

Modèle convolutif pour l'estimation des températures de jonctions au sein d'un onduleur triphasé

Ali EL ARABI¹, Denis MAILLET¹, Benjamin REMY¹, Nicolas BLET¹

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

*(auteur correspondant : ali.el-arabi@univ-lorraine.fr)

Résumé - Dans le cadre du présent travail, un modèle convolutif a été développé permettant l'estimation de six températures de jonctions de composants d'électronique de puissance, à partir des températures mesurées par six capteurs placés judicieusement dans la semelle. Ce modèle se base sur une étape d'identification, une étape de vérification et finalement une étape de validation. Dans un premier temps, les transmittances propres (entre chaque capteur et la jonction la plus proche) et les transmittances de couplage sont identifiées à partir d'un modèle numérique tridimensionnel sous COMSOL Multiphysics. On vérifie ensuite que les températures de jonctions calculées par le modèle convolutif à partir des températures des capteurs correspondent bien aux températures du modèle numérique du même jeu de données. Enfin, le modèle est validé (ou non) sur un nouveau jeu de données. Les résultats obtenus par ce modèle convolutif sont prometteurs car l'estimation des six températures de jonction est non biaisée.

Nomenclature

t	temps, s
Δt	pas de temps, s
h	réponse impulsionnelle, K.J or s ⁻¹
M	matrice de convolution
N	Matrice de Toeplitz
u	entrée, W or K
y	sortie, K
w	transmittance, s ⁻¹
x	entrée ou réponse impulsionnelle

Symboles grecs

θ élévation de température, K

Indices et exposants

c capteur

J jonction

JD jeu de données

\sim moyenne par intervalle

1. Introduction

La température de jonction est un paramètre très important lors de la mise en place des stratégies de contrôle commande des composants électroniques de puissance. Dans les faits, les transistors MOSFET offrent une fréquence de commutation assez élevée et permettent un transit de puissances électriques relativement importantes. La commutation à haute fréquence et l'important courant qui traverse ces transistors engendrent un échauffement conséquent, surtout au niveau de la jonction. La température de jonction doit rester constamment au-dessous d'une température seuil de l'ordre de 150°C sous peine de destruction de la jonction [1]. De plus, les variations rapides des puissances électriques traversant les transistors créent des variations assez rapides des températures des jonctions ce qui peut créer des contraintes thermomécaniques qui dégradent le composant [2]. Le problème est que ces températures ne sont pas accessibles par mesure directe. Dans les faits, la mesure des températures de jonctions par thermographie infrarouge est impossible en raison de la présence d'un gel thermiquement isolant et diélectriquement rigide recouvrant les puces. La mesure par une sonde, thermocouples ou paramétré électrique thermosensible n'est pas possible soit à cause des perturbations électromagnétiques soit à cause de la constante du temps d'un tel éventuel capteur implanté en face avant [3]. D'autres techniques de mesure de la température de sont présentées dans la littérature [1] (pages 111-112) et [2, 4]. Cependant, selon nos connaissances, aucune technique

n'a été adoptée massivement à ce jour, dans l'industrie d'électronique de puissance. Dans un précédent travail, à partir d'un modèle quadripolaire, nous avons investigué la possibilité d'estimer la température de jonction à partir de la valeur d'une température délocalisée accessible et de la valeur de la puissance dissipée au niveau de la jonction [5, 6]. Toutefois, la méconnaissance des paramètres géométriques et des propriétés thermophysiques des matériaux constituant le composant rend le modèle détaillé (COMSOL Multiphysics) complexe et imprécis. Face à cela et pour se passer de cette incertitude de quelques grandeurs, nous avons décidé de développer un modèle réduit, ici convolutif, permettant d'identifier la fonction de transfert du système thermique (réponse impulsionnelle en domaine temporel) puis de l'utiliser pour estimer les températures de jonction. Il s'agit d'un modèle convolutif à plusieurs entrées et plusieurs sorties dénommé MIMO (Multiple Inputs and Multiple Outputs).

2. Développement du modèle convolutif

2.1. Présentation du cas d'étude

Dans le cadre de ce travail, un composant triphasé contenant six transistors a été modélisé. Nous avons négligé la présence des diodes, car nous avons émis l'hypothèse que la dissipation thermique des transistors est largement supérieure à celle des diodes. Toutefois, le présent modèle peut être amélioré pour pouvoir estimer également la température des diodes. La figure 1-a schématise une vue en coupe du composant modélisé. La figure 1-b présente une vue du dessus du composant. La modélisation numérique tridimensionnelle, servant de base pour la calibration et la validation du modèle convolutif a été réalisée sous COMSOL Multiphysics en 3D (méthode des éléments finis). Les points ($T_{ci}, i = 1, \dots, 6$) sont placés au-dessous du centre de chaque transistor à une profondeur de 18 mm dans la semelle (la semelle mesure 20 mm de hauteur) Ce choix a été fait pour être le plus proche des sources de chaleurs pour se palier du problème de l'inertie thermique. Les détails concernant les dimensions et les matériaux constituant le composant peuvent être trouvés dans [7]. Les puces, représentées par des petits disques sur la figure 1-a, ont une section d'environ $1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$, pour une épaisseur de $0,5 \text{ mm}$, qui sera négligée. Les conditions aux limites correspondent à de la convection forcée sur la face inférieure ($h = 1000 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$), de la convection naturelle sur les parois latérales ($h = 10 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$) et de pertes négligées sur la face supérieure.

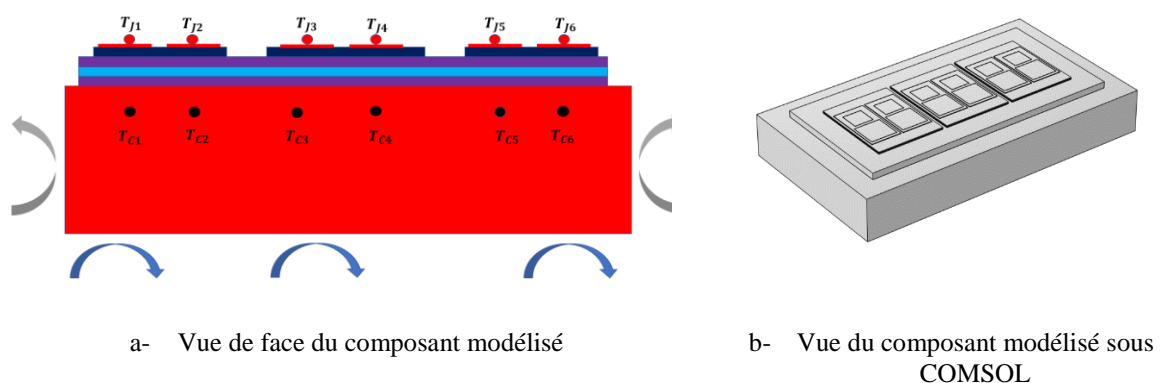


Figure 1: Schéma du composant modélisé

2.2. Présentation du modèle convolutif

2.2.1. Cas d'une seule entrée et une seule sortie SISO (Single Input Single Output)

Pour un système reliant une entrée (source ou pseudo-source : flux de chaleur ou température $u(t)$) à une sortie (conséquence : flux de chaleur ou température en un autre point $y(t)$), la relation de causalité est définie par le produit de convolution [8, 9] :

$$y(t) = (h * u)(t) \quad (1)$$

avec $h(t)$ la réponse impulsionnelle (fonction de transfert dans le domaine fréquentiel) du système.

L'équation (1) peut également être écrite sous sa forme intégrale :

$$y(t) = \int_0^{+\infty} u(t - \tau)h(\tau) d\tau \quad (2)$$

Soit sous la forme discrète :

$$y(t_i) = \Delta t \sum_{j=1}^m \tilde{u}_{i-j+1} \tilde{h}_j, \text{ Pour } i = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

avec \tilde{x} la valeur moyenne de x sur un intervalle de durée Δt . La relation (3) peut également être écrite sous formes matricielles [8, 9]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{M}(\mathbf{u}) \mathbf{h} \text{ et } \mathbf{y} = \mathbf{M}(\mathbf{h}) \mathbf{u} \quad (4-a,b)$$

avec:

$$\mathbf{M}(\mathbf{x}) = \Delta t N^2(\mathbf{f})N(\mathbf{x}) \text{ et } \mathbf{f} = \frac{1}{2}[1 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^T \text{ pour } \mathbf{x} = \mathbf{h} \text{ ou } \mathbf{u}$$

$$N(\mathbf{q}) \equiv \begin{bmatrix} q_1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ q_2 & q_1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ q_3 & q_2 & q_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ q_n & q_{n-1} & q_{n-2} & \dots & q_1 \end{bmatrix} \text{ avec } \mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ \vdots \\ q_n \end{bmatrix} \quad (4-c)$$

Ici, l'équation (4-a) est utilisée pour estimer les valeurs instantanées de la fonction de transfert à partir des valeurs d'entrée et de sortie supposées connues à l'étape de calibration. L'équation (4-b) est ensuite utilisée pour estimer la sortie connaissant la fonction de transfert et l'entrée, ou pour estimer l'entrée à partir de la sortie connaissant la fonction de transfert.

2.2.2. Cas de plusieurs entrées et plusieurs sorties MIMO (Multiple Inputs Multiple Outputs)

Le cas présenté en Figure 1 correspond à un cas avec plusieurs sources de chaleur (les six transistors) et plusieurs capteurs de températures (les thermocouples). Il s'agit alors d'un système avec plusieurs entrées et plusieurs sorties, où la température de chaque capteur dépend de la puissance dissipée dans chaque transistor. Dans le cadre du présent travail, nous nous intéressons à une relation entre les températures de jonctions (les « pseudo » sources) et les températures mesurées par les thermocouples. L'idée est de pouvoir remonter aux températures de jonctions à partir des températures des six thermocouples. Le théorème de Duhamel (avec le principe de superposition) nous permet d'écrire la relation suivante qui permet de relier l'élévation de température de chaque capteur avec les six élévations de températures de jonctions via des transmittances w_i .

$$\theta_{Ci}(t) = (w_{i1} * \theta_{J1})(t) + (w_{i2} * \theta_{J2})(t) + (w_{i3} * \theta_{J3})(t) + (w_{i4} * \theta_{J4})(t) + (w_{i5} * \theta_{J5})(t) + (w_{i6} * \theta_{J6})(t) \quad (5)$$

Pour $i = 1, 2 \dots 6$ et $\theta(t) = T(t) - T_{initiale}$

En s'inspirant du modèle SISO, la relation peut être écrite sous la forme du système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \theta_{C1} \\ \theta_{C2} \\ \theta_{C3} \\ \theta_{C4} \\ \theta_{C5} \\ \theta_{C6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(w_{11}) & M(w_{12}) & M(w_{13}) & M(w_{14}) & M(w_{15}) & M(w_{16}) \\ M(w_{21}) & M(w_{22}) & M(w_{23}) & M(w_{24}) & M(w_{25}) & M(w_{26}) \\ M(w_{31}) & M(w_{32}) & M(w_{33}) & M(w_{34}) & M(w_{35}) & M(w_{36}) \\ M(w_{41}) & M(w_{42}) & M(w_{43}) & M(w_{44}) & M(w_{45}) & M(w_{46}) \\ M(w_{51}) & M(w_{52}) & M(w_{53}) & M(w_{54}) & M(w_{55}) & M(w_{56}) \\ M(w_{61}) & M(w_{62}) & M(w_{63}) & M(w_{64}) & M(w_{65}) & M(w_{66}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_{J1} \\ \theta_{J2} \\ \theta_{J3} \\ \theta_{J4} \\ \theta_{J5} \\ \theta_{J6} \end{bmatrix} \quad (6)$$

L'équation (6) peut être utilisée pour estimer les températures de jonction à partir des températures des thermocouples par inversion de la matrice des transmittances. Cependant, cette matrice est très mal conditionnée avec un déterminant nul. Pour pallier ce problème, la méthode de décomposition en valeur singulière avec troncature **TSVD** a été utilisée pour inverser la matrice des transmittances. Dans cette configuration sans bruit, la troncature a été faite de manière manuelle. Lors des configurations avec bruit, la troncature est faite de manière automatique par comparaison de la moyenne quadratique des résidus au niveau de bruit. Il est à noter que les w_{ii} ($i = 1, \dots, 6$) sont des transmittances propres reliant chaque température de jonction au thermocouple le plus proche. Les autres transmittances sont des transmittances de couplage. Ces transmittances, un total de 36, doivent être identifiées. Pour ce faire, nous avons besoin de six jeux de données, donc six simulations numériques. Pour chaque simulation numérique, un seul transistor est alimenté à la fois avec un échelon de puissance d'amplitude $10 W$. Nous avons veillé à ce que la valeur de la puissance soit la même dans chaque cas. Les transmittances sont identifiées six à six par utilisation de l'équation ci-dessous, où les entrées et les sorties sont issues du modèle COMSOL 3D :

$$\begin{bmatrix} \theta_{Ci}^{JD1} \\ \theta_{Ci}^{JD2} \\ \theta_{Ci}^{JD3} \\ \theta_{Ci}^{JD4} \\ \theta_{Ci}^{JD5} \\ \theta_{Ci}^{JD6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(\theta_{J1}^{JD1}) & M(\theta_{J2}^{JD1}) & M(\theta_{J3}^{JD1}) & M(\theta_{J4}^{JD1}) & M(\theta_{J5}^{JD1}) & M(\theta_{J6}^{JD1}) \\ M(\theta_{J1}^{JD2}) & M(\theta_{J2}^{JD2}) & M(\theta_{J3}^{JD2}) & M(\theta_{J4}^{JD2}) & M(\theta_{J5}^{JD2}) & M(\theta_{J6}^{JD2}) \\ M(\theta_{J1}^{JD3}) & M(\theta_{J2}^{JD3}) & M(\theta_{J3}^{JD3}) & M(\theta_{J4}^{JD3}) & M(\theta_{J5}^{JD3}) & M(\theta_{J6}^{JD3}) \\ M(\theta_{J1}^{JD4}) & M(\theta_{J2}^{JD4}) & M(\theta_{J3}^{JD4}) & M(\theta_{J4}^{JD4}) & M(\theta_{J5}^{JD4}) & M(\theta_{J6}^{JD4}) \\ M(\theta_{J1}^{JD5}) & M(\theta_{J2}^{JD5}) & M(\theta_{J3}^{JD5}) & M(\theta_{J4}^{JD5}) & M(\theta_{J5}^{JD5}) & M(\theta_{J6}^{JD5}) \\ M(\theta_{J1}^{JD6}) & M(\theta_{J2}^{JD6}) & M(\theta_{J3}^{JD6}) & M(\theta_{J4}^{JD6}) & M(\theta_{J5}^{JD6}) & M(\theta_{J6}^{JD6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{i1} \\ w_{i2} \\ w_{i3} \\ w_{i4} \\ w_{i5} \\ w_{i6} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Pour $i = 1, \dots, 6$

3. Analyse des résultats

3.1. Etude sans bruit de mesure

A partir de six simulations numériques sous COMSOL Multiphysics d'un composant avec six transistors (Figure 1), les 36 transmittances de l'équation (7) ont été identifiées. Les six transmittances reliant le premier capteur de température aux différentes jonctions sont présentés la figure 2 ci-dessous, pour six jeux de données correspondants à des puissances $P_i = 10\text{ W}$ pour $i = 1, \dots, 6$ (Inversion complète MIMO). Ils correspondent à un pas de temps d'échantillonnage Δt de 0,1 seconde et d'un horizon d'estimation de 10 secondes pour entrées et sorties.

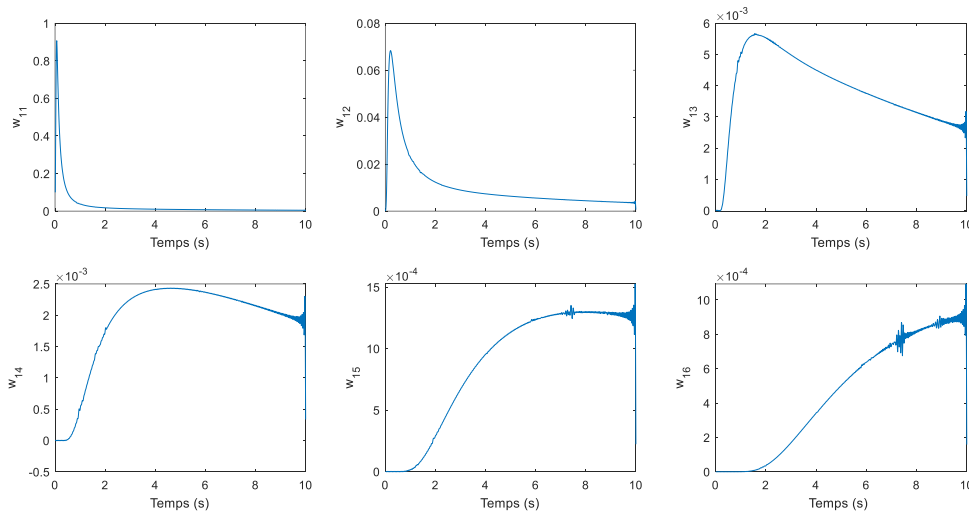
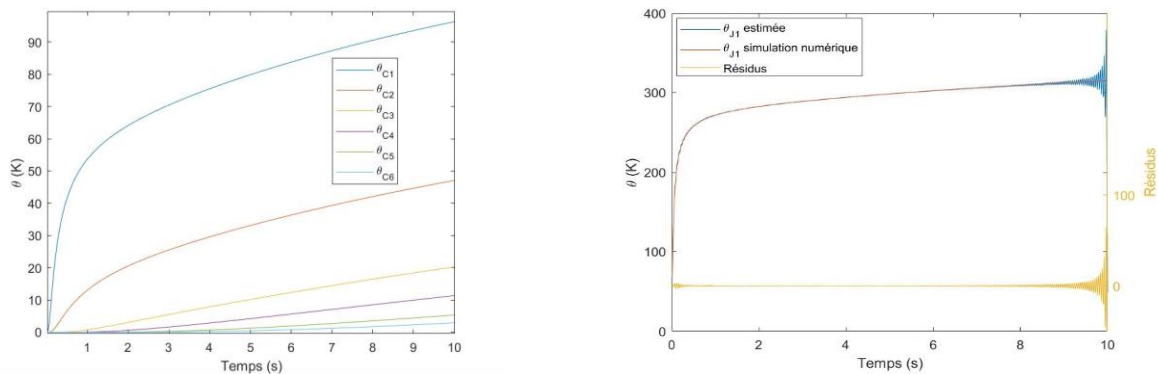


Figure 2 : Transmittances w_{1i} (s^{-1}) estimées à partir de l'inversion par TSVD de l'équation 7

La figure ci-dessous montre qu'à mesure que le capteur est loin de la jonction, l'amplitude de la transmittance diminue (ce qui montre un effet de plus en plus faible de la jonction sur la température du capteur) et des oscillations apparaissent aux temps longs, du fait de la troncature des valeurs singulières qui bruite la transmittance estimée, du fait d'un faible rapport signal/bruit lorsque la distance entre jonction et capteur augmente. Il est à noter que la transmittance propre w_{11} reliant le premier capteur à la première jonction est essentiellement concentrée dans les temps courts.

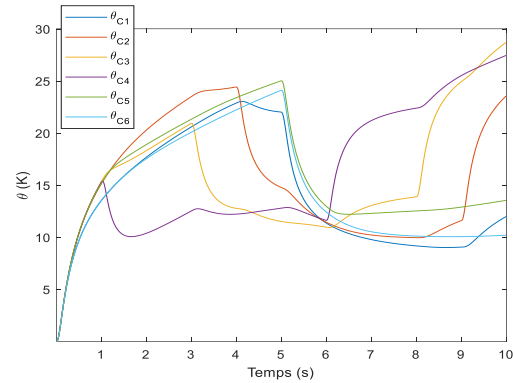
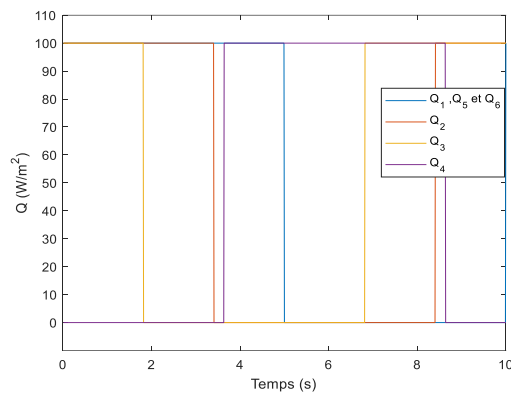


a- Elevation de température au niveau des capteurs

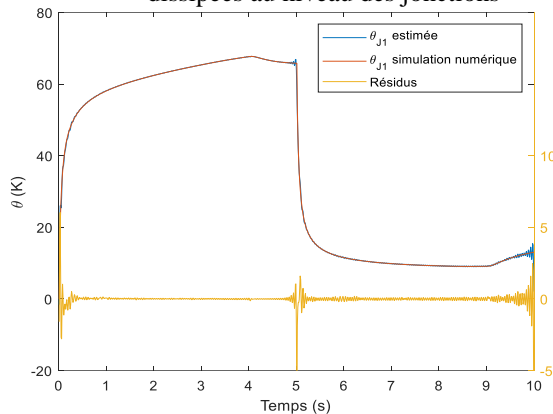
b- Elevation de température au niveau de la première jonction

Figure 3 : Etape de vérification pour la première jonction

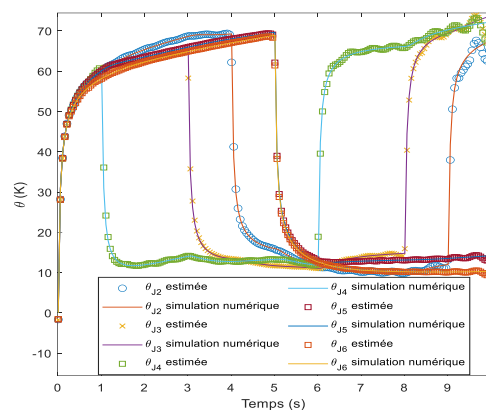
L'étape de vérification, consiste à estimer les θ_{ji} pour $i = 1, \dots, 6$ en activant uniquement une seule puce avec un échelon de puissance $P_i = 10\text{ W}$ (les autres transistors sont traversés par un courant nul) en utilisant les 36 transmittances estimées plus haut ainsi que les élévations des températures des capteurs θ_{Ci} pour $i = 1, \dots, 6$ calculées en direct par le modèle détaillé, par inversion de l'équation 6 par TSVD, et à les comparer avec les θ_{ji} calculées en direct par le même modèle. La figure 3-a correspond au cas $i = 1$, où seule la première puce est activée. La figure 3-b présente le résultat de cette étape de vérification pour la première jonction. Elle montre que le modèle convolutif est capable de retrouver les températures de jonctions avec des oscillations classiques aux temps longs dues à la TSVD.



a- Profil des puissances surfaciques Q dissipées au niveau des jonctions



b- Elevation de température au niveau des capteurs



c- Validation sur la première jonction

d- Validation sur les cinq jonctions

Figure 4 : Etapes de vérification et de validation au niveau de la première jonction sans de bruit

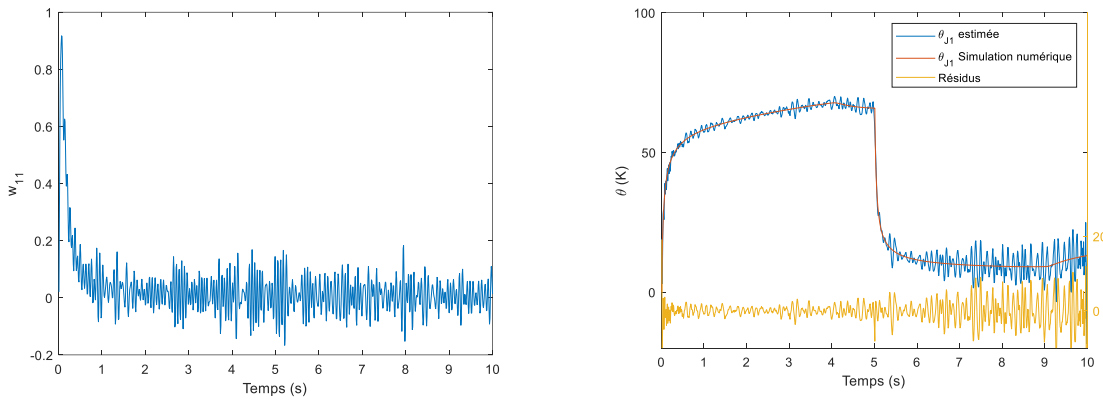
L'étape de validation est identique à l'étape de vérification, si ce n'est que non pas un seul transistor mais l'ensemble de ceux-ci sont activés avec des puissance $P_i(t)$ qui sont des signaux carrés déphasés mais de même amplitude 5 W (Cf. Figure 4-a). La Figure 4-b représente les sorties correspondantes des six capteurs pour le modèle détaillé. Les résultats, lors de l'étape de la validation, au niveau de la première jonction sont représentés dans la figure 4-c. La figure 4-d présente le cas de validation pour les cinq jonctions restantes. Il est à noter que les fluctuations proviennent essentiellement de la troncature lors de l'utilisation de la TSVD et que malgré la présence des fluctuations la surface sous la courbe (image de la valeur moyenne de l'élévation de température) est la même entre la simulation numérique et l'estimation donnée par le modèle convolutif, et ce pour les cas de calibration et de validation.

3.2. Etude avec bruit de mesure

Pour tester la robustesse du modèle et pour s'approcher de la configuration expérimentale, nous avons mis en place une étude où un bruit Blanc Gaussien, différent à chaque signal, d'écart type égal à $0,1^{\circ}\text{C}$ correspondant à de futures mesures par thermographie infrarouge selon la relation :

$$\begin{aligned} \theta_{ci} &= \theta_{ci_{exact}} + 0,1 \times \varepsilon_{TC_i}; \theta_{ji} = \theta_{ji_{exact}} + 0,1 \times \varepsilon_{TJ_i} \\ \varepsilon_{TC_i} &\sim \mathcal{N}(0,1); \varepsilon_{TJ_i} \sim \mathcal{N}(0,1); i = 1, \dots, 6 \end{aligned} \quad (8)$$

Le résultat de la calibration de la première transmittance est présenté en figure 5-a qui correspond à celle de la figure 2 (sous figure en haut à gauche), si ce n'est qu'entrées et sorties sont maintenant bruitées. La figure 5-b montre les résultats de la validation pour un jeu de données correspondant non plus à des échelons mais à des créneaux. Cette figure montre que le modèle arrive à retrouver la température de jonction même en présence du bruit. Les transmittances identifiées (Figure 5-a) ont été testées sur un nouveau jeu de données et les résultats montrent que le modèle arrive à retrouver la température de jonction (Figure 5-b) même en présence du bruit.



a- Transmittance $w_{11}(s^{-1})$ estimée en présence du bruit (calibration)

b- « Validation » en présence du bruit

Figure 5: Etapes de vérification et de validation au niveau de la première jonction avec bruit

Pour voir si l'estimation est biaisée ou non, une étude stochastique avec 1000 valeurs de bruits différents a été menée. Pour un nombre de simulations donné, la moyenne des différences de températures estimées par le modèle convolutif est calculée et comparée aux résultats de la simulation 3D.

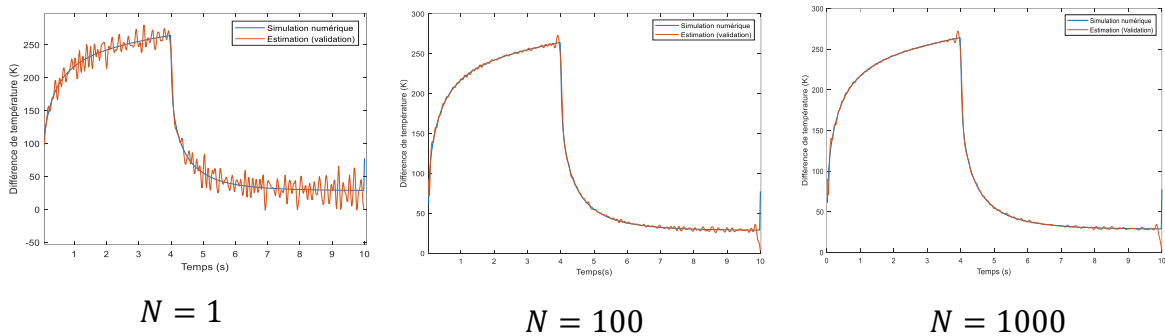


Figure 6: Etude stochastique de l'élévation estimée de la température de la première jonction

Les différents résultats, pour un créneau de puissance de 6 W et un rapport cyclique $\alpha = 0,4$ sont présentés sur la figure 6. Les résultats obtenus illustrent qu'à mesure que le nombre de réalisations augmente, l'espérance mathématique approche de la valeur obtenue par la simulation numérique, ce qui nous permet de conclure que l'estimation est non biaisée sous l'hypothèse du modèle linéaire

4. Conclusion

Les résultats obtenus par le modèle convolutif présenté sont prometteurs car l'estimation des six températures de jonction est non biaisée et permet de retrouver les mêmes résultats qu'un modèle complet. Certes, le modèle convolutif est encore onéreux en termes de ressources de calcul (temps de calcul de l'ordre de la minute pour dix secondes de temps simulé) mais reste largement meilleur qu'un modèle numérique complet (temps de calcul de quelques heures). La mise en place d'un modèle autorégressif à variable exogène (ARX) peut être une solution moins onéreuse du fait d'un moindre nombre de paramètres à identifier. Par ailleurs, un banc expérimental a été mis en place où la température des jonctions est mesurée par thermographie infrarouge. L'objectif de cette étude expérimentale est de valider la qualité des modèles développés numériquement.

5. Bibliographie

- [1] A. Intrich, U. Nicolai, W. Trsky et T. Reinmann, «Application Manual Power Semiconductors,» 2010.
- [2] Bower, G. Rogan et J. K. a. M. Zuger, «SiC power electronics packaging prognostics,» *IEEE Aerospaceconference*, 2008.
- [3] W. Brekel, T. Duetemeyer, G. Puk et O. Schilling, «Time Resolved In Situ Tvj Measurements of 6.5kV IGBTs during inverter operation,» *Infineon Technologies AG*.
- [4] R. Isa, J. Mirza, S. Ghafoor, M. Z. M. Khan et K. K. Qureshi, «Junction Temperature Optical Sensing Techniques for Power Switching Semiconductors: A Review,» *Micromachines*, 2023.
- [5] A. El Arabi, N. Blet, B. Rémy et D. Maillet, «A SEMI-ANALYTICAL MODEL OF THERMAL CONDUCTION OF A MOSFET TRANSISTOR USING THE THERMAL QUADRUPOLES METHOD,» *Proceedings of the 17th International Heat Transfer Conference, IHTC-17*, n° 1429, 2023.
- [6] A. El Arabi, N. BLET et B. REMY, «Modélisation semi-analytique et numérique de la conduction thermique au sein d'un transistor MOSFET,» *Congrès SFT*, 2023.
- [7] S. Carubelli et Z. Khatir, «Experimental validation of a thermal modelling method dedicated to multichip power modules in operating conditions,» *Microelectronics Journal*, pp. 1143-1151, 2023.
- [8] W. A. Hadad, V. Schick et D. Maillet, «Fouling detection in a shell and tube heat exchanger using variation of its thermal impulse responses: Methodological approach and numerical verification,» *Applied Thermal Engineering*, 2013.
- [9] W. A. Hadad, D. Maillet et Y. Jannot, «Modeling unsteady diffusive and advective heat transfer for linear dynamical systems: A transfer function approach,» *International Journal of Heat and Mass Transfer*, pp. 304-313, 2017.