

# Intégration de la fiabilité dans la conception sous contraintes multi-physiques des convertisseurs statiques multicellulaires

Mahraz BENDALI (1), Cherif LAROUCI (1), Toufik AZIB (1), Claude MARCHAND (2), Gérard COQUERY (3)

(1) Centre de Recherche de l'ESTACA (CERIE), Pôle Systèmes et Energie Embarqués pour les Transports (S2ET)

(2) Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP), SUPELEC; Université Paris-Sud

(3) Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux (IFSTTAR)

**RESUME** -Ce papier propose d'intégrer la fiabilité prévisionnelle dans une approche de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques entrelacés pour des applications embarquées automobiles. Cette approche est basée sur une optimisation multi-physique permettant de formaliser le choix d'architecture. Elle intègre les contraintes de conception d'une manière progressive et considère l'aspect fiabilité des composants de puissance. La méthode proposée est appliquée à un convertisseur Buck entrelacé embarqué. Elle permet de pré-dimensionner ce convertisseur en déterminant notamment le nombre optimal de cellules sous contraintes: électriques, rendement, thermiques, encombrement et particulièrement la fiabilité qui se retrouve au même niveau que ces dernières pour éliminer tous les risques de faisabilité dès la phase de pré-dimensionnement.

*Mots-clés— Optimisation, Fiabilité, Convertisseur multicellulaire, Méthodologie de conception, Défaillances.*

## 1. INTRODUCTION

L'électronique de puissance trouve une place de plus en plus importante dans différentes applications automobiles. Certaines de ces applications font appel à des niveaux de courants élevés sous faible tension (exemple de charges de l'ordre du kW connectées au réseau de bord 14V) [1]. Pour ce type d'applications, les convertisseurs statiques entrelacés peuvent être une bonne alternative aux convertisseurs conventionnels monocellulaire. En effet des progrès ont été réalisés sur la conception de nouvelles structures de conversion, sur les méthodes de commande et leur implémentation numérique, conduisant à des structures multicellulaires performantes permettant d'assurer une plus grande disponibilité du fait de la reconfiguration, mais la multiplication des composants augmente sensiblement le taux de défaillance de ce type de convertisseurs [2].

En effet la sécurité est l'une des questions clés du développement futur de l'automobile. A l'opposé de l'évolution marquée des structures de conversions et des technologies des composants, la fiabilité de ces convertisseurs reste une contrainte importante qui est à considérer pour la sécurité et le fonctionnement du véhicule. Ainsi, la multiplication des convertisseurs de puissance au sein du

véhicule impose la prise en compte de leurs fiabilités notamment pour des fonctions critiques où il faut assurer une continuité de service.

Ainsi, le bon fonctionnement de ces convertisseurs dépend de plusieurs aspects et domaines physiques couplés. Afin d'assurer leur intégration dans un environnement réel de fonctionnement (le véhicule dans notre cas), plusieurs contraintes doivent être prises en compte lors de la conception (électriques, thermiques, rendement, volume, coût, fiabilité, contrôle, mécanique, ...) [2]–[4]. Par ailleurs, la démarche d'évaluation de la fiabilité consiste à étudier chaque élément du système (semi-conducteur, condensateur, inductances...), notamment la cellule de commutation qui constitue le cœur du convertisseur. La fiabilité du système global résulte ainsi de chacune des entités.

De nombreux travaux traitent de l'évaluation de la fiabilité des convertisseurs de puissance une fois conçus [5]–[7], l'originalité de notre approche est d'intégrer cette contrainte pendant les premières phases de conception. En effet, la méthodologie de pré-dimensionnement permettant de formaliser un choix d'architecture et intégrant progressivement des contraintes multi-physiques avec différents niveaux d'exigences sur la précision des réponses apportées en terme de faisabilité de conception a été développée dans [2], [4]. Celle-ci intégrera aussi au même niveau la contrainte de fiabilité.

Pour réaliser cette approche de pré-dimensionnement, une modélisation analytique est adoptée offrant ainsi un compromis entre le temps de calcul et la précision des résultats. Cette modélisation analytique fait intervenir explicitement le nombre de cellules du convertisseur en vue de l'optimisation. Pour estimer la fiabilité un profil de mission a été défini suivant l'application cible qui permet de reproduire les contraintes de l'application réelles. Ce dernier a été traduit en contraintes multi-physiques pour être intégré dans la démarche de conception.

Dans un premier temps, le principe de l'approche de conception proposée est expliqué. Après, un exemple d'un convertisseur entrelacé utilisé comme support d'étude est présenté et modélisé en considérant plusieurs contraintes multi-

physiques. Un focus est effectué par la suite sur l'aspect fiabilité en vue de l'intégrer dans la méthodologie de conception en se basant sur un profil de mission donné. Finalement, des résultats de pré-dimensionnement du convertisseur étudié sont présentés et discutés.

## 2. DEMARCHE DE CONCEPTION

La démarche de conception consiste à partir d'un cahier des charges de l'application cible, de traduire ces impératives en contraintes multi-physiques pour les intégrer ensuite dans le processus d'optimisation, un re-bouclage automatique est réalisé sur le choix du nombre de cellules du convertisseur entrelacé étudié (fig. 1).

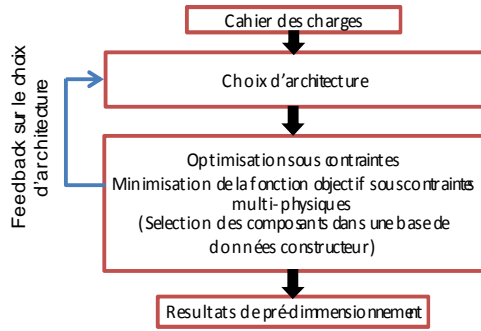


Fig.1 Principe de la démarche de conception

Les contraintes multi-physiques sont évaluées à chaque configuration candidate [2]–[4], la nouvelle contrainte de fiabilité est intégrée à la deuxième étape au même niveau que les autres contraintes, dans le but d'estimer le taux de défaillances de chacune des configurations de pré-dimensionnement proposées.

L'estimation de la fiabilité est faite sur la base des composants choisis auxquels on applique un profil de mission pour calculer les contraintes subies (particulièrement les contraintes thermiques générées par les sollicitations en puissance du convertisseur). Cette transformation du profil de mission en contraintes résultantes sur les composants alimente des modèles de fiabilité qui évaluent un taux de défaillance voir une durée de vie.

### 2.1. Structure étudiée

La structure considérée dans notre cas est un convertisseur Buck entrelacé constitué de cellules élémentaires identiques interconnectées en parallèle par l'intermédiaire d'inductances indépendantes. Ces cellules partagent le même condensateur de sortie et le même filtre d'entrée (fig. 2).

Le fonctionnement de ce convertisseur repose sur le même principe que le fonctionnement d'un convertisseur abaisseur classique [6]. Dans le cas du convertisseur entrelacé, le contrôle de chaque cellule est décalé par  $T_s/q$  ( $T_s$ : période de commutation,  $q$ : nombre de cellules) en lien avec les autres cellules.

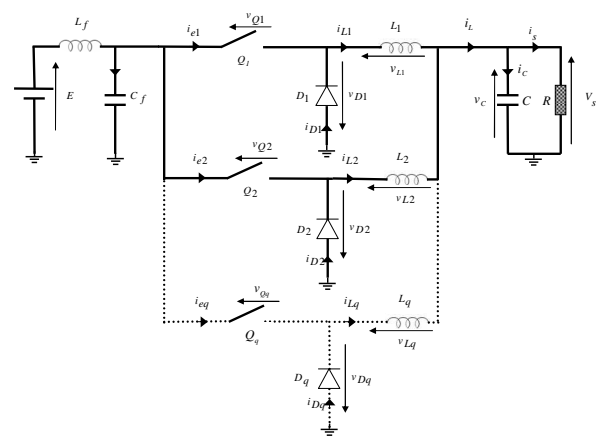


Fig.2 Structure d'un Buck entrelacé parallèle à q cellules

### 2.2. Modélisation multiphysique

La modélisation analytique multi-physique de ce convertisseur a été effectuée et validée par simulation numérique ou à partir de données constructeurs. Les contraintes électriques, thermiques, de rendement et de volume sont modélisées; ces modèles mettent en évidence le nombre de cellules en tant que paramètre clé. Les modèles multi-physiques de ce convertisseur entrelacé sont adoptés dans l'approche de conception proposée en utilisant la procédure d'optimisation.

#### 2.2.1. Modèle électrique

Les contraintes électriques considérées dans la modélisation sont les ondulations de courant et de la tension à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Pour cela les paramètres sont exprimés à travers les ondulations de tension des condensateurs d'entrée et de sortie, l'ondulation de courant dans les inductances d'entrée et de sortie, ainsi que l'ondulation de courant de sortie résultant.

Les modèles liés aux autres paramètres électriques tels que les moyennes, RMS et les courants maximaux sont également développés pour calculer les pertes, les caractéristiques thermiques et de volume.

Considérant l'analyse fonctionnelle de la structure entrelacée, les expressions analytiques suivantes sont établies:

Ondulation de courant dans la cellule élémentaire ( $\Delta I_{Li}$ ):

$$\Delta I_{Li} = \frac{(1-\alpha) \cdot \alpha \cdot E}{L_i \cdot F_s} \quad (1)$$

Ondulation des courants de sortie ( $\Delta I_L$ ) et d'entrée ( $\Delta I_{Lf}$ ):

$$\Delta I_L = \frac{(1-q \cdot \alpha) \cdot \alpha \cdot E}{L_i \cdot F_s} = \frac{(1-q \cdot \alpha) \cdot \alpha \cdot E}{L \cdot F_s} \quad (2)$$

$$\Delta I_{Lf} = \frac{\Delta V_{Cf}}{8 \cdot q \cdot L_f \cdot F_s} \quad (3)$$

Ondulation de tension à la sortie ( $\Delta V_C$ ) et à l'entrée ( $\Delta V_{Cf}$ ):

$$\Delta V_C = \frac{\Delta I_s}{8 \cdot C \cdot q \cdot F_s} \quad (4)$$

$$\Delta V_{Cf} = \frac{\alpha \cdot (1-q \cdot \alpha) \cdot I_o}{C_f \cdot F_s} \quad (5)$$

Avec :

E: tension d'entrée.  $\alpha$ : rapport cyclique.

$F_s$ : fréquence de commutation.

C: condensateur du filtre de sortie.

$L_i$  ( $i=1, 2, \dots, q$ ): inductances élémentaires (supposées identiques:  $L_i=L$ ).

$L_f$  et  $C_f$ : inductance et condensateur du filtre d'entrée.

### 2.2.2. Modèle des pertes

Les modèles analytiques des pertes sont adoptés afin d'exprimer la contrainte de rendement du convertisseur.

- Pertes dans les semi-conducteurs

Dans notre cas, les modèles considérés tiennent compte des pertes par conduction et par commutation pour les MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) et diode Schottky. Ces pertes de semi-conducteurs sont calculées comme suit:

Partes par conduction (MOSFET):

$$P_{\text{cond}} = R_{\text{on}}(T_j) \cdot I_{\text{rms}}^2 \quad (6)$$

Partes par commutation (MOSFET)::

$$P_{\text{sw}} = \frac{1}{2} \cdot V_{\text{max}} \cdot I_{\text{max}} \cdot (T_{\text{on}} + T_{\text{off}}) \cdot F_s \quad (7)$$

$$P_{\text{condDiode}} = R_{\text{on}} \cdot I_{\text{rms}}^2 + V_D(T_j) \cdot I_{\text{mean}} \quad (8)$$

Avec :

$R_{\text{on}}$ : la résistance dynamique dépendant de la température de jonction du semi-conducteur.

$I_{\text{rms}}$ ,  $I_{\text{mean}}$ ,  $I_{\text{max}}$  et  $V_{\text{max}}$ : respectivement la valeur efficace du courant, la valeur moyenne du courant, le courant maximale et la tension maximale.  $T_{\text{on}}$  et  $T_{\text{off}}$  sont les temps de commutation.

$V_D$  est la tension de la diode qui dépend de la température de jonction.

A noter que les pertes par commutation sont négligées pour la diode Schottky diode.

- Pertes dans les inductances

Les pertes dans une inductance élémentaire sont composées des pertes fer et des pertes cuivre.

En effet, les pertes fer sont évaluées avec le modèle de Steinmetz (9) [7].

$$P_{\text{fer}} = C_m \cdot F_s^x \cdot B^y \quad (9)$$

Avec :  $P_{\text{fer}}$ : les pertes fer.

B: densité du flux.

$C_m$ ,  $x$  and  $y$  sont des coefficients dépendants de la technologie des matériaux, du circuit magnétique, de la fréquence et la température de fonctionnement. Ces

coefficients sont extraits des fiches techniques à une température de 100°C.

Par ailleurs, pour évaluer les pertes cuivre le modèle suivant est utilisé (10):

$$P_{\text{cuivre}} = R_L \cdot I_{\text{rms}}^2 \quad (10)$$

Dans ce modèle, l'effet de peau est considéré par la résistance équivalente  $R_L$  [8].

- Pertes dans les condensateurs

Les pertes sont calculées en utilisant le modèle suivant :

$$P_c = R_c \cdot I_{\text{rms}}^2 \quad (11)$$

Avec:  $R_c$  la résistance série équivalente.

Finalement le rendement du convertisseur est exprimé par :

$$\eta = \frac{P}{P+q \cdot (P_s+P_D+P_L)+P_{L_f}+P_{C_f}+P_c} \quad (12)$$

Avec:  $P_s$ ,  $P_D$ ,  $P_L$ ,  $P_{L_f}$ ,  $P_{C_f}$  et  $P_c$  sont respectivement les pertes dans: MOSFET, Diode Inductance de sortie, inductance d'entrée, condensateur d'entrée et condensateur de sortie.

### 2.2.3. Modèle thermique

Pour évaluer la température de jonction, on considère un radiateur thermique partagé par les composants pour toutes les cellules. Les pertes totales des MOSFET et les diodes ( $P_s$  et  $P_D$ ) sont considérées comme source de chaleur et les échanges thermiques sont modélisés par les résistances thermiques.

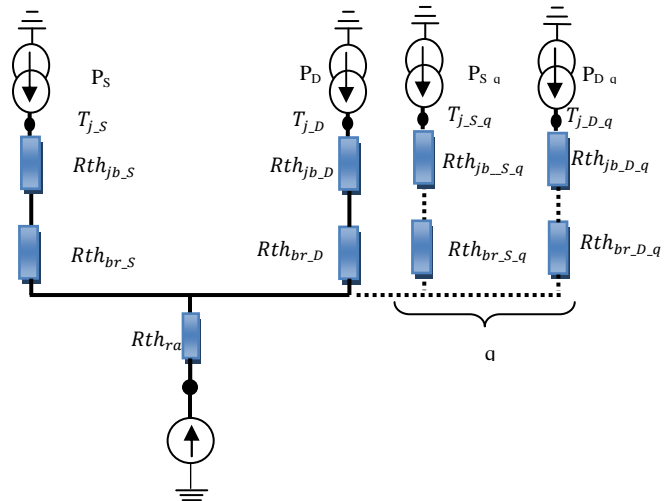


Fig.3 Circuit électrique équivalent de la modélisation thermique du MOSFET, diode et radiateur.

Par conséquent, en connaissant la température ambiante  $T_a$  et en négligeant l'effet mutuel entre les semi-conducteurs, La température de jonction du MOSFET et de la diode ( $T_{j_s}$  et  $T_{j_D}$ ) peut être exprimée à partir du schéma équivalent de la figure 3 par :

$$T_{j_s}(q) = T_a + (Rth_{j_b_s} + Rth_{br_s}) \cdot P_s(T_{j_s}) + Rth_{ra} \cdot q \cdot [P_s(T_{j_s}) + P_D(T_{j_s})] \quad (13)$$

$$T_{jD}(q) = T_a + (Rth_{jb\_D} + Rth_{br\_D}) \cdot P_{D(T_{js})} + Rth_{ra} \cdot q \cdot [P_{S(T_{js})} + P_{D(T_{js})}] \quad (14)$$

Durant l'optimisation, les résistances thermiques des composants sont fixes. Cependant la résistance thermique radiateur-air du radiateur thermique ( $Rth_{ra}$ ) est calculée pour assurer une valeur de la température de jonction inférieure à la limite fixée à 130°C dans notre cas.

#### 2.2.4. Modèle du volume

Le volume est considéré comme un objectif à minimiser dans le convertisseur. Pour cela, des modèles analytiques sont développés pour estimer le volume des inductances, des condensateurs et le radiateur.

- Volume des inductances

Pour les inductances, quatre technologies sont considérées (Ferrite, poudre de fer, MPP et High Flux). Le volume ( $Vol_L$ ) d'une inductance (L) peut être estimé par [9]:

$$Vol_L = K_V \cdot \left( K_b \cdot \frac{L \cdot I_{max} \cdot I_{rms}}{B_{max}} \right)^{\frac{3}{4}} \quad (15)$$

Avec:  $B_{max}$  et J: Densité de flux max et densité de courant  
 $K_V$ : coefficient géométrique symbolisant la forme du circuit magnétique.  
 $K_b$ : coefficient d'ouverture.

- Volume des condensateurs

Le volume des condensateurs est exprimé en considérant trois technologies (film, tantale et électrolytique aluminium) par le modèle qui est fonction de la capacitance.

$$Vol_C = k_1 \cdot C^3 + k_2 \cdot C^2 + k_3 \cdot C \quad (16)$$

Les coefficients  $k_i$  ( $i = 1$  to 3) dépendent de la technologie et de la tension appliquée. Ils sont identifiés à partir des fiches techniques.

- Volume des semi-conducteurs

Le volume du radiateur est considéré comme le volume total des semi-conducteurs, ce volume peut être exprimé par le modèle suivant :

$$Vol_{hs} = K_1 \cdot Rth_{hs}^{K_2} \cdot h \cdot e \quad (17)$$

Avec:  $K_1$  et  $K_2$  coefficients qui dépendent de la forme du radiateur.

'h' et 'e' la longueur et l'épaisseur du radiateur.

$Rth_{hs}$  est la résistance thermique du radiateur.

Ces paramètres sont identifiés à partir des fiches techniques.

### 3. PRISE EN COMPTE DE LA CONTRAINTE DE FIABILITE

Pour estimer la fiabilité en l'électronique de puissance il faut générer les modèles de dégradation des composants. Dans ce cadre on peut s'appuyer sur des données issues de tests accélérés sur les composants [5], [8] ou sur des recueils de fiabilité [9], [10]. Dans ce papier et ayant comme premier objectif le développement d'une méthodologie de conception intégrant la fiabilité, nous avons opté pour une estimation à partir des recueils.

#### 3.1. Modèle de la fiabilité FIDES

La fiabilité du convertisseur est construite à partir de l'analyse des taux de défaillance des composants sans considérer la redondance du convertisseur. Par conséquent, on peut supposer que le convertisseur est défaillant si un des composants est défaillant. La fiabilité globale  $R_{tot}(t)$  du convertisseur est déterminée comme étant le produit des fiabilités  $R_i(t)$  de chaque composant [5], [10].

$$R_{tot}(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t) \quad (18)$$

n est le nombre de composants

Le calcul de la fiabilité est caractérisé par le taux de défaillance  $\lambda$ , qui est exprimé en FIT (Failures in Time) :

$$\lambda = \frac{\text{Défaillances}}{10^9 \text{ Heures}} \quad (19)$$

Avec cette hypothèse, le taux de défaillance a une valeur constante. Le taux de défaillance total du système, constitué par les composants, est la somme de tous les taux de défaillance des composants :

$$\lambda_{tot} = \sum_{i=1}^n \lambda_i \quad (20)$$

Le temps moyen jusqu'à défaillance (MTTF) est utilisé pour indiquer la fiabilité. Il est calculé facilement suivant l'équation (4) :

$$MTTF = \frac{1}{\lambda_{tot}} \quad (21)$$

Le modèle de durée de vie utilisé est celui décrit dans le recueil de fiabilité FIDES [11]. En effet ce modèle est considéré plus optimiste que les autres recueils. Il prend en compte la plus part des facteurs d'application et d'environnement influant sur le convertisseur (électrique, thermique, humidité, mécanique et chimique).

Le modèle global décrit dans le recueil FIDES est composé de trois facteurs principaux :

$$\lambda = \lambda_{physique} * \pi_{PM} * \pi_{Process} \quad (22)$$

Un facteur processus  $\pi_{Process}$ , lié la qualité et la maîtrise technique du processus de développement, de fabrication et d'utilisation du composant.

Un facteur lié à la fabrication  $\pi_{PM}$ , traduit la qualité et la maîtrise technique de fabrication du composant.

La contribution physique  $\lambda_{physique}$  liée aux sollicitations et les technologies des composants et de l'application :

Vu que dans notre gamme de puissance moyenne, la maîtrise de la fabrication et de l'utilisation sont supposées effectives, les facteurs liés au processus et à la fabrication ont été fixés aux valeurs par défaut dans la suite de l'étude

La contribution physique dans FIDES repose sur le principe d'un taux de défaillance constant de base associé à chaque composant pondéré par des facteurs d'accélération qui dépendent de l'application.

$$\lambda_{physique} = \sum_i^{phases} \left( \frac{t_{annuel}}{8760} \right) * \left( \begin{matrix} \lambda_{0th} * \pi_{thermique} \\ + \lambda_{0TCyBoitier} * \pi_{TCyBoitier} \\ + \lambda_{0TCyJoint brasés} * \pi_{TCyJoints brasés} \\ + \lambda_{0RH} * \pi_{RH} \\ + \lambda_{0Méca} * \pi_{Méca} \end{matrix} \right) * (\pi_{Induit})_i \quad (23)$$

La contribution physique est calculée pour chaque phase de fonctionnement sur une durée d'une année calendaire, l'unité des paramètres (durée) est en heure calendaire et le profil de mission est annuel.

Le facteur induit représente la contribution des surcharges accidentelles. Le calcul des facteurs d'accélération physique est fait suivant les tables fournies dans le recueil. Les contributions physiques prises en compte sont :

- La thermiques
- Le cyclage thermique du boitier.
- Le cyclage thermique des joints brasés.
- La contribution de l'humidité
- La contribution des vibrations mécaniques

Pour illustrer ce calcul, la table 1 est l'exemple d'un composant MOSFET avec un boitier de type TO220 :

Tableau 1. Exemple de taux de défaillances de base Boitier TO220

Taux de défaillances de base Boitier TO220				
Thermique	Cyclage Boitier	Cyclage Joints brasures	Humidité	Mécanique
$\lambda_{0th}$	$\lambda_{0TCyBoitier}$	$\lambda_{0CyJoint brasés}$	$\lambda_{0RH}$	$\lambda_{0Méca}$
0.0202	0.00303	0.01515	0.0589	0.0003

Les facteurs d'accélération liés à l'application sont calculés selon les données des tables fournies dans le recueil en lien avec les paramètres des sollicitations multi-physiques du convertisseur.

### 3.2. Profil de mission

Le profil de mission est une donnée fondamentale dans l'estimation de la fiabilité des convertisseurs de puissance. Il permet de déterminer les contraintes subies par les composants constituant le convertisseur[5], [12].

Dans notre cas un profil de mission pour une application réseau de bord d'un véhicule électrique/hybride a été considéré (fig. 4).

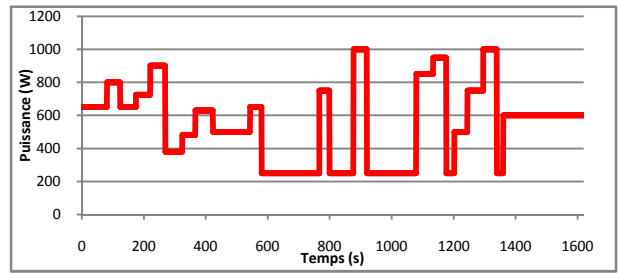


Fig.4 Profil de mission en puissance d'un réseau de bord

Le profil de mission est utilisé dans ce cas pour calculer les contraintes thermiques sur les semi-conducteurs de puissance (traduction du profil de mission en variations de température de jonction). Un comptage de cycle est effectué avec la méthode Rainflow [13], [14] qui permet d'identifier tous les cycles de températures et de les classer selon l'amplitude, valeur moyenne, durée des cycles...etc. Ces cycles alimentent les modèles de fiabilité de chaque composant. Un exemple des cycles de température obtenus en appliquant le profil de mission précédent est donné dans la figure 5.

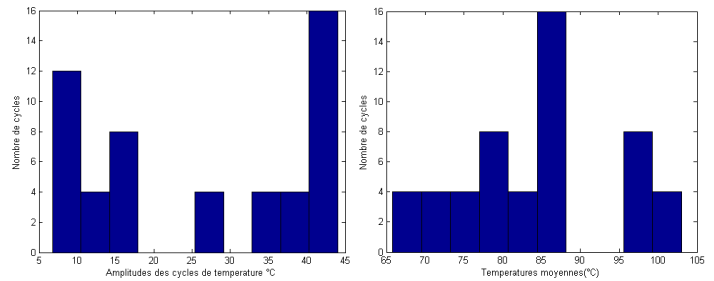


Fig. 5 : Distributions des cycles issues du profil de mission

## 4. RESULTATS

Les résultats de pré-dimensionnement de la structure étudiée sont présentés en deux étapes. Dans un premier temps, la fiabilité a été évaluée pour un convertisseur optimisé sans considérer la contrainte de fiabilité.

Dans un deuxième temps, la fiabilité sera intégrée dans la méthodologie de conception comme contrainte au même niveau que les autres contraintes.

### 4.1. Evaluation de la fiabilité du convertisseur optimisé

Les contraintes considérées pour le pré-dimensionnement du convertisseur sont résumées ci-dessous :

Rendement:  $\geq 80\%$ , contrainte thermique:  $T_j \leq 130^\circ\text{C}$  avec une température ambiante  $30^\circ\text{C}$ . Ondulations des tensions et courants entrées-sorties  $\leq 10\%$  de la valeur moyenne, contrainte CEM : norme ISM 55011, l'objectif à minimiser est le volume global du convertisseur.

La fiabilité a été évaluée pour différents niveaux de puissance. Le tableau ci-dessous résume ces résultats par composant ainsi que pour le convertisseur complet.

Tableau 2. Résultats évaluation de la fiabilité

Puissance (kW)	Taux de défaillances (FIT)			Durée de vie convertisseur (ans)
	MOSFETs	Diodes	Convertisseurs	
0,5	9500,88	5458,49	29918,74	0,38
0,75	736,80	583,39	3960,56	2,88
1	148,79	138,57	1149,47	9,93
1,25	41,06	44,67	342,93	33,29
1,5	25,18	46,21	285,56	39,98

Les résultats montrent l'effet du dimensionnement sur la durée de vie. En effet, comme la puissance maximale du profil de mission est de 1kW ; quand le convertisseur est sous-dimensionné la durée de vie se retrouve fortement réduite, mutuellement, quand le convertisseur est surdimensionné la durée de vie est meilleure mais le volume associé à ces niveaux de puissance est fort pénalisant pour l'application. L'intégration de la contrainte dans la démarche d'optimisation permettra de respecter le cahier des charges du domaine automobile en termes de fiabilité (15 ans) et de trouver un compromis entre le dimensionnement et la durée de vie dédié à l'application.

#### 4.2. Intégration de la fiabilité dans la méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation

Les résultats de pré-dimensionnement par optimisation en considérant la fiabilité comme contrainte sont présentés ici, afin de valider la méthodologie.

Pour illustrer les apports de l'approche de conception en termes de fiabilité, on a procédé à plusieurs optimisations. Pour ces optimisations les valeurs initiales sont issues d'un convertisseur optimisé sous contraintes multi physiques sans fiabilité [4], puis la fiabilité a été ajoutée comme contrainte supplémentaire pour respecter une durée de vie supérieur à 15 ans. Pour optimiser la fiabilité un profil de mission a été appliqué, le profil à une puissance maximale de 1kW.

Le cahier des charges et les autres contraintes sont restés identiques au premier test.

Les durées de vie obtenues après chaque optimisation sont présentées sur la figure 6 en comparaison avec les valeurs de référence ou la fiabilité n'a pas été optimisée

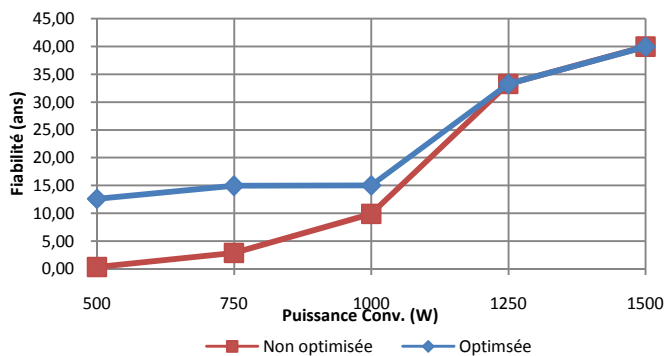


Fig. 6 Durée de vie du convertisseur

Les résultats montrent que la contrainte de fiabilité a été respectée au-dessus de 15 ans sauf pour la puissance de 500W limitée par la base de données utilisée.

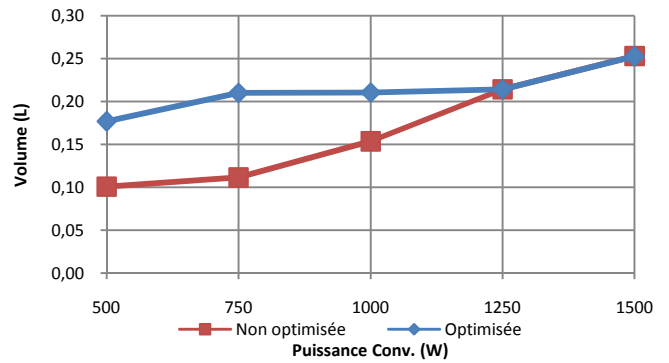


Fig. 7 Volume avec optimisation de la fiabilité et sans optimisation

Le volume obtenu est représenté sur la figure 7, ces résultats montrent que pour améliorer la fiabilité le volume est directement affecté, améliorer la fiabilité augmente le volume global du convertisseur. Un autre aspect est l'évolution en nombre de cellule due à la contrainte de fiabilité (fig. 8) :

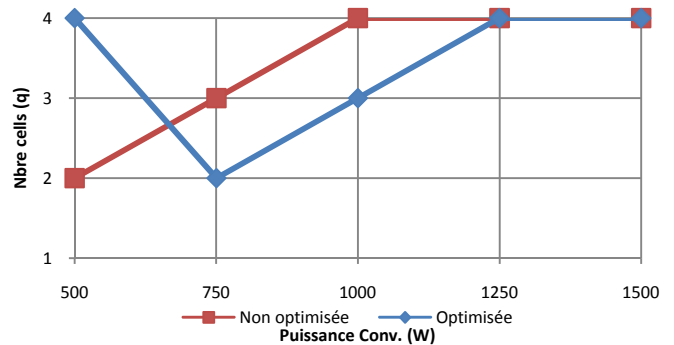


Fig. 8 Variation du nombre de cellules avec et sans optimisation de la fiabilité

Pour les puissances élevées (1.25-1.5 kW), la contrainte de fiabilité est déjà respectée; les résultats obtenus restent inchangés après introduction de cette contrainte. Pour les autres puissances (0.75-1 kW) le nombre de cellules a été réduit pour diminuer le nombre de composant et par ce fait le taux de défaillance du convertisseur. Un cas spécial pour la puissance de 500W ou le nombre de cellules est à son maximum, cela est dû au fait que le convertisseur avec le profil imposé doit supporter une puissance double à celle qu'il a été dimensionné (un fonctionnement très contraignant).

L'évolution du rendement, de la fréquence et de la température de jonction (calculé à la puissance max du convertisseur) sont représentées sur le tableau 3 :

Tableau 3. Caractéristique avant et après l'optimisation de la fiabilité

Puissance (kW)	Rendement (%)		Fréquence (kHz)		Tj (°C)	
	Réf	Optimisée	Réf	Optimisée	Réf	Optimisée
0,5	0,83	0,95	143,49	20,20	113,70	69,28
0,75	0,82	0,88	69,71	90,00	121,81	89,08
1	0,94	0,91	34,96	39,92	127,09	129,81
1,25	0,92	0,93	24,06	24,05	127,21	127,21
1,5	0,93	0,94	22,32	22,28	129,85	129,84

L'analyse de résultats montre que l'optimisation améliore la fiabilité du convertisseur en agissant sur les paramètres suivants :

- Fréquence : en agissant sur la fréquence les pertes sont affectées pour ainsi réduire la température des composants
- Nombre de cellules : en agissant sur le nombre de cellules on réduit le nombre de composants et de ce fait le taux de défaillance des composants. D'un autre côté le changement de nombre de cellules change le calibre des composants à utiliser.
- Le volume (volume du radiateur) ; en agissant sur le volume de radiateur, on agit directement sur la température de jonction des semi-conducteurs qui se retrouve réduite pour diminuer les cycles qui impactent la fiabilité de ces derniers.

## 5. CONCLUSION

Une approche de conception par optimisation de convertisseurs DC-DC entrelacés a été proposée dans ce papier. Pour ce faire, un convertisseur abaisseur multicellulaire a été utilisé comme support d'étude. La contrainte de fiabilité a été considérée en deux manières : d'abord une estimation pour un convertisseur déjà pré-dimensionné puis une intégration dans la méthodologie de conception par optimisation en considérant la fiabilité au même niveau que les autres contraintes. L'objectif est de déterminer l'apport de la fiabilité sur la conception lorsqu'elle est prise en compte dès la phase de pré-dimensionnement.

Les résultats après intégration de la fiabilité montrent l'influence de cette dernière sur la méthodologie de conception. En effet, elle offre un degré de liberté supplémentaire permettant aux designers d'avoir une solution adéquate et pertinente dans le choix d'une architecture et des composants associés pour répondre aux exigences d'un cahier des charges.

## 6. REMERCIEMENTS

Les auteurs remercient chaleureusement l'institut « VeDeCoM » pour le financement de ces travaux.

## 7. REFERENCES

[1] A. Emadi, Y. J. Lee, et K. Rajashekara, « Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 6, p. 2237 -2245, juin 2008.

[2] M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, et G. Coquery, « Design of Interleaved Power Converters under Volume, Efficiency and Thermal Constraints », in *PCIM Europe Conference (Power Conversion Intelligent Motion)*, Nuremberg, Germany, 2013, p. 1316-1323.

[3] K. Ejjabraoui, C. Larouci, P. Lefranc, et C. Marchand, « Presizing Methodology of DC-DC Converters Using Optimization Under Multiphysics Constraints: Application to a Buck Converter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 7, p. 2781 -2790, juill. 2012.

[4] M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, et G. Coquery, « Design Methodology with Optimization of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application », in *IEEE EUROCON 2013*, Zagreb, Croatia, 2013.

[5] M. Ciappa, « Lifetime prediction on the base of mission profiles », *Microelectron. Reliab.*, vol. 45, n° 9-11, p. 1293-1298, sept. 2005.

[6] P. Solomalala, J. Saiz, M. Mermet-Guyennet, A. Castellazzi, M. Ciappa, X. Chauffleur, et J. P. Fradin, « Virtual reliability assessment of integrated power switches based on multi-domain simulation approach », *Microelectron. Reliab.*, vol. 47, n° 9-11, p. 1343-1348, sept. 2007.

[7] M. Ciappa et W. Fichtner, « Lifetime prediction of IGBT modules for traction applications », in *Reliability Physics Symposium, 2000. Proceedings. 38th Annual 2000 IEEE International*, 2000, p. 210-216.

[8] T. Kovaltchouk, J. Aubry, B. Multon, et H. Ben Hamed, « Influence of IGBT Current Rating on the Thermal Cycling Lifetime of a Power Electronic Active Rectifier in a Direct Wave Energy Converter », in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications*, Lille, France, 2013, p. pp.1,10.

[9] J. J. Marin et R. W. Pollard, « Experience report on the FIDES reliability prediction method », in *Reliability and Maintainability Symposium, 2005. Proceedings. Annual, 2005*, p. 8 - 13.

[10] D. Hirschmann, D. Tissen, S. Schroder, et R. W. De Doncker, « Reliability Prediction for Inverters in Hybrid Electrical Vehicles », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 6, p. 2511 -2517, nov. 2007.

[11] M. Held et K. Fritz, « Comparison and evaluation of newest failure rate prediction models: FIDES and RIAC 217Plus », *Microelectron. Reliab.*, vol. 49, n° 9-11, p. 967-971, sept. 2009.

[12] D. Hirschmann, D. Tissen, S. Schroder, et R. W. De Doncker, « Inverter design for hybrid electrical vehicles considering mission profiles », in *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, 2005, p. 6 pp.

[13] S. D. Downing et D. F. Socie, « Simple rainflow counting algorithms », *Int. J. Fatigue*, vol. 4, n° 1, p. 31-40, janv. 1982.

[14] A. Niesłony, « Determination of fragments of multiaxial service loading strongly influencing the fatigue of machine components », *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, n° 8, p. 2712-2721, nov. 2009.