

# Approche de conception sous contraintes multi-physiques des convertisseurs multicellulaires dédiés aux systèmes pile à combustible embarqués

Victor MERCIER, Adriano CESCIA, Toufik AZIB, Chérif LAROUCI

ESTACA'LAB, Pôle S2ET Systèmes et Énergies Embarquées pour les Transports

ESTACA - Campus Paris-Saclay - 12 Avenue Paul Delouvrier (RD10), 78180 Montigny-le-Bretonneux

victor.mercier@estaca.fr

**RESUME** – Dans un contexte de transition énergétique ayant pour objectif la diminution de la pollution liée au domaine des transports, ce travail présente une approche globale de conception de convertisseurs statiques entrelacés dédiés aux systèmes pile à combustible pour des applications embarquées automobiles. Cette approche est basée sur une optimisation sous contraintes multi-physiques permettant de formaliser le choix d'architecture. Elle se déploie sur l'étude d'une chaîne de conversion mono-source intégrant une pile à combustible. Les résultats montrent une diminution du volume lorsque l'on introduit l'entrelacement au sein du convertisseur. Cette réduction est d'autant plus visible au niveau de l'évolution du volume du convertisseur. L'approche offre ainsi un large choix de solutions suivant les exigences du cahier des charges.

**Mots-clés** – Pile à combustible, convertisseur entrelacé, approche de conception, optimisation multi-physique, architecture modulaire.

## 1. INTRODUCTION

Le développement de la mobilité propre constitue un des principaux objectifs de la transition énergétique [1]. Cela se traduit en partie par l'intégration de nouvelles solutions basées essentiellement sur l'électrification des moyens de transport. La voiture hydrogène, utilisant une pile à combustible, est l'une des solutions clés de cette transition. Elle s'appuie souvent sur le concept de l'hybridation, faisant appel à une assistance électrique de type batterie ou supercondensateur. Ces performances reposent sur la capacité des méthodologies de conception à considérer les contraintes multi-physiques liées à son environnement réel, l'adéquation des technologies, des topologies et des stratégies de commande/gestion d'énergie permettant d'intégrer et d'associer efficacement ces constituants. L'objectif ici est de développer une approche de conception optimale sous contraintes multi-physiques permettant d'atteindre les meilleures performances (minimiser la consommation, respecter les contraintes de fonctionnement de chaque constituant ainsi que les durées de vie cibles, satisfaire les exigences de la charge).

Comparée à des techniques conventionnelles [2] qui ciblent des aspects spécifiques, notre approche intègre différentes contraintes (électrique, thermique, rendement...) qui conditionnent en grande partie le dimensionnement. Mais, l'aspect modulaire et évolutif n'a pas été négligé pour pouvoir accueillir d'autres exigences en fonction de l'évolution du cahier des charges.

Dans ce contexte, un nouveau degré de liberté est ajouté à notre système en développant la modularité au niveau des convertisseurs de puissance basée sur l'entrelacement. Cette modularité permet d'agir sur l'efficacité énergétique du système globale en proposant une répartition dynamique et intelligente de la puissance entre les cellules du convertisseur (efficacité énergétique, downsizing, ...) notamment, mais elle permet aussi une meilleure gestion de la continuité de service (reconfigura-

tion).

Ainsi, cette première contribution se concentre sur la première phase de l'élaboration de l'approche, en se focalisant sur une chaîne de conversion mono-source utilisant une pile à combustible, en vue de son déploiement sur l'architecture cible : pile à combustible assistée par des batteries.

## 2. DESCRIPTION DU SYSTÈME

Le système présenté ici consiste en une chaîne de puissance comportant une pile à combustible connectée à son convertisseur de puissance dc-dc unidirectionnel mise en parallèle avec un pack de batteries et son convertisseur, comme présenté en Figure 1.

Ce type d'architecture offre un maximum de degrés de liberté au concepteur et à l'utilisateur, à la fois pour la phase de pré-dimensionnement (un vivier d'architectures potentielles), mais également l'intégration système avec la partie contrôle-commande et gestion d'énergie (optimisation énergétique, modularité, continuité de service...). Comme dit précédemment, les travaux de cet article se concentrent uniquement sur la chaîne mono-source intégrant la pile à combustible, son convertisseur et la charge véhicule.

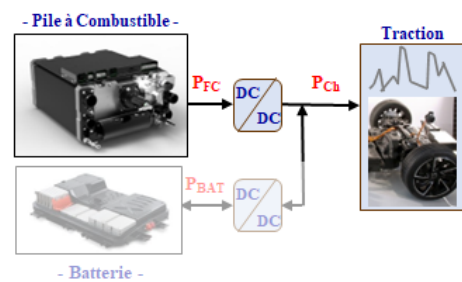


FIG. 1. Concept de véhicule hybride Pile à combustible/Batterie

Notre approche de pré-dimensionnement est basée sur un algorithme d'optimisation sous contraintes multi-physiques. L'objectif est d'optimiser les principaux paramètres de dimensionnement qui sont testés à travers une fonction objectif à minimiser. Cette optimisation est contrainte par les limites des paramètres, mais aussi par les limites du comportement afin de respecter l'intégrité et les spécifications de l'architecture. La boucle d'optimisation expérimente, pour chaque architecture testée, un dimensionnement défini en fonction d'un point de fonctionnement. Certaines contraintes physiques sont évaluées et ajoutées à la fonction coût sous forme de pénalités. Si la contrainte n'est pas respectée, elle ajoute un coût à la fonction objectif pour exclure cette solution. Plusieurs indices de performance peuvent être choisis comme fonction coût, tels que le

volume global, la durée de vie des composants, l'efficacité énergétique, ... Dans un premier temps, nous avons choisi comme fonction objectif à minimiser, le volume global du système, car cela reste un défi industriel dans le développement des véhicules hybrides à hydrogène.

### 3. CONVERTISSEUR ENTRELACÉ

Il existe différents types de convertisseur DC-DC qui sont bien renseignés dans la littérature, [3, 4] (Abaisseur, élévateur, isolé galvaniquement ou non, réversible ou non, etc.). Dans ce cas d'étude, la structure la plus adaptée est celle du convertisseur boost (élévateur) non isolé unidirectionnel. Elle présente comme avantage d'être simple d'utilisation et permet l'augmentation de la tension en sortie de pile à combustible. L'entrelacement, quant à lui, apporte le principe de modularité qu'on va mobiliser à différents niveaux dans le cadre de la conception optimale de cette architecture. La Figure 2 illustre le convertisseur entrelacé dédié au système PAC qui consiste en la mise en parallèle de cellules de commutation, [5].

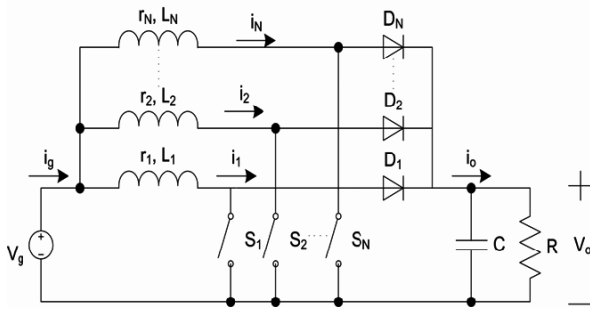


FIG. 2. Schéma du convertisseur boost entrelacé à N cellules

L'entrelacement implique une commande appropriée permettant une répartition équilibrée entre les cellules ainsi qu'un potentiel de reconfiguration pour tirer profit de la modularité. Son principe de base consiste en une commande rapprochée suivant le même rapport cyclique ( $\alpha$ ) décalé de façon régulière d'une cellule à l'autre  $Td/N$ . Cette répartition maîtrisée permet de réduire les contraintes supportées sur chaque cellule (composants actifs et passifs) ce qui augmente les possibilités de choix technologique et favorise ainsi le recours à des composants plus "standards". Un autre avantage de ce type architecture est l'augmentation de la fréquence apparente du convertisseur qui augmente proportionnellement avec le nombre de cellules, permettant ainsi une réduction de l'ondulation du courant en entrée de convertisseur. Pour ces mêmes raisons, l'entrelacement permet de limiter le besoin de filtrage et facilite aussi l'intégration de nouvelles technologies telles-que les composants grand gap.

### 4. MODÉLISATION DU SYSTÈME

Afin de modéliser notre système, des modèles analytiques multi-physiques sont adoptés afin de prendre en considération en premier lieu les modèles comportementaux des composants, puis les contraintes de volume seront présentées, enfin, les contraintes électriques, énergétiques et thermiques seront développées afin d'atteindre une structure optimale.

#### 4.1. Source d'énergie

##### 4.1.1. Pile à combustible

L'outil dans sa version de base nécessite une modélisation modulaire de la chaîne de conversion. La pile à combustible peut être représentée avec des niveaux de finesse plus ou moins détaillés (électro-chimique, rendement, consommation d'hydrogène, etc.). Ces différentes modélisations permettent d'identifier quels sont les paramètres les plus influents au niveau du système global en vue de l'optimisation. D'un point de vue système

et pour des considérations énergétiques, le nombre de cellules constituant le système PAC et la surface active de chaque cellule sont ainsi les deux paramètres les plus prépondérants. Ces derniers seront mobilisés dans la formulation du problème d'optimisation. Dans ce contexte, le modèle PAC utilisé ici est basé sur le concept électro-chimique décrit dans [6].

#### 4.1.2. Convertisseur

Le modèle moyen du convertisseur comprend deux équations, l'une décrivant le comportement du convertisseur et l'autre reflétant le comportement du bus.

$$L_i \frac{di_{L_i}}{dt} = V_{in} - V_{out} (1 - \alpha) \quad (1)$$

$$\text{with } i = 1, \dots, q \quad (2)$$

où  $L_i$  est la valeur de l'inductance élémentaire,  $i_{L_i}$  est le courant traversant l'inductance,  $V_{in}$  est la tension d'entrée,  $V_{out}$  est la tension de sortie,  $\alpha$  est le rapport cyclique et  $q$  est le nombre de cellules de commutation. En ce qui concerne la tension du bus, elle dépend de l'ensemble du courant traversant le condensateur, soit :

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = (1 - \alpha) \sum_{i=1}^q (i_{L_i}) - i_{Load} \quad (3)$$

où  $C$  est la valeur du condensateur et  $i_{Load}$  le courant demandé par la charge.

#### 4.2. Fonction objectif - volume

L'objectif ici est de se concentrer sur l'apport de l'entrelacement du convertisseur boost en étudiant le gain de volume apporté par ce dernier. Ce volume global d'architecture englobe le volume du convertisseur et celui de la source. Cet indice de performance rassemble également des contraintes liées à de nombreux domaines différents (électriques, thermiques, etc.) et constitue donc une étude de cas intéressante. Par ailleurs, le volume du convertisseur comprend des composants passifs et actifs. Le volume des composants actifs est, en outre, principalement représenté par le dissipateur thermique. Des modèles analytiques sont calculés pour estimer le volume de l'inductance, du condensateur, du dissipateur thermique et de la source d'énergie.

#### 4.3. Volume de la source

Le dimensionnement de la pile à combustible dépend principalement de la zone d'application et des conditions d'exploitation (environnement statique ou système embarqué). La modélisation du volume de la pile à combustible implique de prendre en compte divers facteurs. Pour la technologie PEMFC, on estime que le volume de l'empilement des cellules représente 30% du système global. Par conséquent, 70% est détenu par les auxiliaires. En utilisant les données extraites du diagramme de Ragone ainsi que des données de véhicules existants tels que la Toyota MIRAI [7], il est possible d'estimer que chaque kW de puissance de pile à combustible requis est équivalent à une augmentation du volume de 1,5625 dm<sup>3</sup>. Une pile à combustible d'une puissance maximale de 10 kW aura alors un volume d'environ 15,6 L, soit :

$$Vol_{FC} = 1.5625 \cdot 10^{-3} P_{FCmax} \quad (4)$$

#### 4.4. Volume du convertisseur

Le volume du convertisseur est composé du volume de l'inductance, du condensateur et des composants actifs. Le volume du dissipateur thermique représente le volume des composants actifs. Chaque modèle présenté ici est donné pour une cellule élémentaire.

#### 4.4.1. Volume de l'inductance

Le volume d'une inductance est proportionnel à l'énergie stockée, soit :

$$Vol_L \propto k_L \cdot L \cdot I_{L_{moy}}^2 \quad (5)$$

Où  $k_L$  est un facteur de proportionnalité qui décrit la relation entre l'énergie stockée et le volume de la bobine,  $L$  la valeur de l'inductance et  $I_{L_{moy}}$  le courant moyen circulant dans l'inductance.  $k_L$  peut être calculé à partir des bases de données du fabricant pour différentes tailles de noyau magnétique, valeurs d'inductance et valeurs de courant. Cependant, une approximation du volume peut également être écrite par [8] :

$$Vol_L = k_{L1} \cdot L \cdot I_{L_{moy}}^2 + k_{L2} \cdot L + k_{L3} \cdot I_{L_{moy}} \quad (6)$$

Où les paramètres  $k_{L1}$ ,  $k_{L2}$  et  $k_{L3}$  dépendent de la forme de la bobine. Ici, seuls les noyaux toroïdaux sont considérés en raison de leur rapport volume/inductance élevé.

#### 4.4.2. Volume du condensateur

Le volume d'un condensateur dépend de la géométrie et du matériau du composant. Il est également proportionnel à l'énergie stockée plus un facteur représentant la tension entre les bornes du condensateur [8] :

$$Vol_C = k_{C1} \cdot C \cdot V_C^2 + k_{C2} \quad (7)$$

Le paramètre  $k_{C1}$  décrit la relation entre le volume du condensateur et l'énergie stockée, et le paramètre  $k_{C2}$  est un facteur dépendant de la tension. Ces facteurs peuvent être déterminés par les fabricants de données.  $C$  est la valeur de la capacité et  $V_C$  la tension du condensateur.

#### 4.4.3. Volume des composants actifs

Le dissipateur thermique est choisi pour respecter une température de jonction maximale des semi-conducteurs de 130°C et occuper un volume aussi petit que possible. Par ailleurs, le volume de la diode et de l'interrupteur commandé sont négligeables devant le volume du radiateur. Le modèle utilisé pour calculer le volume du dissipateur en fonction de la résistance thermique est développé à partir des travaux de [9]. Cela donne la formule suivante :

$$Vol_{Rad} = C1 \cdot e^{C2 \cdot R_{thRad}} \quad (8)$$

Où les coefficients  $C1$  et  $C2$  sont fournis dans les tableaux des fabricants [5].

### 4.5. Contraintes

#### 4.5.1. Contraintes électriques

Les contraintes électriques considérées comprennent l'ondulation du courant d'entrée, l'ondulation de la tension du condensateur de sortie et l'ondulation du courant dans les inductances des cellules. Ce sont les principales ondulations étudiées dans ce système. En outre, des modèles liés aux grandeurs électriques, tels que la moyenne, la valeur efficace (RMS) et les courants maximaux, sont utilisés pour déterminer les pertes et contraintes thermiques. Précisons que ce travail se concentre uniquement sur le mode de conduction continue (CCM), le mode de conduction discontinue (DCM) ne sera pas abordé ici. On suppose également que toutes les valeurs d'inductance sont identiques, donc  $L_1 = L_2 = \dots = L_i = L$ . La modélisation du mode de conduction continu est formulée comme suit :

Ondulation du courant à travers chaque inductance :

$$\Delta I_L = \frac{V_{out}(1 - \alpha)\alpha}{Lf} \quad (9)$$

Ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_{out} = \frac{I_{out}\alpha}{Cf} \quad (10)$$

Ondulation du courant en entrée :

$$\Delta I_{in} = \frac{\alpha \cdot (1 - q\alpha) V_{out}}{Lf} \quad (11)$$

Où  $V_{out}$  est la tension à la sortie du convertisseur,  $\alpha$  est le rapport cyclique,  $L$  est la valeur de l'inductance,  $f$  est la fréquence de commutation pour une cellule,  $C$  est la valeur du condensateur,  $I_{out}$  est le courant de sortie du convertisseur et  $q$  le nombre de cellules. Pour plus de simplifications, (11) n'est valide que lorsque  $(1/q) < \alpha$ .

#### 4.5.2. Rendement

Pour déterminer l'efficacité énergétique du convertisseur, on utilise des modèles analytiques de pertes pour les semi-conducteurs et composants passifs (inductances et condensateur). Ces pertes seront présentées en commençant par les pertes dans les semi-conducteurs, décomposées en pertes par conduction et par commutation. Nous présenterons ensuite les pertes cuivre et fer présentes dans l'inductance. Enfin, une dernière partie sera consacrée à l'étude des pertes dans le condensateur pour finalement établir notre modèle énergétique de convertisseur.

### Modèles de pertes de semi-conducteurs

Concernant les pertes des semi-conducteurs, il existe trois types de pertes :

- Les pertes de commutation lors de l'ouverture du semi-conducteur  $P_{comON}$  ;
- Les pertes de conduction  $P_{cond}$  ;
- Les pertes de commutation lors de la fermeture  $P_{comOFF}$ .

Les pertes totales sont donc calculées comme suit :

$$P_{totsw} = P_{comON} + P_{cond} + P_{comOFF} \quad (12)$$

Les pertes de commutation de la diode sont ignorées. Les seules pertes exprimées ici sont les pertes de conduction, représentées par un circuit équivalent illustré dans la Figure 3 :

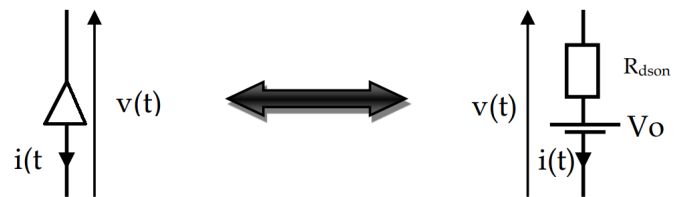


FIG. 3. Circuit équivalent d'une diode

Par conséquent, les pertes de la diode sont exprimées comme suit :

$$P_{cond_d} = R_d \cdot (I_{d_{rms}})^2 + V_0 \cdot I_{d_{moy}} \quad (13)$$

Avec  $I_{d_{rms}}$  et  $I_{d_{moy}}$  le courant efficace et le courant moyen dans la diode,  $R_d$  est la résistance dynamique de la diode, et  $V_0$  est la chute de tension de la diode. Ces deux paramètres dépendent de la température et du courant. Ils sont obtenus à partir des données du fabricant.

Le circuit équivalent d'un transistor en phase de conduction est similaire à celui de la diode. L'expression concernant les pertes de conduction reste presque identique, sauf que la tension de seuil est négligeable, transformant ainsi l'équation (13)

en :

$$P_{cond_t} = R_{ds(ON)} \cdot (I_{t_{rms}})^2 \quad (14)$$

$$\text{avec } I_{t_{rms}} = I_L \sqrt{\alpha} \quad (15)$$

$$\text{donc } P_{cond_t} = R_{ds(ON)} \cdot (I_L)^2 \cdot \alpha \quad (16)$$

Où  $R_{ds(ON)}$  est la résistance dynamique de commutation à l'état de conduction du transistor,  $I_{t_{rms}}$  est le courant efficace, et  $I_L$  est le courant circulant dans l'inductance de chaque cellule.

Les pertes de commutation du transistor correspondent à l'énergie perdue dans les phases d'activation et de fermeture du commutateur. En négligeant les pics de courant et en supposant que les variations de courant et de tension sont linéaires, nous pouvons exprimer les pertes de commutation comme suit :

$$P_{com_t} = \frac{1}{2} \cdot V_{out} \cdot I_{moy} \cdot (t_{ON} + t_{OFF}) \cdot f \quad (17)$$

Avec  $V_{out}$  la tension de sortie du convertisseur,  $I_{t_{moy}}$  le courant maximal circulant dans le transistor,  $t_{ON}$  et  $t_{OFF}$  la durée des phases d'allumage et de blocage, et  $f$  la fréquence de commutation du transistor.

Enfin, les pertes totales des semi-conducteurs sont exprimées comme suit :

$$P_{tot_{sw}} = P_{cond_d} + P_{cond_t} + P_{com_t} \quad (18)$$

Avec  $P_{cond_d}$  les pertes de conduction de la diode,  $P_{cond_t}$  les pertes de commutation du transistor, et  $P_{com_t}$  les pertes de conduction du transistor.

### Modèles de pertes dans les inductances

Les pertes d'inductance sont composées des pertes cuivre dans l'enroulement et des pertes fer créées par le champ magnétique. Les pertes cuivre sont divisées en deux phénomènes : les pertes par effet de peau et les pertes par effet de proximité. La géométrie du fil (cylindrique ou carrée) est supposée ne pas influencer la représentation des pertes. Elle sera modélisée par :

$$P_{cuivre} = (K1 + K2) R_{DC} (I_{L_{rms}})^2 \quad (19)$$

Avec  $K1$  le facteur de résistance pour l'effet de peau et  $K2$  pour l'effet de proximité.  $I_{L_{rms}}$  est le courant efficace (RMS) traversant l'inductance, et  $R_{DC}$  la résistance continue définie par

$$R_{DC} = \frac{\rho \cdot l}{S} \quad (20)$$

Où  $\rho$  est la résistivité du matériau,  $l$  est la longueur du conducteur et  $S$  est la section transversale du conducteur. Le facteur  $K1$  est déterminé en utilisant la formule de Levasseur pour les conducteurs cylindriques [10].

$$K1 = \sqrt[6]{\left(\frac{3}{4}\right)^6 + \left(\frac{S}{Pe \cdot \delta}\right)^6} + \frac{1}{4} \quad (21)$$

Où  $S$  est la section transversale,  $Pe$  est le périmètre du conducteur et  $\delta$  est l'épaisseur de peau définie par

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu_r \pi f}} \quad (22)$$

Où  $\rho$  est la résistivité du matériau,  $\mu_0$  est la perméabilité du vide,  $\mu_r$  est la perméabilité du matériau et  $f$  est la fréquence de commutation.

Les pertes fer dans une inductance sont dues aux pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Elles augmentent avec le carré de la fréquence et la conductivité du matériau. Les pertes par hystérésis sont exprimées en utilisant la formule de Steinmetz :

$$P_{noyau} = k V_{noyau} f^X B_{max}^Y \quad (23)$$

Où  $P_{hys}$  est la perte de puissance,  $f$  la fréquence de commutation,  $V_{noyau}$  le volume du noyau magnétique,  $B_{max}$  est le pic de densité de flux magnétique, et  $k$ ,  $X$  et  $Y$  sont des coefficients spécifiques au matériau utilisé. Cependant, cette formule n'est applicable qu'à un courant alternatif sinusoïdal et n'est donc pas adaptée à notre application. Elle peut être modifiée pour convenir dans ce cas-ci [11] :

$$P_{noyau} = k V_{noyau} \left[ \frac{\Delta B^m}{(2\alpha T)^n} \cdot \alpha + \frac{\Delta B^m}{(2(1-\alpha)T)^n} \cdot (1-\alpha) \right] \quad (24)$$

Où  $\Delta B$  est la variation de l'induction magnétique,  $\alpha$  est le rapport cyclique, et  $T$  est la période de commutation. Les paramètres  $m$  et  $n$  sont des constantes spécifiques au matériau, ils ne sont évidemment pas les mêmes que ceux de l'équation (23), car l'excitation du noyau n'est pas de la même forme. Ils sont pris comme  $k = 1.214$ ,  $m = 1.923$  et  $n = 1.503$ , comme indiqué dans [11]. Lorsque le rapport cyclique est de 50%, cette équation prend la même forme que la formule de Steinmetz (23).

### Pertes de condensateur

Les pertes de condensateur sont exprimées en utilisant un circuit équivalent d'un condensateur avec une résistance équivalente :

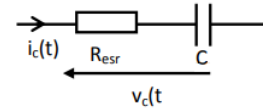


FIG. 4. Circuit équivalent d'un condensateur

Les pertes dans le matériau diélectrique sont généralement représentées par un facteur de dissipation  $\tan \delta_D$  constant en fréquence.

$$P_C = ESR \cdot (I_{C_{rms}})^2 \text{ avec } ESR = \frac{\tan(\delta_D)}{C \cdot \omega} \quad (25)$$

Où  $\tan(\delta_D)$  est le facteur de dissipation constant en fréquence,  $C$  est la capacitance du condensateur, et  $\omega = 2\pi f$  est la pulsation. Les fabricants fournissent des graphiques donnant la valeur de ces paramètres qui dépendent également de la température.

### Pertes totales

Ainsi, l'efficacité énergétique du convertisseur est calculée en utilisant le modèle suivant :

$$\eta = \frac{P_S}{P_S + \Sigma \text{ pertes}} = \frac{P_S}{P_S + q \cdot (P_{tot_{sw}} + P_{copper} + P_{core}) + P_C} \quad (26)$$

#### 4.5.3. Thermique

Nous ne considérons ici que les principales contraintes thermiques associées aux semi-conducteurs. Bien que tous les composants ne soient pas idéaux, ils sont soumis à une élévation de température en raison de leurs pertes. Ces élévations de température sont cependant négligeables par rapport à celles des semi-conducteurs. Le circuit thermique d'un semi-conducteur est représenté par un ensemble de résistances thermiques caractérisant chaque partie du composant. En se basant sur le modèle présenté dans la Figure 5 et en supposant un dissipateur thermique commun, il est possible d'estimer les températures de jonction

du commutateur et de la diode ( $T_{j\_sw}$  et  $T_{j\_d}$ ) d'une cellule élémentaire. Ce modèle prend en compte les pertes totales du commutateur et de la diode ( $P_{sw}$  et  $P_d$ ) en tant que sources de chaleur. Les résistances thermiques (jonction-boîtier :  $Rth_{jc\_sw}$  et  $Rth_{jc\_d}$ , boîtier-dissipateur :  $Rth_{cs\_sw}$  et  $Rth_{cs\_d}$ , dissipateur-air :  $Rth_{sa}$ ) sont utilisées pour simuler les échanges thermiques entre la jonction du semi-conducteur et son boîtier, entre le boîtier et le dissipateur thermique, ainsi qu'entre le dissipateur thermique et l'environnement.

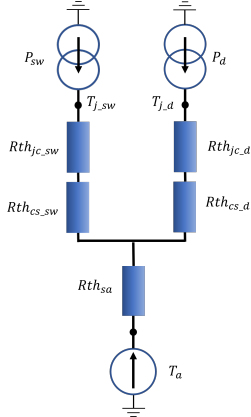


FIG. 5. Modèle thermique d'un semi-conducteur

$$T_{j\_sw} = T_a + (Rth_{jc\_sw} + Rth_{cs\_sw})P_{sw} + q \cdot Rth_{sa}(P_{sw} + P_d) \quad (27)$$

Et pour la diode :

$$T_{j\_d} = T_a + (Rth_{jc\_d} + Rth_{cs\_d})P_d + q \cdot Rth_{sa}(P_{sw} + P_d) \quad (28)$$

## 5. OPTIMISATION

La formulation du problème d'optimisation est décrite dans le Tableau 1, avec notamment comme fonction coût donnée, le volume. Après une étude comparative, notre choix d'algorithme d'optimisation s'est portée sur l'essaim particulaire qui présente le bon compromis entre temps de calcul et complexité de l'algorithme. Les paramètres d'optimisation et les contraintes associées suivent les expressions données précédemment. Le déploiement de l'approche a été fait dans l'environnement MATLAB/SIMULINK en vue de procéder à des simulations.

TABEAU 1. Formalisme du problème d'optimisation

Formalisme	Définition Mathématique
Fonction Coût	$F(X) = Volume_{Archi}$
Variables de dimensionnement	Inductance, Capacité, Fréquence, Puissance PAC Max, Densité magnétique, diamètre fil inductance, nombre de spires inductance, résistance radiateur, surface active PAC, nombre de cellules PAC
Contraintes	<p>Ondulation courant entrée &lt; 10%</p> <p>Ondulation courant dans chaque inductance &lt; 50%</p> <p>Ondulation tension sortie &lt; 10%</p> <p>Température de jonction de l'interrupteur &lt; 130°C</p> <p>Température de jonction de la diode &lt; 130°C</p> <p>Rendement &gt; 80%</p> <p>Tension PAC &lt; 0,8*Tension Bus</p> <p>80%*Puissance PAC Max &gt; Puissance Charge</p> <p>Courant entrée convertisseur &gt; Courant Max PAC</p> <p>Puissance PAC Max &lt; 2*Puissance Charge</p>

## 6. RÉSULTATS

L'étude de la chaîne mono-source se concentre sur un seul point de fonctionnement en faisant varier le nombre de cellules de convertisseur afin d'examiner la réaction du système au niveau de la fonction coût à minimiser. Le cahier des charges choisi coïncide avec la plateforme expérimentale du laboratoire avec les caractéristiques suivantes :

- Tension de sortie : 60 V
- Puissance de la charge : 2000 W
- Nombre de cellules : 1,2,3,4

Les résultats des volumes obtenus sont présentés en Figure 6 lorsque le nombre de cellules de commutation (q) est considéré comme paramètre fixe.

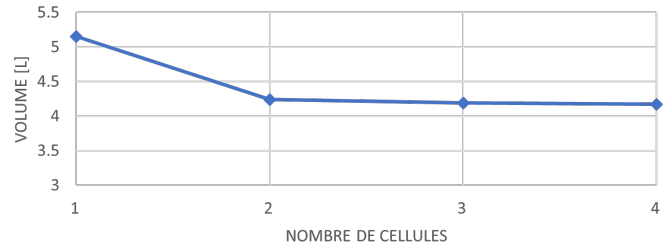


FIG. 6. Évolution du volume du système en fonction du nombre de cellules

Ainsi, l'augmentation du nombre de cellules de commutation au sein du convertisseur montre une nette réduction du volume global (une diminution de 15% sur la chaîne globale et de presque 50% au niveau du convertisseur), surtout lorsqu'on passe d'une à deux cellules. L'étude est réalisée sur une chaîne globale donc une importante partie du volume provient de la PAC (volume imposant) d'où la faible diminution du volume pour le système à trois et quatre cellules. En comparaison, le même graphique prenant en compte seulement le convertisseur entrelacé est donné en Figure 7.

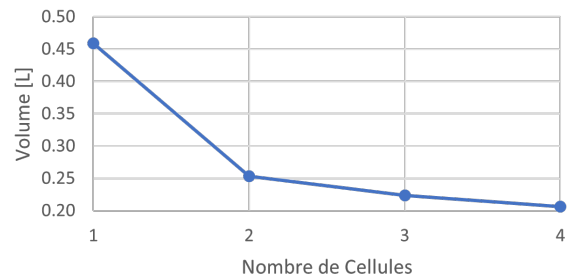


FIG. 7. Évolution du volume du convertisseur en fonction du nombre de cellules

La diminution du volume du convertisseur est essentiellement due à l'utilisation de plus petits semi-conducteurs et inductances. Ceci est possible étant donné que le courant est partagé équitablement entre chaque cellule du convertisseur. D'un point de vue système, l'entrelacement permet un gain substantiel du volume de la chaîne tout en fonctionnant à de meilleurs niveaux de rendement. L'augmentation de la fréquence apparente qui agit sur l'ondulation du courant en entrée de convertisseur permet en outre de préserver la PAC (sensible aux variations brusques de courant). Afin de se rendre compte du potentiel de l'entrelacement, une autre étude consistant à libérer le nombre de cellules (paramètre d'optimisation) et modifier la puissance (différents points de fonctionnement) afin d'examiner le comportement de l'algorithme d'optimisation a aussi été effectué Figure 8.

Cette figure montre qu'il existe un nombre optimal de cellules qui minimise le volume global pour chaque niveau de puissance. Ainsi, pour les niveaux de puissance élevés, l'entrelacement entraîne une réduction significative du volume du convertisseur.



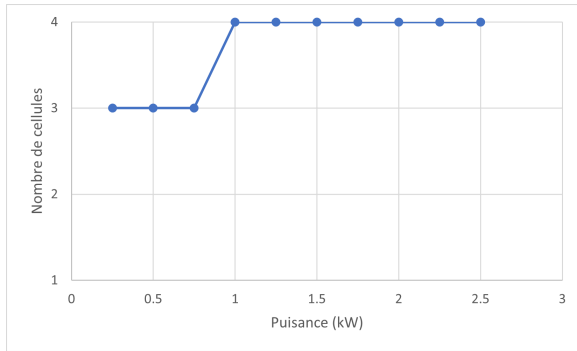


FIG. 8. Nombre optimal de cellules pour différentes puissances de sortie

En revanche, la réduction du gain de volume est négligeable pour des niveaux de puissance faibles.

## 7. CONCLUSIONS

Dans cet article, une première phase d'une approche conception sous contraintes multi-physiques d'une chaîne de conversion dédiée au système PAC en vue d'une architecture hybride est proposée. L'objectif étant d'obtenir un pré-dimensionnement optimal d'une chaîne de puissance intégrant une pile à combustible.

En introduisant la notion d'entrelacement, la méthode adopte une meilleure flexibilité ayant pour conséquence un meilleur respect des contraintes de conception et une amélioration des performances de design. L'approche est basée sur un processus d'optimisation utilisant un algorithme PSO sous des contraintes multi-physiques multiples.

Nos travaux se basent sur des modèles analytiques prenant en compte le nombre de cellules du convertisseur comme paramètre clé dans l'optimisation.

Les résultats montrent une nette diminution du volume global lorsque l'on introduit l'entrelacement au sein du convertisseur. Cette réduction est cependant moins importante lorsqu'on ajoute un grand nombre de cellules de commutation dans le convertisseur.

La suite du travail consistera à développer une approche combinée qui s'appuie sur une optimisation externe multicritère (y compris la modularité) pour le dimensionnement et une optimisation interne pour les considérations système (optimisation énergétique, d'autres indexes de performance, modularité, continuité de service...), le tout en intégrant les cycles d'usage.

## 8. RÉFÉRENCES

- [1] Charles A Ogunbode, Rouven Doran, and Gisela Böhm. Exposure to the ipcc special report on 1.5 c global warming is linked to perceived threat and increased concern about climate change. *Clim Change*, 158 :361–375, 2020.
- [2] PK Senecal, DT Montgomery, and RD Reitz. A methodology for engine design using multi-dimensional modelling and genetic algorithms with validation through experiments. *International Journal of Engine Research*, 1(3) :229–248, 2000.
- [3] Mustafa İnci, Mehmet Büyük, Mehmet Hakan Demir, and Göktürk İlbey. A review and research on fuel cell electric vehicles : Topologies, power electronic converters, energy management methods, technical challenges, marketing and future aspects. *Renew. Sust. Energ. Rev.*, 137 :110648, 2021.
- [4] Mohammad Kabalo, Benjamin Blunier, David Bouquain, and Abdellatif Miraoui. State-of-the-art of dc-dc converters for fuel cell vehicles. In *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Lille, France*, pages 1–6. IEEE, September 2010.
- [5] Ahmad Saudi Samosir and Abdul Halim Mohd Yatim. Simulation and implementation of interleaved boost dc-dc converter for fuel cell application. *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, 1(2) :168–174, 2011.

- [6] Andrew Dicks and D. A. J. Rand. *Fuel cell systems explained*. Wiley, Hoboken, NJ, Third edition edition, 2018.
- [7] Epping Martin and Dimitrios Papageorgopoulos. Doe hydrogen and fuel cells program record. *US Department of Energy, Tech. Rep.*, 2015.
- [8] Klaus Raggl, Thomas Nussbaumer, and Johann W Kolar. Model based optimization of emc input filters. In *2008 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, Zurich, Switzerland*, pages 1–6. IEEE, 2008.
- [9] Kamal Ejjabraoui, Cherif Larouci, Pierre Lefranc, and Claude Marchand. A pre-sizing approach of dc-dc converters, application to design a buck converter for the automotive domain. In *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, China*, pages 517–523. IEEE, 2009.
- [10] Mourad Aitakkache, Philippe Enrici, Daniel Matt, Nadhem Boubaker, and Lorenzo Piscini. Concept, feasibility of cylindrical bar winding for low voltage permanent magnet synchronous motor. *Energies*, 15(4) :1507, 2022.
- [11] Jinjun Liu, T.G. Wilson, R.C. Wong, R. Wunderlich, and F.C. Lee. A method for inductor core loss estimation in power factor correction applications. In *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, page 439–445, Dallas, TX, USA, 2002. IEEE.