

# Modélisation électro-magnéto-thermique de composants électroniques passifs miniaturisés

Brice ROGIE<sup>1,2\*</sup>, Eric MONIER-VINARD<sup>1</sup>, Najib LARAQI<sup>2</sup>, Valentin BISSUEL<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Thales Corporate Engineering

19 Avenue Morane Saulnier – 78140 Vélizy Villacoublay

<sup>2</sup>Université Paris Ouest, Laboratoire Thermique Interfaces Environnement (LTIE), EA 4415

50 Rue de Sèvres – 92410 Ville d'Avray

\* (auteur correspondant : brice.rogie@thalesgroup.com)

**Résumé** - Depuis une dizaine d'année l'émergence de composants électroniques munis de plusieurs puces nécessite de revoir les pratiques conventionnelles de leur modélisation. Ces composants dits « System in Package » intègrent au sein d'un même boîtier un ensemble de fonctions électroniques, sous la forme de puces nues ou de composants conventionnels. Ainsi, les ensembles de boîtiers unitaires sont supprimés au profit d'un boîtier unique dont les contraintes thermiques sont exacerbées. Un jeu de caractérisations numériques ou expérimentales a permis d'observer que la fiabilité de ces composants est souvent reliée au comportement thermique d'inductances miniaturisées soumises à des courants électriques importants. Celui-ci est le plus souvent méconnu ainsi que sa dépendance vis-à-vis des phénomènes électriques et magnétiques. Dans le cadre de cette étude, le couplage de ces interactions a été analysé avec pour objectif la génération de modèles comportementaux, dits compacts, capables de réduire la complexité et le temps de simulation auxquels sont confrontés la plupart des ingénieurs en thermique de l'électronique.

## Nomenclature

*CTM* Model Compact Thermique

*IPD* Composant Passif Intégré

*SMC* Soft Magnetic Composite

*DCR* Courant Continu

*CFD* Computational Fluid Dynamics

*QFN* Quad Flat No-lead

*PCB* Printed Circuit Board

*IR* Infrarouge

*R* Résistance,  $\Omega$

*L* Inductance, *H*

*h* Coefficient transfert thermique,  $W/m^2.K$

$\mu_r$  Perméabilité magnétique relative

$\tan \delta$  Facteur de dissipation diélectrique

## 1. Contexte de l'étude

Une première étude a été effectuée en 2013 dans le but de mieux caractériser le comportement thermique d'une inductance en vue d'élaborer un modèle thermique pertinent. Cette analyse a permis de mettre en évidence l'absence de données thermiques fiables sur la nature du matériau magnétique, un mélange Fer-Résine, entourant l'élément central de l'inductance, un solénoïde en cuivre. Un calcul de sa conductivité thermique, basé sur le modèle de mélange de Maxwell, a été retenu. Cette approximation a permis d'établir un modèle thermique détaillé de l'inductance puis en s'inspirant de la méthodologie DELPHI [1] de dériver un modèle thermique compact (CTM) destiné à minimiser les temps de simulation.

Celui-ci doté de deux sources a permis d'appliquer respectivement les pertes magnétiques et électriques afin d'observer plus finement les phénomènes de fatigue thermique dus au couplage de l'effet joule et des pertes magnétiques.

Pour parfaire cette approche, un jeu de simulations numériques multi-physiques et des essais expérimentaux ont été menés. Ceux-ci sont résumés dans le présent document.

## 2. Perspective du modèle compact thermique

La méthodologie DELPHI a été formalisée par les standards US JEDEC, nommé JESD15-4 en 2008 [2]. Ce dernier décrit un procédé capable de générer un réseau de résistances thermiques à partir d'un modèle numérique détaillé d'un composant soumis à un ensemble de conditions limites « universelles » appliquées à chacune de ses surfaces externes. Ce modèle numérique détaillé doit être capable de reproduire fidèlement la géométrie et les propriétés matériaux du composant mais aussi les phénomènes physiques mis en jeu.

Le guide JESD15-4 spécifie un critère, ou fonction coût, qui définit la divergence entre les prédictions du modèle détaillé et ceux de son modèle CTM. Ce métrique établit une balance entre la précision sur les températures et les flux de chaleur sur les nœuds du réseau.

Néanmoins, les utilisateurs de la méthode DELPHI ont en charge l'élaboration de leur propre processus d'optimisation. Dans cette étude, un algorithme génétique a été choisi [3][4][5]. Cette technique permet de générer le « meilleur » réseau candidat donnant les résultats les plus proches en termes de flux et températures [6] sur les nœuds sélectionnés.

De plus, le guide JESD15-4 est limité à la création de CTM possédant une source unique de chaleur et son évolution est indispensable pour appréhender la modélisation d'une inductance [7] ou de composants possédant de multiples puces [8][9].

Le concept d'un modèle compact thermique possédant deux sources est explicité dans la Figure 1. Celui-ci est construit en utilisant le principe de superposition. Les nœuds des deux sources prennent en compte individuellement les effets des pertes de puissance dans les spires de l'inductance et de son noyau en fonction de la fréquence de fonctionnement.

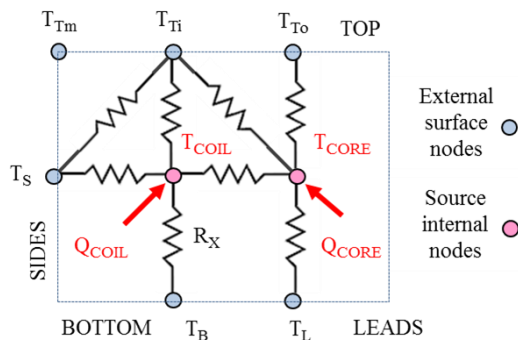


Figure 1: Concept d'un CTM possédant deux sources

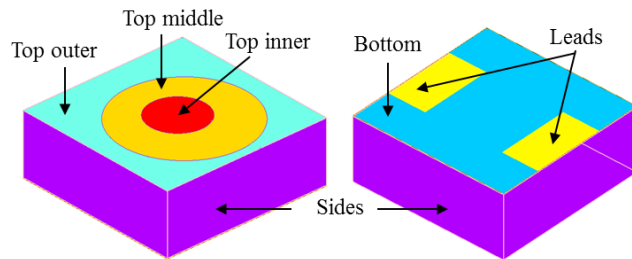


Figure 2 : Concept de "boîte noire" de l'inductance inspirée par le modèle DELPHI

Le score de la fonction coût du modèle CTM à deux sources pour les 38 conditions limites issues du standard JESD15-4 est de 0.984 avec un optimum à 1. Son réseau de résistances thermiques est donné dans [9]. Le réseau établi possède un plan en étoile, une coïncidence fortuite, qui n'est pas rencontrée pour d'autres cas similaires.

## 3. Composant étudié

L'étude se concentre sur une inductance miniaturisée montée à la surface d'une carte. Le composant passif intégré (IPD) est constitué d'une bobine en cuivre qui est surmoulée, sans intervalle d'air, par un matériau magnétique (SMC), vue Figure 3.

La connaissance des propriétés magnétiques et thermiques du SMC reste une problématique majeure pour créer un modèle pertinent. La conductivité thermique effective du matériau du noyau a été estimée à  $2.1 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ . La température maximum de fonctionnement est généralement de  $125^\circ\text{C}$  pour prévenir d'un vieillissement prématuré.

Les dimensions du composant sont  $6.9 \times 6.6 \times 2.2\text{mm}^3$ . Le solénoïde en cuivre a un diamètre de  $0.41\text{mm}$  pour une longueur totale de  $65\text{mm}$ . Sa résistance en courant continu (DCR) a été calibrée, sous le logiciel ANSYS, à  $8.3\text{m}\Omega$  à  $25^\circ\text{C}$  et à  $12\text{m}\Omega$  à  $125^\circ\text{C}$ .

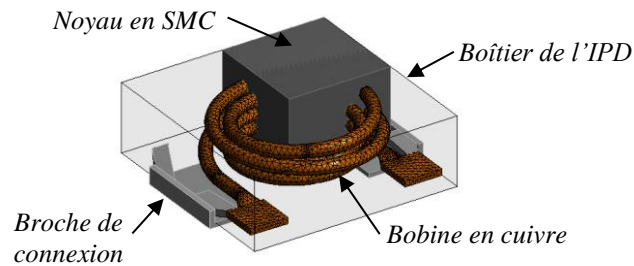


Figure 3 : Conception de l'inductance surmoulée

La chaleur due aux pertes de l'inductance est principalement évacuée par deux broches à travers des blocs de cuivre de  $5.25 \times 1.75\text{mm}^2$  jusqu'à la structure de la carte.

Une représentation fine de la forme du solénoïde requiert un maillage dense, des milliers de mailles sont nécessaires, pour simuler correctement le comportement électrothermique.

En première approche, les pertes magnétiques et électriques, données par le fournisseur, ont été uniformément appliquées au noyau et à la bobine.

#### 4. Outils numériques

Dans cette analyse, plusieurs outils disponibles dans ANSYS workbench ont été utilisés pour connaître les champs électriques, magnétiques et thermiques. Les simulations numériques ont donc été effectuées avec Q3D®, MAXWELL-3D®, ANSYS Mechanical Suite® et ICEPAK®.

#### 5. Modélisation du comportement physique

A  $125^\circ\text{C}$ , la DCR augmente à  $12\text{m}\Omega$ , ainsi avec un courant continu de  $10\text{A}$ , les pertes joules totales sont égales à  $1.2\text{Watts}$ . Dans ces conditions, garder la température du noyau en dessous des limites de fiabilité du constructeur est un réel challenge sur une carte électronique à haute densité.

En outre les pertes magnétiques au niveau du noyau vont amplifier la dissipation thermique. Dans l'intention de déterminer l'influence des pertes magnétiques, un jeu de simulations numériques a été réalisé en utilisant les logiciels Q3D® and MAXWELL-3D®.

L'objectif est de cerner l'influence de la fréquence sur les paramètres électriques de l'IPD, comme sa résistance (R) et son inductance (L). Ainsi, pour  $50\text{Hz}$ , une résistance électrique de  $8.4\text{m}\Omega$  à  $25^\circ\text{C}$  est déduite des deux logiciels, une valeur très proche de la DCR.

La Table 1 résume les paramètres électriques déduits pour une fréquence de  $100\text{kHz}$ .

Résultats	MAXWELL®		Q3D®		Fournisseur	
	$R (m\Omega)$	$L (\mu H)$	$R (m\Omega)$	$L (\mu H)$	$R (m\Omega)$	$L (\mu H)$
Avec noyau SMC	11,27	1,07	11,1	1,2	10,6	$0,82 \pm 0,2$
Sans noyau SMC	10.34	0,067	8,88	0,067	-	-

Table 1 : Comparaison des valeurs d'inductance et de résistance

La Table 1 met en lumière l'augmentation de la DCR liée à la fréquence ainsi que l'impact du noyau sur la valeur de l'inductance. Faute d'information suffisante, les propriétés

magnétiques ont été « reconstruites » à l'aide de l'outil optimisation d'ANSYS®. Une perméabilité magnétique relative comprise entre 19.3 et 21.1 a été trouvée, des valeurs légèrement supérieures à celle du fabricant, à savoir 18. Le paramètre  $\tan\delta$  déduit est  $5.10^{-4}$ .

Pour des fréquences élevées, le phénomène d'effet de peau tend à augmenter la résistance et par conséquent les pertes par effet joule [10]. La Figure 4 confirme que la densité de courant se concentre sur les parois du solénoïde. La présence de l'enrobage magnétique permet de concentrer le champ magnétique autour de spires comme montré Figure 5.

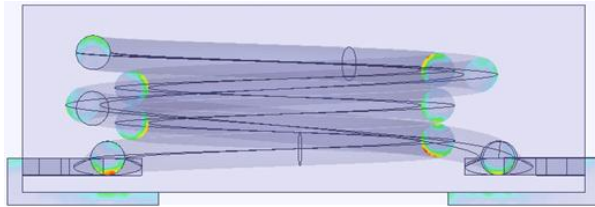


Figure 4 : Effet de peau pour une densité de courant de 2.6A à 2MHz

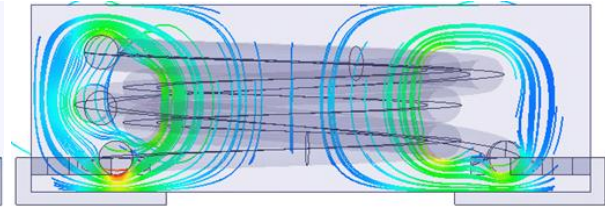


Figure 5 : Champ magnétique dans le noyau pour 2.6A à 2MHz

La modélisation du comportement thermique de l'IPD, sous ANSYS, considère désormais les pertes électriques (bobine) et magnétiques (noyau) déduites des simulations menées sous MAXWELL-3D®. Ces pertes volumiques sont exportées et couplées sur le maillage du modèle thermique. La température de l'inductance a été évaluée pour une densité de courant de 2.6A à 2MHz pour les conditions aux limites décrites Table 2.

Conditions aux limites – $T_A=25^\circ\text{C}$ , $h_{\text{PLATEFORME}}=250\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ , $h_{\text{TOP}}=12\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ $h_{\text{BOTTOM}}=10\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ , $h_{\text{SIDE}}=8\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$				
Cas test	$P_{\text{PERTES}} (mW)$	$T_{\text{MAX}} (^\circ\text{C})$	$T_{\text{MIN}} (^\circ\text{C})$	$T_{\text{MOY}} (^\circ\text{C})$
Couplage	$P_{\text{BOBINE}} = 60$	44,3	42,2	43,7
ANSYS-MAXWELL-3D	$P_{\text{NOYAU}} = 18$			

Table 2 : Comportement thermique de l'IPD pour 2.6A à 2MHz

Pour une dissipation de quelques milliwatts, l'élévation de température est proche de  $20^\circ\text{C}$ .

Les points chauds apparaissent au sein du noyau à proximité des spires du solénoïde, Figure 6. Leur intensité dépend du niveau de fréquence appliquée à l'inductance. Les broches de connexions du boîtier sur la carte sont soumises à des contraintes dissymétriques.

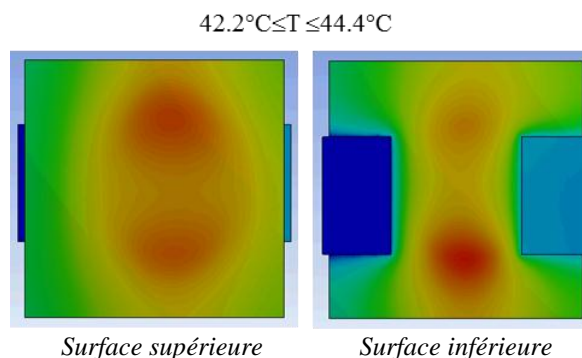


Figure 6 : Influence des pertes magnétiques réalistes

## 6. Description du modèle thermique test de la carte

Une validation expérimentale a été menée sur la carte de démonstration Intersil®, Figure 7. Ce fournisseur propose un modèle électrique capable de calculer la dissipation de chacun des

composants constituant cette fonction électronique. En outre, la description détaillée de chaque couche de la structure de la carte est disponible, comme le montre la Figure 8. Toutes ces données ont été exportées pour créer le modèle numérique le plus représentatif possible.

La carte est composée de sept couches incluant quatre couches de signal de  $35\mu\text{m}$  isolées par trois couches de diélectrique de  $197\mu\text{m}$ . Ses dimensions globales sont  $52 \times 69 \times 0.731 \text{ mm}^3$ . Les conductivités thermiques des matériaux métalliques et diélectriques sont respectivement fixées à  $385 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$  et  $0.3 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ . La carte test, orientée verticalement, est refroidie par des échanges combinés radiatifs et convectifs, dans des conditions de laboratoire.

L'IPD a été soudée sur cette carte afin de caractériser son comportement dans des conditions industrielles et l'influence des composants avoisinants. Ainsi, un boîtier actif de type QFN (Quad Flat No-lead) perturbe le transfert de chaleur de l'IPD vers la carte.

Le logiciel de CFD ICEPACK® a été utilisé pour établir ce modèle thermo-fluidique. La taille du modèle numérique est très importante, plus de 18 millions de mailles, plusieurs heures sont nécessaires pour obtenir sa convergence.



Figure 7 : Composant industriel multifonction sur carte

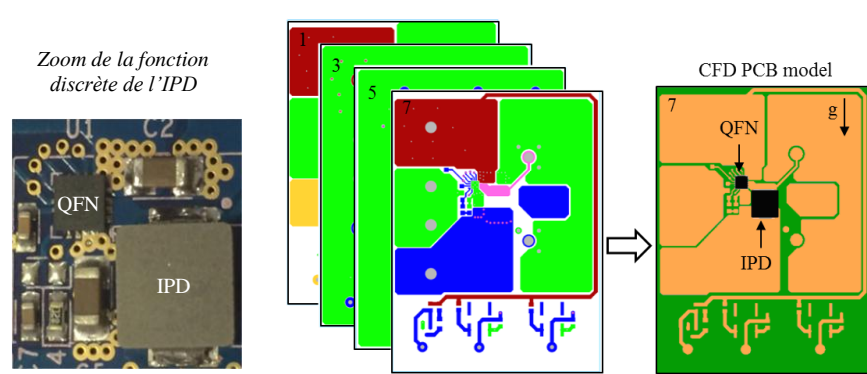


Figure 8 : Modèle de structure détaillée du PCB du fichier Gerber

## 7. Modélisation thermique des composants voisins

A l'exception du QFN, les autres composants peuvent être négligés. Le QFN soudé sur la carte est un composant mono-puce comme le montre les analyses technologiques, Figure 9, dont les dimensions et sa composition peuvent être trouvées dans [11].

Le modèle numérique mis en place à partir de ces données est décrit dans la Figure 10. Pour ce genre de petit composant, les connexions filaires en or doivent être considérées afin de simuler correctement son comportement thermique. Négliger ces connexions électriques reviendrait à surestimer la température de jonction.

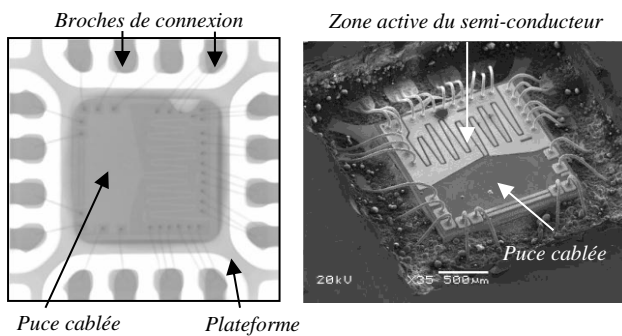


Figure 9 : Analyses aux Rayons X et à l'attaque chimique du QFN

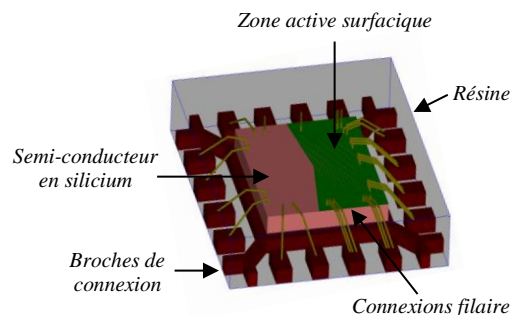


Figure 10 : Conception du circuit intégré

Celui-ci considère une zone délimitée à la surface de la puce où la dissipation de chaleur est localisée (zone verte). Ainsi la température de jonction est considérée comme étant la température maximale vue par cette zone active particulière.

## 8. Résultats expérimentaux

Les mesures thermiques ont été réalisées à l'aide d'une caméra infrarouge permettant de discerner, avec une précision de l'ordre de  $\pm 2^\circ\text{C}$ . La précision des mesures radiatives est obtenue grâce à un ensemble d'autocollants à émissivité contrôlée égale à 0,93. La Figure 11 présente un relevé de température effectué sur la carte de démonstration.

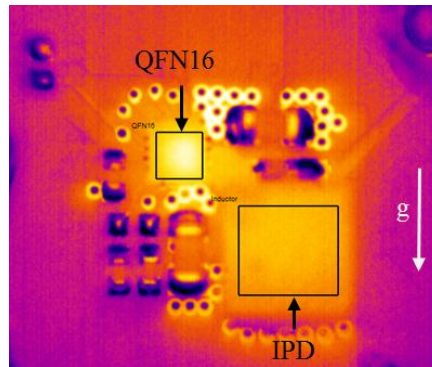


Figure 11: Mesures infrarouges de la carte test

La cartographie thermique montre l'échauffement interdépendant des deux éléments actifs, un phénomène couramment rencontré sur les cartes électroniques industrielles.

Pour les conditions électriques étudiées, le QFN16 est plus chaud que le composant IPD. Les températures maximales vues respectivement par ces composants sont de  $38^\circ\text{C}$  et  $35,2^\circ\text{C}$ . Les écarts de température déduits sont de  $12,7^\circ\text{C}$  et de  $9,9^\circ\text{C}$ . Naturellement les températures maximales des éléments internes sont plus élevées. Les dissipations de puissance de chaque composant ont été estimées à partir du modèle Spice de la fonction ISL8023 fournie par le fournisseur. Les valeurs calculées sont résumées dans la Table 3.

Conditions électriques du circuit: $L=0.81\mu\text{H}$ , $\text{DRC}=8.3\text{m}\Omega$ @ $T_A=25.4^\circ\text{C}$ , $f=2\text{MHz}$ , $I=2.6\text{A}$			
Composant	QFN16	IPD	Autres composants
$P_{\text{PERTES}}$ (mW)	$P_{\text{JUNCTION}}=280$	$P_{\text{BOBINE}}=79$ & $P_{\text{NOYAU}}=21$	$\Sigma P_{\text{CARTE}}=120$

Table 3 : Comportement électrique de la carte ISL8023

## 9. Optimisation du modèle thermo-fluidique

Etant donné un temps de calcul prohibitif pour réaliser le couplage entre la simulation thermique et magnétique, un modèle équivalent de la structure du PCB a été validé.

Ce modèle est basé sur la création d'une matrice équivalente de conductivités thermiques anisotropes déduite d'une interprétation de la fraction de métal présente dans un élément discrétisé de la carte. En fait, il s'agit d'interpréter finement l'impact significatif du matériau diélectrique sur le transfert thermique. Cette approche entraîne une réduction de la taille du modèle de 18 millions à 3 millions de mailles, pour un temps de calcul inférieur à 1 heure.

Les comparaisons ci-dessous sont basées sur l'hypothèse que les pertes électriques et magnétiques sont respectivement appliquées sur le volume du noyau et celui de la bobine. Aucun couplage thermomagnétique n'est mis en œuvre. La Table 4 compare les valeurs des températures moyennes des modèles numériques à celles relevées sur les surfaces supérieures des composants par mesure infrarouge. La température ambiante est mesurée à  $T_A = 25.4^\circ\text{C}$ .

Composant	Température (°C)			$\Delta\theta = [T_{NM} - T_{IR}]/[T_{IR} - T_A]$ (%)	
	Mesures IR	PCB-Compact	PCB-Full	PCB-Compact	PCB-Full
QFN16	38.1	39.3	38.7	9.4	4.7
IPD	35	34.8	35.3	2.1	3.1

Table 4 : Confrontation des résultats numériques et expérimentaux.

On note une bonne corrélation entre les deux approches de modélisation. La modélisation détaillée offre une représentation très fidèle. Les modèles thermiques des composants et de la carte sont établis sur la base d'informations précises des géométries internes et des propriétés des matériaux. L'utilisation d'un modèle équivalent de la carte s'avère pertinente en vue du couplage thermomagnétique. Les prédictions des deux modèles numériques sont pessimistes.

## 10. Prédiction d'un modèle thermo-magnétique

Les pertes électriques et magnétiques de l'inductance déterminées par Maxwell-3D sont désormais injectées dans le thermo-fluidique établi sous Icepak. L'évolution des températures de l'inductance montée sur le modèle PCB équivalent sont ensuite reprises dans la simulation magnétique. Ce couplage des deux outils est itéré jusqu'à ce que les pertes n'évoluent plus.

Les pertes déduites de ce couplage sont respectivement de 91mW et 17mW pour la bobine et le noyau. L'effet de peau au sein de la bobine, dû à l'augmentation de la fréquence, explique l'augmentation des pertes joules de 15%. La comparaison des pertes magnétiques montrent un niveau légèrement plus faible, 19% environ. Avec une augmentation des pertes totales de 10% il y a une bonne concordance des résultats entre les simulations couplées et non couplées. On remarque une répartition des pertes plus importante dans la bobine.

Les températures de l'inductance sont de ce fait plus élevées comme l'indique la Table 5.

Composant	Température (°C)			$\Delta\theta = [T_{NM} - T_{IR}]/[T_{IR} - T_A]$ (%)	
	IR	Sans couplage	Avec couplage	Sans couplage	Avec couplage
QFN16	38.1	$T_J = 40.3$	$T_J = 40.4$	1.3	2.2
		$T_{MIN} = 36.9$	$T_{MIN} = 37.0$		
		$T_{TOP} = 38.3$	$T_{TOP} = 38.4$		
IPD	35	$T_{MAX} = 35.7$	$T_{MAX} = 36.3$	3.7	2.1
		$T_{MIN} = 33.6$	$T_{MIN} = 33.8$		
		$T_{TOP} = 34.5$	$T_{TOP} = 34.7$		

Table 5 : Comparaison des modèles avec ou sans couplage

Les températures de surface (Top) ainsi que celles de la structure interne des composants sont peu affectées par le couplage. On note également que la dissymétrie des températures vues par les broches de l'inductance, Figure 6, en raison de l'effet joule affecte la température de jonction du composant QFN16. D'autre part, la température maximale atteinte par l'inductance se situe entre les spires du solénoïde.

Toutefois l'approximation d'une application volumique des pertes électriques et magnétiques respectivement à la bobine et au noyau apparaît suffisante pour évaluer le comportement thermique de ce type d'inductance en phase de pré-design.

## 11. Conclusion

Cette étude a permis une meilleure compréhension des phénomènes physiques mis en jeu au sein d'une inductance miniaturisée en vue d'établir un modèle comportemental cohérent.

Ceux-ci doivent être capables de fournir des prédictions fiables de la température de ce type de composants pour parfaire la conception des cartes électroniques à haute densité.

Les phénomènes électromagnétiques ont été étudiés à partir de logiciels commerciaux spécialisés dans l'optique de caractériser le niveau des pertes électriques et magnétiques réelles ainsi que leur localisation au sein du noyau et de la bobine de l'inductance.

Les analyses, avec et sans couplage, démontrent un faible écart sur les températures critiques de l'inductance. Par ailleurs, la concordance des prédictions générées par le modèle numérique détaillé 3D avec les résultats issus de l'expérimentation autorise la déduction en première approximation d'un « modèle thermique compact » avec deux sources, inspiré de la méthode DELPHI.

La prochaine étape de cette étude est de créer un modèle « électro-magnéto-thermique » compact de cette inductance dépendant de la fréquence et du courant appliqués à ces broches de connexion. Pour cela la caractérisation des propriétés thermiques et magnétiques de ces composants est à approfondir.

## Références

- [1] Clements J.M, Lasance, Two Benchmarks for the study of Compact Thermal Modelling Phenomena, Phillips Research Laboratories
- [2] JEDEC Standard JESD15-4 DELPHI Compact thermal model guideline, October 2008
- [3] Parthiban A., Kankanhally N.S., Ishak A.A., Determination of Thermal Compact Model via Evolutionary Genetic Optimization Method, IEEE Transactions on components and packaging technologies, June 2005
- [4] E. Monier-Vinard, V. Bissuel, P. Murphy, O. Daniel, J. Dufrenne, Thermal modelling of the emerging multi-chip packages, EUROSIME XII, 2010, Bordeaux, France, [10.1109/ESIME.2010.5464514](https://doi.org/10.1109/ESIME.2010.5464514).
- [5] E. Monier-Vinard, V. Bissuel, P. Murphy, O. Daniel, J. Dufrenne, DELPHI style compact modeling for multi-chip package including its bottom board area based on genetic algorithm optimization, IOTHERM XII, 2010, Las Vegas, USA, [10.1109/ITHERM.2010.5501405](https://doi.org/10.1109/ITHERM.2010.5501405).
- [6] E. Monier-Vinard, C. Dia, V. Bissuel, O. Daniel, DELPHI style compact modeling by means of genetic algorithms of System in Package devices using composite sub-compact thermal models dedicated to model order reduction, IOTHERM XIII, 2012, San diego, USA, [10.1109/ITHERM.2012.6231555](https://doi.org/10.1109/ITHERM.2012.6231555).
- [7] E. Monier-Vinard, C. Dia, N. Laraqi, V. Bissuel, O. Daniel, Investigation of DELPHI Compact Thermal Model style for modeling surface-mounted soft magnetic composite inductor, THERMINIC XIX, 2013, Berlin, Germany, [10.1109/THERMINIC.2013.6675210](https://doi.org/10.1109/THERMINIC.2013.6675210).
- [8] E. Monier-Vinard, V. Bissuel, C. Dia, O. Daniel, N. Laraqi, Electronic Board modeling by the means of DELPHI Compact Thermal Model of Components, THERMINIC XX, 2014, United Kingdom, [10.1109/THERMINIC.2014.6972491](https://doi.org/10.1109/THERMINIC.2014.6972491)
- [9] E. Monier-Vinard, C. Dia, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, Latest developments of Compact Thermal Modeling of System in Package devices by means of Genetic Algorithm, IOTHERM XIV, 2014, USA, [10.1109/ITHERM.2014.6892390](https://doi.org/10.1109/ITHERM.2014.6892390).
- [10] L.P. Lefebvre, S. Pelletier, C. Ge1inas, Effect of electrical resistivity on core losses in soft magnetic iron powder materials, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 1997, Vol. 176, pp 93-96.
- [11] E. Monier-Vinard, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, D. Signing, Experimental characterization of DELPHI Compact Thermal Model For Surface-Mounted Soft Magnetic Composite Inductor, THERMINIC XX, 2015, France, [10.1109/THERMINIC.2015.7389618](https://doi.org/10.1109/THERMINIC.2015.7389618).

## Remerciements

Les auteurs souhaitent exprimer leur gratitude à David Mille d'ANSYS France pour sa contribution dans la réussite de ce projet ainsi qu'à Didier SIGNING et Marie-Cécile KOTELON.