



HAL
open science

Modèle thermique réduit appliqué à une carte électronique de puissance

Hazem Ben Aissia, Jacques Jay, Ronnie Knikker, Shihe Xin

► **To cite this version:**

Hazem Ben Aissia, Jacques Jay, Ronnie Knikker, Shihe Xin. Modèle thermique réduit appliqué à une carte électronique de puissance. Société Française de Thermique, May 2017, Marseille, France. hal-01761253

HAL Id: hal-01761253

<https://hal.science/hal-01761253>

Submitted on 8 Apr 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Modèle thermique réduit appliqué à une carte électronique de puissance

Hazem Ben Aissia*, Jacques Jay, Ronnie Knikker, Shihe Xin

UnivLyon, CNRS, INSA-Lyon, CETHIL UMR5008, F-69621, Villeurbanne, France

*Auteur correspondant : Hazem Ben Aissia (hazem.ben-aissia@insa-lyon.fr)

Résumé - Un modèle thermique réduit d'un module électronique de puissance a été développé dans le cadre d'un projet européen (I²MPECT : Integrated Intelligent Modular Power Electronic Converter). L'objectif de ce projet est de concevoir et de fabriquer un convertisseur DC/AC haute puissance (45 kW) dans le domaine de l'aéronautique. Pour optimiser la durée de vie du module de puissance, une surveillance thermique est indispensable. C'est dans ce but qu'un modèle thermique réduit basé sur la projection de Galerkin et la POD (Proper Orthogonal Decomposition) a été développé. Le passage du modèle éléments finis (MEF) au modèle réduit (MR) montre une diminution significative de la taille du système linéaire à résoudre, le nombre de modes spatiaux retenus est de l'ordre de 4. Cette réduction est adaptée pour une intégration dans des systèmes embarqués. Les résultats obtenus par le MR vérifient d'une manière convenable ceux obtenus par le MEF dans le cas d'une évolution temporelle de la puissance dissipée.

Nomenclature

C_p	capacité calorifique massique, J/kg/°C	<i>Symboles grecs</i>	
h	coefficient d'échange convectif, W/°C/m ²	λ	valeur propre
k	conductivité thermique, W/°C/m	Φ	matrices des modes propres
m	nombre de nœuds du maillage	$\vec{\varphi}_i$	vecteur propre
N	nombre d'instants temporels	ρ	masse volumique, kg/m ³
N_e	nombre d'éléments tétraédriques	<i>Indices et exposants</i>	
T	température, °C	i, j, l	indices de numérotation
t	temps, s	r	nombre des modes retenus

1. Introduction

La fiabilité des composants électroniques de puissance, par exemple des transistors de commutation, dépend de la température. Des analyses de fiabilité montrent que 55% des pannes dans les convertisseurs proviennent d'une surchauffe des composants électroniques [1]. Une stratégie de monitoring (surveillance) de la température des composants électroniques est donc nécessaire pour prédire à l'avance une éventuelle détérioration des composants électroniques de puissance et pour optimiser la durée de vie du module de puissance. Dans le cadre d'un projet européen (I²MPECT : Integrated Intelligent Modular Power Electronic Converter), nous étudions le monitoring thermique d'un convertisseur DC/AC haute puissance (45 kW) pour le domaine de l'aéronautique. Ce suivi impose une mesure de la température des composants électroniques, dans ce cas présent, ces composants se trouvent être des transistors de type MOSFET en technologie SiC. Cette mesure utilise un modèle thermique réduit.

Le modèle thermique que nous avons retenu permet de relier la température des transistors aux conditions aux limites et aux conditions initiales. Les modèles numériques les plus répandus sont les modèles nodaux [2], [3] et les modèles éléments finis (MEFs) [4], [5]. La

première variante possède un temps de calcul très court mais sa précision est plus faible que le MEF. Par ailleurs, les MEFs admettent une haute précision mais sont inadéquats pour des applications en temps réel vu leur temps de calcul élevé. Le modèle qu'on propose regroupe la précision d'un MEF avec le temps de calcul d'un modèle nodal. Ce compromis bonne précision-faible temps de calcul, fait que ce modèle réduit est adapté au monitoring thermique de carte électronique. Ce modèle possède comme paramètres d'entrée la puissance dissipée dans chaque transistor, le coefficient d'échange thermique du système de refroidissement et la température de l'air de refroidissement, et fournit le champ de température en chaque point de la carte. Le formalisme mathématique de la réduction du MEF est basé sur la POD (Proper Orthogonal Decomposition) et la projection de Galerkin.

Après avoir décrit le type de carte électronique sur lequel l'étude a porté et avoir rappelé quelques notions sur les éléments finis, la méthode de réduction sera détaillée et enfin, des résultats comparatifs seront donnés.

2. Système étudié

Le système étudié est un convertisseur DC/AC monophasé contenant 12 transistors type MOSFET. Ces douze transistors sont soudés sur le circuit imprimé ou DBC (Direct Bonded Copper) qui est l'assemblage de trois couches (cuivre/céramique/cuivre) comme le montre la figure 1. La carte électronique mesure 83 mm de longueur, 34 mm de largeur et 2 mm d'épaisseur.

Cette carte électronique est refroidie par la combinaison d'un diffuseur de chaleur et des ailettes. Le rôle du diffuseur est de diminuer la densité de puissance provenant du DBC pour la rendre plus homogène à la base des ailettes. Cette chaleur est ensuite évacuée par convection forcée. Le comportement thermique des ailettes sera modélisé par un coefficient d'échange équivalent et par la température de l'air de refroidissement. Les valeurs de ces deux paramètres ont été fixés à $h_{\text{éq}} = 3752 \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$ et à $T_{\text{amb}} = 85 \text{ } ^\circ\text{C}$ en utilisant un modèle analytique de la conduction dans les ailettes et des corrélations de convection forcée. Elles correspondent au cas le plus défavorable des conditions opératoires. Le dessus du DBC étant recouvert d'un gel isolant électrique, mais aussi thermique, le flux de chaleur sur cette face est négligé, et donc une condition adiabatique a été retenue. Afin de simplifier la modélisation, la résistance thermique de contact est considérée nulle sur toutes les interfaces, en particulier l'interface MOSFET/ cuivre.

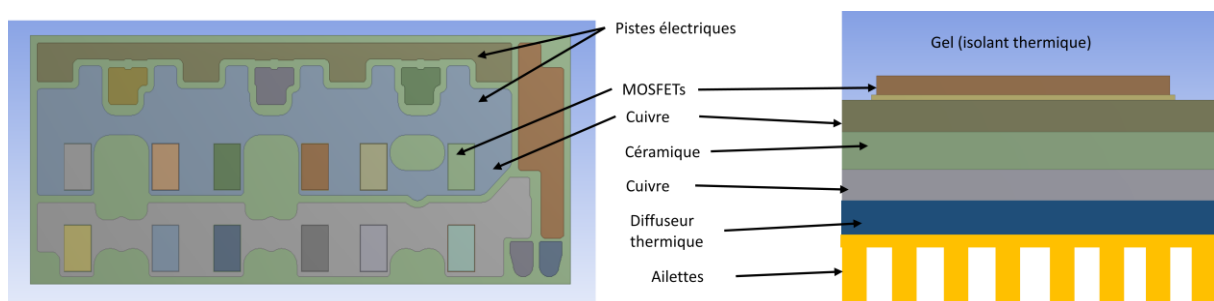


Figure 1: Représentation schématique de la carte électronique étudiée et du système de refroidissement

3. Modèle éléments finis

Le transfert de chaleur dans les éléments du convertisseur est régi par l'équation de la chaleur suivante :

$$\rho C_p \frac{\partial T(x, y, z, t)}{\partial t} = k \Delta T(x, y, z, t) + Q(x, y, z, t) \quad (1)$$

Où $Q(x, y, z, t)$ est un terme de puissance volumique actif uniquement au niveau des transistors. Les propriétés ρ , C_p et k sont constant dans chaque matériau du convertisseur. Pour le système étudié, cette équation n'admet pas de solution analytique d'où la nécessité d'élaborer une solution numérique. La méthode numérique utilisée est celle des éléments finis.

La première étape pour construire le MEF est de mailler le domaine. Cette tâche est accomplie grâce à un logiciel commercial. Les éléments choisis sont de type tétraédrique linéaire. La MEF consiste à chercher le champ de température à l'intérieur de chaque tétraèdre sous la forme :

$$T_l(x, y, z, t) = \sum_{i=1}^4 H_i(x, y, z) \cdot T_{l,i}(t) \quad (2)$$

Où l et i sont respectivement les indices sur l'élément tétraédrique et ses quatre sommets, $H_i(x, y, z)$ est une fonction de forme linéaire [4] et $T_{l,i}(t)$ sont les températures inconnues aux sommets de l'élément tétraédrique numéro l .

La solution donnée par l'expression (2) vérifie l'équation (1) à un résidu près. La méthode des résidus pondérés [5] consiste à annuler ce résidu en moyenne sur tout le domaine. Ceci se traduit mathématiquement par :

$$\sum_{l=1}^{Ne} \iiint_{V_l} \left(\rho C_p \frac{\partial T_l(x, y, z, t)}{\partial t} - k \Delta T_l(x, y, z, t) - Q_l(x, y, z, t) \right) w_j(x, y, z) \cdot dV_l = 0 \quad (3)$$

avec Ne le nombre total des éléments tétraédriques dans le domaine, l un indice de numérotation sur ces éléments, $w_j(x, y, z)$ la fonction de pondération et V_l le volume de l'élément tétraédrique numéro l .

En appliquant la méthode de Galerkin qui consiste à prendre des fonctions de pondération égale aux fonctions de forme, en injectant l'expression (2) dans (3) et en intégrant par partie le deuxième terme de l'intégrale (3), on obtient le système d'équations aux dérivées ordinaire (EDO) suivant [4] :

$$\mathbf{D} \frac{dT(t)}{dt} + \mathbf{KT}(t) = \mathbf{L}(t) \quad (4)$$

Où \mathbf{D} et \mathbf{K} sont respectivement les matrices d'inertie thermique (matrice de masse) et de conductance (matrice de raideur). Ces matrices sont de taille m par m où m est le nombre de nœuds du maillage de la carte électronique. $T(t)$ est un vecteur de taille m représentatif des températures aux nœuds. $L(t)$ est un vecteur de taille m qui dépend linéairement de h_{eq} , T_{amb} , et la puissance au niveau de chaque MOSFET. L'équation (4) a été intégrée temporellement en utilisant le schéma d'Euler retardé implicite d'ordre un.

Le calcul entrepris dans l'environnement MATLAB [8] considère un maillage à $m = 5000$ nœuds à partir duquel les résultats deviennent indépendants du maillage.

4. Modèle réduit POD/projection de Galerkin

Cette méthode consiste à résoudre le système ODEs (4) dans un espace vectoriel de dimension réduite puis à en construire la solution physique [7]. Cette méthode de réduction est basée sur trois étapes :

1. La construction de la matrice snapshots : cette étape consiste à faire une ou plusieurs simulations transitoires, dont chacune correspond à une configuration donnée qui est définie par le coefficient d'échange équivalent et la puissance dissipée dans les MOSFETs, par exemple. Les résultats de toutes les simulations sont regroupés dans une matrice U appelé matrice snapshots. Dans le cas d'une seule simulation, cette matrice regroupe le champ T à différent instant :

$$U = [T(t_1), T(t_2), \dots, T(t_n), \dots, T(t_N)]$$

où $T(t_n)$ est la température aux nœuds à l'instant t_n .

2. La construction de la base des modes et sélection des modes les plus énergétiques : Cette étape consiste à extraire les caractéristiques du champ de température contenues dans la matrice snapshots U en utilisant la POD [6]. Les modes POD sont obtenus en résolvant le problème aux valeurs propres suivant:

$$UU^T \varphi_i = \lambda_i \varphi_i \quad (5)$$

La résolution de (5) permet d'obtenir m valeurs et vecteurs propres. Les modes calculés permettent d'écrire le champ température à chaque instant t sous la forme:

$$T(t) = \sum_{i=1}^m a_i(t) \cdot \varphi_i = \Phi_m \mathbf{a}_m(t) \quad (6)$$

Avec :

- $a_i(t)$ est l'amplitude temporelle du $i^{\text{ème}}$ mode à l'instant t et $\mathbf{a}_m(t) = (a_1(t), a_2(t), \dots, a_i(t), \dots, a_m(t))^T$ est un vecteur de taille m
- φ_i est le $i^{\text{ème}}$ vecteur propre de taille m et $\Phi_m = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_i, \dots, \varphi_m]$ est une matrice représentant la base des m vecteurs propres.

La réduction consiste à garder que les r premiers modes vérifiant le critère suivant :

$$\lambda_i > \varepsilon \lambda_1 \quad (7)$$

avec λ_1 la première valeur propre et ε le seuil. ε est choisie égale à 10^{-10} et change d'une physique à une autre.

Par conséquent, le champ de température peut être approché par:

$$\tilde{T}(t) = \sum_{i=1}^r a_i(t) \cdot \varphi_i = \Phi_r \mathbf{a}_r(t) \quad (8)$$

3. Projection de la solution et du système linéaire sur la base des vecteurs propres :

L'objectif de la projection est de chercher la solution pour un autre jeu de paramètres d'entrée dans cet espace de dimension réduite. On projette l'inconnu $\tilde{T}(t)$ sur la base des modes les plus énergétiques suivant l'expression (6). Comme les vecteurs φ_i sont déjà calculés, les inconnus à chaque instant t sont les coefficients $a_i(t)$ pour $i \in \{1, 2, \dots, r\}$.

En injectant l'expression (8) dans l'équation (4), on obtient :

$$\mathbf{D}\Phi_r \frac{d\mathbf{a}_r(t)}{dt} + \mathbf{K}\Phi_r \mathbf{a}_r(t) = L(t) \quad (9)$$

Ce système différentiel contient m équations et r inconnus. Pour enlever cette surdétermination on va projeter ce système matriciel sur une base de dimension réduite selon la méthode de Galerkin. La méthode de Galerkin réside à multiplier à gauche le système matriciel par Φ_r^T . On obtient donc l'équation suivante :

$$\mathbf{D}_r \frac{d\mathbf{a}_r(t)}{dt} + \mathbf{K}_r \mathbf{a}_r(t) = L_r \quad (10)$$

Avec $\mathbf{D}_r = \Phi_r^T \mathbf{D} \Phi_r$ la matrice d'inertie thermique réduite, $\mathbf{K}_r = \Phi_r^T \mathbf{K} \Phi_r$ la matrice de conductance thermique réduite et $L_r(t) = \Phi_r^T L(t)$ le vecteur des charges thermique réduit.

La discrétisation de l'équation (10) en utilisant un schéma d'Euler retardé implicite d'ordre un donne:

$$\left(\frac{1}{\Delta t} \mathbf{D}_r + \mathbf{K}_r \right) \cdot \mathbf{a}_r(t_{n+1}) = \left(\frac{1}{\Delta t} \mathbf{D}_r \right) \mathbf{a}_r(t_n) + L_r(t_{n+1}) \quad (11)$$

Où $t_{n+1} - t_n = \Delta t$ est le pas de discrétisation temporelle.

Une fois la solution du problème réduit (10) déterminée, la solution physique \tilde{T} est obtenue par la relation (8).

5. Résultats et discussion

L'étape préliminaire pour construire le modèle réduit est d'effectuer une simulation transitoire (MEF) qui nous permettra de construire la matrice Snapshots. Pour cette simulation, un échelon de puissance de 150 W a été appliqué à $t=0s$ de façon répartie sur les 12 MOSFET. Cette simulation a été faite avec un pas de temps de 1s sur une durée de 120s ce qui résulte en une matrice snapshots de taille 5000 par 121. On présente sur la figure 2 le champ de température aux instants $t=1s$ et $30s$, dans ce dernier cas, le régime est stationnaire.

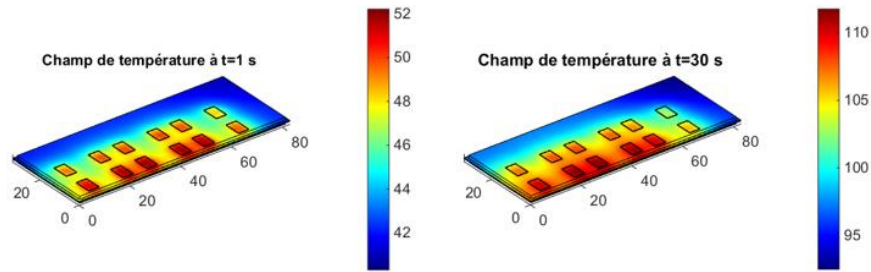


Figure 2: Cartographie des températures à deux instants différents

La décomposition POD de la matrice snapshots obtenue par la simulation précédente permet d'obtenir m modes spatiaux en résolvant l'équation (5). A titre d'exemple, on présente sur la figure 3 les trois premiers modes.

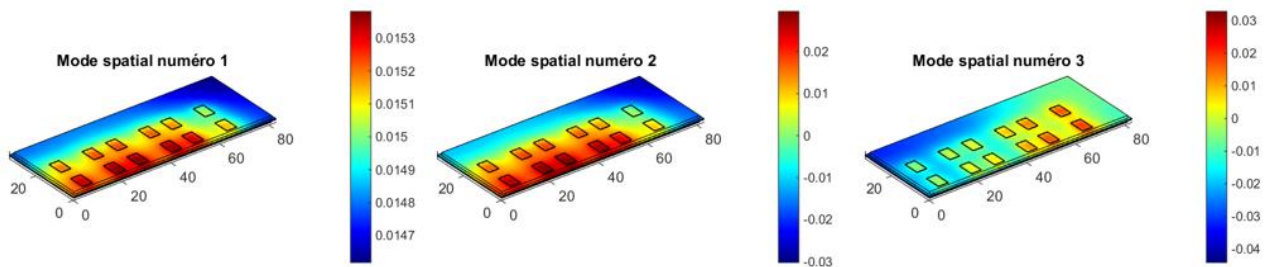


Figure 3: Représentation des trois premiers modes spatiaux

Pour sélectionner les modes les plus énergétiques, on trace le rapport λ_i/λ_1 sur la figure 4. On constate une décroissance significative de ce rapport. En choisissant un seuil $\varepsilon = 10^{-10}$, on obtient quatre modes retenus.

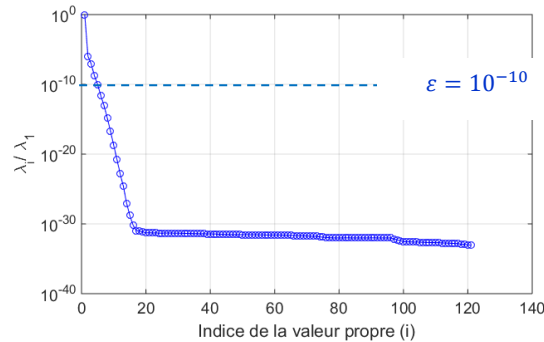


Figure 4: Spectre des valeurs propres normalisées

On exploite maintenant les modes calculés pour construire le modèle réduit correspondant à un cas réel de profil de puissance représenté sur la figure 5. Le modèle réduit fournit le champ de température tridimensionnel. Pour des raisons de présentation, on va s'intéresser à l'évolution temporelle du nœud le plus chaud. La température du nœud le plus chaud obtenu par le MEF et le modèle réduit (MR) dans le cas de $r = 4$ est représentée sur la figure 5.

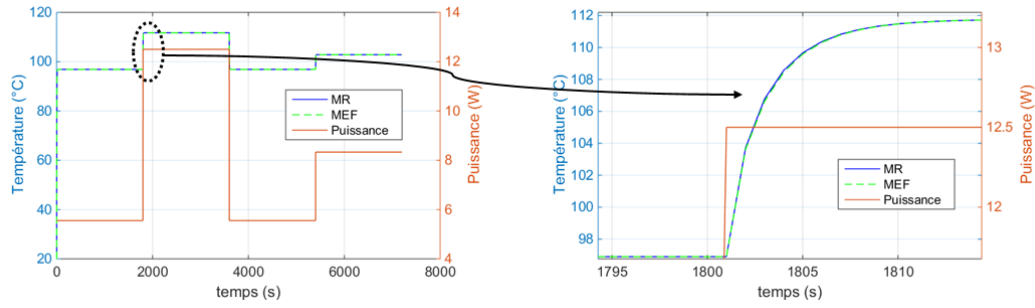


Figure 5: Le Profil de température donné par le MEF et le MR et le profil de puissance dissipée

Pour évaluer la méthode de réduction, on représente l'écart de température entre le MR et le MEF, sur une carte 3D en régime stationnaire (figure 6) et au point le plus chaud en régime variable (figure 7) pour plusieurs valeurs de r . On constate sur la figure 6 que trois modes permettent d'obtenir les résultats du MEF en régime stationnaire avec une précision de l'ordre de $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$. La figure 7 montre que rajouter un quatrième mode permet de réduire les pics de l'écart qui apparaissent pendant les périodes de changement brusque de puissance correspondant aux instants $t=0\text{s}$, $t=1800\text{s}$, $t=3600\text{s}$ et $t=5400\text{s}$. En effet lors de la phase démarrage, où la température varie de 20°C à 110°C , l'écart maximal est de $2,7^{\circ}\text{C}$ (figure 7a), pendant les autres changements de puissance à $t=3600\text{s}$, par exemple, l'écart ne dépasse pas $0,15^{\circ}\text{C}$ (figure 7b).

Ceci s'explique par le fait que les modes d'ordre élevé décrivent les phénomènes rapides. Donc le critère de considérer $\varepsilon = 10^{-10}$ qui correspond à 4 modes retenus semble être adéquat.

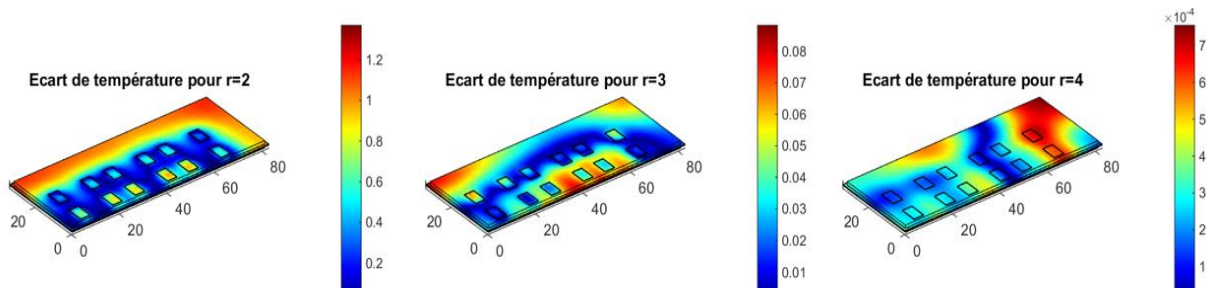


Figure 6: Ecart de température entre le MR et le MEF pour plusieurs r à $t=100\text{s}$

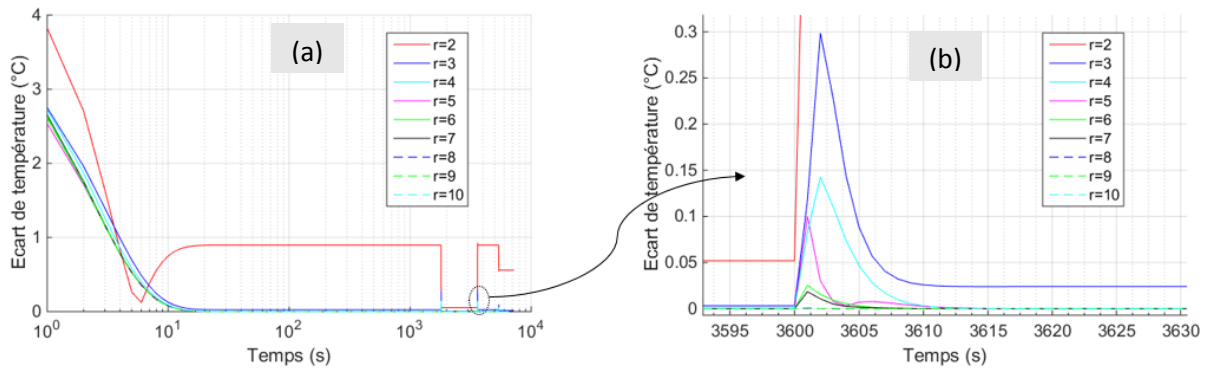


Figure 7: Ecart temporelle de l'écart entre le MR et le MEF au nœud le plus chaud

L'utilisation du MR montre un gain remarquable en terme de temps de calcul. En effet la simulation avec le MEF prend environ 403 s pour fournir les résultats tandis que le MR à 4

modos consume unicamente 0.2 s. Ces calculs ont été fait sur un PC ayant les caractéristiques suivantes : processeur intel Core i7-7500U à 2.7 GHz et 16Gb de RAM.

6. Conclusion

Le travail entrepris nous a permis de mettre au point un modèle thermique réduit permettant d'analyser l'évolution spatiale et temporelle de la température d'un convertisseur de puissance DC/AC comportant 12 MOSFETs. La méthode de réduction appliquée nécessite une simulation avec un outil d'éléments finis afin d'extraire les modes spatiaux. Une sélection des modes les plus énergétiques permet de construire une base d'ordre réduite. Le champ de température est alors calculé dans cette base réduite.

Le choix du seuil de sélection des modes les plus énergétiques à 10^{-10} a été utilisé sur un profil de puissance dissipée d'un cas réel. Dans le cas présenté, le nombre de modes retenu est de quatre. Ce modèle peut être intégré dans le module de surveillance du convertisseur DC/AC.

En perspective, on compte améliorer la précision du modèle réduit pendant les premiers instants en utilisant un pas de temps adaptatif. Un banc expérimental est en cours de construction afin de valider le modèle réduit. Ce modèle sera intégré dans une boucle de contrôle incluant des capteurs de température (NTC) intégrés sur la carte électronique afin de suivre le vieillissement des MOSFETs.

Références

- [1] H.-M. Tong, Y.-S. Lai, et C. P. Wong, *Advanced Flip Chip Packaging*.
- [2] A. S. Bahman, K. Ma, et F. Blaabjerg, « Thermal impedance model of high power IGBT modules considering heat coupling effects », in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*.
- [3] C. H. van der Broeck, M. Conrad, et R. W. De Doncker, « A thermal modeling methodology for power semiconductor modules », *Microelectronics Reliability*.
- [4] Nithiarasu, Perumal, R. W. Lewis, K. N. Seetharamu, and R. W. Lewis. *Fundamentals of the Finite Element Method for Heat and Mass Transfer*. Second edition.
- [5] Bergheau, Jean-Michel, and Roland Fortunier. *Finite Element Simulation of Heat Transfer*. London : Hoboken, N.J: ISTE Ltd. ; J. Wiley, 2008.
- [6] Buljak, Vladimir. *Inverse Analyses with Model Reduction*. Computational Fluid and Solid Mechanics. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [7] Niroomandi, S., I. Alfaro, E. Cueto, and F. Chinesta. "Real-Time Deformable Models of Non-Linear Tissues by Model Reduction Techniques." *Computer Methods and Programs in Biomedicine* 91, no. 3 (September 2008).
- [8] www.mathworks.com

Remerciements

Les auteurs expriment leur gratitude à l'UE pour le financement du projet sous la référence H2020-MG-2014-636170 ainsi qu'aux membres du consortium I²MPECT.