_a \quad (20)$$

avec S_{cu} la section du fil.

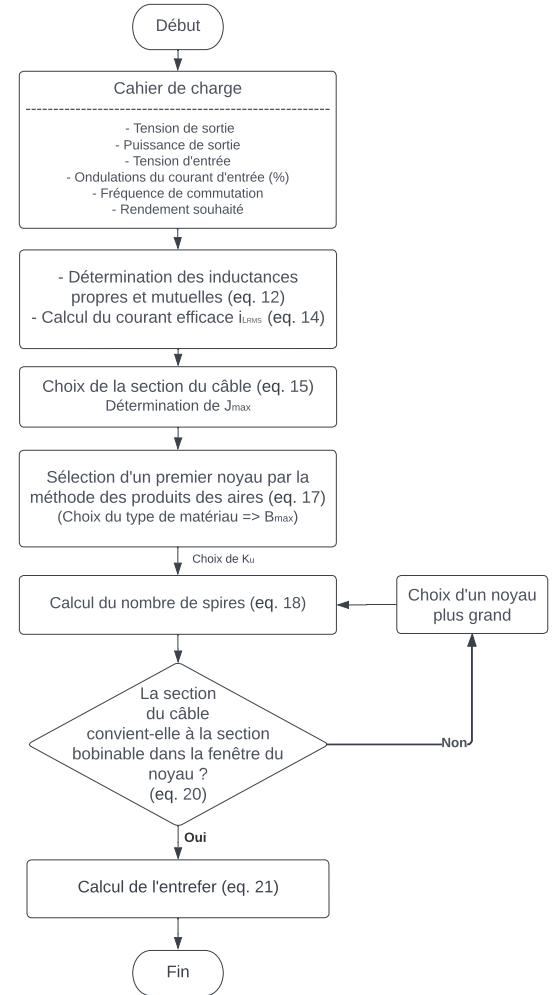


FIG. 3. Algorithme de dimensionnement du noyau.

En admettant l'hypothèse 1 et en utilisant les équations (6) et (8), l'entrefer est calculé par la relation

$$\delta = \frac{3}{8} \frac{N^2}{L} \mu_0 A_{e_c} \quad (21)$$

avec μ_0 est la perméabilité du vide.

La résistance série de l'inductance peut être calculée par

$$r_L = \rho_{cu} \frac{l_{cu}}{S_{cu}} \quad (22)$$

avec ρ_{cu} est la conductivité du cuivre, l_{cu} est la longueur totale du fil.

Le dimensionnement des inductances a été établi en se basant sur le cahier des charges présenté au Tableau 1 et en suivant les étapes de l'algorithme de la Fig. 3. La référence du noyau choisi pour le hacheur 2IBC est E56/24/19 avec un nombre de spires $N = 7$.

TABLEAU 1. Cahier des charges

Paramètres	Valeur	Unité
Tension de sortie (V_{dc})	48	V
Tension d'entrée (V_{fc})	12 ~ 23	V
Puissance de sortie (P_o)	500	W
Fréquence de commutation f_s	50	kHz
Rendement souhaité (η)	97%	—
Taux d'ondulation de tension toléré (ΔV_{dc})	$\leq 1\%$	—
Taux d'ondulation de courant toléré (ΔI_{fc})	$\leq 10\%$	—

Le logiciel PLECS comporte une variété de composants de l'environnement magnétique. Par conséquent, il est possible de simuler le comportement d'un noyau saturable en introduisant ses caractéristiques magnétiques. La modélisation du noyau sur PLECS est représentée sur la Fig. 4. Deux noyaux de type E \exists forme la structure du noyau présentée à la Fig. 2 (a). Les paramètres du noyau saturable, du bobinage et l'entrefer sont implémentés sur PLECS afin de simuler le comportement physique du convertisseur.

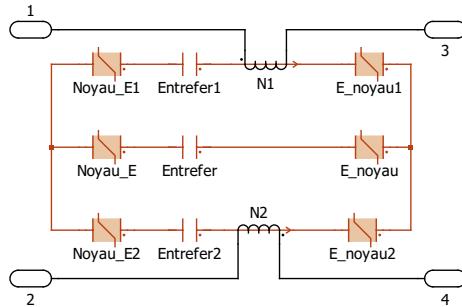


FIG. 4. Modélisation du noyau à deux inductances couplées sur le logiciel PLECS.

3. HACHEUR ÉLÉVATEUR À QUATRE PHASES PARALLÈLES

3.1. Circuit électrique et magnétique

Le circuit électrique de la topologie du hacheur élévateur à quatre phases parallèles (4IBC) à inductances couplées en cyclique cascade est présentée à la Fig. 5 (a-b). Le couplage existe entre chaque deux phases adjacentes sauf la dernière qui est couplée à la première. Le noyau à deux inductances couplées, modélisé à la Fig. 4, est utilisé pour former la structure cyclique cascade à 4 noyaux.

La conception de la topologie 4IBC à inductances couplées en cyclique cascade a été effectuée en suivant le même algorithme de la Fig. 3. Il est à noter que la même référence du noyau choisi pour le 2IBC pourra être utilisée pour construire le 4IBC à inductances couplées. Cependant, il s'avère nécessaire d'optimiser la taille et le volume des noyaux puisque le courant aux bornes des inductances est réduit.

La nouvelle référence du noyau adaptée à cette topologie est

E42/21/15 avec $N = 7$. Le volume des quatre noyaux est optimisé de 52%. Les paramètres de dimensionnement sont présentés dans le Tableau 2.

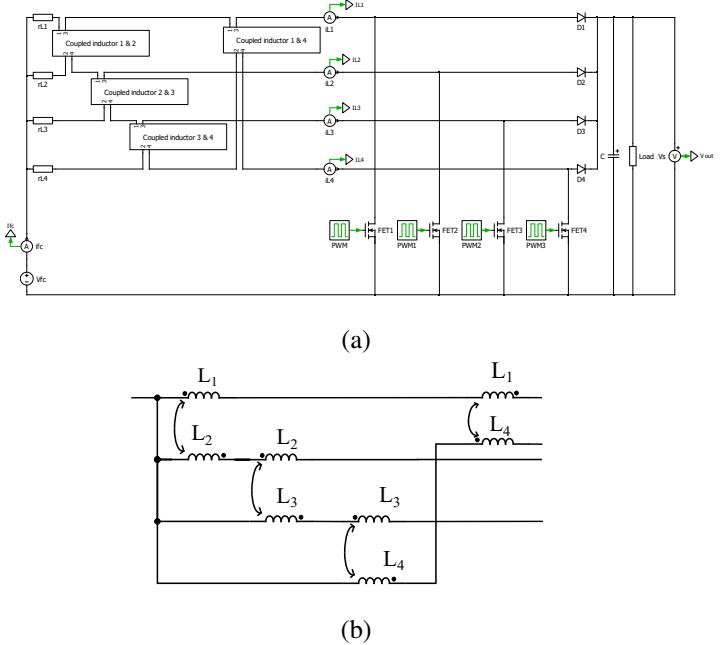


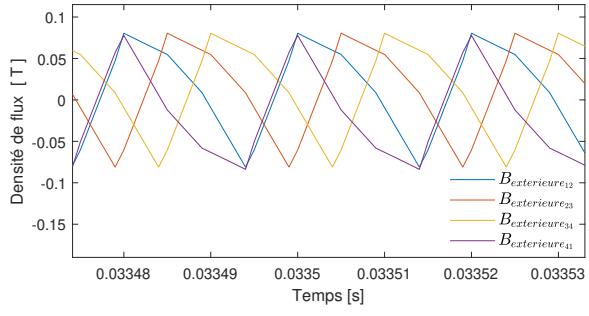
FIG. 5. 4IBC à inductances couplées en cyclique cascade : (a) circuit sur PLECS, (b) structure cyclique cascade.

TABLEAU 2. Paramètres de conception

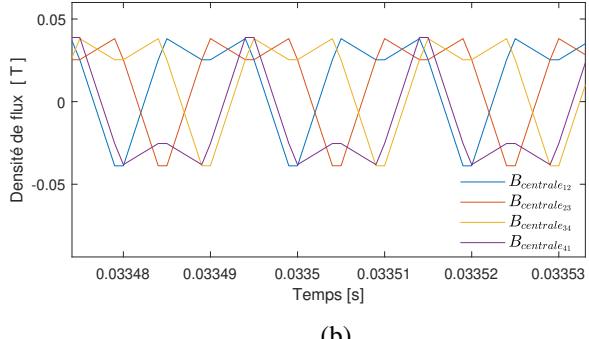
Paramètres	Valeur	Unité
Référence du noyau	E42/21/15	—
Surface effective du noyau (A_{e_c})	178	mm^2
Longueur effective du noyau (l_e)	97	mm
Poids du noyau	44 x 4	g
Volume effectif du noyau (V_e)	17300 x 4	mm^3
Surface de bobinage (W_a)	178	mm^2
Longueur moyenne de tours	93	mm
Produit des aires ($A_{e_c} \times W_a$)	31700	mm^4
Type du matériau	3C92	—
Perméabilité du matériau (μ_e)	1350	—
Densité de flux de saturation maximale (B_{max})	0.52	T
Nombre de spires (N)	7	—
Entrefer (δ)	0.13	mm
Section du câble (S_{cu})	3.31	mm^2
Longueur totale du câble (l_{cu})	0.65	m^2
Densité de courant maximale (J_{emax})	6	A/mm^2
Coefficient de remplissage (K_u)	0.3	—
Résistivité de cuivre (ρ_{cu})	$1.7 \cdot 10^{-8}$	$\Omega.m$
Résistance série de l'inductance (r_L)	3.34	$m\Omega$
Inductance propre (L)	32	μH
Coefficient de couplage (k)	-1/3	-
Capacité (C)	100	μF

3.2. Résultats de simulation et validation de la conception

Il est possible de tracer l'évolution de la densité de flux sur le logiciel PLECS. Les formes d'ondes de la densité de flux dans la branche centrale et la branche extérieure du 4IBC à inductances couplées sont présentées à la Fig. 6. D'après cette figure, la forme des signaux des densités de flux dans les branches extérieures est presque triangulaire alors que l'allure des signaux des densités de flux dans les branches centrales est trapézoïdale.



(a)



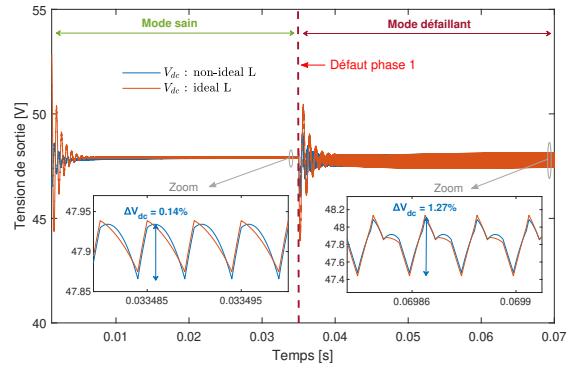
(b)

FIG. 6. Formes d'ondes de la densité de flux en boucle ouverte : (a) dans une branche extérieure, (b) dans la branche centrale.

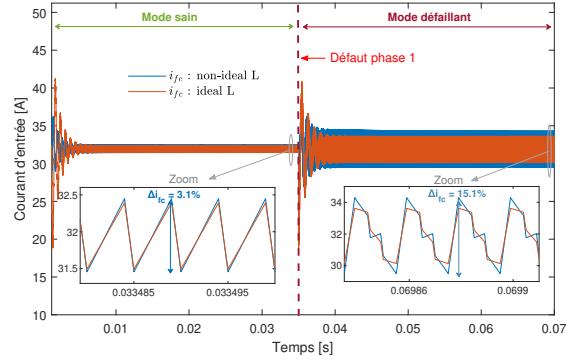
Afin de valider la conception du convertisseur, une comparaison avec le montage à couplage idéal des inductances, en boucle ouverte, est réalisée sous le logiciel PLECS. La même valeur de l'inductance propre du Tableau 2 est choisie. Un défaut de circuit-ouvert est créé au niveau de la phase 1 à $t = 35ms$. Les formes d'ondes en boucle ouverte de la tension de sortie et du courant d'entrée du 4IBC à couplage idéal et non-ideal des inductances magnétiques sont illustrées à la Fig. 7. Les formes d'ondes des deux cas sont presque superposées en mode sain et défaillant. Ceci permet de valider le dimensionnement du noyau. Les ondulations de courant et de tension respectent bien le cahier des charges.

Les formes d'ondes des courants des inductances, en boucle ouverte, du circuit magnétique proposé sont présentées à la Fig. 8 en cas d'OCF à $t = 35ms$. La comparaison en mode sain des courants des inductances en couplage idéale et non-ideale est présentée à la Fig. 9 et 10. Malgré l'existence d'une marge d'erreur entre les ondulations de courant des inductances, la valeur moyenne reste très proche. Plus le noyau choisi est plus grand, plus les ondulations du courant des phases seront réduites mais au détriment d'un volume et poids élevés. Il est à noter que les ondulations des courants des phases n'ont pas d'impact sur la dégradation de la pile à combustible tant que les ondulations du courant d'entrée respectent bien le cahier des charges.

Les résultats de simulation de la Fig. 8 montrent que le défaut du circuit ouvert, à la phase 1, a engendré un déséquilibre au niveau des trois phases saines et par conséquent les ondulations du courant d'entrée et de la tension de sortie ont augmenté et le cahier des charges n'est plus respecté. La détection de la phase



(a)



(b)

FIG. 7. Comparaison en boucle ouverte des formes d'ondes du 4IBC à inductances couplées en mode idéal et non-ideal en cas d'un OCF à la phase 1 à $t = 35ms$: (a) tension de sortie, (b) courant d'entrée.

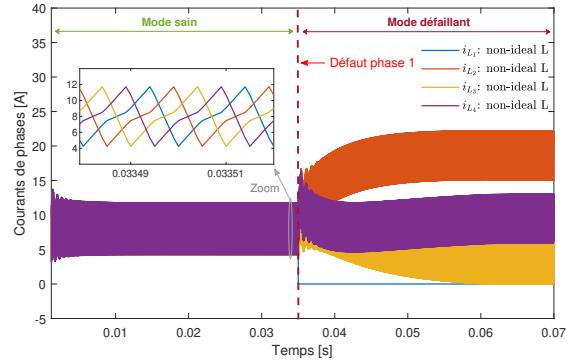


FIG. 8. Formes d'ondes des courants de phases du 4IBC à couplage non-ideal des inductances en cas d'un OCF à $t = 35ms$ en boucle ouverte.

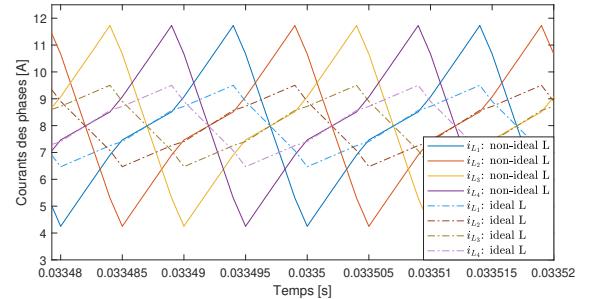


FIG. 9. Comparaison des formes d'ondes des courants de phases du 4IBC à couplage idéal et non-ideal des inductances en mode sain en boucle ouverte.

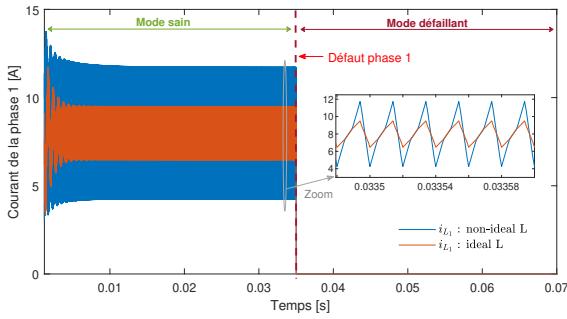


FIG. 10. Comparaison des formes d’ondes du courant de la phase 1 du 4IBC à inductances couplées en mode idéal et non-idéal en cas d’un OCF à la phase 1 à $t = 35ms$

défectueuse est donc primordiale afin d’appliquer une reconfiguration des phases saines avec le contrôle tolérant aux défauts.

4. CONCLUSIONS

Le dimensionnement des inductances couplées d’un hacheur élévateur à quatre phases couplées en cyclique cascade, suivant la méthode des produits des aires, a été présenté dans ce papier. D’après les résultats de simulation sur PLECS, les formes d’ondes de la tension de sortie et du courant d’entrée sont très proche au cas des inductances parfaites. En outre, les ondulations de courant d’entrée et de la tension de sortie respecte bien le cahier de charge. Ceci a permis de valider le dimensionnement et le choix du noyau. En cas de défaut, les courants de phases sont déséquilibrés et les ondulations (tension, courant) augmentent et ne respecte plus le cahier des charges. D’où la nécessité d’un contrôle tolérant aux défauts pour remédier à ce problème, thématique qui sera traitée dans les travaux à venir.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été financé par l’EIPHI Graduate School (contrat ANR-17-EURE-0002), la région Bourgogne Franche-Comté et le Ministère Marocain de l’Enseignement Supérieur, de la Recherche Scientifique et de l’Innovation.

RÉFÉRENCES

- [1] S. Zhuo, A. Gaillard, L. Xu, C. Liu, D. Paire, and F. Gao, “An observer-based switch open-circuit fault diagnosis of dc–dc converter for fuel cell application,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 3159–3167, 2020.
- [2] J. Imaoka, K. Okamoto, S. Kimura, M. Noah, W. Martinez, M. Yamamoto, and M. Shoyama, “A magnetic design method considering dc-biased magnetization for integrated magnetic components used in multiphase boost converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3346–3362, 2018.
- [3] S. Kimura, Y. Itoh, W. Martinez, M. Yamamoto, and J. Imaoka, “Down-sizing effects of integrated magnetic components in high power density dc–dc converters for ev andhev applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3294–3305, 2016.
- [4] S. Sanchez, D. Risaletto, F. Richardeau, and G. Gateau, “Comparison and design of intercell transformer structures in fault-operation for parallel multicell converters,” in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 3089–3096.
- [5] 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,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 131, pp. 190–199, 2017, 11th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems.
- [6] G. J. Capella, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza, and V. G. Agelidis, “Current-balancing technique for interleaved voltage source inverters with magnetically coupled legs connected in parallel,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1335–1344, 2015.
- [7] Q. Deng, J. Liu, D. Czarkowski, W. Hu, and H. Zhou, “An inductive power transfer system supplied by a multiphase parallel inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7039–7048, 2017.
- [8] M. Bojarski, E. Asa, K. Colak, and D. Czarkowski, “Analysis and control of multiphase inductively coupled resonant converter for wireless electric vehicle charger applications,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 2, pp. 312–320, 2017.
- [9] S. Zhuo, A. Gaillard, L. Xu, C. Liu, D. Paire, and F. Gao, “An observer-based switch open-circuit fault diagnosis of dc–dc converter for fuel cell application,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 3159–3167, 2020.
- [10] E. Jamshidpour, P. Poure, E. Gholipour, and S. Saadate, “Single-switch dc–dc converter with fault-tolerant capability under open- and short-circuit switch failures,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2703–2712, 2015.
- [11] D. Guilbert, A. Gaillard, A. N’Diaye, and A. Djerdir, “Diagnostic de défauts d’un convertisseur boost entrelacé pour véhicules électriques à pile à combustible,” in *Symposium de Génie Électrique 2014*, Cachan, France, Jul. 2014.
- [12] Z. Dang and J. A. Abu Qahouq, “Permanent-magnet coupled power inductor for multiphase dc–dc power converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 1971–1981, 2017.
- [13] F. Yang, X. Ruan, Y. Yang, and Z. Ye, “Interleaved critical current mode boost pfc converter with coupled inductor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2404–2413, 2011.
- [14] D. Liang and H.-B. Shin, “Coupled inductor design method for 2-phase interleaved boost converters,” *Journal of Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 344–352, 2019.