Université Paris Nanterre

200 av. de la République
92001 Nanterre Cedex
www.parisnanterre.fr

Membre de l'université Paris Lumières

Ecole Doctorale
Connaissance Langage Modélisation
Unité de Recherche
Laboratoire Thermique Interfaces Environnement

Brice ROGIÉ

APPORT À LA CARACTÉRISATION DES MODÈLES THERMIQUES SPATIO-TEMPORELS DESTINÉS AUX COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Thèse présentée et soutenue publiquement le 13/12/2018
en vue de l'obtention de doctorat d'Énergétique, génie des procédés

de l'Université Paris Nanterre

sous la direction de Najib LARAQI (Université Paris Nanterre)

Jury :

M. GARNIER Bertrand M.	CR CNRS, HDR, Université de	Rapporteur
ROYON Laurent Mme	Nantes PR, Université Paris Diderot	Rapporteur
LOUAHLIA Hasna M.	PR, Université Caen Normandie	Examinatrice
ALILAT Nacim	MCF, Université Paris Nanterre MCF,	Examinateur
M. BAUZIN Jean-Gabriel	Université Paris Nanterre	Examinateur
M. LARAQI Najib	PR, Université Paris Nanterre	Examinateur
M. PETER Zsolt	MCF, Université Paris Nanterre	Examinateur
M. MONIER-VINARD Eric	IR, Thales Global Services	Examinateur
M. BISSUEL Valentin	IR, Thales Global Services	Invité

THÈSE DE DOCTORAT

Spécialité : Energétique – Génie des procédés





préparée au

Laboratoire Thermique Interfaces Environnement (LTIE, EA 4415)
Université Paris Nanterre
Pôle Sciences Pour l'Ingénieur de Ville d'Avray
Ecole Doctorale 139 Connaissance, Langage, Modélisation
sous la direction du Professeur Najib LARAQI

intitulée

APPORT À LA CARACTÉRISATION DES MODÈLES THERMIQUES SPATIO-TEMPORELS DESTINÉS AUX COMPOSANTS ET CARTES ÉLECTRONIQUES

présentée et soutenue publiquement le 13/12/2018 par

Brice ROGIÉ

en vue de l'obtention du grade de
Docteur de l'Université Paris Nanterre

Composition du jury

GARNIER Bertrand	CR CNRS, HDR, Université de Nantes	Rapporteur
ROYON Laurent	PR, Université Paris Diderot	Rapporteur
LOUAHLIA Hasna	PR, Université Caen Normandie	Examinatrice
ALILAT Nacim	MCF, Université Paris Nanterre	Examinateur
BAUZIN Jean-Gabriel	MCF, Université Paris Nanterre	Examinateur
LARAQI Najib	PR, Université Paris Nanterre	Examinateur
MONIER-VINARD Eric	IR, Thales Global Services	Examinateur
BISSUEL Valentin	IR, Thales Global Services	Invité

Deep in the human unconscious is a pervasive need for a logical universe that makes sense. But the real universe is always one step beyond logic.

Frank Herbert, Dune

Table des figures **6**

Table des tableaux **11**

Nomenclature **13**

Abstract (English) **17**

Abstract **18**

Partie I. Etat de l'art de la modélisation thermique des composants électroniques **20**

1 Introduction générale 21

2 Etat de l'art de la modélisation thermique des boitiers électroniques 23

2.1 Description des boitiers électroniques 23

2.2 Modélisation du comportement thermique des composants électroniques 25

2.3 Modèles nodaux spatiaux 28

2.4 Modèles nodaux spatio-temporels 38

2.5 Exemple de création d'un DCTM 42

2.6 Modèles compacts pour les LED : Projet Delphi4LED 46

2.7 Création de modèles d'ordre réduit 47

2.8 Intégration d'un ROM dans le processus de création d'un DCTM 53

2.9 Extension du modèle compact pour des composants non conventionnels 56

3 Benchmark des techniques de réduction 57

4 Bilan et perspectives 59

Partie II. Modélisation thermique analytique des composants électroniques **65**

1 Modélisation physique des phénomènes de transfert de chaleur 66

1.1 Résolution par approche numérique 67

1.2 Résolution par approche analytique 71

2 Modélisation analytique des composants électroniques monocouche en régime permanent 75

2.1 Cas test n°1 : Composant mono-puce QFN16 80

2.2 Cas test n°2 : Composant multi-puce DFN12 83

3 Modélisation analytique des composants électroniques multicouche en régime permanent 86

3.1 Cas test n°1 : QFN16 88

3.2 Cas test n°2 : DFN12 90

4 Modélisation analytique des composants électroniques en régime transitoire 91

4.1 Modèle monocouche 91

4.2 Modèle multicouche 94

4.3 Cas test n°1 : QFN16 95

4.4 Cas test n°2 : DFN12 97

5 Bilan et perspectives 100
Partie III. Validation expérimentale des modèles compacts thermiques temporels 104
1 Définition du véhicule de test et des composants électroniques étudiés 105
1.1 Définition du véhicule de test 105
1.2 Calibration des puces thermiques 109
1.3 Description des cartes de test 110
1.4 Description des composants à l'étude 111
2 Description du protocole de test 117
2.1 Conditions limites des essais expérimentaux 117
2.2 Matériel des essais expérimentaux 118
3 Carte d'essai n°8 : 3 x DFN10 119
3.1 Mesures expérimentales temporelles 119
3.2 Simulation numérique en régime transitoire 121
3.3 Simulation numérique de la carte n°8 avec DCTM et carte électronique équivalente 134
4 Carte d'essai n°7 : 1 x DFN12 141
4.1 Carte équivalente et composants détaillés 143
4.2 Carte équivalente et composants DCTM 144
5 Carte d'essai n°6 : 1 x DFN10, 2 x Résistances, 1 x Inductance 148
5.1 Carte équivalente et composants détaillés 149
5.2 Carte équivalente et composants DCTM 151
6 Bilan et perspectives 155
Partie IV. Concept de modèle 3-D simplifié par optimisation analytique 157
1 Introduction au concept de modélisation simplifiée 158
2 Modèle simplifié d'un composant électronique mono-puce en régime permanent 160
2.1 Application sur boitier électronique mono-puce : DFN10 160
2.2 Modèle Monocouche 161
2.3 Optimisation des propriétés matériaux 165
2.4 Modèle Deux-couches 170
3 Modèle simplifiée d'un composant électronique mono-puce en régime transitoire 173
3.1 Modèle Monocouche 173
3.2 Modèle Deux-couches 174
4 Modèle simplifié d'un composant électronique multi-puce 176
4.1 Modèle en régime permanent 176
4.2 Modèle en régime transitoire 178
5 Modèle simplifié d'un composant électronique complexe : le BGA 208 179
5.1 Modèle simplifié en régime permanent 180

5.2 Modèle simplifié en régime transitoire 182
6 Généralisation sur composant électronique 184
6.1 Modèle simplifié en régime permanent 184
6.2 Modèle simplifié en régime transitoire 186
7 Benchmark des techniques de réduction (mise à jour) 188
8 Application sur carte électronique 189
9 Limites d'utilisation des modèles simplifiés 190
10 Bilan et perspectives 194
Partie V. Modèle simplifié de carte électronique avec composants enterrés 196
1 Carte électronique avec composants enterrés 197
2 Modélisation analytique de carte électronique multicouche avec composants enterrés 200
3 Validation numérique du modèle de carte avec composants enterrés 206
3.1 Calcul des conditions limites en convection naturelle 206
3.2 Comparaison des modèles avec une source de chaleur 208
4 Optimisation du nombre de couches dans le modèle analytique 210
4.1 Le regroupement dit « élitiste » 210
4.2 Le regroupement dit « pyramidal » 213
4.3 Caractérisation du temps de calcul du modèle analytique 214
4.4 Influence de la résistance d'inter-couche 217
4.5 Modèle analytique pour plusieurs sources de chaleur 218
5 Généralisation du modèle analytique optimisé sur des cartes industrielles 220
6 Bilan et perspectives 222
Conclusion 224
Annexes 230

TABLE DES FIGURES

Figure 1 : Evolution du nombre de transistors sur puce électronique au cours du temps 21
Figure 2 : Représentation des différents niveaux d'un système électronique 22
Figure 3 : Exemple de boitiers PTH avec pattes droites (DIP14 de ST Microelectronics) 23
Figure 4 : Boitier MLP25 avec son empreinte sur carte électronique 24
Figure 5 : Evolution des parts du marché des familles de boitiers électroniques 25
Figure 6 : Rupture mécanique d'un connecteur dû à la fatigue thermique [4] 26
Figure 7 : Facteur d'Arrhenius en fonction de l'élévation de température 27
Figure 8 : Précision d'un modèle thermique en fonction de son degré de simplification 27
Figure 9 : Réseau 2-R JEDEC 28
Figure 10 : Exemple d'un CTM 7 nœuds issu de la méthodologie Delphi 30
Figure 11 : Méthodologie Delphi pour la création d'un modèle compact thermique 32
Figure 12 : Exemple de décomposition des surfaces du CTM pour un QFN16 34
Figure 13 : Schéma de convergence de l'algorithme génétique 36
Figure 14 : Réseau « star-shape » avec résistances de shunt 37
Figure 15 : Réseau de type Foster (a) et réseau de type Cauer (b) 39
Figure 16 : Ajout des capacités thermiques à chaque nœud du réseau 40
Figure 17 : Représentation CAO du QFN16 (gauche) et de sa topologie interne (droite) 42
Figure 18 : Vue en coupe schématique du QFN16 43
Figure 19 : Représentation CAO du QFN16 (gauche) et de son modèle compact (droite) 43
Figure 20 : Evolution du score moyen du CTM du QFN16 (7 nœuds) en fonction du temps 44
Figure 21 : Evolution du score moyen du DCTM du QFN16 (7 nœuds) en fonction du temps 45
Figure 22 : Principaux objectifs du projet Delphi4LED (Source Site web du projet) 47
Figure 23 : Schéma d'obtention des modèles réduits/compacts 48
Figure 24 : Représentation graphique d'un ROM 48
Figure 25 : Géométrie quelconque 2D servant de base de réduction 51
Figure 26 : Processus de création d'un DCTM en avec l'utilisation d'un ROM 54
Figure 27 : Géométrie 3-D du transformateur (gauche) et de son bobinage (droite) 56
Figure 28 : Maille de contrôle de la méthode des différences finis 68
Figure 29 : Algorithme de calcul par la méthode des différences finis 69
Figure 30 : Différentes mailles utilisées par la méthode des éléments finis 70
Figure 31 : Modélisation 1-D par réseau Foster du comportement thermique d'un ensemble carte-composant 72
Figure 32 : Réseau R-C 3-D d'un tube, (a) vue de côté, (b) vue de face, issu de [56] 73
Figure 33 : Visualisation 3-D du modèle analytique monocouche 77
Figure 34 : Modèle 3-D du QFN16 (gauche) et de son modèle analytique monocouche correspondant (droite) 80
Figure 35 : Evolution de la température max (gauche) et du temps de calcul (droite) en fonction d'ω, pour le modèle du QFN16 mono-couche 81
Figure 36 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du QFN16 mono-couche en régime permanent 82
Figure 37 : Modèle 3-D du DFN12 (gauche) et modèle analytique monocouche équivalent (droite) 83

Figure 38 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du DFN12 mono-couche en régime permanent 84
Figure 39 : Visualisation 3-D du modèle analytique deux-couches 86
Figure 40 : Modèle 3-D du QFN16 (gauche) et modèle analytique deux-couches correspondant (droite) 89
Figure 41 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du QFN16 deux-couche en régime permanent 89
Figure 42 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du DFN12 deux-couches en régime permanent 90
Figure 43 : $Tmax$ en fonction du temps pour différentes valeurs d'ω du QFN16 mono-couche 93
Figure 44 : $Tmax$ en fonction du temps pour différentes valeurs de $\mathcal{S}$ du QFN16 deux-couches 95
Figure 45 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du QFN16 mono-couche en régime transitoire 96
Figure 46 : Evolution de la température du modèle analytique et de l'écart avec le modèle numérique (ICEPAK) pour le QFN16 monocouche en régime transitoire 96
Figure 47 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du QFN16 deux-couches en régime transitoire 97
Figure 48 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du DFN12 mono-couche en régime transitoire 98
Figure 49 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du DFN12 deux-couches en régime transitoire 98
Figure 50 : Véhicule de test composé de 8 sous-cartes électroniques 105
Figure 51 : Vue en coupe schématique du véhicule de test 106
Figure 52 : Vue schématique (gauche) et dossier de définition (droite) de la carte n°5 108
Figure 53 : Schéma de la puce thermique TEMP-01 109
Figure 54 : Schéma d'une résistance de type CMS 112
Figure 55 : Vue 3-D d'une inductance SMC 113
Figure 56 : Vue détaillée 3-D (gauche) et topologie interne (droite) du DFN10 114
Figure 57 : Topologie interne du DFN12 après attaque chimique 115
Figure 58 : Vue détaillée 3-D (gauche) et topologie interne (droite) du MLP25 116
Figure 59 : Carte de test n°8 posée sur plaque froide, en condition de test 118
Figure 60 : Vue de face (gauche) et schéma (droite) de la carte de test n°8 120
Figure 61 : Essai de la carte 8 avec T3STER 120
Figure 62 : Evolution de la température de Junction (TJ) du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental 121
Figure 63 : Géométrie et maillage correspondant de la carte n°8, sans composant 122
Figure 64 : Evolution de TJ du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique de base 123
Figure 65 : Variation de la température de Junction du QFN16 en fonction de la variation de conductivité de chaque matériau 124
Figure 66 : Variation de TJ avec la simulation de base pour le DFN10 (0°) en fonction de la variation de conductivité 125
Figure 67 : Evaluation des données expérimentales par des modèles compacts de type Foster 127
Figure 68 : Evolution du champ de température du DFN10 (0°) et de la carte électronique, en fonction du temps (0.01 à 1s) 128
Figure 69 : Evolution de ΔTJ entre la simulation calibrée en régime permanent et les simulations avec dopage de la capacité de 10%, en fonction du temps 129
Figure 70 : Evolution de TJ du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique optimisée 130

Figure 71 : Décomposition d'une géométrie de carte en « Metal Fraction » 135
Figure 72 : Géométrie détaillée et « Metal Fraction » correspondant de la carte n°8 136
Figure 73 : Evolution de TJ du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental, simulation numérique détaillée et simulation numérique avec carte équivalente 137
Figure 74 : Evolution de TJ du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental, simulation numérique détaillée et simulation numérique avec carte équivalente & DCTM 139
Figure 75 : Détail de la carte (a), champs de température de la carte n°8 pour la modélisation détaillé (b), carte équivalente (c) et DCTM (d) 140
Figure 76 : Vue de face (gauche) et schéma (droite) de la carte de test n°7 141
Figure 77 : Evolution des températures de Junction ($TJ,1$ & $TJ,2$) du DFN12 au cours du temps pour essai expérimental 142
Figure 78 : Evolution de $TJ,1$ (haut) et $TJ,2$ (bas) du DFN12 au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique avec composant détaillé 143
Figure 79 : Evolution de $TJ,1$ (haut) et $TJ,2$ (bas) du DFN12 au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique avec composant DCTM 146
Figure 80 : Vue de face (gauche) et schéma (droite) de la carte de test n°6 148
Figure 81 : Evolution des températures de Junction (TJ) du DFN10 au cours du temps pour les deux essais expérimentaux 149
Figure 82 : Evolution de TJ du DFN10 au cours du temps pour les 2 essais expérimentaux et simulations numériques avec composant détaillé 150
Figure 83 : Evolution de TJ du DFN10 au cours du temps pour les 2 essais expérimentaux et simulations numériques avec composant DCTM 151
Figure 84 : Caméra IR FLIR A40 avec carte de test n°6 152
Figure 85 : Thermographie IR (gauche) des composants de la carte n°6 et champs thermiques issus de la simulation numérique (détaillée) 154
Figure 86 : Différentes méthodes de recherche topologique pour un boitier mono-puce QFN16 158
Figure 87 : Représentation des nœuds de contrôle du modèle simplifié du DFN10 161
Figure 88 : Evolution du ΔT pour les 33 CLs en fonction du paramètre ω 161
Figure 89 : ΔT et ΔH (en %) entre le modèle simplifié 1-C et le modèle détaillé, en régime permanent (DFN10) 163
Figure 90 : champs de température du DFN10 du modèle détaillé (colonne du milieu) et du modèle simplifié 1-C (colonne de droite) 164
Figure 91 : Evolution du score du modèle simplifié 1-C du DFN10 en fonction de keq 165
Figure 92 : Evolution de la température et de l'écart δT du modèle simplifié 1-C du DFN10 en fonction de la conductivité thermique 166
Figure 93 : ΔT et ΔH (en %) entre le modèle simplifié 1-C référence & optimisé et le modèle détaillé, en régime permanent (DFN10) 167
Figure 94 : Champs de température du DFN10 du modèle détaillé (colonne du milieu) et du modèle simplifié 1-C optimisé (colonne de droite) 168
Figure 95 : ΔT du nœud Junction en fonction du scénario pour les modèles simplifiés 1-C de référence et optimisé 169
Figure 96 : Décomposition du modèle détaillé en modèle simplifié deux-couches 170
Figure 97 : ΔT et ΔH (en %) entre les modèle simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime permanent (DFN10) 171
Figure 98 : ΔT du nœud Junction en fonction du scénario pour les modèles simplifiés 1-C et 2-C du DFN10 172
Figure 99 : ΔT (en %) entre le modèle simplifié 1-C et le modèle détaillé, en régime transitoire (DFN10) 174

Figure 100 : ΔT (en %) entre les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime transitoire (DFN10)..... 175
Figure 101 : Evolution de la température du nœud Junction et Top Inner en fonction du temps, pour les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé (DFN10)..... 175
Figure 102 : Représentation des nœuds de contrôle du modèle simplifié du DFN12..... 176
Figure 103 : ΔT et ΔH (en %) entre les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime permanent (DFN12)..... 177
Figure 104 : ΔT (en %) entre les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime transitoire (DFN12)..... 178
Figure 105 : géométrie du BGA 208 (gauche) et vue schématique en coupe (droite)..... 179
Figure 106 : Vue éclatée des différentes couches du substrat du BGA208..... 179
Figure 107 : Représentation des nœuds de contrôle du modèle simplifié du BGA208..... 180
Figure 108 : ΔT et ΔH (en %) entre les modèle simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime permanent (BGA208)..... 181
Figure 109 : ΔT (en %) entre les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime transitoire (BGA208)..... 182
Figure 110 : Evolution de la température du nœud Junction et Top Inner en fonction du temps, pour les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé (BGA208)..... 183
Figure 111 : Modèle 3-D (de gauche à droite) du QFN16, QFN32, QFN48 et QFN64..... 184
Figure 112 : ΔT et ΔH (en %) entre les modèles simplifiés 2-C des QFNs et leurs modèles détaillés, en régime permanent..... 185
Figure 113 : ΔT (en %) entre les modèles simplifiés 2-C des QFNs et leurs modèles détaillés, en régime transitoire..... 186
Figure 114 : Evolution de TJ du DFN10 au cours du temps pour l'essai expérimental n°2 et simulation numérique avec composant simplifié 2-C..... 189
Figure 115 : Empreinte thermique des différentes modélisations du DFN10 sur son PCB..... 191
Figure 116 : Champs du coefficient de transfert thermique de la surface en contact entre le PCB et le DFN10 (détaillé ou simplifié)..... 192
Figure 117 : Vue schématique d'une carte HDI..... 197
Figure 118 : Exemples de composants enterrés (Würth Elektronik)..... 198
Figure 119 : Vue schématique de la carte HERMES..... 198
Figure 120 : Vue des faces supérieurs et inférieure de la carte HERMES..... 199
Figure 121 : Coupe transversale des couches du PWB..... 199
Figure 122 : Modèle 3-D d'une carte électronique multicouche possédant une source volumique de chaleur..... 200
Figure 123 : Schéma de calcul pour un modèle analytique multicouche..... 205
Figure 124 : Algorithme de calcul de la valeur du coefficient de transfert thermique..... 207
Figure 125 : Evolution du coefficient de transfert thermique en fonction de la puissance injectée à la carte électronique, en convection naturelle..... 207
Figure 126 : Evolution de la température (centrale & moyenne) en fonction d'ω..... 209
Figure 127 : 4 configurations élitistes pour un MA 3, 7, 11 et 21 couches..... 211
Figure 128 : Profils de température (selon axe z) du MA 11 couches et du MN..... 212
Figure 129 : 4 configurations pyramidales pour un MA 3, 11, 15 et 21 couches..... 213
Figure 130 : Evolution de l'erreur relative et du temps de calcul en fonction d'ω..... 215
Figure 131 : Influence du nombre de couche sur le temps de calcul du MA, pour différentes valeurs d'ω..... 216
Figure 132 : Schéma du contact entre deux matériaux imparfaits..... 217
Figure 133 : Evolution des températures en fonction de la résistance inter-couche..... 217

Figure 134 : Profil de températures (selon axe y) du MA 11 couches pour différents scénarios de puissance 219
Figure 135 : Evolution de l’erreur entre le MA et le MN pour différents PWB 221

TABLE DES TABLEAUX

Table 1 : Exemple de réseau de résistance d'un CTM 7 nœuds 37
Table 2 : Exemple de réseau de capacité d'un DCTM 7 nœuds 41
Table 3 : Propriétés géométriques et matériaux du QFN16 @20°C 43
Table 4 : Valeurs des résistances ($K.W^{-1}$) du CTM du QFN16 (7 nœuds) 45
Table 5 : Valeurs des capacités ($mJ.K^{-1}$) du DCTM du QFN16 (7 nœuds) 46
Table 6 : Temps de création (min) des différentes méthodes de création des DCTMs 55
Table 7 : Score et précision des DCTMs en fonction de la méthode de création 55
Table 8 : Différentes modélisations compactes d'un QFN16 58
Table 9 : CL dites « réalistes » d'un composant soudé sur carte électronique 81
Table 10 : Liste des outils de simulation numérique 82
Table 11 : Propriétés géométriques et matériaux du DFN12 84
Table 12 : Propriétés matériaux du modèle équivalent deux-couches du QFN16 89
Table 13 : Propriétés matériaux du modèle équivalent deux-couches du DFN12 90
Table 14 : Liste des composants soudés sur le véhicule de test 107
Table 15 : Définition des coefficients de l'éq. (98) 110
Table 16 : Détails des différentes cartes de test 111
Table 17 : Propriétés géométriques et matériaux du DFN10 @20°C 115
Table 18 : Propriétés géométriques et matériaux du MLP25 @20°C 116
Table 19 : TJ des DFN10 des essais expérimentaux à $t = 120s$ 121
Table 20 : Propriété des matériaux de la carte @20°C 122
Table 21 : ΔTJ, et TJ & ΔTJ à $t = 120s$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique de base 123
Table 22 : Valeurs des conductivités de la résine pour $\Delta TJ = 0$ 125
Table 23 : ΔTJ et ΔTJ @ $t = 120s$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique optimisée en régime permanent 126
Table 24 : Gain et constantes de temps des modèles compacts de type Foster 127
Table 25 : Ecarts moyens ΔTJ et maximum $\Delta TJ, max$ en fonction de la variation de la capacité thermique 130
Table 26 : ΔTJ et ΔTJ @ $t = 120s$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique optimisée en régime transitoire 130
Table 27 : Variation du la résistance R_{JA} en fonction du taux de vide 132
Table 28 : ΔTJ et ΔTJ @ $t = 120s$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique avec carte équivalente 137
Table 29 : Réseau de résistance ($K.W^{-1}$) du DCTM du DFN10 (7 nœuds) 138
Table 30 : Valeurs des capacités ($mJ.K^{-1}$) du DCTM du DFN10 (7 nœuds) 138
Table 31 : ΔTJ et ΔTJ @ $t = 120s$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique avec carte équivalente & DCTM 139
Table 32 : Ratio du flux thermique vers le PCB pour différents modèles numériques 140
Table 33 : Cycle d'activation/désactivation des puces du DFN12 (carte n°7) 141
Table 34 : $\Delta TJ, i$ et $\Delta TJ, imax$ du DFN12 entre essai expérimental et simulation numérique détaillée 144
Table 35 : Réseau de résistance ($K.W^{-1}$) du DCTM du DFN12 (9 nœuds) 145
Table 36 : Valeurs des capacités ($mJ.K^{-1}$) du DCTM du DFN12 (9 nœuds) 145

Table 35 : $\Delta TJ, i$ et $\Delta TJ, imax$ du DFN12 entre essai expérimental et simulation numérique avec composant DCTM 147
Table 36 : Conditions limites de l'expérimentation de la carte de test n°6 148
Table 37 : ΔTJ et $\Delta TJ\ @\ t = 50s$ du DFN10 entre les deux essais expérimentaux et simulations numériques détaillées 151
Table 38 : ΔTJ et $\Delta TJ\ @\ t = 50s$ du DFN10 entre les deux essais expérimentaux et simulations numériques avec composant DCTM 152
Table 39 : Relevés IR et numériques des températures surfaciques des composants électronique de la carte n°6 (essai n°2) 153
Table 40 : Ratio volumique de chaque matériau du DFN10 162
Table 41 : Propriétés matériaux du modèle simplifié 1-C du DFN10 162
Table 42 : Score et gain du modèle simplifié 1-C du DFN10 pour plusieurs valeurs de keq 166
Table 43 : Conductivités et score du modèle simplifié 1-C optimisé du DFN10 168
Table 44 : Propriétés matériau du modèle simplifié 2-C du DFN10 170
Table 47 : Conductivités thermiques et score du modèle 2-C optimisé du DFN10 171
Table 46 : Produit $\rho \cdot cp$, score et ΔT des modèles simplifiés 1-C & 2-C du DFN10, en régime transitoire 174
Table 47 : Matériaux équivalents des modèles simplifiés 1-C & 2-C du DFN12 177
Table 48 : Score, ΔT et ΔH des modèles simplifiés 1-C et 2-C optimisés du DFN12 177
Table 49 : Score et ΔT des modèles simplifiés 1-C & 2-C du DFN12 en régime transitoire 178
Table 50 : Propriétés matériaux des constituants du BGA208 180
Table 51 : Conductivités thermiques des modèles simplifiés 1-C & 2-C du BGA208 181
Table 52 : Score, ΔT et ΔH des modèles simplifiés 1-C et 2-C optimisés du BGA208 181
Table 53 : Score et ΔT des modèles simplifiés 1-C & 2-C du BGA208 en régime transitoire 182
Table 54 : Conductivités, score et écarts du modèle simplifié 2-C du QFN16 185
Table 55 : Score des modèles simplifiés 2-C des QFNs 185
Table 56 : Score des modèles simplifiés 2-C des QFNs, en régime transitoire 186
Table 57 : Différentes modélisations compactes d'un QFN16 188
Table 58 : TJ et ΔTJ des modèles compacts pour 2 représentions de carte 190
Table 59 : TJ et ΔTJ des modèles simplifiés avec différentes CLs 193
Table 59 : Positions et dimensions des puces enterrées au sein de la carte HERMES 199
Table 60 : Coefficient de transfert thermique pour une puce active (C1) 208
Table 61 : Comparaison des prédictions de températures des MA et MN pour une puce active (C1) 209
Table 62 : Prédictions des températures en fonction du nombre de couche du MA pour le regroupement élitiste 211
Table 63 : Prédictions des températures en fonction du nombre de couche du MA pour le regroupement pyramidal 214
Table 64 : Prédictions des températures & temps de calcul pour plusieurs configurations du MA 216
Table 65 : Prédictions des températures des trois puces enterrées 218
Table 66. Coefficient de transfert thermique pour toutes les puces actives 219

NOMENCLATURE

Alphabet Latin

B	Matrice de densité de puissance	$K.W^{-1}$
Bi	Biot	-
C	Matrice de Capacité thermique	$J.K^{-1}$
cp	Capacité thermique massique	$J.kg^{-1}.K^{-1}$
$\mathcal{D}$	Diffusivité thermique	$m^2.s^{-1}$
e	Epaisseur	m
Ea	Energie d'activation	eV
F	Facteur de forme	-
G	Matrice de Conductance	$W.K^{-1}$
h	Coefficient de transfert thermique	$W.m^{-2}.K^{-1}$
H, L et W	Hauteur, longueur et largeur du domaine	m
I	Intensité	A
k_b	Constante de Boltzmann	$eV.K^{-1}$
kx, ky, kz	Conductivité thermique axial	$W.m^{-1}.K^{-1}$
K	Matrice de conductivité	$W.m^{-1}.K^{-1}$
$\mathcal{K}$	Gain	K ou $°C$
M	Matrice de masse	$J.m^{-1}.K^{-1}$
P	Puissance	W
p	Variable de Laplace	s^{-1}
Q	Flux thermique	W
$\dot{q}$	Source de chaleur	$W.m^{-1}$
R	Résistance thermique	$K.W^{-1}$
S	Surface	m^2
$\mathcal{S}$	Variable de Stehfest	-
t	Variable temporel	S
T	Température	K ou $°C$
x, y, z	Variables d'espace	m
U	Tension	V
V	Vecteur des conditions externes	$K.W^{-1}$
$\mathcal{V}$	Volume	m^3
Z	Impédance	$K.W^{-1}$

Symboles Grecs

$\alpha, \beta \; et \; \gamma$	Coefficients des fonctions périodiques	-
δ	Variable Kroeneker	-
Δ	Ecart	-
$\vec{\nabla}$	Opérateur Laplacien	-
ε	Résidu	-
ε_f	Emissivité	-
ζ	Constante de temps	*s*
θ	Excès de température	*K*
Λ	Ratio de volume	-
ρ	Densité volumique	$kg.m^{-3}$
σ	Constante de Boltzmann	$W.m^{-2}.K^{-4}$
τ	Coefficient fonction transcendante	*m*
φ	Flux thermique	$W.m^{-2}$
ω	Facteur de convergence	-
$\partial\Omega$	Domaine de calcul (Surface)	-
Ω	Domaine de calcul (Volume)	-

Indices

0	Instant initial
A	Ambiant
c	Condition
i, j	Compteur
J	Junction
JB	Junction to Board
JC	Junction to Case
L	Leads
m, n et r	Indices séries de Fourier
nd	Nœud
TI	Top Inner
TO	Top Outer
BI	Bot Inner
BO	Bot Outer
S	Sides
s	Indice source

Exposants

D	Dirichlet
S	Steklov
*	Nombre adimensionnel

Acronymes

1D, 2D, 3D	Une, Deux, Trois Dimensions
AF_T	Facteur d'Arrhenius
AG	Algorithme Génétique
BCI	Boundary Condition Independent
BGA	Ball Grid Array
DELPHI	DEvelopment of Libraries of Physical models for an Integrated design environment
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
CC	Copper Concentration
CFD	Computational Fluid Dynamics
CI	Condition Initiale
CL	Conditions Limites
CMS	Composant monté en Surface
CTM	Compact Thermal Model
DC	Direct Current
DCTM	Dynamical Compact Thermal Model
DFN	Dual Flat no Leads
DIP	Dual In Line Package
DoF	Degree of Freedom
DTM	Detailed Thermal Model
EDP	Equation aux Dérivées Partielles
FANTASTIC	FAst Novel Thermal Analysis Simulation Tool for Integrated Circuits
FEM	Finite Element Method
FR-4	Flame Resistant Four
GND	Ground
HDI	High Density Interconnect
HERMES	High Density integration by Embedding chips for Reduced size Modules and Electronic Systems
IC	Integrated Circuit

IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IR	InfraRouge
JEDEC	Joint Electron Device Engineering Council
LED	Light-Emitting Diode
LMEE	Laboratoire de mécanique Energétique d'Evry
MA	Modèle Analytique
MN	Modèle Numérique
MLP	Micro Leadframe Package
MPMM	Multi Point Moment Matching
NRMSD	Normalized Root Mean Square Deviation
PCB	Printed Circuit Board
PGA	Pin Grid Array
POD	Proper Orthogonal Decomposition
PSO	Particle Swarp Optimisation
PTH	Plated Through Hole
PWB	Printed Wired Board
QFN	Quad Flat no Leads
ROM, MOR	Modèle d'Ordre Réduit
SiP	System In Package
SMP	Surface Mounted Package
T3STER	Transient Thermal Tester
THERMINIC	Thermal Investigation of ICs and Systems
TO	Transistor Outline Package
TS	Time Step
TU/e	Technical University of Eindhoven (Netherlands)

ABSTRACT (ENGLISH)

The extreme densification of electronic boards, coupled with their size reduction leads to critical thermal stress, resulting in technology barriers to the evolution of electronic systems.

This document is about the thermal modelling of electronic components, and their interaction with electronic systems in general.

In the first chapter, the concept of compact models, which is a partial representation of an electronic component without its geometry complexity, is addressed. The different types of compact models are explained and discussed in function of their accuracy towards detailed models of electronic components.

In a second chapter, the analytical modelling of electronic components is developed, for mono and multi chips packages. The analytical model is based on the resolution of 3-D heat equation by the use of Fourier series for multi-layer domain and volumetric heat sources. The analytical model is therefore compared to numerical models with the goal to quantify the cons and pros of this representation.

The concept of dynamical compact models is validated experimentally in a third chapter. The compact models of first chapter are confronted to experimental data in dynamic state. This comparison shows that the developed dynamical compact models have a deviation lower than 10% with experimental results, whatever the configuration of the thermal test vehicles.

A fourth chapter introduces a new concept of simplified models, in the case of a lack of information about the geometry of electronic components. This new modelling concept is based on the analytical development of second chapter. It is shown that a discrepancy of less than 10% with detailed numerical models can be achieved, whatever the complexity level of electronic components.

Finally, the last chapter deals with a potential way to exploit the developed thermal models for performing industrial board design. Thus, the compact modelling of electronic multilayer boards with buried components in its core layers is investigated. This approach is based on the analytical model of second chapter in order to deal with thin multi-layer electronic boards. A concept of a smart decomposition of the board layers is introduced, which allows a fast design exploration while preserving a high accuracy level.

ABSTRACT

La densification extrême des cartes électroniques, couplée à une compacité toujours plus accrue entraîne des contraintes thermiques exacerbées, ceci constitue un verrou technologique à l'évolution des systèmes électroniques.

Ce document traite de la modélisation thermique des composants électroniques, et de leur interaction avec des systèmes électroniques en général.

Dans une première partie, le concept de modèles compacts, qui est une représentation partielle d'un composant électronique qui s'affranchit de sa géométrie, est abordé. Les différents concepts de modèles numériques sont expliqués et comparés en fonction de leur niveau de précision par rapport à une représentation détaillée d'un composant électronique.

Dans une deuxième partie, la modélisation analytique des composants électroniques est développée, pour les composants mono-puces puis multi-puces. Le modèle analytique établi est basé sur la résolution 3-D de l'équation de la chaleur par les séries de Fourier dans un domaine multi-couche et avec des sources de chaleur volumique. Le modèle analytique est également comparé à une modélisation numérique dans le but de quantifier l'avantage de ce type de modélisation.

Le concept de modèles compacts temporels est validé expérimentalement dans la troisième partie de ce document. Les modèles compacts explicités dans la première partie sont confrontés à des essais expérimentaux en régime transitoire. Ces essais démontrent que les modèles compacts temporels permettent d'obtenir un écart de température inférieur à 10%, ceci quelle que soit la configuration des véhicules de test thermique.

Une quatrième partie s'attache sur un nouveau concept de modèles simplifiés dans le cas où la géométrie des composants électroniques n'est pas connue. Ce type de modélisation se base sur le modèle analytique de la seconde partie. Il est démontré que celui permet d'obtenir un écart inférieur à 10% avec le modèle numérique détaillé, quel que soit le niveau de complexité du composant.

Enfin, la dernière partie aborde la potentielle utilisation des modèles compacts développés pour améliorer la conception d'une carte électronique industrielle. Pour cela, la modélisation compacte de cartes électroniques avec composants enterrés a été explorée. Cette approche s'appuie sur le développement analytique effectuée dans la seconde partie des travaux exposés avec pour objectif d'accentuer la capacité à modéliser les cartes

possédant de multiples couches. Une méthode intelligente de calcul des diverses couches d’une la carte électronique a été établie. Celle-ci offre la possibilité d’explorer rapidement diverses options d’une conception tout en préservant un niveau de précision important.

PARTIE I. ETAT DE L'ART DE LA MODELISATION THERMIQUE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

En préambule de ce document, un état de l'art sur la modélisation thermique des composants électroniques est présenté.

Un rappel des différents modèles thermiques utilisés dans l'estimation des températures critiques des composants électronique est effectué. Les différentes modélisations sont introduites par ordre du degré de précision du modèle.

Afin d'illustrer l'évolution des modèles thermiques, en fonction de leur degré de précision, l'exemple d'un boitier comprenant une puce électronique est explicité.

1 Introduction générale

Le monde de l'électronique est en constante évolution depuis l'apparition du premier transistor en 1947 conçu dans le laboratoire Bell. De cette découverte qui a valu à ses inventeurs John Bardeen, William Shockley et Walter Brattain le prix Nobel de physique en 1956, la démocratisation du transistor, et plus généralement de l'électronique, a été exponentielle et ce jusqu'à nos jours.

L'évolution de la densification du nombre de transistor en fonction de l'évolution du marché a été 'prédite' par la célèbre loi de Moore qui annonçait en 1965 un doublement du nombre de transistor sur une puce électronique tous les deux ans. Une variation de cette loi empirique stipule d'un doublement du nombre de transistor tous les 18 mois. L'évolution réelle de la technologie des microprocesseurs est représentée dans la Figure 1, en parallèle des deux énoncés de la loi de Moore.

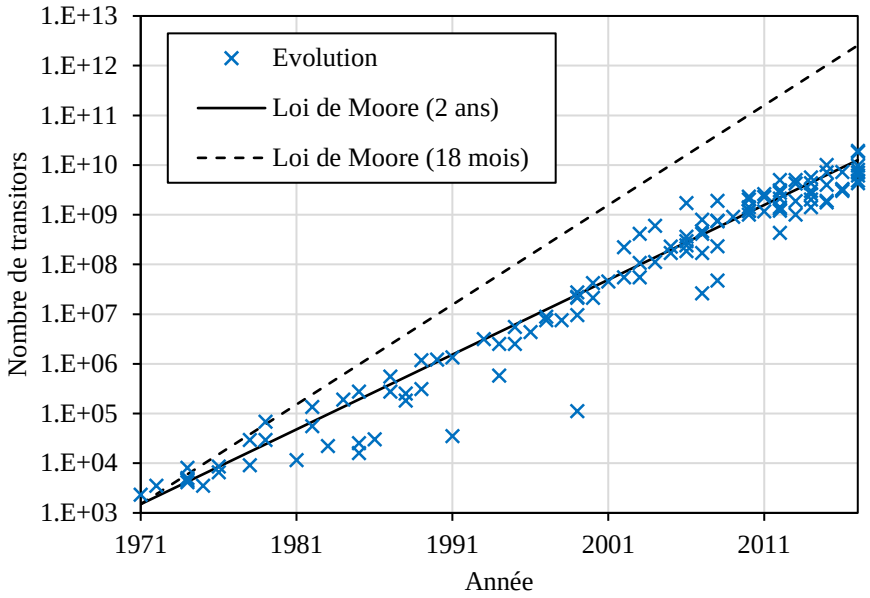


Figure 1 : Evolution du nombre de transistors sur puce électronique au cours du temps

On s'aperçoit que cette règle empirique est respectée par le marché, malgré les barrières technologiques qui incombent de la réduction de la finesse de gravure, de l'ordre du nm.

Cette densification extrême des microprocesseurs, couplée à l'augmentation de leur fréquence de fonctionnement entraîne une augmentation exponentielle de la concentration de puissance électrique. D'une puissance dissipée d'1W dans les années 1970, les microprocesseurs actuels sont alimentés par des puissances supérieures à 150W [1] [2]. L'augmentation de la puissance dissipée par les microprocesseurs se traduit par des contraintes thermiques exacerbées de par l'effet Joule. Ces limitations thermiques ont entraîné un plafonnement des vitesses de fonctionnement des microprocesseurs, et sont donc devenues le principal frein dans l'évolution de leur performance.

Une étude détaillée du fonctionnement des puces électroniques et de leurs contraintes thermiques associées est présentée dans la thèse de C. Dia [3], dont les travaux de cette thèse se réfèrent.

Afin de prédire le comportement thermique des puces électroniques, et donc de s'assurer de son bon fonctionnement, une étude de la puce seule n'est pas suffisante du fait de son intégration dans un système plus complexe. En effet, la puce électronique est un élément actif qui fait partie d'un ensemble complet qu'on appelle plus communément un système électronique, comme l'illustre la Figure 2.

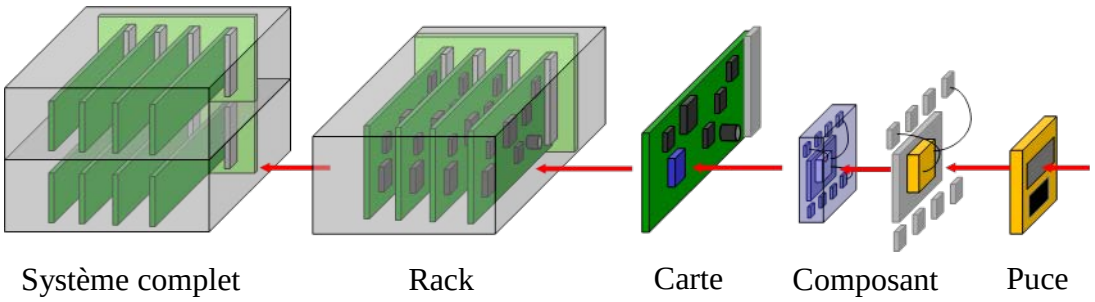


Figure 2 : Représentation des différents niveaux d'un système électronique

Un système électronique est donc composé de quatre sous-systèmes possédant des échelles dimensionnelles différentes :

- La puce électronique dissipant de la chaleur sous forme d'effet Joule, où se situent la fonction électronique et ses multiples transistors, [µm]
- Le composant électronique (aussi appelé boitier électronique) qui transfère les informations de la puce au reste du système, tout en la protégeant des dégradations de l'environnement extérieur (poussière, humidité, …), [mm]
- La carte électronique qui regroupe tous les composants électroniques afin de délivrer un ensemble de fonctions électroniques (convertisseur DC-DC, amplification de signaux, …), [cm]
- Le Rack qui constitue le support mécanique et dans lequel sont regroupées les cartes électroniques (salle de serveur, …), [m]

L'évaluation du niveau de température de la puce électronique est fortement dépendante de la géométrie du système complet, de l'influence des composants sur leur environnement proche et du niveau de concentration de puissance sur la puce. Tous ces paramètres rendent difficile la prédiction des températures critiques de l'ensemble en raison de la complexité géométrique de chaque élément.

Cependant, des modèles simplifiés peuvent être utilisés afin de prédire la température des composants électroniques dans un laps de temps raisonnable. Ces modèles visent à s'affranchir d'une représentation détaillée de leur géométrie, ainsi ils peuvent prendre la forme de réseaux résistifs, de modèles analytiques ou encore de modèles numériques moins détaillés. Ces différents concepts sont détaillés dans cette première partie.

2 Etat de l'art de la modélisation thermique des boitiers électroniques

Le boitier électronique qui encapsule la puce a plusieurs fonctions élémentaires [3]:

- Garantir l'intégrité des signaux des entrées-sorties de la puce,
- Connecter les fonctions de la puce à la carte à partir de connexions électriques fiables,
- Protéger le circuit vis-à-vis des contraintes exercées par l'environnement extérieur, telles que les contraintes physico-chimiques ou mécaniques et thermiques,
- Assurer une bonne dissipation thermique du semi-conducteur.

L'encapsulation d'une ou plusieurs puces électroniques se fait principalement par le dépôt d'une matière plastique (résine) ce qui permet d'isoler efficacement la partie active (puce électronique) du boitier électronique.

2.1 Description des boitiers électroniques

Il existe une variété de boitiers électroniques, caractérisée par la technique de montage sur la carte électronique. Par exemple les boitiers dits « à piquer » ou les boitiers « en surface ».

Les boitiers dit « à piquer », ou Plated Through Hole (PTH)

Massivement employé jusque dans les années 1990, ces boitiers sont reliés à la carte électronique par l'intermédiaire de leurs pattes, lesquelles traversent la structure de la carte via des trous métallisés. Les principaux boitiers PTH sont les Transistor Outline Package (TO), Dual-In-Line Package (DIP) ou encore les Pin Grid Array (PGA).

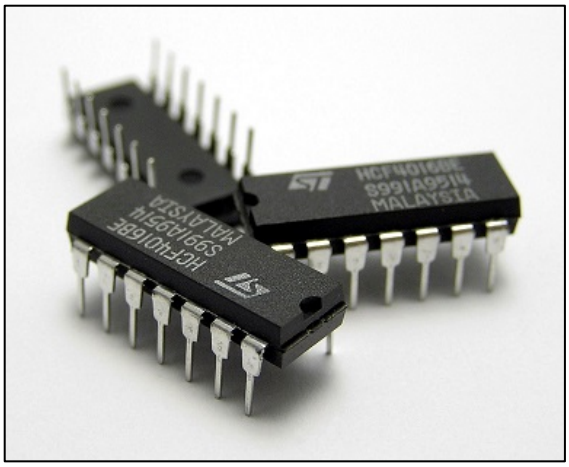


Figure 3 : Exemple de boitiers PTH avec pattes droites (DIP14 de ST Microelectronics)

Cette technologie « mono-face » a évolué au cours du temps du fait de la densification des cartes électroniques. Cette évolution se traduit par un repli des pattes des boitiers afin de les souder directement sur les surfaces, inférieure ou supérieure, de la carte. Les

connexions électriques internes à la carte se font maintenant par des vias métalliques qui permettent de transmettre l'information des boitiers disposés sur les deux faces au travers des différences couches d'une carte électronique. En 2017, il est estimé que seulement 3% des circuits intégrés sont des boitiers de type de PTH [3], d'où un abandon à termes de cette technologie.

Les boitiers dit « Surface Mount Package » (SMP)

Une technologie plus récente est apparue dans les années 1990, il s'agit des boitiers SMP. Ces boitiers ont la caractéristique d'être soudés 'par vague' directement sur les deux faces d'une carte électronique par l'intermédiaire de leurs pattes, lesquelles devenues au cours du temps non-apparentes. Un exemple de boitier SMP est représenté dans la Figure 4. Il s'agit d'un boitier MLP (Micro Leadframe Package) comprenant 4 puces électroniques.

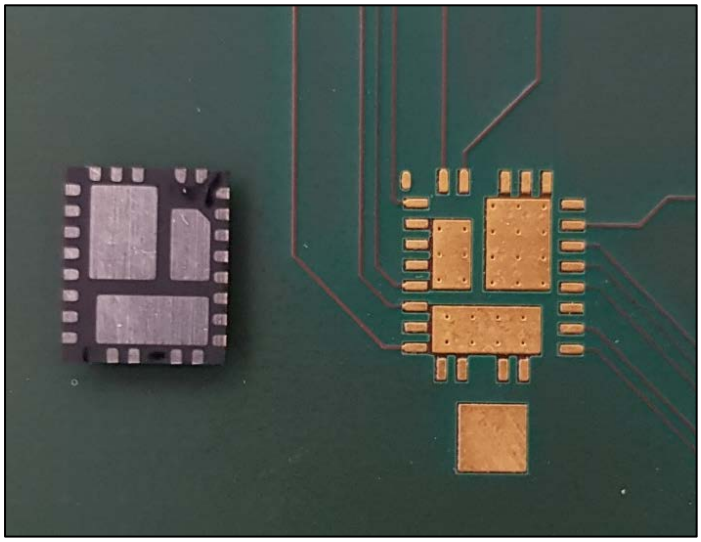


Figure 4 : Boitier MLP25 avec son empreinte sur carte électronique

Les pattes de connexion ne sortent pas du volume du boitier. Ce dernier est soudé à la carte par ses pattes (ou leads) et par un ensemble de trois plateformes sur lesquelles les puces sont collées.

La Figure 5 représente l'évolution du marché des boitiers électroniques au cours du temps. La densification des cartes électroniques a entraîné une disparition des boitiers PTH au profit de boitiers SMP.

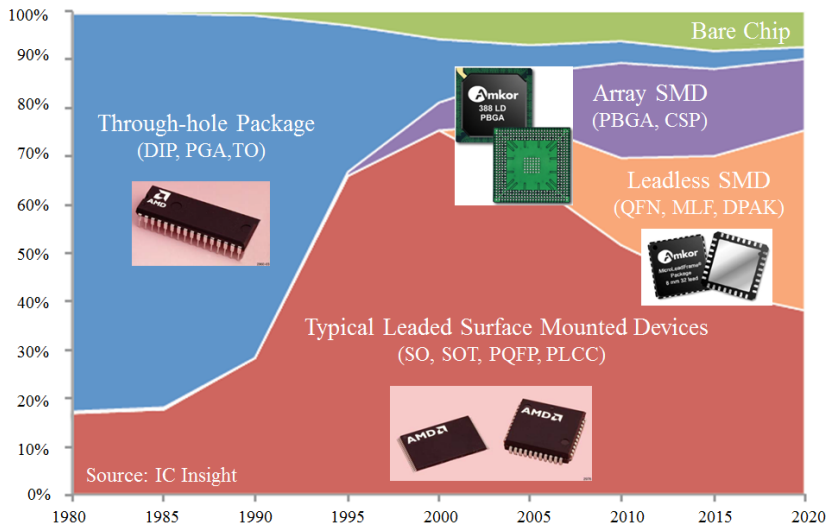


Figure 5 : Evolution des parts du marché des familles de boitiers électroniques

La description des différentes technologies de boitiers montés en surface est détaillée dans la thèse de C. Dia [3], ainsi que celles employées pour la conception des composants passifs (résistance, inductance, …).

2.2 Modélisation du comportement thermique des composants électroniques

Du point de vue thermique, un composant électronique peut se résumer à quelques points d'intérêts qui rendent compte de sa criticité par rapport à une puissance dissipée. En effet, la température maximum de la puce, appelée température de Junction, définit la température maximum qu'un circuit intégré tolère sans dégradation de sa fonction électronique.

Dans le cas de phénomène dit d'« over-heating », correspondant à un dépassement de cette température limite, une rupture thermomécanique du composant peut arriver, comme par exemple :

- Défaillance des liaisons mécaniques des connecteurs [4],
- Apparition de fissures mécaniques (cracks) [5],
- Dans le pire des cas, une combustion spontanée peut se produire.

Dans la majorité des cas la dégradation d'un composant est lié à un phénomène de fatigue thermique. Celle-ci a un rôle prépondérant quant à la fiabilité des composants électroniques [6]. La fatigue thermique est reliée à la dilatation des matériaux soumis aux variations de températures qu'un composant peut subir tout au long de son utilisation. Ces contraintes thermomécaniques vont progressivement engendrer l'apparition de fissures pouvant aller jusqu'à la rupture mécanique comme l'illustre la Figure 6, extraite de l'article de Zhang et. al. [4].

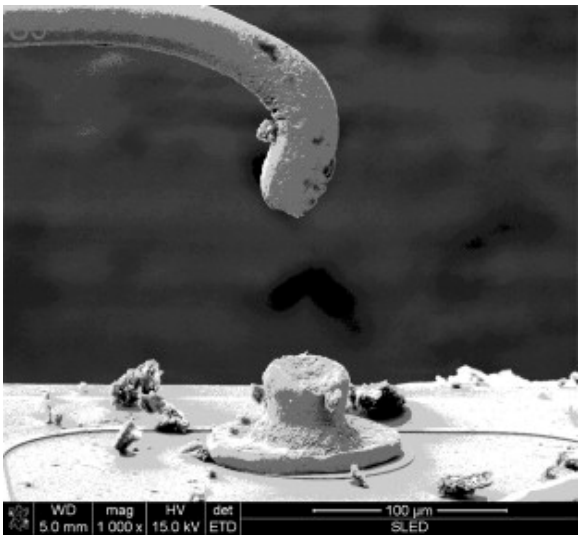


Figure 6 : Rupture mécanique d'un connecteur dû à la fatigue thermique [4]

Dans le but de prédire l'impact d'un « over-heating » sur la durée de vie d'un composant, le facteur d'Arrhenius a été introduit. Le facteur d'Arrhenius, ou facteur d'accélération thermique, définit par le standard américain JEDEC (**J**oint **E**lectron **D**evice **E**ngineering **C**ouncil) [7] décrit empiriquement l'impact d'une élévation de température supérieure au seuil critique admissible dans le composant.

$$AF_T = exp\left[\frac{Ea}{k_B} \cdot \left(\frac{1}{T_j^n} - \frac{1}{T_j^m}\right)\right] \quad (1)$$

avec :

- Ea est l'énergie d'activation,
- k_B est la constante de Boltzmann ($8.617 \cdot 10^{-5}$ eV.K^{-1}),
- T_j^n est la température de Junction (ou température maximum, en K) du composant à condition normale d'utilisation,
- T_j^m est la température de Junction (en K) du composant soumis à un stress thermique.

Des valeurs typiques d'énergie d'activation (Ea) sont fournies par certains standards, par exemple 0.7eV [8] pour un circuit intégré bipolaire.

Ainsi pour ce type de composant, dans le cas d'une température nominale de 85°C, ce qui est fréquent dans des environnements clos comportant un ensemble de cartes électroniques, la Figure 7 représente l'évolution du facteur d'Arrhenius en fonction de la température de fonctionnement.

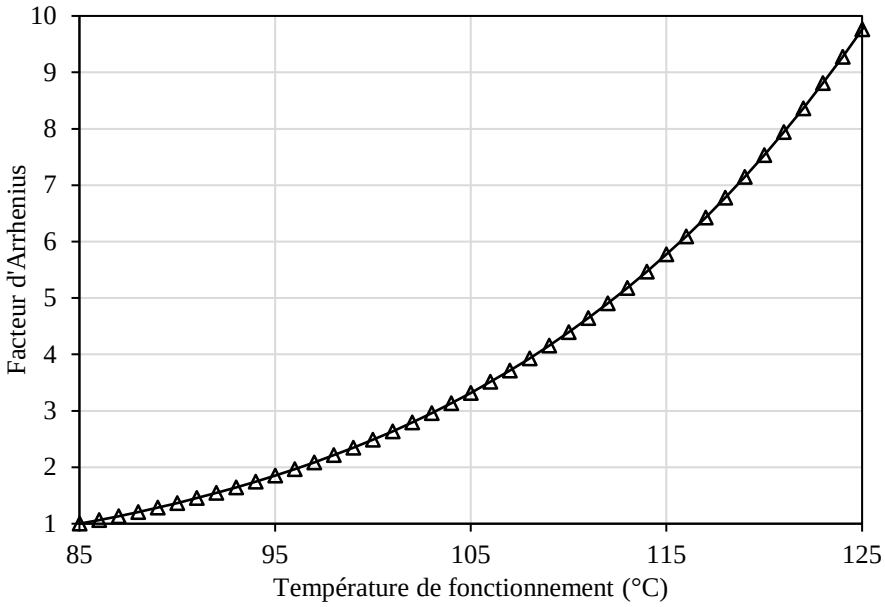


Figure 7 : Facteur d'Arrhenius en fonction de l'élévation de température

D'après la Figure 7, une élévation de température de 10°C correspond à une diminution, par un facteur 1.7, de la durée de vie d'un composant électronique. De plus cet effet s'intensifie plus la température est élevée. Il est donc primordial de correctement prédire la température maximum que peut rencontrer un composant électronique afin de garantir une utilisation optimale à un environnement donné.

La modélisation thermique d'un composant électronique est la préoccupation majeure des concepteurs de système électronique. Cette problématique est un sujet d'étude extrêmement large. La Figure 8 décrit différents modèles accessibles aux thermiciens afin de prédire le comportement thermique d'un composant électronique. Le niveau de complexité de ces modèles est directement proportionnel au niveau de précision attendu.

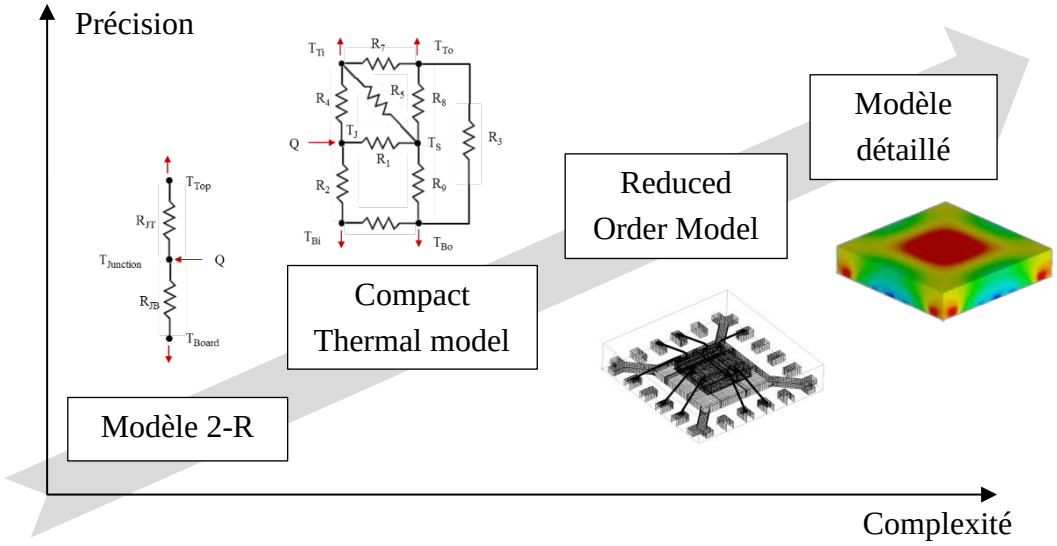


Figure 8 : Précision d'un modèle thermique en fonction de son degré de simplification

Dès lors il s'agit de choisir le bon degré d'approximation, le champ de modélisation s'étend d'un modèle unidirectionnel 2-R au modèle détaillé décrivant le champ de température complet de la géométrie du composant.

Leur caractéristique ainsi que leur performance respective sont explicitées dans la partie suivante.

2.3 Modèles nodaux spatiaux

L'analogie électrique-thermique permet de modéliser un système thermique physique sous la forme d'un réseau nodal de type R-C. La résistance électrique se transpose en résistance thermique ($K.W^{-1}$) et la capacité électrique en capacité thermique ($J.K^{-1}$).

Il est alors possible de représenter des points d'intérêt du composant tels que sa température maximum (appelée Junction) ou la température de ses faces extérieures en nœuds (aussi appelé Case). Ces nœuds sont reliés entre eux par une résistance thermique qui va caractériser le gradient thermique entre deux nœuds au passage d'un flux de chaleur.

Ces modèles résistifs sont appelés aussi modèles compacts, du fait de l'instantanéité de leur résolution, comparé à un modèle détaillé. De plus le processus de création de ces réseaux nodaux dépend de la complexité de la géométrie de base et des hypothèses simplificatrices retenues pour son établissement. Bien entendu, celles-ci vont interagir sur le niveau de précision obtenu.

2.3.1 Modèle Compact de type 2-R

Le standard JEDEC préconise une modélisation des boitiers électronique par un modèle résistif composé de 3 nœuds et de 2 résistances, ce qui forme le modèle 2-R (pour **2-R**ésistance), voir Figure 9.

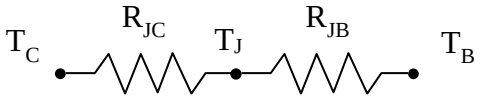


Figure 9 : Réseau 2-R JEDEC

Dans les réseaux 2-R, la chaleur s'évacue par deux chemins caractérisés par la résistance dite 'Junction-to-Case' et la résistance 'Junction-to-Board'. La résistance R_{JB} correspond à l'évacuation de la chaleur par la face du composant relié à la carte électronique et la résistance R_{JC} à la part de chaleur évacuée par les faces du composant en contact avec le milieu ambiant. Les valeurs de ces résistances sont déterminées par des méthodes expérimentales, comme celles préconisées par la norme JEDEC [9].

Le réseau 2-R est toujours massivement utilisé par les fabricants de boitiers électroniques afin de caractériser le comportement thermique de leur produit. Ce type de modélisation

est très souvent la seule donnée accessible aux thermiciens pour prédire les températures des composants d'un système électronique global.

Les résultats en termes de précision par rapport au modèle détaillé ou à des données expérimentales sont toutefois grossiers, avec typiquement des écarts supérieurs à 15% [9] sur la prédiction du nœud de Junction. En effet, la représentation bidirectionnelle préconisée par la norme JEDEC ne permet pas de prendre correctement la diffusion interne de la chaleur au sein du composant et l'influence des discontinuités thermiques à l'interface de chaque constituant du boitier électronique. Cette faible représentativité du comportement thermique du composant et d'autant plus forte lorsque l'on s'intéresse à son fonctionnement en régime transitoire, notre propos

Une représentation plus exhaustive du comportement thermique des composants électroniques est proposée dans la section suivante.

2.3.2 Modèle Compact de type Delphi

A l'instar des réseaux 2-R, les modèles compacts issus de la méthodologie Delphi (**DE**velopment of **L**ibraries of **PH**ysical models for an **I**ntegrated design environment) sont composés d'un réseau de résistances thermiques. Cependant le nombre de nœuds, et donc de résistances a été augmenté afin de distinguer plus finement les gradients thermiques internes et externes du composant, et donc de rendre compte d'un modèle multidirectionnel.

La méthodologie Delphi a été initiée à la suite d'un projet européen (ESPRIT III) entre 1993 et 1996 par plusieurs grands industriels tels que : Nokia (ex Alcatel Bell), STMicroelectronics et Thales (ex Thomson-CSF). Le but de ce projet était de standardiser le processus de création de modèles thermiques comportementaux (ou CTM pour **C**ompact **T**hermal **M**odel) afin de créer une bibliothèque disponible aux concepteurs de cartes électroniques.

La méthodologie Delphi a ensuite été reprise par le standard américain JEDEC15-4 [10] en 2008, afin de démocratiser le processus de création de CTM dans l'industrie et donc d'améliorer la qualité des modèles déjà en place (modèles 2-R JEDEC15-2).

Un exemple de modèle compact thermique (ou CTM pour 'Compact Thermal Model') est fourni dans la Figure 10.

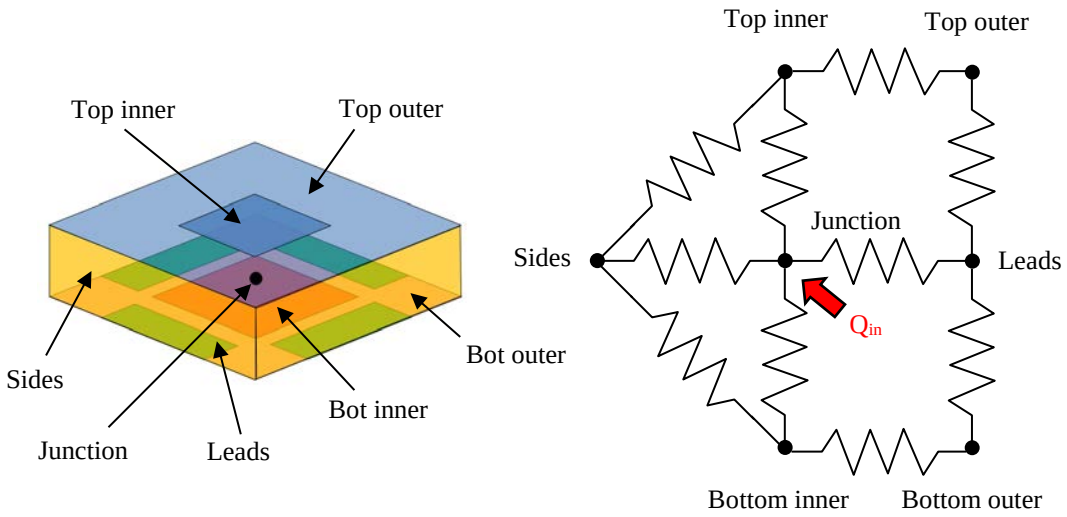


Figure 10 : Exemple d'un CTM 7 nœuds issu de la méthodologie Delphi

Les surfaces externes du composant électronique sont décomposées en sous-surfaces pour rendre compte des discontinuités thermiques du composant. Chaque nœud externe du CTM est lui-même relié à la température de référence par une condition limite dite de 'troisième espèce', c'est-à-dire soumis à un coefficient de transfert thermique.

$$P_{out}^{i} = h_i \cdot S_i \cdot (T_i - T_A) \qquad (2)$$

avec i l'indice du nœud. En effectuant un bilan des flux, on peut alors calculer les températures en tout point en fonction de la puissance injectée à la Junction (Q_{in} en W), des coefficients de transfert thermique (h en $W.m^{-2}.K^{-1}$), imposés sur les surfaces correspondantes aux nœuds externes (m^2) et bien sur des valeurs des résistances du réseau ($K.W^{-1}$). La formulation en forme matricielle est montrée dans l'équation suivante :

$$T = (\boldsymbol{G} + V_{ext})^{-1} \cdot P \qquad (3)$$

avec la matrice des conductance $\boldsymbol{G}$ et V_{ext} le vecteur des conditions externes ($h_i \cdot S_i$).

Néanmoins la valeur des résistances du réseau CTM reste une inconnue, ainsi que le processus mathématique d'identification de ces valeurs. Le standard JEDEC15-4 apporte un guide méthodologique à suivre dans le but de standardiser cette démarche et la qualité des résultats obtenus, ainsi:

- Le réseau doit être simple, avec un nombre maximum de nœuds à limiter à 10. Cependant, au vu de l'émergence des boitiers à multiples puces du type SiP (System-in-Package) ou Stacked-up-Dies, comprenant plusieurs sources de chaleur, le nombre de nœud est amené à augmenter [11].

- Le CTM doit être indépendant des conditions limites (ou BCI pour **B**oundary **C**ondictions **I**ndependant). C'est-à-dire que le modèle doit répondre avec précision pour n'importe quelle type de sollicitations extérieures telles que : convection naturelle / forcée, conduction par radiateur, plaque froide, etc. Le calcul des valeurs des résistances devient alors un problème d'optimisation stochastique du fait d'une multitude de scénarios à prendre en compte. La solution sera l'obtention du meilleur compromis possible.
- Le format de partage du CTM doit être libre d'accès, afin de ne pas favoriser le monopole d'un éditeur de logiciel de simulation thermique.
- Le CTM doit appartenir au domaine public avec un accès aux données sources.

Le CTM issu de la méthodologie Delphi est un modèle dit « universel » du fait de son indépendance aux conditions limites. Afin de le rendre BCI, les valeurs des résistances sont déduites à partir d'un jeu de scénarios appliqué à un modèle numérique détaillé (DTM pour **D**etailed **T**hermal **M**odel) qui est une représentation fine de la géométrie du composant, de ses propriétés thermiques et donc du champ complet de température.

Dans un premier temps, les températures et les flux du DTM sont extraits pour un nombre d'observables (qui correspondent aux nœuds du CTM) définit préalablement, et ceci pour un jeu de 38 conditions limites. Dans un deuxième temps, les valeurs de résistances du CTM sont ajustées afin de minimiser l'erreur entre les prédictions issues du CTM et les valeurs originelles fournies par le DTM.

L'optimisation stochastique des valeurs des résistances est réalisée à partir d'une fonction dite « objectif », explicitée dans l'eq. (4). La figure suivante représente la procédure de création d'un CTM issue de la méthodologie Delphi.

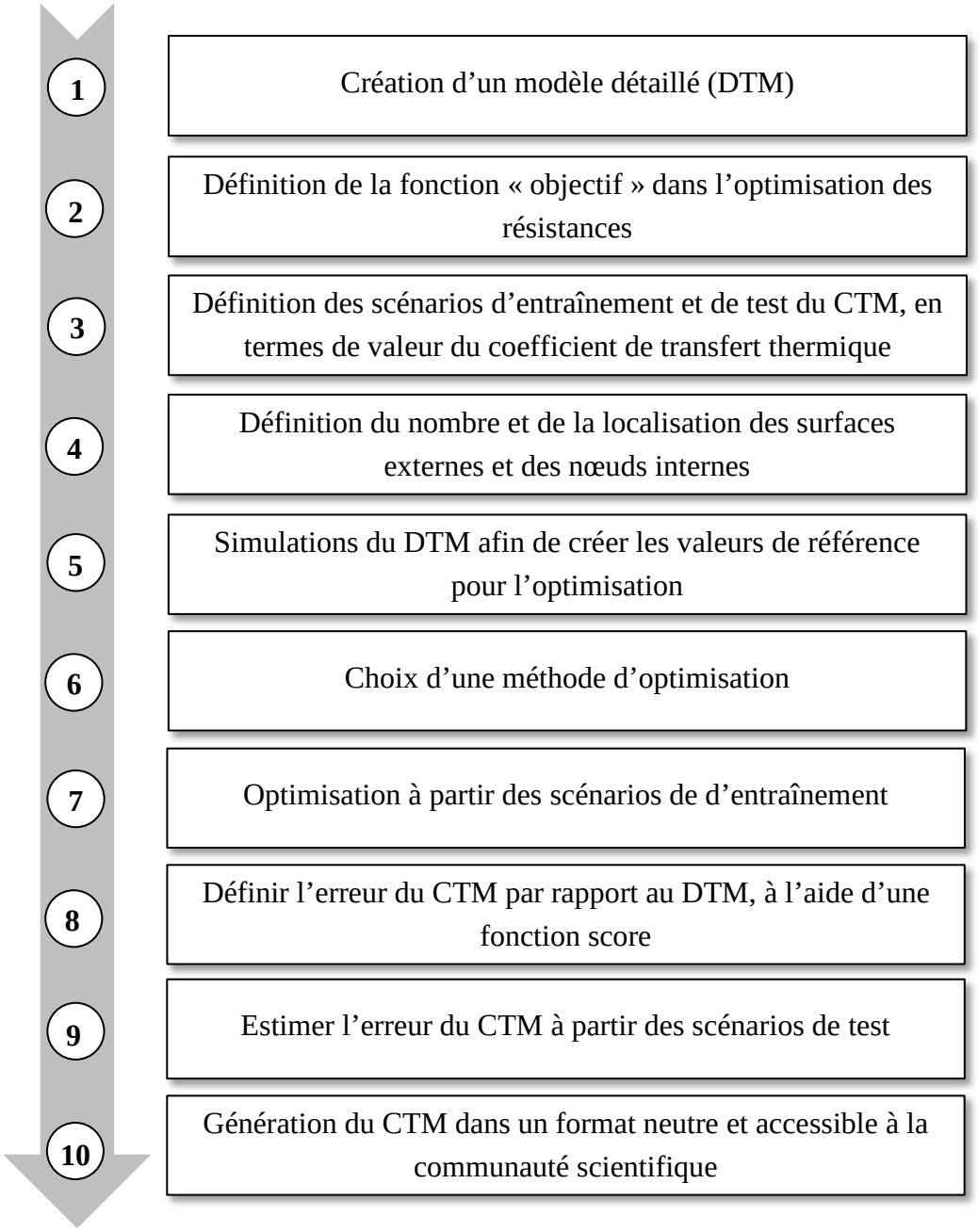


Figure 11 : Méthodologie Delphi pour la création d'un modèle compact thermique

(1) Le modèle détaillé, qui est une représentation de la géométrie du composant, est réalisé à partir de logiciels de CAO. Cela induit une connaissance de la topologie interne du composant ainsi que des matériaux qui le composent. Il s'agit de la première limitation à la création d'un CTM, elle peut être dans certains cas rédhibitoire.

(2) La fonction « objectif » quantifie la précision du modèle compact par rapport au modèle détaillé. La définition de cette équation est libre au choix de l'utilisateur, toutefois elle se doit de prendre en compte l'écart en termes de températures de tous les nœuds, et des flux sortant des nœuds externes pour obtenir une valeur d'ajustement élevée. La fonction « objectif » utilisée par Thales a été proposée par E. Monier-Vinard [12]. Elle a la forme suivante :

$$F(\theta, Q) = W \cdot f(\theta) + (1 - W) \cdot f(Q) \tag{4}$$

avec

$$f(\theta) = 1 - \frac{1}{2} \cdot \sum_{c=1}^{CL} \sum_{n=1}^{N} \frac{\Delta\theta_{n,c}}{CL \cdot N} + \frac{1}{5} \cdot \max\left(\Delta\theta_{n,c}\right) + \frac{3}{10} \cdot \max\left(\Delta\theta_{n=j,c}\right) \tag{5}$$

$$f(Q) = 1 - \frac{1}{2} \cdot \sum_{c=1}^{CL} \sum_{n=1}^{N} \frac{\Delta Q_{n,c}}{CL \cdot N} + \frac{1}{5} \cdot \max\left(\left|1 - \frac{Q_{n,c}^{CTM}}{Q_{n,c}^{DTM}}\right|\right) \tag{6}$$

Un score de 1 signifie que les résultats du CTM correspondent parfaitement au DTM. Les termes CL et N correspondent respectivement au nombre de conditions limites et de nœuds externes. Le terme W correspond à un facteur de pondération imposé entre les températures et les flux. Enfin les termes $\Delta\theta_{n,c}$ et $\Delta Q_{n,c}$ représentent quant à eux la différence absolue en termes de température et de flux entre le CTM et le DTM.

$$\Delta\theta_{n,c} = \left|\frac{T_{n,c}^{CTM} - T_{n,c}^{DTM}}{T_{n,c}^{DTM} - T_A}\right| \quad \& \quad \Delta Q_{n,c} = \left|\frac{Q_{n,c}^{CTM} - Q_{n,c}^{DTM}}{Q}\right| \tag{7}$$

L'utilisation de l'éq. (4) comme fonction objectif permet de baser l'erreur non seulement sur le nœud de Junction mais aussi sur celle engendrée par l'ensemble des nœuds du CTM. Le modèle possède un sens plus 'physique' en respectant plus correctement la balance des flux quittant le composant ($P_{in} = P_{out}$). Les divers coefficients (fractions) ont été ajustés par expérience afin de maximiser le score du CTM.

(3) Les scénarios d'entraînement et de test sont distingués. Les premiers ont pour rôle de modéliser toutes les conditions limites auxquelles le composant est amené à être confronté au cours du temps. Comme évoqué, les types de refroidissement considérés sont les plus variés possibles : convection naturelle, radiateur sur la surface supérieure du composant ou même d'une chambre d'évaporation comme matériau d'interface. Les différentes conditions limites sont retranscrites sous la forme d'un coefficient de transfert thermique, lequel caractérise l'intensité du transfert thermique sur un élément donné. Par exemple un coefficient de 10 $W.m^{-2}.K^{-1}$ correspond à l'évacuation de la chaleur par convection naturelle alors qu'une valeur de 500 $W.m^{-2}.K^{-1}$ à un refroidissement par un radiateur ou un dissipateur.

Le coefficient de transfert thermique n'est pas appliqué uniformément sur toutes les surfaces extérieures du CTM Delphi mais est divisé en 4 parties : La surface supérieure (h_{top}), la surface inférieure (h_{bot}), les cotés (h_{side}) et les connecteurs ou leads (h_{lead}).

Le nombre de scénarii et les valeurs des coefficients restent un sujet d'étude, mais plusieurs configurations ont été proposés :

- 38 scenarii proposés par Phillips [13], [14] et retenu dans la norme JEDEC,
- 99 scenarii proposés pas le logiciel Flopack [15], éditeur acteur du projet Delphi,
- 49 scenarii retenus par Thales dans la création d'une bibliothèque de CTM [11].

Les scenarii d'entraînement servant à la création du CTM sont les 49 CLs proposées par Thales. Les scenarii qui servent de test du CTM sont quant à eux les 38 CLs de la norme JEDEC. Ces jeux de scénarii sont détaillés dans l'Annexe A.

Il faut également noter que dans le cas d'un CTM possédant plusieurs sources de chaleur (et donc plusieurs nœuds de Junctions), le nombre de scenarii est multiplié par le nombre de sources plus un. Cela dans le but de prendre en compte l'influence de chacune des sources de chaleur sur leur environnement. Les 49 cas sont alors répétés pour chacune des sources actives, ainsi qu'un jeu de scenarii où toutes les sources sont activées.

Finalement, des nouvelles études sur une répartition des scenarii suivant un modèle d'expérience mathématique (Doehlert) plutôt que physique a été étudié par E. Monier-Vinard [16], dans le but de réduire leur nombre tout en gardant la précision initiale du CTM.

(4) La définition du nombre et de la localisation des surfaces externes et des nœuds internes est fonction de la géométrie du composant et de l'interprétation physique que l'on en fait. Cette étape préliminaire est destinée à repérer les surfaces isothermes et donc de proposer un découpage plus pertinent des transferts thermiques prépondérants du CTM. La figure suivante représente la découpe d'un boitier du type QFN16 avec une vue de la simulation numérique correspondante.

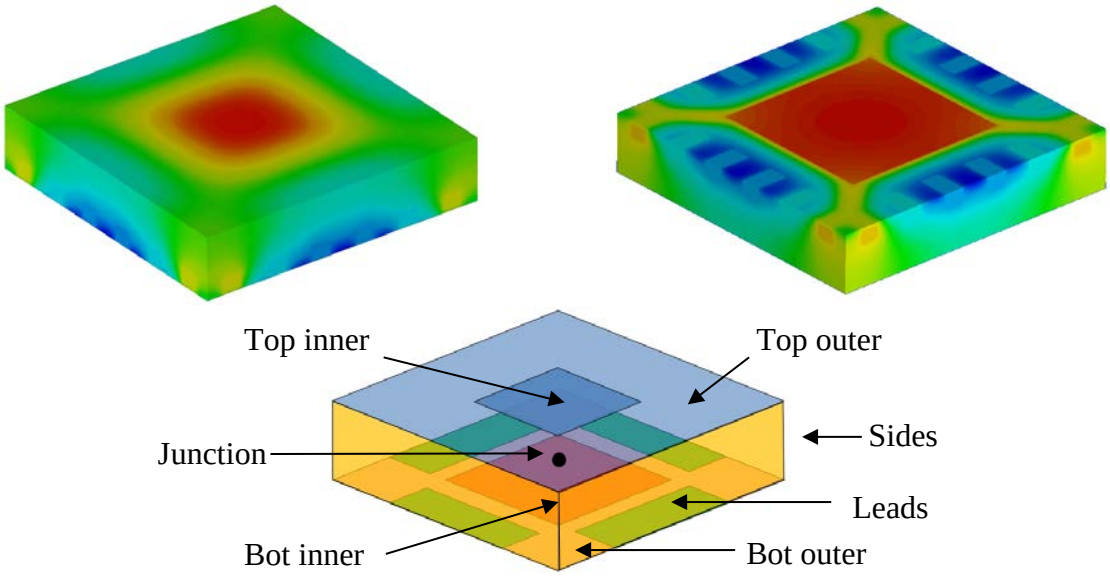


Figure 12 : Exemple de décomposition des surfaces du CTM pour un QFN16

Afin d'automatiser l'étape de décomposition des surfaces, un algorithme génétique peut être utilisé [17]. Une décomposition intelligente des surfaces externes est alors effectuée pour prendre en compte la disparité du gradient thermique, et ce automatiquement. Cette

étape est particulièrement bénéfique dans le cas de boitiers disposant de multiples puces électroniques (de type SiP). L'échauffement mutuel des diverses puces crée de fortes dissymétries thermiques et de ce fait la décomposition des surfaces externes n'est pas du tout intuitive [11].

(5) Les simulations numériques du modèle détaillé sont réalisées à partir de logiciel de FEM (Finite Element Method) ou de CFD (Computational Fluid Dynamics). Pour ce dernier le calcul est limité aux phénomènes de conduction thermique. Cette étape correspond à plus de 90% du temps de création d'un CTM du fait de la complexité des composants électroniques et des gradients générés en leur sein.

(6), **(7)** & **(8)** La méthode d'optimisation des valeurs de résistance n'est pas imposée par la norme JEDEC15-4, et reste à définir par l'utilisateur. Ce problème multi-objectif ne possède pas de solution discrète du fait de la non-linéarité des propriétés de matériaux des composants et de la nature des conditions aux limites : Fourier ou Dirichlet. Une solution approchée est alors déduite à la suite d'un processus d'optimisation stochastique afin d'avoir la différence la plus faible possible entre le DTM et le CTM.

Plusieurs méthodes d'optimisation méta-heuristiques peuvent être utilisées dans la résolution de problèmes multi-objectifs telles que les algorithmes évolutionnaires ou les algorithmes par essaims particulaires (PSO) [18] ou celle retenue par Thales, les algorithmes génétiques [11] [19].

Le principe de l'algorithme génétique (ou AG) est de 'simuler' l'évolution d'une population de base par reproduction et croisement et de converger vers la population la plus adaptée à une problématique donnée. Cette méthode, de par son nom, est basée sur la théorie de l'évolution, théorisée par Charles Darwin en 1859 dans sa célèbre publication « The Origin of Species ».

Dans le cadre d'un CTM, la population représente un ensemble de réseaux résistifs, appelé individu, en fait plusieurs centaines. Chaque individu est ensuite assimilé à un chromosome dans le but de procéder au croisement et à la mutation de ces gènes, ceci afin de créer une nouvelle génération d'individus. Une sélection est opérée, seuls les meilleurs individus sont préservés pour créer une nouvelle génération. La Figure 13 détaille le processus de résolution par algorithme génétique.

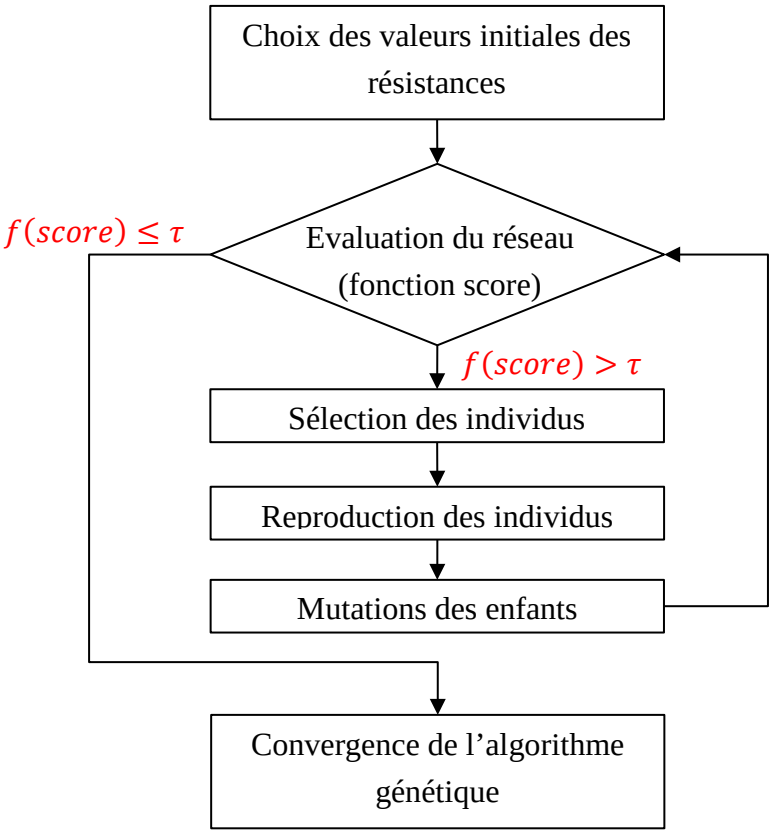


Figure 13 : Schéma de convergence de l'algorithme génétique

Le processus de sélection est basé sur l'aptitude d'un individu par rapport à la fonction score. Les individus possédant le meilleur score sont alors sélectionnés dans le but de se reproduire et de générer des enfants ayant 50% du patrimoine génétique de chaque parent. Un taux de croisement est ensuite appliqué aux enfants dans le but d'introduire une diversité génétique qui peut s'avérer bénéfique au niveau du score. Cette opération est répétée jusqu'à convergence de l'algorithme. Celle-ci peut être obtenue si le score entre deux générations n'évolue plus ou si un nombre préfixé de générations est atteint.

Le critère τ correspond à la variation du score entre deux itérations de l'AG. L'AG est un algorithme stochastique, c'est-à-dire que la solution produite après convergence est non reproductible. Cela induit une dispersion des résultats et une attention supplémentaire à apporter sur la non unicité du réseau.

L'intégration d'une méthode d'optimisation basée sur les AGs a été proposée initialement par Parthiban et al. [20]. Cependant le réseau est limité à un seul nœud interne (Junction) et 4 nœuds pour décrire les surfaces externes : Top, Bottom, Sides et Leads. De plus la forme du réseau est prédéterminée à l'avance (star-shape) ou tous les nœuds externes sont reliés au nœud de Junction; des résistances dites de « shunt » sont ensuite rajoutées entre les différents nœuds externes pour maximiser le score.

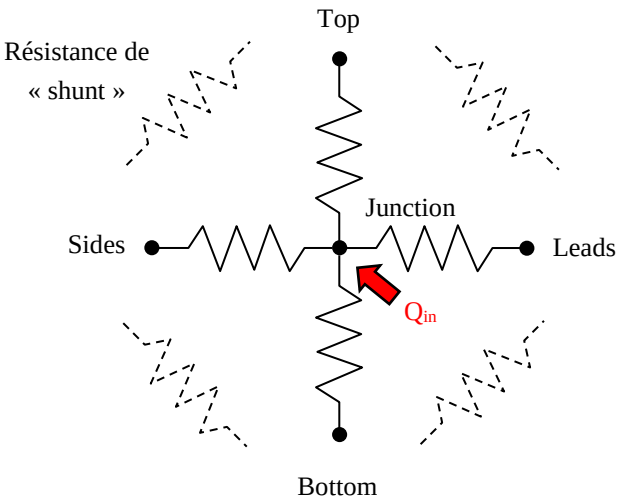


Figure 14 : Réseau « star-shape » avec résistances de shunt

Les travaux de Parthiban ainsi que ses évolutions ont été repris par C. Dia [3] afin d'adapter la méthode d'optimisation avec les standard JEDEC, c'est-à-dire en une décomposition plus fine des surfaces externes. La forme initiale du réseau n'est plus basée sur la forme en étoile (star-shape) mais considère désormais une liaison de tous les nœuds entre eux. Cela correspond à un nombre d'inconnue à déterminer de:

$$Ni = \frac{N \cdot (N-1)}{2} \tag{8}$$

avec N le nombre de nœuds du CTM (Junction incluse). Du fait du nombre d'inconnues important, le réseau est exprimé sous forme matriciel pour plus de facilité de lecture.

Table 1 : Exemple de réseau de résistance d'un CTM 7 nœuds

Noeuds	Junction	Top In	Top Out	Bot In	Bot Out	Sides	Leads
Junction		$R_{J\text{-}TI}$	$R_{J\text{-}TO}$	$R_{J\text{-}BI}$	$R_{J\text{-}BO}$	$R_{J\text{-}S}$	$R_{J\text{-}L}$
Top In	$R_{TI\text{-}J}$		$R_{TI\text{-}TO}$	$R_{TI\text{-}BI}$	$R_{TI\text{-}BO}$	$R_{TI\text{-}S}$	$R_{TI\text{-}L}$
Top Out	$R_{TO\text{-}J}$	$R_{TO\text{-}TI}$		$R_{TO\text{-}BI}$	$R_{TO\text{-}BO}$	$R_{TO\text{-}S}$	$R_{TO\text{-}L}$
Bot In	$R_{BI\text{-}J}$	$R_{BI\text{-}TI}$	$R_{BI\text{-}TO}$		$R_{BI\text{-}BO}$	$R_{BI\text{-}S}$	$R_{BI\text{-}L}$
Bot Out	$R_{BO\text{-}J}$	$R_{BO\text{-}TI}$	$R_{BO\text{-}TO}$	$R_{BO\text{-}BI}$		$R_{BO\text{-}S}$	$R_{BO\text{-}L}$
Sides	$R_{S\text{-}J}$	$R_{S\text{-}TI}$	$R_{S\text{-}TO}$	$R_{S\text{-}BI}$	$R_{S\text{-}BO}$		$R_{S\text{-}L}$
Leads	$R_{L\text{-}J}$	$R_{L\text{-}TI}$	$R_{L\text{-}TO}$	$R_{L\text{-}BI}$	$R_{L\text{-}BO}$	$R_{L\text{-}S}$	

De par sa nature réversible, la matrice est symétrique, avec $R_{i\text{-}j} = R_{j\text{-}i}$. Dans le cas où la valeur de la résistance est très élevée ($> 10^7$), la résistance peut être supposée nulle, ce qui induit que les nœuds reliés par cette résistance n'ont aucune influence sur l'un ou l'autre.

Une discussion sur les différents paramètres de l'AG ou sur le nombre de générations est présentée dans la thèse de C. Dia.

Finalement, plusieurs méthodes d'optimisation peuvent être couplées dans le but de réduire le temps de convergence mais aussi de minimiser la dispersion des résultats et de maximiser le score. Une version hybride basée sur les essaims de particules (PSO) et les algorithmes génétiques précités est présentée par I. Aliouat [21] avec comme résultat un algorithme plus stable et rapide.

(9) A l'issue suite du processus d'optimisation, le réseau du meilleur CTM est testé en utilisant les 38 CLs issu du JEDEC. L'objectif est de vérifier sa conformité par rapport à ce standard.

(10) Finalement le CTM est extrait en format neutre pour être capitalisé dans une base de données en vue d'être distribué puis exploité par des concepteurs de carte électronique.

2.4 Modèles nodaux spatio-temporels

Les modèles nodaux cités précédemment sont composés exclusivement d'un réseau de résistances thermiques et sont limités à l'analyse du comportement thermique des composants électroniques en régime permanent (indépendant du temps). Pour rendre le réseau transitoire ($T = f(t)$), des capacités thermiques sont à ajouter. Elles représentent la capacité d'un matériau à emmagasiner ou à restituer de la chaleur.

Dans le cas de géométries simples, les réseaux R-C peuvent être déterminés par les lois classiques utilisées en électricité tel que la loi d'Ohm, la transformation triangle-étoile, la loi de nœuds ou encore la méthode des quadripôles [22]-[25].

2.4.1 Réseaux Cauer-Foster

Dans la littérature les modèles thermiques nodaux temporels sont pour la plupart décrits sous la forme d'échelon de réseaux élémentaires de type Cauer-Foster. La température maximum du composant (Junction) est reliée directement à la température ambiante par une succession d'éléments R-C disposés en série.

Les valeurs des résistances et des capacités thermiques sont le plus souvent identifiées par méthode inverse [26] [27], à partir de résultats expérimentaux ou numériques. En imposant une température au nœud Junction et en connaissant la température ambiante, les valeurs des échelons R-C peuvent être déterminées. Cependant cette technique permet de prédire le comportement thermique du seul nœud de Junction, et ce pour un cas d'utilisation. Par exemple le transfert de la chaleur de ce nœud vers un point de référence, ou puits thermique T_{REF}.

La Figure 15 représente un réseau du type Foster (a) et un réseau du type Cauer (b).

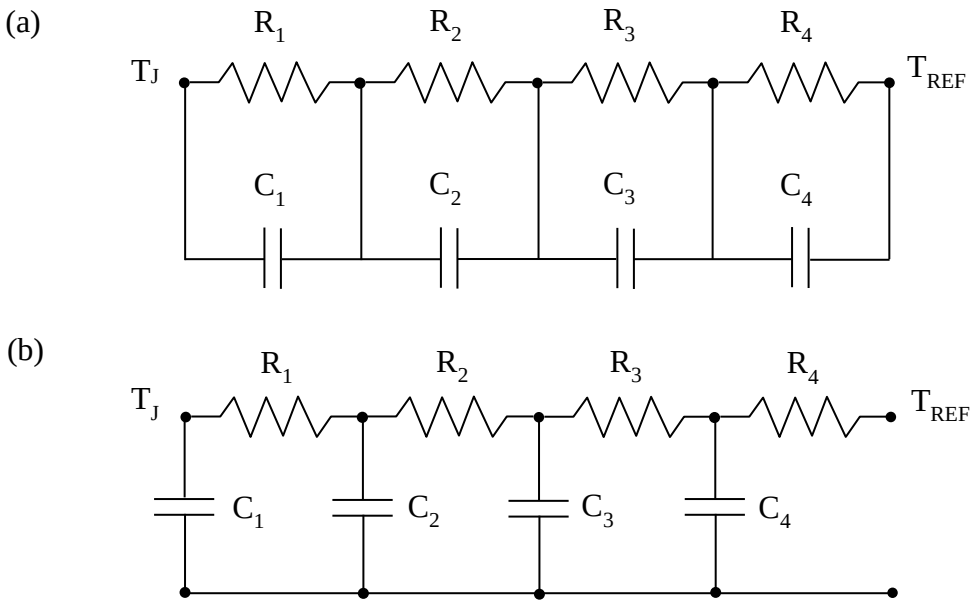


Figure 15 : Réseau de type Foster (a) et réseau de type Cauer (b)

Le nombre de résistance, que ce soit dans le réseau de type Cauer ou Foster, détermine l'échelon (ou ordre) du modèle. Il est souvent nécessaire d'avoir 2, voir 3 échelons (voir section 3.2.2 de la partie 3) afin d'ajuster correctement les résultats expérimentaux.

Pour les réseaux de type Foster (a), l'impédance globale du système thermique modélisé est définie par l'équation suivante :

$$Z_{TH}(t) = \sum_{i=1}^{N} R_i \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{R_i \cdot C_i}\right)\right) \quad (9)$$

Cependant ce type de réseau ne possède pas réellement de sens physique, notamment la description spatio-temporelle des échelons successifs du circuit. En effet, à chaque échelon on devrait caractériser l'inertie thermique et la capacité à transmettre la chaleur des différentes parties du composant.

Dans ce cas un réseau du type Cauer (b) sera préféré, du fait de sa représentation plus classique. Chaque résistance et capacité thermique du réseau se rapporte à une caractéristique physique (un échelon par matériau ou couche d'une carte électronique par exemple) et autorise une décomposition plus fidèle de la montée/descente en température de chaque point du réseau. Cependant il n'existe pas de formulation mathématique simple de ce type de réseau au contraire du réseau de type Foster.

Par définition, ces deux types de réseau sont unidirectionnels mais peuvent également être bidirectionnels en considérant deux chemins prépondérants d'évacuation de la chaleur. Les premiers travaux sur des réseaux Cauer-Foster bidirectionnels ont été proposés par Marta Rencz [28] au début des années 2000 avant d'être repris par le standard américain JEDEC en 2008 [9].

2.4.2 Evolution du CTM en réseau dynamique : projet PROFIT

Le projet PROFIT est le second volet du projet Delphi. Il avait pour but de caractériser le comportement dynamique des composants électroniques. Il est à l'origine de la notion de modèles compacts thermique dynamique (DCTM pour **D**ynamical **C**ompact **T**hermal **M**odels), ainsi que leur méthode création. La méthodologie PROFIT se réalise en deux étapes. Premièrement l'établissement d'un modèle compact en régime permanent est réalisé en utilisant la méthode décrite par le projet Delphi. Dans un deuxième temps, le modèle du CTM est complété par l'ajout d'une capacité thermique (C_i) au nœud Junction, sur la base du comportement dynamique du modèle physique.

Une étude préliminaire a été réalisée par Christiaens et al. [14] pour un composant mono-puce. La calibration du DCTM est uniquement basée sur le nœud de Junction, avec comme scenarii d'entraînement les 38 CLs issus du JEDEC. Cependant une seule capacité thermique ne suffit pas à prédire précisément les variations temporelles de température du nœud Junction. L'étude propose de scinder les résistances entre la Junction et les nœuds externes en deux, afin de rajouter un nœud fictif ou une capacité thermique sera rajoutée. La position exacte du nœud fictif est ajustée pour obtenir une précision maximale du DCTM.

2.4.3 Evolution du DCTM

La méthodologie proposée par le projet PROFIT est restée confidentielle, très peu de publications font état de son utilisation. De plus, l'optimisation du DCTM basée uniquement sur le nœud de Junction, est loin d'être suffisante en termes de précision.

Une amélioration de cette méthode a été proposée par C. Dia dans le cadre de sa thèse. Celle-ci considère que tous les nœuds du réseau du CTM se retrouvent dotés d'une capacité thermique, comme montré dans la figure suivante.

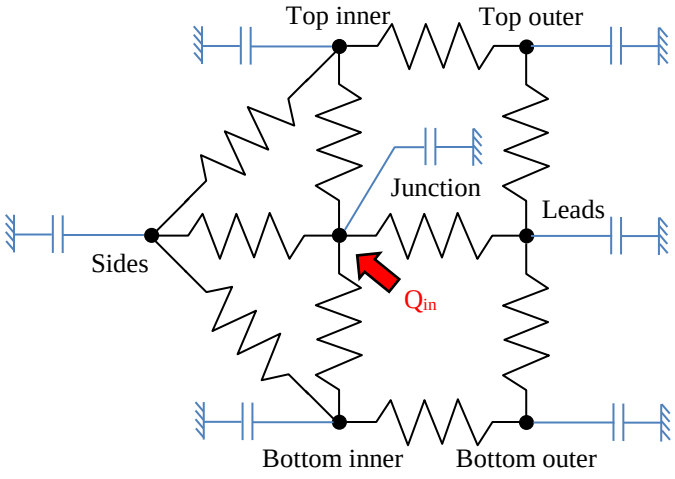


Figure 16 : Ajout des capacités thermiques à chaque nœud du réseau

Pour effectuer l'ajustement, l'équation de la chaleur, sous forme matricielle, est modifiée afin de prendre en compte la variation temporelle de la température. Un développement de Taylor de premier ordre est utilisé pour la partie temporelle :

$$T(t_i) = \left(\frac{1}{t_i - t_{i-1}} \cdot \boldsymbol{C} + \boldsymbol{G} + V_{ext}\right)^{-1} \cdot \left(P + \frac{1}{t_i - t_{i-1}} \cdot \boldsymbol{C} \cdot T(t_{i-1})\right) \qquad (10)$$

avec $\boldsymbol{C}$ la matrice des capacités thermiques et t_i le temps à l'instant i. La méthode de résolution numérique est basée sur un schéma implicite, c'est-à-dire que la résolution de l'équation implique une inversion de matrice. L'utilisation d'un schéma implicite implique que la température de référence à l'instant initial t_0 soit connue, généralement $T(t_0) = T_A$.

Le pas de temps Δt, définir par $\Delta t = t_i - t_{i-1}$, peut être variable au cours du temps. En effet, un pas de temps fin est nécessaire dans les premiers instants afin de caractériser les transitions rapides de température. Le pas de temps Δt est ensuite relâché au fur et à mesure que la température se stabilise. La matrice des capacités $\boldsymbol{C}$ est une matrice diagonale, qui s'exprime de la forme suivante :

Table 2 : Exemple de réseau de capacité d'un DCTM 7 nœuds

Noeuds	Junction	Top In	Top Out	Bot In	Bot Out	Sides	Leads
Junction	C_J						
Top In		C_{TI}					
Top Out			C_{TO}				
Bot In				C_{BI}			
Bot Out					C_{BO}		
Sides						C_S	
Leads							C_L

A l'instar de la méthodologie PROFIT, la création du modèle DCTM se fait en deux étapes :

- Création du CTM en suivant les standards JEDEC,
- Calibration des valeurs de capacité thermique par un nouveau jeu de conditions limites.

Les nouvelles conditions limites, proposées par C. Dia [3], sont au nombre de 10 et reflètent également les différentes conditions thermiques susceptibles d'être vues par un composant. On remarque que le nombre de scénario est plus faible, ceci tient au fait d'une dépendance moins marquée par rapport aux CLs, notamment dans les premiers pas de temps. La liste des CLs expérimentées par C. Dia est reprise dans l'Annexe B. Enfin le nombre de CLs, à l'instar du CTM, est également multiplié dans le cas d'un DCTM possédant plusieurs sources de chaleur.

L'optimisation des valeurs de capacité thermique est également réalisée par un algorithme génétique. Cependant la fonction score est basée uniquement sur les températures de tous les nœuds. En effet, dans les premiers pas de temps d'activation (de l'ordre de la milliseconde) des composants électroniques les flux thermiques traversant les surfaces externes sont pratiquement nuls. Dès lors, une variation de quelques microwatts entre les valeurs issues du DCTM et du DTM peut engendrer des erreurs très élevées. Celles-ci ne rendent pas compte de la précision globale du modèle compact mais elles vont fortement pénaliser les performances ainsi que la convergence de l'algorithme génétique.

La fonction score retenue, en régime transitoire, s'écrit de la forme suivante :

$$f_t(\theta) = 1 - \sum_{c=1}^{CL}\sum_{n=1}^{N}\sum_{s=1}^{TS}\left(\frac{\varpi}{M}\cdot\Delta\theta_{n=j,c}(t_s)^2 + \frac{1-\varpi}{M\cdot(N-1)}\cdot\Delta\theta_{n\neq j,b}(t_c)^2\right) \qquad (11)$$

avec ϖ le pondérateur sur le nœud Junction (généralement 0.5), TS le nombre de pas de temps et $M = CL \cdot N \cdot TS$.

2.5 Exemple de création d'un DCTM

La méthodologie de création d'un DCTM a été appliquée à un boitier mono-puce, le QFN16 (**Q**uad **F**lat **N**o-leads). La topologie du boitier est présentée dans la figure suivante.

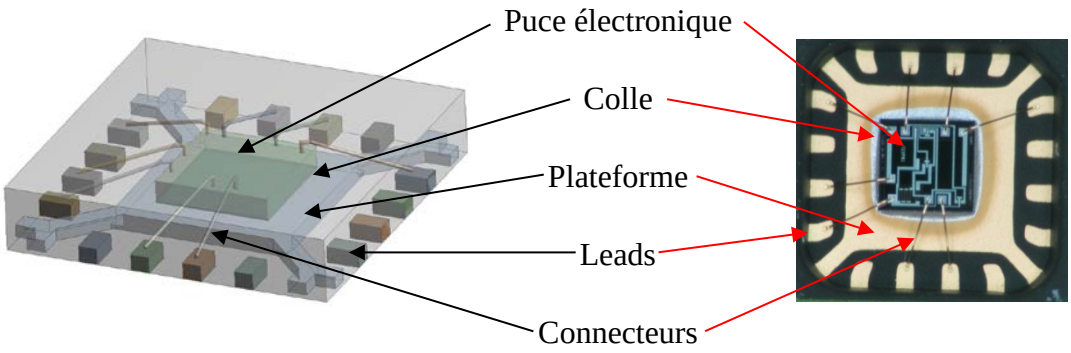


Figure 17 : Représentation CAO du QFN16 (gauche) et de sa topologie interne (droite)

Le boitier est constitué d'une puce électronique placée sur sa plateforme en cuivre (en forme de X). La puce est maintenue sur celle-ci par un joint de colle composée d'un mélange de résine et d'argent.

Les connexions entre la puce et le boitier se font par l'intermédiaire de fils électriques, généralement en Or pour obtenir une bonne conductivité électrique. La connexion électrique entre le boitier et la carte se fait au moyen de broches ou « leads » en anglais. Les surfaces inférieures des leads et de la plateforme du boitier sont reliées à la carte électronique par un joint brasé composé d'un mélange d'étain, d'argent et de cuivre

Tous les éléments constituants le boitier sont ensuite recouverts d'une résine pour isoler la sérigraphie très sensible de la puce aux contraintes de l'environnement (humidité, poussière, …). La Figure 18 détaille la vue en coupe schématique du QFN16.

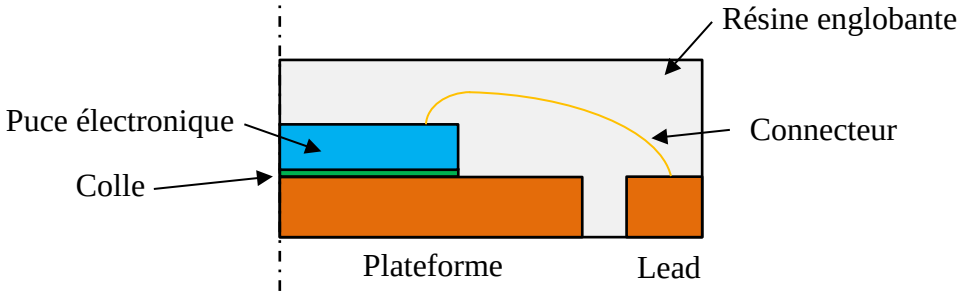


Figure 18 : Vue en coupe schématique du QFN16

Le détail de la géométrie et des propriétés matériaux des constituants du QFN16 sont résumés dans la Table 3.

Table 3 : Propriétés géométriques et matériaux du QFN16 @20°C

Composant	L (mm)	W (mm)	H (mm)	Matériau	k (W/m.K)	ρ (kg/m^3)	cp (J/kg.K)
Puce	1.4	1.4	0.25	Silicium	120	1900	920
Colle	1.4	1.4	0.25	Résine/Argent	2.10	2400	728
Plateforme	2.2	2.2	0.20	Cuivre	260	8900	385
Leads	0.4	0.23	0.20	Cuivre	260	8900	385
Connecteur	-	-	-	Or	317	19300	128
Corps	4.0	4.0	0.80	Résine	0.660	2330	708

Les connexions filaires possèdent un diamètre de 25 µm et ont une longueur variable en fonction de leur emplacement sur la périphérie de la puce et de la broche à relier.

Une décomposition du QFN16 en 7 nœuds a été retenue comme le décrit la Figure 19.

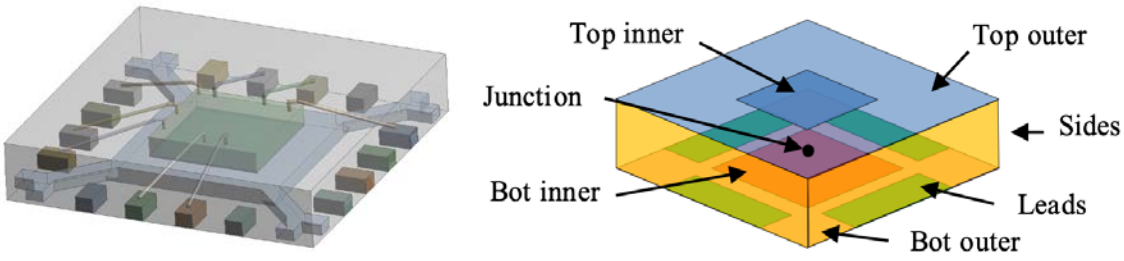


Figure 19 : Représentation CAO du QFN16 (gauche) et de son modèle compact (droite)

- Un nœud interne : **Junction** (température maximum de la puce électronique),

- Deux nœuds Top : **Top inner** (projection du profil de la puce sur la surface supérieure du composant) & **Top outer** (surface supérieure du composant restante),
- Deux nœuds Bottom : **Bottom inner** (projection du profil de la plateforme sur la surface inférieure du composant) & **Bottom outer** (surface inférieure du composant restante),
- Un nœud **Side** (Le regroupement des 4 côtés du composant),
- Un nœud **Lead** (Le regroupement des 4 projections du profil des leads sur la surface inférieure).

Le modèle détaillé du QFN16 a été créé en utilisant le logiciel de CFD Ansys Icepak. Le maillage du DTM est composé de 500k éléments.

2.5.1 Création du CTM

L'optimisation du score a été conduite en utilisant les 49 scenarii Thales, et à l'aide d'un AG en utilisant la fonction score (4). L'évolution moyenne du score de l'AG en fonction du temps est représentée dans la Figure 20. Du fait du caractère aléatoire de l'AG, l'évolution du score est basée sur une moyenne de 20 essais. L'objectif est d'avoir le meilleur compromis entre la valeur du score et l'écart type des solutions.

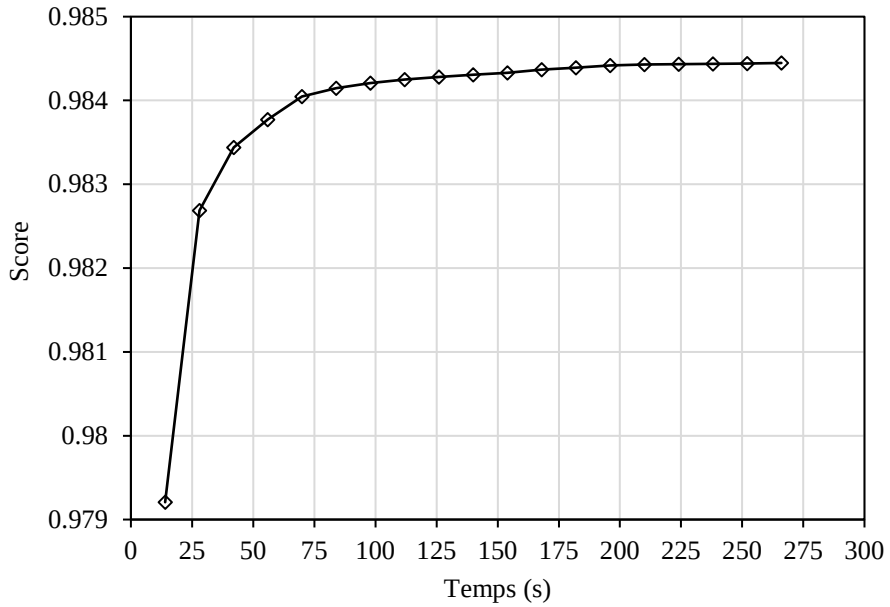


Figure 20 : Evolution du score moyen du CTM du QFN16 (7 nœuds) en fonction du temps

L'algorithme génétique converge rapidement (quelques secondes) vers un score élevé avant de se stabiliser. La valeur maximum du score des 20 essais est de 0.990. Le réseau de résistance thermique correspondant est donné dans la table suivante.

Table 4 : Valeurs des résistances ($K.W^{-1}$) du CTM du QFN16 (7 nœuds)

Noeuds	Junction	Top In	Top Out	Bot In	Bot Out	Sides	Leads
Junction		*1291*	*154*	*9*	*660*	-	*640*
Top In			-	*249*	-	-	-
Top Out				-	*439*	*115*	*758*
Bot In					*107*	*480*	-
Bot Out						*340*	*1398*
Sides							*121*
Leads							

Les valeurs de résistances retranscrivent bien les caractéristiques physiques du composant. Ainsi, la valeur de résistance la plus faible se situe entre le nœud **Junction** et **Bot inner** du fait d'un gradient thermique faible dû à la présence de la plateforme en cuivre.

2.5.2 Création du DCTM

A l'instar de la création du CTM, l'optimisation des valeurs des capacités thermiques a été réalisée par un algorithme génétique, et en utilisant la fonction score (11). L'évolution moyenne du score de l'AG en fonction du temps est également représentée dans la Figure 21 (pour 20 essais).

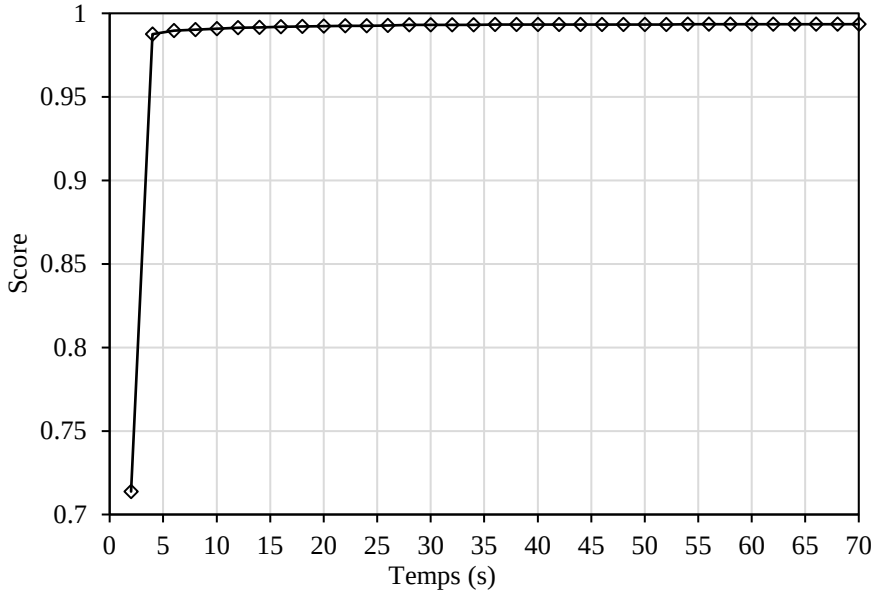


Figure 21 : Evolution du score moyen du DCTM du QFN16 (7 nœuds) en fonction du temps

L'AG convergence en quelques secondes avant de se stabiliser très rapidement. La convergence est plus rapide que pour l'optimisation de la valeur des résistances. Ceci est

dû à un nombre moindre d'inconnues en régime transitoire. En effet, le nombre d'inconnues dans l'optimisation des capacités est égal au nombre de nœuds, soit 7, alors que pour le CTM au nombre de résistances, soit 21. Il y a donc un rapport 3 dans le nombre d'inconnues, ce qui explique la différence de temps.

La valeur maximum du score des 20 essais est de 0.997. Le réseau de capacité thermique correspondant est donné dans la table suivante.

Table 5 : Valeurs des capacités ($mJ.K^{-1}$) du DCTM du QFN16 (7 nœuds)

Noeuds	Junction	Top In	Top Out	Bot In	Bot Out	Sides	Leads
C	*4.3*	*0.20*	*11*	*2.4*	*1.1*	*1.2*	*4.3*

La somme des capacités du réseau est égale à 24.6 $mJ.K^{-1}$. La somme des capacités du modèle numérique est de 24.8 $mJ.K^{-1}$ soit une différence minime entre les deux modèles.

2.6 Modèles compacts pour les LED : Projet Delphi4LED

Récemment un nouveau projet européen a vu le jour : Delphi4LED. Le but de ce projet est le développement d'une méthode standardisée de création de modèles compacts multi-physiques (thermique, optique et électrique) de LED (Light-Emitting Diode) à partir de données expérimentales. Ce projet strictement européen a été initié en 2016 et regroupe plus de 15 partenaires, académiques et industriels, tels que Philips, Ingelux ou encore l'Université technique d'Eindhoven (TU/e).

Le besoin de modèles compacts de LED provient d'une croissance exponentielle de la demande de ce type de composants électroniques, dont les performances sont dépendantes de leurs températures et de l'intensité du courant électrique qui les traversent. En effet, une distribution non uniforme de la température au sein de la puce électronique de la LED entraîne une variation de l'électroluminescence, étudié par A. E. Chernyakov et al. [29]. L'impact de la variation de l'intensité de chaque couleur a été caractérisé par P. Fulmek et al. [30].

Or de nombreuses études, telles que celle de H. Wang et al. [31], ont démontrées que le confort des utilisateurs de LED varie en fonction de la « température » des couleurs (froides pour bleu dominant ou chaude pour rouge dominant). Des cas extrêmes d'altération des pigments présents dans des peintures (« Vase aux tournesols » de Vincent Van Gogh) dû au rayonnement des LEDs ont également été découverts par L. Monico et al. [32], notamment dû au rayonnement vert et bleu.

La définition des modèles compacts de LED est basée sur des essais expérimentaux eux-mêmes standardisés [33] [34], et suit le schéma présenté dans la figure suivante.

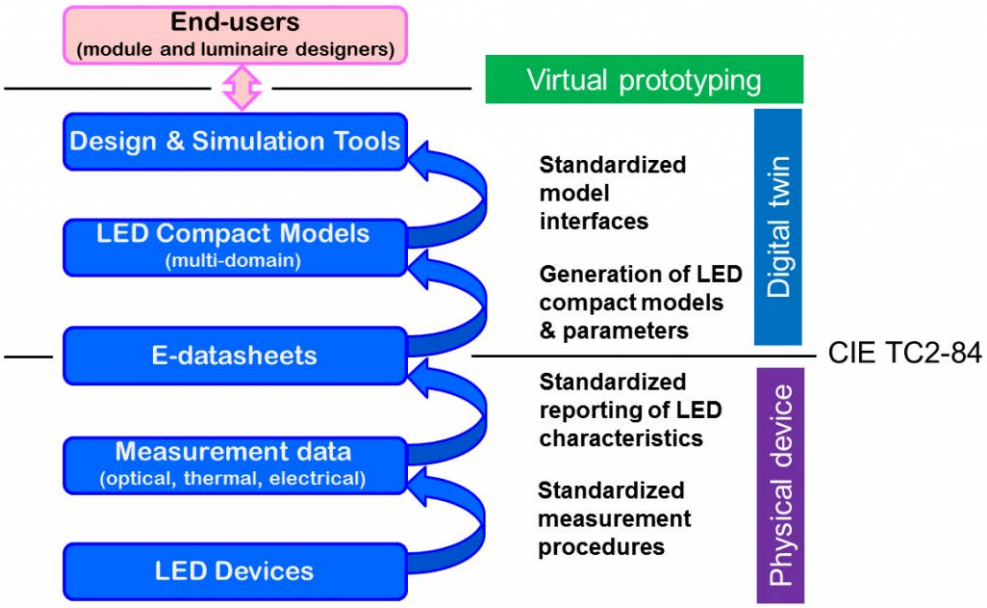


Figure 22 : Principaux objectifs du projet Delphi4LED (Source Site web du projet)

La création des modèles compacts est basée, comme pour les DCTMs, sur une définition précise de la géométrie des LEDs, ainsi que de leurs matériaux [35]. Les modèles compacts extraits des mesures expérimentales sont principalement des réseaux de type Foster [36] mais peuvent également prendre la forme de réseaux complexes multi-sources et multidirectionnels comme décrit par M. Németh et al. [37].

2.7 Création de modèles d'ordre réduit

La création de modèles nodaux, telle que décrite dans la méthodologie Delphi, implique une connaissance du rang des matrices constitutives de l'équation de la chaleur, cette démarche est le plus souvent intuitive. En effet, le rang de ces matrices est égal au nombre de nœuds du modèle compact. Celui-ci est défini en amont du processus de réduction. Dans le cas extrême ou le nombre de nœuds est égal à nombre de nœuds du modèle détaillé, le modèle 'compact' sera identique au modèle de base. Il est clair que la précision du modèle compact est directement lié au nombre de nœuds du modèle compact.

A l'inverse, les modèles d'ordre réduit (ou ROM pour **R**educed **O**rder **M**odel) ont une philosophie différente, la démarche est purement mathématique. La méthodologie ROM est une technique numérique de réduction d'ordre d'un système d'équations (équations aux dérivés partielles par exemple) par le biais d'algorithmes de réduction de matrice. Les modèles d'ordre réduit possèdent un nombre de degrés de liberté (DoF pout **D**egree **o**f **F**reedom) largement inférieur au modèle de base, tout en gardant une bonne précision, définie préalablement au contraire des modèles compacts Delphi.

La taille des matrices réduites du ROM est déterminée par le degré de précision souhaité par l'utilisateur. En effet, si l'on considère la taille du modèle réduit A et B sa précision par rapport au modèle détaillé on a alors :

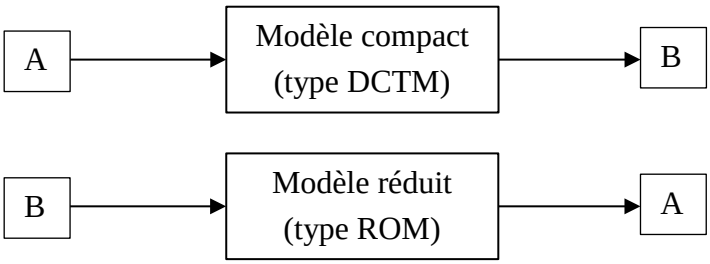


Figure 23 : Schéma d'obtention des modèles réduits/compacts

En définitive, les deux approches convergent vers un compromis entre la taille du modèle et la précision requise. Une illustration de cette dualité est exposée dans les sections suivantes. Afin de différencier les deux méthodes de réduction des modèles détaillés, les modèles nodaux du type CTM ou DCTM seront intitulés tout au long de cette thèse **modèle compact**, et les modèles issus de ROM **modèle réduit**.

Les modèles d'ordre réduit sont apparus au début des années 1980 [38]. Ils étaient initialement dédiés au contrôle des systèmes. Le développement des ROMs a ensuite été démocratisé de par l'implication de nouvelles techniques de réduction de matrices [39] [40] et donc étendu à l'analyse numérique de problèmes physiques divers.

La figure suivante représente, en utilisant un exemple tiers, la philosophie du ROM. Le modèle réduit possède les caractéristiques du modèle de base mais avec une géométrie très simplifiée ne conservant que les éléments nécessaires à la modélisation du phénomène que l'on souhaite observer.

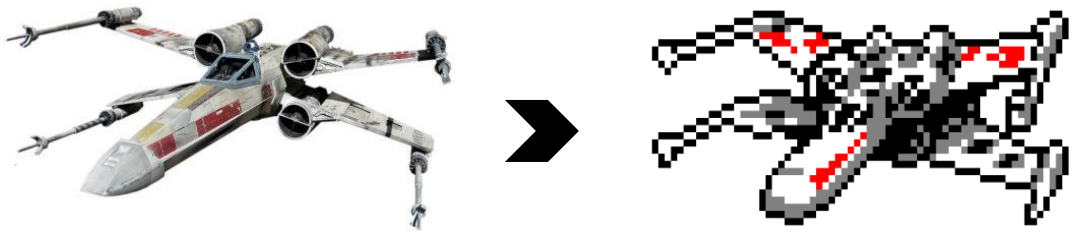


Figure 24 : Représentation graphique d'un ROM

Les techniques de réduction de matrices sont généralement basées sur la projection de l'équation décrivant la physique d'un système (telle que l'équation de chaleur) sur une nouvelle base réduite. Ce principe est similaire à la décomposition d'une fonction complexe en somme de fonctions trigonométriques simples, décrit par Joseph Fourier en 1807, largement utilisé dans l'analyse algébrique. De nombreuses méthodes de réduction ont été développées telles que :

- La décomposition orthogonale aux valeurs propres (POD pour **P**roper **O**rthogonal **D**ecomposition) [41],
- L'algorithme **M**ulti **P**oint **M**oment **M**atching (MPMM) [42]-[45],
- La méthode modale [46] [47].

Dans cette thèse, l'algorithme MPMM et la méthode modale ont été analysées avec pour finalité de créer des modèles réduits de composants électroniques.

2.7.1 Réduction par algorithme Multi Point Moment Matching

Le principe de l'algorithme MPMM est d'identifier numériquement une matrice de projection $\boldsymbol{V}$ afin de réduire la taille du problème initial. Cette matrice est calculée par les moments de la fonction de transfert. Un exemple de réduction par l'algorithme MPMM est montré pour l'équation de la chaleur, définit par :

$$\boldsymbol{M}\frac{\partial x(t)}{\partial t} + \boldsymbol{K}x(t) = \boldsymbol{B}\boldsymbol{P}(t) \tag{12}$$

avec $\boldsymbol{M}$, $\boldsymbol{K}$ et $\boldsymbol{B}$ respectivement les matrices de masse, conductivité et de densité de puissance de dimension [N x n], $\boldsymbol{P}(t)$ le vecteur de dimension [n] de distribution de puissance et $x(t)$ le vecteur de dimension [N] de distribution spatial de température. Ces matrices sont extraites du maillage éléments finis d'un modèle numérique réaliste qui comprend la définition géométrique du domaine ainsi que les matériaux constituants et la distribution des puissances. Les températures s'expriment par l'équation suivante :

$$\boldsymbol{T}(t) = T_0 + \boldsymbol{B}^T x(t) \tag{13}$$

Au lieu de résoudre l'équation de la chaleur directement par la méthode des éléments finis, un modèle réduit est construit par l'algorithme MPMM. L'équation de la chaleur est réécrite dans le domaine fréquentiel complexe afin d'y être résolue.

$$\left(\sigma_j \boldsymbol{M} + \boldsymbol{P}\right)\boldsymbol{X}_i\left(\sigma_j\right) = g_i \tag{14}$$

Les termes σ_j sont les coefficients réels positif des fréquences complexe avec $i = 1, \dots, n$ et $j = 1, \dots, m$. Les valeurs de σ_j sont déterminées automatiquement comme une fonction de l'erreur ε entre le modèle numérique initial de base et son modèle réduit.

En premier les valeurs propres minimum λ (15) et maximum Λ (16) de l'équation de la chaleur doivent être estimées. Ensuite, m est déterminée comme la plus petite valeur entière tel que :

$$4 \cdot \exp\left(-\frac{m \cdot \pi^2}{\log(4/k')}\right) \leq \varepsilon \tag{15}$$

avec $k' = \lambda/\Lambda$. Les fréquences complexes sont calculées par l'équation suivante :

$$\sigma_j = \Lambda \cdot \mathrm{dn}\left[\frac{2 \cdot j - 1}{2 \cdot m} \cdot K, k\right] \tag{16}$$

avec $k = \sqrt{1 - k'^2}$, K l'intégrale elliptique complète de première espèce du module k et dn la fonction elliptique homonyme du module k. Enfin, en ortho-normalisant le vecteur $\boldsymbol{X}_i(\sigma_j)$, une matrice de moment $\boldsymbol{V}$, de dimensions [N, n̂], est dérivée et utilisée pour projeter les équations (12) et (13).

$$\widehat{\boldsymbol{M}} \frac{\partial \hat{x}(t)}{\partial t} + \widehat{\boldsymbol{K}} \hat{x}(t) = \hat{g}(t) \tag{17}$$

$$\hat{g}(t) = \widehat{\boldsymbol{B}} \boldsymbol{P}(t) \tag{18}$$

$$\boldsymbol{T}(t) = T_0 + \widehat{\boldsymbol{B}}^T \hat{x}(t) \tag{19}$$

où les matrices réduites sont calculées de la manière suivante :

$$\widehat{\boldsymbol{M}} = \boldsymbol{V^T M V} \tag{20}$$

$$\widehat{\boldsymbol{K}} = \boldsymbol{V^T K V} \tag{21}$$

$$\widehat{\boldsymbol{B}} = \boldsymbol{V^T B} \tag{22}$$

Le nombre de DoF du modèle réduit est généralement inférieur à 100, ce qui représente une diminution majeure par rapport à un modèle détaillé constitué de centaines de milliers de DoF. Cette réduction d'ordre permet de calculer les températures aux points de contrôle (prédéfinis à l'avance) en moins d'une seconde. De plus, il est possible de retrouver la solution du problème initial à partir du modèle réduit, au moyen d'une matrice de passage.

$$x(t) \approx \boldsymbol{V} \hat{x}(t) \tag{23}$$

2.7.2 Réduction par méthode modale

La réduction par méthode modale est, de même que pour la méthode MPMM, un transfert du problème initial vers une base réduite au travers d'un changement de base. Si l'on prend l'exemple du comportement vibratoire d'un système qui se compose d'une somme de modes vibratoires, il est alors possible de se limiter aux modes prépondérants (premières harmoniques), ayant un impact significatif sur le comportement global du système. En ce qui concerne le cas de l'équation de la chaleur discrète, sa formulation matricielle s'exprime de la forme :

$$\boldsymbol{C}\dot{T} = (\boldsymbol{K} + \boldsymbol{H})T + \boldsymbol{B}U \tag{24}$$

La méthode modale consiste alors à chercher une solution composée d'une somme de fonctions spatiales élémentaires $V_i(t)$, appelées les modes, pondérées par leur amplitude temporelle $x_i(t)$, correspondants à leur état.

$$T(x,t) = \sum_{i=0}^{N} V_i(t) \cdot x_i(t) \tag{25}$$

La valeur de N correspond au nombre total de modes du système. Afin de générer un modèle réduit, de par nature plus compact que le modèle initial, la valeur de N sera tronquée pour ne garder seulement que les modes les plus significatifs.

Les modes d'excitation du système sont eux calculés sur les bases de Dirichlet et de Steklov. La combinaison de ces deux bases permet de reconstruire le champ de température global d'un système. En prenant l'exemple d'une géométrie 2D quelconque telle que décrit dans la Figure 25, les bases de Dirichlet-Steklov sont expliquées.

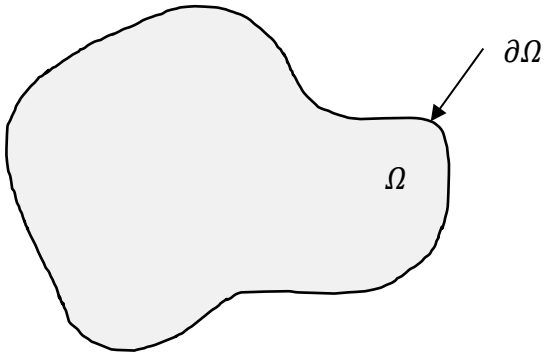


Figure 25 : Géométrie quelconque 2D servant de base de réduction

La géométrie est composée du domaine Ω et de sa surface $\partial\Omega$.

Base de Dirichlet

Le problème aux valeurs propres de la base de Dirichlet s'écrit par la combinaison des deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} \Omega \quad & -\underline{\nabla}.\left(k_o \underline{\nabla} V^D\right) = \lambda^D \, c_o V^D \\ \partial\Omega \quad & V^D = 0 \end{aligned} \tag{26}$$

avec k_o la matrice de conductivité, V^D les modes propres de Dirichlet, λ^D les valeurs propres correspondantes et c_o la matrice de capacité. Les modes de Dirichlet sont nuls à la surface du domaine $\partial\Omega$ ce qui implique des modes dits de surfaces (ou de volume en trois dimensions).

Base de Steklov

La base de Dirichlet est combinée à la base de Steklov afin de récupérer l'information sur la frontière du domaine :

$$\begin{aligned} &\Omega && -\underline{\nabla}.\left(k_o \underline{\nabla} V^S\right) = 0 \\ &\partial\Omega && k_o \underline{\nabla} V^S . \underline{n} = \lambda^S \zeta_o V^S \end{aligned} \tag{27}$$

avec V^S les modes de Steklov, $\underline{n}$ la normale à la surface et ζ_o le coefficient de Steklov qui permet aux éq. (26) et (27) d'avoir la même dimension. Au contraire de la base de Dirichlet, les modes de Steklov sont des modes dits de frontières du fait du Laplacien nul dans Ω. En effet, comme montré dans les éq. (26) et (27) les modes de Dirichlet sont excités principalement par des sollicitations de puissances internes mais ne sont pas excités par les sollicitations externes (flux) à l'inverse des modes de Steklov.

La combinaison des deux bases décrit le champ complet des modes du domaine (Ω+$\partial\Omega$) et permet donc d'exprimer la température dans un nouvel ensemble de bases, tel qu'exprimé dans l'équation (28).

$$T = \sum_{\chi \in \{D,S\}} \sum_{I=1}^{N} V_I^{\chi} \cdot x_I^{\chi} \tag{28}$$

avec D et S soit les modes de Dirichlet ou les modes de Steklov.

Réduction de la base modale

La dernière étape de la réduction par méthode modale est la troncature de la somme de l'équation (33) afin de garder les modes les plus déterminants pour la solution finale. Les modes sont alors classés par ordre de dominance, elle-même déterminée par rapport à une simulation de référence (de type éléments finis). Chaque mode est alors évalué énergétiquement (critère explicité dans [47]) et classé en fonction de son niveau d'énergie. Seuls les modes les plus énergétiques sont alors conservés, les autres modes étant amalgamés [47] aux modes conservés dans le but de garder de l'information. L'équation (28) devient alors :

$$T \cong \tilde{T} = \sum_{\chi \in \{D,S\}} \sum_{I=1}^{\tilde{N}} \widetilde{V_I^{\chi}} \cdot \widetilde{x_I^{\chi}} \tag{29}$$

A la suite du processus de réduction par méthode modale, l'équation de la chaleur sous forme matricielle se réécrit sous la forme suivante :

$$\boldsymbol{V^t C V \dot{X}} = \boldsymbol{V^t (K + H) V X + V^t B U} \tag{30}$$

avec la matrice $\boldsymbol{V}$ comprenant les modes de Dirichlet et de Steklov et X les amplitudes temporelles des modes correspondants. La matrice modale $\boldsymbol{V^t CV}$ possède la même dimension que le nombre de modes retenus dans le processus de réduction.

Pour juger de leur intérêt, les deux méthodes de création de modèles d'ordre réduit présentées ont été appliquées aux composants électroniques et intégrées au processus de création de DCTM, comme explicité dans le paragraphe suivant.

2.8 Intégration d'un ROM dans le processus de création d'un DCTM

L'utilisation du ROM dans les logiciels de simulation numérique est limitée de part la difficulté de son intégration dans un code de calcul numérique. Malgré l'avancée de certains éditeurs de logiciels dans la réduction de modèles, aucun logiciel de thermofluidique, en 2018, ne permet de prendre en compte un ROM basé sur la réduction matricielle.

Afin de s'affranchir des restrictions liées aux éditeurs de logiciel commerciaux, le processus de création des DCTMs a été modifié pour remplacer les simulations numériques du modèle détaillé par celles d'un ROM. En effet, les modèles compacts du type DCTM sont utilisables dans un grand nombre de logiciels de simulation numérique, du fait de leur standardisation par la norme JEDEC. Le but de cette évolution dans la création des DCTMs est de s'affranchir du temps de calcul souvent prohibitif du DTM, notamment en régime transitoire, par l'utilisation d'un ROM. L'ordre des matrices des ROM étant généralement inférieur à 100, le temps de calcul devient inférieur à la seconde.

Ainsi une étape supplémentaire est introduite dans le processus de création d'un DCTM comme le montre la Figure 26. Le nombre d'étape a été porté à 6 étapes principales.

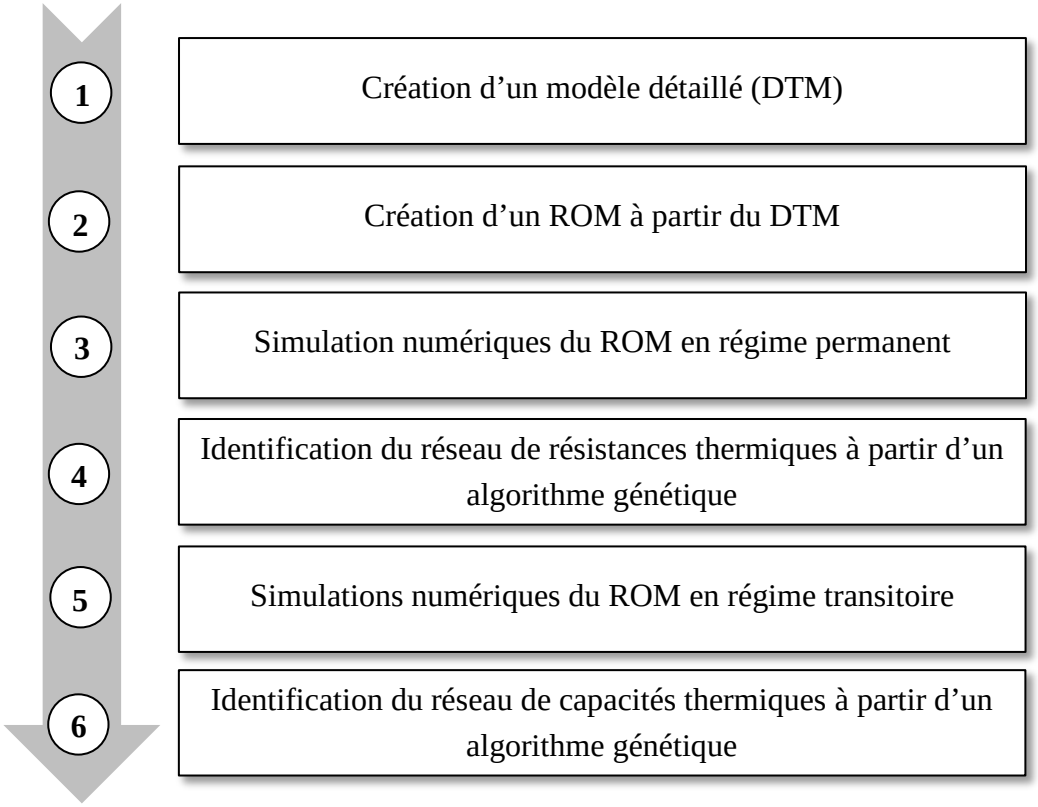


Figure 26 : Processus de création d'un DCTM en avec l'utilisation d'un ROM

La création du ROM se réalise à partir de la modélisation détaillée du composant électronique. Comme évoqué précédemment, le ROM nécessite la description détaillée de la matrice initiale du DTM : matrice de conductivité, de masse et de distribution de puissance. Cependant, les simulations numériques qui servent de valeurs de référence dans l'établissement des réseaux RC proviennent du ROM et non plus du DTM. En effet, en établissant une erreur négligeable (inférieure à 0.1%) entre le DTM et le ROM, l'utilisation d'un modèle réduit dans le processus de création d'un DCTM aura un effet négligeable.

Le nouveau processus de création d'un DCTM a été appliqué au QFN16 de l'exemple de la section 2.5. Comme évoqué, deux approches de ROM ont été retenues pour créer le nouveau DCTM hybride:

- Un modèle de ROM basé sur l'algorithme MPMM [43] [44] appelé FANTASTIC (**FA**st **N**ovel **T**hermal **A**nalysis **S**imulation **T**ool for **I**ntegrated **C**ircuits) [49], du professeur L. Codacasa de Politecnico Milano,
- Un modèle de ROM basé sur la méthode modale [47], du Laboratoire de Mécanique Energétique d'Evry (LMEE) de l'Université Paris-Saclay.

Une comparaison des deux DCTMs hybrides avec un DCTM dit « classique » a été réalisée, en termes de score mais surtout en temps de création. Le modèle classique sera référé comme R-DCTM (Référence DCTM), les deux modèles hybrides comme Fa-DCTM (FANTASTIC DCTM) et Lm-DCTM (LMEE DCTM).

Table 6 : Temps de création (min) des différentes méthodes de création des DCTMs

Step	R-DCTM	Fa-DCTM	Lm-DCTM
(1) Maillage	1.1	1.1	1.1
(2) Création du ROM	-	36	42.3
(3) Simulations numériques en régime permanent	31.3	< 0.1	< 0.1
(4) Optimisation des valeurs des résistances	0.2	0.2	0.2
(5) Simulations numériques en régime transitoire	162	< 0.1	< 0.1
(6) Optimisation des valeurs des capacités	0.1	0.1	0.1
TOTAL	**194.9**	**37.4**	**43.7**

L'utilisation d'un ROM dans le processus de création d'un DCTM permet une **réduction du temps de plus de 75%,** quel que soit le ROM utilisé. De plus, la création du modèle compact représente moins de 1% du temps total de création du DCTM. Le score pour chaque modèle est montré dans la table suivante :

Table 7 : Score et précision des DCTMs en fonction de la méthode de création

Step	R-DCTM	Fa-DCTM	Lm-DCTM
Score CTM	0.99	0.99	0.99
ΔT & $\Delta\varphi$ (%)	0.3 & 0.1	0.4 & 0.1	0.7 & 0.7
Score DCTM	0.997	0.997	0.996
ΔT (%)	2.2	2.3	3.1

Les prédictions des deux modèles hybrides sont très proches du modèle classique, notamment en ce qui concerne le Fa-DCTM. En effet, le modèle réduit issu de la méthode FANTASTIC est élaboré en fixant une erreur **maximum** inférieure à 0.1% entre le modèle réduit et le modèle détaillé.

En ce qui concerne le modèle réduit issu de la méthode modale, le modèle réduit est construit en fixant une erreur **moyenne** inférieure à 0.1% entre le modèle réduit et le modèle détaillé. Cela engendre des erreurs maximums supérieures à la limite prédéfinie et donc une réduction du score.

2.9 Extension du modèle compact pour des composants non conventionnels

Les DCTMs sont dans la grande majorité des cas appliqués aux circuits intégrés (ou IC pour **I**ntegrated **C**ircuit). Cependant la méthode de génération des modèles compacts dynamiques peut être étendue à des composants électroniques passifs et non conventionnels tels que les transformateurs électriques. Un exemple de génération d'un modèle compact adapté pour un transformateur électrique planaire (voir Figure 27) a été étudié par V. Bissuel et al. [52]. Celui-ci est représenté sous la forme d'un réseau composé de 13 nœuds, dont 3 nœuds internes, ce qui équivaut à un écart de température moyenne de 6% avec son modèle détaillé.

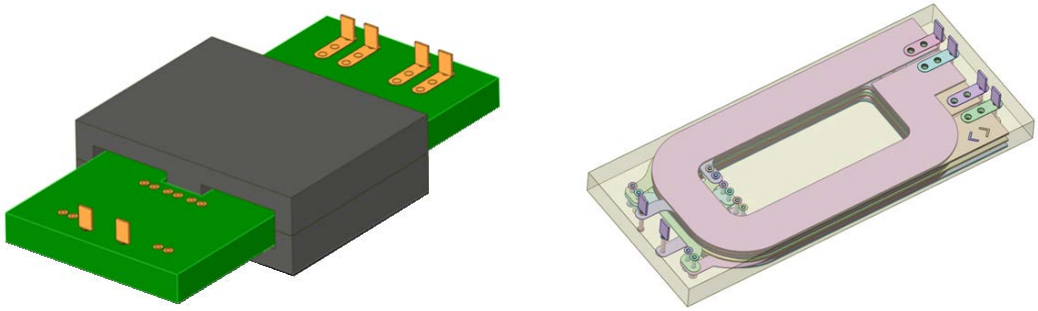


Figure 27 : Géométrie 3-D du transformateur (gauche) et de son bobinage (droite)

De par la morphologie interne d'un tel composant, présentant de très fines épaisseurs pour le circuit électrique, le temps de calcul de son modèle détaillé est prohibitif [52]. En conséquence la création des données d'entrée du DCTM, s'avère couteuse en temps. Aussi un modèle d'ordre réduit peut-être été utilisé en lieu et place du modèle détaillé [53].

Cet exemple montre l'efficacité de l'hybridation de la création de modèles nodaux (DCTM) simples et de modèles d'ordre réduit, dans le cas d'une géométrie complexe comprenant un PCB et un niveau de détail très accentué. L'utilisation d'un DCTM comme modèle final est justifiée par le manque d'outils pour intégrer les modèles réduits dans une simulation numérique conventionnelle (FEM, CFD …). A ce jour, aucun logiciel de simulations du commerce n'est capable de prendre en compte un modèle d'ordre réduit à l'inverse des modèles nodaux.

3 Benchmark des techniques de réduction

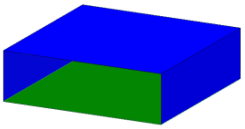
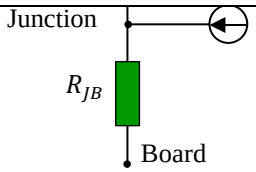
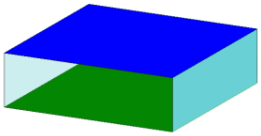
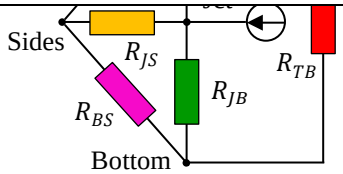
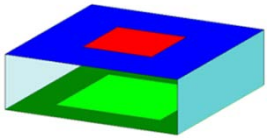
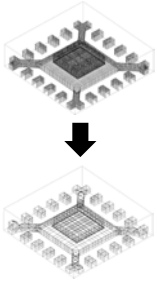
Une description succincte de diverses techniques de réduction a été relatée dans la partie précédente. Ainsi, en fonction du degré de précision souhaité, le composant électronique peut être modélisé soit par deux résistances thermiques (modèle 2-R), au plus simple, ou par une matrice compacte issue d'un algorithme de réduction de modèle (ROM), au plus détaillé. Le choix du modèle réduit (issu d'un ROM) ou compact (modèle RC) est alors sujet à réflexion pour l'ingénieur voulant simuler une représentation approximée du composant électronique.

L'erreur amenée par la réduction du modèle détaillé initial se doit d'être minimum pour les composants critiques, habituellement les composants actifs du type micro-processeurs, LED, IGBT. Une modélisation la plus détaillée possible sera alors retenue telle qu'un DCTM issu de la méthode Delphi ou encore un MOR. En effet, plus le niveau de précision requis est élevé, plus la marge de sécurité avec la température limite maximum peut être abaissée lors de la conception d'une carte électronique. Cela entraîne également une minoration des performances des systèmes de refroidissement (dissipateurs, radiateurs, caloducs …), laquelle favorise une diminution de la masse, un point primordial dans les applications spatiales par exemple.

Dans le cas de composants non critiques, tels que les composants passifs (résistances, condensateurs, …) une modélisation du type 2-R [9] peut être considérée suffisante, du fait d'une élévation de température moindre par rapport aux composants actifs. Cependant il arrive qu'un composant passif soit soumis à de fortes contraintes thermiques, liées par exemple à sa proximité avec d'autres sources de chaleur ou à la nature des sollicitations électriques qui lui sont appliquées (tel qu'une inductance [54]), une modélisation plus détaillée sera alors recommandée.

Afin de quantifier le niveau de précision des différents modèles réduits/compacts, un benchmark des différents modèles a été réalisé en prenant l'exemple du QFN16 (modèle présenté dans la Figure 17). Trois modèles compacts et un modèle réduit, en régime permanent, ont été comparés en termes de précision sur les températures. La Table 8 résume les formes géométriques considérées ainsi que l'évolution de la topologie du réseau et du score obtenu. Ce dernier est exprimé par la différence moyenne et max en température du nœud de Junction, avec le modèle détaillé, et ce pour les 49 scénarios.

Table 8 : Différentes modélisations compactes d'un QFN16

Modèle	Surfaces	Topologie du réseau	Score
CTM «JEDEC» 2 Résistances			$\overline{\Delta T_j} = 15.8\%$ $\Delta T_{j,max} = 46.3\%$
CTM «JEDEC» 6 Résistances			$\overline{\Delta T_j} = 9.5\%$ $\Delta T_{j,max} = 29.5\%$
CTM «DELPHI» 15 Résistances		J Ti To Bi Bo S J R R R R R Ti - R R R R To - - R R R Bi - - - R R Bo - - - - R S - - - - - Matrice symétrique	$\overline{\Delta T_j} = 0.5\%$ $\Delta T_{j,max} = 0.9\%$
Modèle réduit «FANTASTIC» (MPMM)		$\begin{pmatrix} X_{1,1} & \cdots & X_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{m,1} & \cdots & X_{m,n} \end{pmatrix}$	$\overline{\Delta T_j} < 0.1\%$ $\Delta T_{j,max} < 0.1\%$

Comme décrit dans la norme JEDEC, le modèle 2-R possède une erreur moyenne supérieure à 15%, avec un maximum à 46%. Le modèle Delphi permet, quant à lui, d'avoir une erreur inférieure à 1%, même sur l'erreur maximum. Cela est dû à une meilleure représentativité des transferts thermiques du composant, notamment une plus fine description des gradients de température vue sur les surfaces externes du composant. Enfin le modèle issu du code FANTASTIC permet d'obtenir une erreur inférieure à 0.1%, en plus de conserver un champ plus complet des températures.

4 Bilan et perspectives

Cette première partie, axée sur la description de la modélisation thermique des composants électroniques, a permis de faire un benchmark des différentes solutions s'offrant aux spécialistes de la conception thermique de cartes.

Il en résulte que la réduction d'ordre d'un modèle est une solution innovante pour aider à la création de modèles approximés, tout en générant un écart minime avec une représentation détaillée des composants électroniques. Deux méthodes développées par deux laboratoires différents ont été explorées dans le but d'évaluer leur performances réciproques.

De ce constat, une nouvelle méthodologie de création de DCTM hybride, comprenant un MOR, a été définie et testée. Cette modification a pour conséquence une réduction drastique du temps de création du DCTM (> 75%), quelle que soit la méthode, tout en gardant un score similaire par rapport à la méthodologie initiée par C. Dia. Cette étude a par ailleurs été récompensée du prix du « best paper award » de la conférence THERMINIC 2017 à Amsterdam.

Perspectives

Il faut noter que cette thèse aborde des solutions existantes de modèles d'ordre réduits afin de les transposer au domaine de la thermique des composants électroniques. Dans le cadre d'une utilisation industrielle de cette solution, une appropriation d'une technique de réduction sera indispensable afin de maitriser les différentes étapes de création d'un ROM telles que le choix des bases de réduction, l'algorithme de réduction de matrice, ou encore le critère d'erreur.

Il faut également se poser la question de quel type de réduction pour quelle application et pour quelle précision. Il est clair qu'il n'existe pas de modèles parfaits, le choix est alors fonction des ressources disponibles et de l'intérêt d'un modèle plus ou moins précis dans une situation particulière.

Ainsi la partie suivante se concentre sur la modélisation analytique du comportement thermique des composants électroniques, qui servira de base à une nouvelle technique de réduction de modèles, explicitée plus tard cette thèse.

Références

[1] A. González, Trends in Processor Architecture, Computing Research Repository, 2018.

[2] R. Mahajan, K. Brown, V. Atluri, The Evolution of Microprocessor Packaging, Intel Technology Journal Q3, 2000.

[3] C. Tidiane Dia, « Génération de modèles compacts thermiques dynamiques de composants électroniques via les algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Paris Nanterre, 2015.

[4] S.-U. Zhang, B. W. Lee, Fatigue life evaluation of wire bonds in LED packages using numerical analysis, Microelectronics Reliability, 2014, Vol. 54, p. 2853-2859.

[5] H. Fan, W. W. Chow, K. Lee, F. Wong, H. Chen, J. Wu, Investigation of Cu Wire Neck Crack under Thermal Cycling Test, ICEPT XVII, China, 2016, 10.1109/ICEPT.2016.7583412

[6] E. Arjmand, P. A. Agyakwa, C. M. Johnson, Reliability of thick Al wire: A study of the effects of wire bonding parameters on thermal cycling degradation rate using non-destructive methods, Microelectronics Reliability, 2014, Vol. 54, p. 2006-2012.

[7] JEDEC standards Association, Early Life Failure Rate Calculation Procedure for Semiconductor components, JESD74A, February 2007.

[8] MIL-HDBK-217F-Notice 2, Military Handbook – Reliability Prediction of Electronic Equipment, 1995.

[9] JEDEC Solid State Technology Association, Two-Resistor Compact Thermal Model Guideline, JESD15-2, 2008.

[10] JEDEC Solid State Technology Association, DELPHI Compact Thermal Model Guideline, JESD15-4, 2008.

[11] 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, ITHERM XIII, 2012, San diego, USA, 10.1109/ITHERM.2012.6231555.

[12] E. Monier-Vinard, C.T. Dia, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, Dynamic Compact Thermal Model for stacked-die components, SEMI-THERM 2012, San Jose, USA, 2012.

[13] H. Vinke, C. J. M. Lasance, Compact Models for Accurate Thermal Characterization of Electronic Parts, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technologies, Vol. 20, No. 4, 1997.

[14] F. Christiaens, B. Vandevelde, E. Beyne, R. Mertens, A Generic Methodology for Deriving Compact Dynamic Thermal Models, Applied to the PSGA Package, Vishay,

IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing technology – Part A, Vol. 21, No. 4, December 1998.

[15] C. J. M. Lasance, Creation and Evaluation of Compact Models for Thermal Characterisation Using Dedicated Optimisation Software, Proceedings SEMI-THERM XV, 1999, p. 189-200.

[16] E. Monier-Vinard, V. Bissuel, B. Rogie, N. Laraqi, O. Daniel, Investigation on Steady-State and Transient Boundary Conditions Scenarios for Optimizing the Creation of Multi-port Surrogate Thermal Models, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2017, 10.1109/TCPMT.2017.2778511.

[17] 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, ITHERM XIV, 2014, USA, 10.1109/ITHERM.2014.6892390.

[18] E. Monier-Vinard, O. Daniel, V. Bissuel, B. Rogié, M-N. Nguyen, N. Laraqi, I. Aliouat, Hybridizing Nature-Inspired Algorithms to Derive Accurate Surrogate Thermal Model: Genetic and Particle Swarm Optimization, ITHERM XVI, 2018, USA.

[19] E. Monier-Vinard, O. Daniel, V. Bissuel, B. Rogié, N-M. Nguyen, N. Laraqi, I. Aliouat, Population-based optimization Algorithms to Derive Surrogate Thermal Model of Electronic Components from numerical results, Swarm and Evolutionary Computation, Nov. 2017.

[20] P. Arunasalam, K. N. Seetharamu, I. A. Azid, Determination of Thermal Compact Model via Evolutionary Genetic Optimization Method, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 28, No. 2, 2005.

[21] I. Aliouat, Defining Optimal Surrogate Thermal Model in Electronics Design, Thèse de master, ENSTA ParisTech, 2017.

[22] J. C. Batsale, D. Maillet et A. Degiovanni, Extension de la méthode des quadripôles thermiques à l'aide de transformations intégrales, calcul du transfert thermique au travers d'un défaut plan bidimensionnel, International Journal of Heat mass transfer, Vol. 37, No. 1, p. 11-127, 1994.

[23] G. Maranzana, « Modélisation thermique des composants électroniques de puissance par la méthode des quadripôles », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2003.

[24] J. Pailhes, C. Pradere, J.-L. Battaglia, J. Toutain, A. Kusiak, A.W. Aregba, J.-C. Batsale, Thermal quadrupole method with internal heat sources, 2011, International Journal of Thermal Sciences, 10.1016/j.ijthermalsci.2011.10.005.

[25] S. Vintrou, « Contribution à l'étude du comportement thermique des composants électroniques », Thèse de doctorat, Université de Paris Nanterre, 2009.

[26] J. W. Sofia, Analysis of Thermal Transient Data with Synthesized Dynamic Models for Semiconductor Devices, IEEE Transactions on components, packaging and Manufacturing technology, Part. A, vol.18, No.1, 1995.

[27] K. I. Pandya, W. McDaniel, A simplified Method of Generating Thermal Models for Power MOSFETs, SEMI-THERM XVIII, 2002, San Jose, USA.

[28] M. Rencz, V. Székely, Dynamic thermal multiport modeling of IC packages, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies.Vol.24, No 4, Dec. 2001, p. 596-604.

[29] A. E. Chernyakov, A. V. Aladov, I. A. Kalashnikov, A. L. Zakgeim, V. I. Smirnov, V. A. Sergeev, Experimental study of electroluminescence and temperature distribution in high-power AlGaInN LEDs & LED arrays, Microelectronic Reliability, Vol.79, 2017, p. 457-461.

[30] P. Fulmek, J. Nicolics, W. Nemitz, F. P. Wenzl, On the impact of the temperature dependency of the phosphor quantum efficiency on correlated color temperature stability in phosphor converted LEDs, Material Chemistry and Physics, Vol. 196, 2017, pp. 82-91.

[31] H. Wang, G. Liu, S. Hu, C. Liu, Experimental investigation about thermal effect of colour on thermal sensation and comfort, Energy & Buildings, 2018.

[32] L. Monico, K. Janssens, F. Vanmeert, M. Cotte, B. G. Brunetti, G. Van der Snickt, M. Leeuwestein, J. Salvant Plisson, M. Menu, C. Miliani, Degradation Process of Lead Chromate in Paintings by Vincent van Gogh Studied by Means of Spectromicroscopic Methods. Part 5. Effects of Nonoriginal Surface Coatings into the Nature and Distribution of Chromium and Sulfur Species in Chrome Yellow Paints, Analytical Chemistry, Vol. 21, No. 86, 2014, pp. 10804-10811.

[33] A. Poppe, G. Hantos, G. Farkas, F. Szabó, J. Joly, J. Thomé, J. Yu, K. Bosschaartl, E. Juntunen, E. Vaumorin, A. di Bucchianico, T. Merelle, Inter Laboratory Comparison of LED Measurements Aimed as Input for MultiDomain Compact Model Development within the Delphi4LED H2020 Project, 2017.

[34] R. Bornoff, V. Hildenbrand, S. Lugten, G. Martin, C. Marty, A. Poppe, M. Rencz, W. H. A. Schilders, J. Yu, Delphi4LED - from measurements to standardized multi-domain compact models of LED: A new European R&D project for predictive and efficient multi-domain modeling and simulation of LEDs at all integration levels along the SSL supply chain, THERMINIC XXII, 2016, Budapest, Hungary.

[35] R. Bornoff, G. Farkas, L. Gaal, M. Rencz, A. Poppe, LED 3D thermal model calibration against measurement, EuroSimE XIX, 2018, Toulouse, France.

[36] A. Alexeev, G. Martin, V. Hildenbrand, Structure function analysis and thermal compact model development of a mid-power LED, SEMI-THERM XXXIII, 2017, San Jose, USA.

[37] M. Németh, P. Palovics, A. Poppe, Transfer function order reducing method for successive network reduction in complex frequency space, EuroSimE XVIII, 2017, Dresden, Germanyv.

[38] W. H. Schilder, H.A. van der Vorst, Model Order Reduction: Theory, Research Aspects, and Applications, In: Mathematics in Industry Series, Vol. 13, Springer-Verlag, Heidelberg, 2008.

[39] D. J. Lucia, P. S. Beran, W. A. Silva, Reduced-order modeling: new approaches for computational physics, Progress in Aerospace Science, Vol. 40, p. 51-117, 2004.

[40] P. Benner, H. Faßbender, Model Order Reduction: Techniques and Tools, Encyclopedia of Systems and Control. Springer, London, 2013.

[41] A. Chatterjee, An introduction to the proper orthogonal decomposition, Current Science, Vol. 78, No. 7, p. 808-817, 2000.

[42] Q. Yu, J. Meiling, L. Wang, E. S. Kuh, Passive Multipoint Moment Matching Model Order Reduction Algorithm on Multiport Distributed Interconnect Networks, IEEE Transactions on Circuits and Systems – I. Fundamental Theory and Applications, Vol. 46, No. 1, 1999.

[43] L. Codecasa, D. D'Amore, P. Maffezzoni, An Arnoldi based thermal network reduction method for electro-thermal analysis, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 26, no. 1, p. 186-192, 2003.

[44] L. Codecasa, D. D'amore, P. Maffezzoni, W. Batty, Analytical Multipoint Moment Matching Reduction of Distributed Thermal Networks, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 27, No. 1, 2004.

[45] W. Zhao, G. K. H. Pang, N. Wong, Automatic adaptive multi-point moment matching for descriptor system model order reduction, The 2013 International Symposium on VLSI Design, Automation and Test Proceedings, p. 1-4, Taiwan, 2013.

[46] F. Joly, O. Quéméner, A. Neveu, Modal Reduction of an Advection-Diffusion Model using a Branch Basis, Num. Heat. Transfer B 53 (2008), pp. 466–485.

[47] O. Quéméner, F. Joly, A. Neveu, The generalized amalgam method for modal reduction, International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 55, p. 1197-1207, 2012.

[48] S. Grosjean, F. Joly, K. Vera, A. Neveu, E. Monier-Vinard, Reduction of an electronic card thermal problem by the modal sub structuring method, Proceedings of IHTC-16, August 10–15, 2018, Beijing, China

[49] L. Codecasa, V. d'Alessandro, A. Magnani, N. Rinaldi, and P. J. Zampardi "FAst Novel Thermal Analysis Simulation Tool for Integrated Circuits (FANTASTIC)," in Proc. IEEE THERMINIC, 2014.

[50] B. Rogié, L. Codecasa, E. Monier-Vinard, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, D. D'Amore, A. Magnani, V. d'Alessandro, N. Rinaldi, Multi-port Delphi-like Compact Thermal Models using Model Order Reduction, Microelectronics Reliability, Vol. 87, pp. 222-231, 2018.

[51] B. Rogié, S. Grosjean, E. Monier-Vinard, V. Bissuel, F. Joly, O. Daniel, N. Laraqi, K. Vera, Delphi-like Dynamical Compact Thermal Models using Model order Reduction based on Modal Approach, SEMI-THERM XX, San Jose, USA, 2018.

[52] V. Bissuel, E. Monier-Vinard, A. Olivier, B. Rogié, A. Mahé, N. Laraqi, C. Gougis, Investigation of DELPHI-inspired compact thermal model for modeling planar transformer - Network concept, EuroSimE XIX, 2018, Toulouse, France.

[53] V. Bissuel, L. Codecasa, E. Monier-Vinard, B. Rogie, A. Olivier, A. Mahe, N. Laraqi, V. d'Alessandro, C. Gougis, Novel Approach to the Extraction of Delphi-like Boundary-Condition-Independent Compact Thermal Models of Planar Transformer Devices, Therminic XXIV, 2018, Stockholm, Sweden.

[54] 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 XXI, 2015, Paris, France, 10.1109/THERMINIC.2015.7389618

PARTIE II. MODELISATION THERMIQUE ANALYTIQUE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Premièrement un rappel des équations mises en jeu dans un problème de thermique est effectué. Un état de l'art des solutions numériques et analytiques pour résoudre l'équation de la chaleur est ensuite résumé.

Deuxièmement l'établissement d'un modèle analytique 3-D de résolution de l'équation de la chaleur, basé sur les séries de Fourier, en régime instationnaire, est développé. Celui-ci vise à calibrer les simulations numériques correspondantes : pas de temps, taille du maillage, taux de résidu, etc.

Ce modèle analytique est appliqué pour prédire le comportement thermique des composants électroniques modélisés sous une forme simple.

Deux cas distincts sont testés. Ainsi, le composant est modélisé soit par un bloc équivalent orthotrope, ou par deux couches orthotropes.

Ensuite plusieurs logiciels de simulation numériques (éléments finis et volumes finis) ont été confrontés au modèle analytique afin de valider les différentes approches numériques, dans le cadre de ces géométries simples.

1 Modélisation physique des phénomènes de transfert de chaleur

Tout système physique est soumis à des échanges d'énergie thermique. Ces échanges s'effectuent au travers trois modes de transfert thermique, détaillés ci-dessous, qui peuvent être couplés ou non.

Transfert par conduction

Les phénomènes de conduction thermique, c'est-à-dire de transfert de chaleur dans un milieu solide (ou immobiles) se modélisent à travers l'équation de diffusion, introduite par le mathématicien Joseph Fourier en 1811, ici en trois dimensions :

$$kx \cdot \frac{\partial^2 T(x,y,z,t)}{\partial x^2} + ky \cdot \frac{\partial^2 T(x,y,z,t)}{\partial y^2} + kz \cdot \frac{\partial^2 T(x,y,z,t)}{\partial z^2} + \dot{q} = \rho \cdot cp \cdot \frac{\partial T(x,y,z,t)}{\partial t} \quad (31)$$

Avec les termes

- kx, ky et kz qui caractérisent les conductivités thermiques ($W.m^{-1}.K^{-1}$) du milieu selon les axes x, y et z,
- ρ la densité du domaine ($kg.m^{-3}$),
- cp la capacité thermique massique ($J.kg^{-1}.K^{-1}$),
- $\dot{q}$ la présence d'une source interne de chaleur ($W.m^{-1}$).

Transfert par convection

Les phénomènes de convection thermique se caractérisent par un transfert de chaleur dans un milieu liquide ou gazeux, engendrant un déplacement de matière. En effet la densité d'un gaz ou liquide étant dépendante de la température, un gradient de température induit une densité non-uniforme et donc à un déplacement de matière. Ce phénomène a été mis en équation par le mathématicien Henri Navier et le physicien George Gabriel Stokes en 1845. Les équations de Navier-Stokes sont un système d'équation comprenant :

- *L'équation de continuité (ou conservation de la masse)*

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \vec{\nabla} \cdot \left(\rho \vec{U}\right) = 0 \quad (32)$$

avec $\vec{U}$ le vecteur vitesse du fluide/gaz en mouvement et $\vec{\nabla}$ l'opérateur Laplacien.

- *L'équation de la conservation de mouvement*

$$\frac{\partial(\rho\vec{U})}{\partial t} + \vec{\nabla}\cdot(\rho\vec{U}\otimes\vec{U}) = -\vec{\nabla}p + \vec{\nabla}\tau + \rho\vec{g} \tag{33}$$

avec $\otimes$ le produit dyatique, τ le tenseur des contraintes et $\vec{g}$ les forces massiques qui s'appliquent sur le fluide/gaz.

- *L'équation de conservation d'énergie*

$$\frac{\partial(\rho e)}{\partial t} + \vec{\nabla}\cdot\left[(\rho e + p)\vec{U}\right] = \vec{\nabla}(\tau\cdot\vec{U}) + \rho\vec{g}\cdot\vec{U} - \vec{\nabla}\cdot\vec{q} + r \tag{34}$$

avec e l'énergie totale, $\vec{q}$ le flux de chaleur perdu par frottement visqueux et r l'apport d'énergie interne.

Ces trois équations permettent de décrire le mouvement d'un fluide qui résulte d'un transfert de chaleur convectif.

Transferts radiatifs

Les phénomènes radiatifs se caractérisent par un transfert d'énergie par rayonnement électromagnétique. L'énergie est transmise par la propagation de photons, à la vitesse de la lumière, dans un milieu liquide ou gazeux, dès qu'il y a une différence de température (et donc d'énergie) entre deux milieux. L'intensité de ce phénomène est influencée par l'absorption, l'émission et la diffusion du milieu.

1.1 Résolution par approche numérique

Afin de résoudre les équations qui mettent en jeu les différents modes de transferts de chaleur, plusieurs méthodes numériques ont été développées. L'analyse numérique se base sur le développement limité des **É**quations aux **d**érivées **P**artielles (EDP) qui est une représentation discrète des équations mises en jeu. Plusieurs méthodologies ont été développées tel que la méthode aux différences finies, la méthode aux éléments finis ou encore la méthode aux volumes finis.

1.1.1 Méthode des différences finis

La méthode aux différences finies est couramment utilisée dans l'analyse numérique du fait de la simplicité de sa mise en œuvre. Cette méthode consiste à discrétiser l'espace en un ensemble d'élément de contrôle (appelé cellule ou encore maille), dans le but de décomposer les EDP en utilisant les développées de Taylor. Les développées sont en générale du premier ordre en temps et du second ordre en cartésien. Les équations (35) et (36) représentent la décomposition des EDP dans un domaine en 2 dimensions.

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{{T_{i,j}}^{n} - {T_{i,j}}^{n-1}}{\Delta t} \tag{35}$$

$$\left.\frac{\partial T}{\partial a}\right|_{a=x\ ou\ y} = \frac{{T_{i,j+1}}^{n\ ou\ n+1} - 2 \cdot {T_{i,j}}^{n\ ou\ n+1} + {T_{i,j-1}}^{n\ ou\ n+1}}{\Delta a^2} \tag{36}$$

avec Δt et Δa respectivement le pas de temps et la discrétisation géométrique du domaine de calcul. Les indices i et j correspondent à la position de la cellule dans le domaine, comme représenté dans l'exemple de la Figure 28 pour un domaine en 2-D.

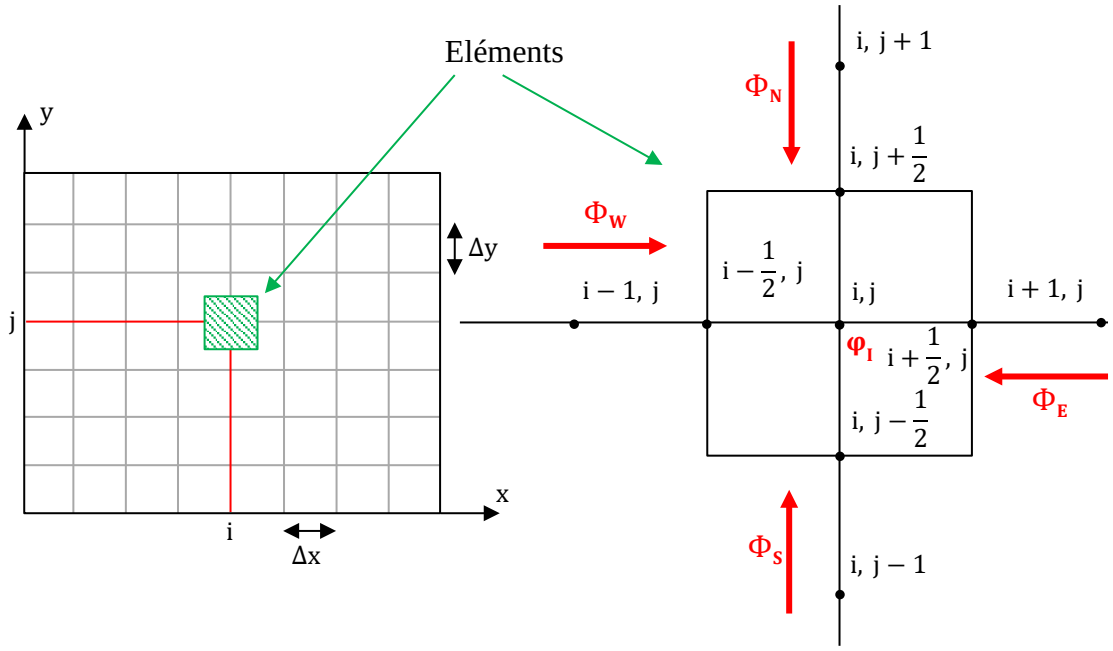


Figure 28 : Maille de contrôle de la méthode des différences finis

Le bilan des flux s'effectue au centre de l'élément en prenant en compte les informations des mailles adjacentes. Un terme source φ_I peu aussi être présent dans le cas d'un apport de chaleur interne.

Enfin, le choix de l'indice n ou n+1 correspond au schéma de résolution de l'analyse numérique. L'indice n correspond à un schéma explicite, c'est-à-dire que le terme à l'instant d'après se calcule directement par un produit matriciel. Le choix de l'indice n+1 correspond lui à un schéma implicite, une inversion de matrice est requise afin de calculer le nouveau terme. Le schéma implicite est lent à converger mais très stable à l'inverse du schéma explicite rapide mais très sensible à la magnitude du Δt.

En appliquant des conditions limites aux extrémités du domaine de calcul, le terme ${T_{i,j}}^{n+1}$ peut-être calculé en suivant l'algorithme suivant :

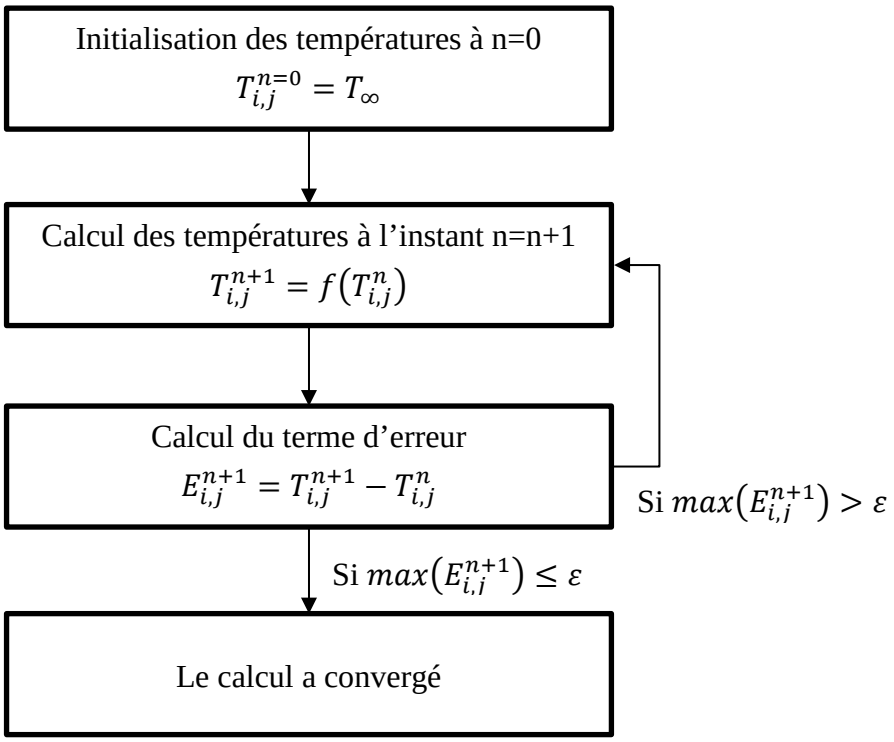


Figure 29 : Algorithme de calcul par la méthode des différences finis

Le terme ε correspond au résidu de la solution, définit par l'utilisateur. Il faut noter que cet algorithme équivaut pour les autres méthodes d'analyse numérique, toutes adoptent une démarche de réduction du résidu par itération des variables calculées (température, pression, vitesse de l'écoulement …).

Enfin, il se peut que le calcul ne converge pas du fait d'une différence trop élevée entre le terme $T_{i,j}^{n+1}$ et le terme à l'instant précédent $T_{i,j}^{n}$, on dit que le calcul a divergé. Dans ce cas, un facteur de sous relaxation peut être utilisé afin de réduire l'influence du nouveau terme de température calculé dans l'algorithme de résolution.

$$T_{i,j}^{n+1} = \eta \cdot f(T_{i,j}^{n}) + (1-\eta) \cdot T_{i,j}^{n} \qquad (37)$$

Plus le coefficient η est faible, plus la solution sera stable mais lente à converger. Un bon rapport vitesse / stabilisation se doit d'être trouvé.

1.1.2 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode basée sur un découpage du domaine de calcul en éléments simple, afin de résoudre les EDP. Le principe est similaire à celui de la méthode aux différences finies, au contraire que l'élément discret peut avoir une forme non régulière. Cela est dû au fait que le bilan des flux s'effectue aux arrêtes des éléments et non plus en son centre. La Figure 30 détaille la géométrie d'un élément simple.

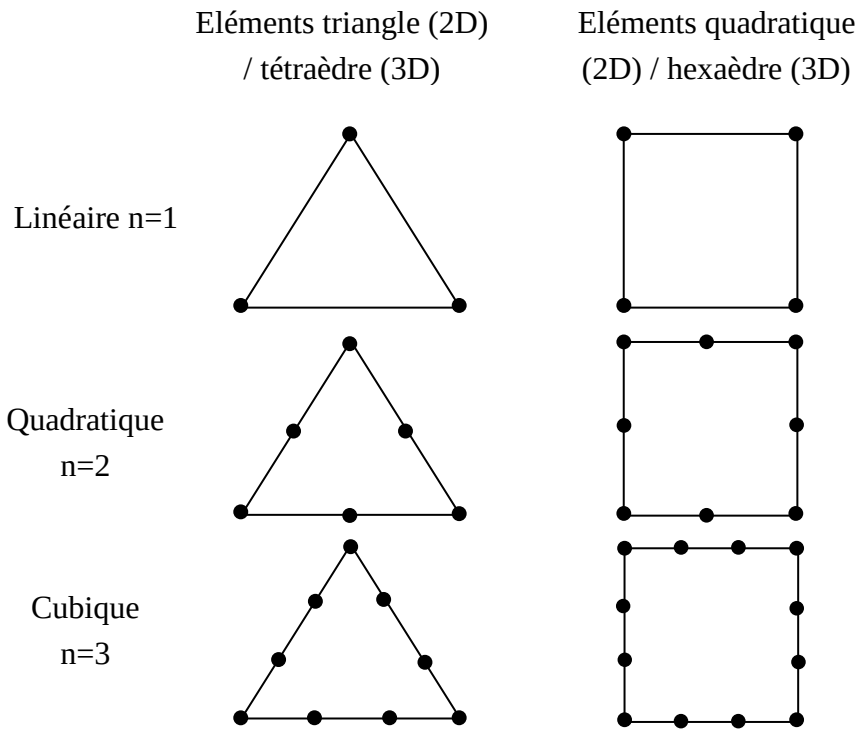


Figure 30 : Différentes mailles utilisées par la méthode des éléments finis

L'état au sein de l'élément est alors déterminé par une interpolation des états de chacun des nœuds, d'où une précision qui varie en fonction de l'ordre de l'élément 'n'.

$$T(x,y) = \sum_{i=1}^{P} \Omega(x,y) \cdot T_i \qquad (38)$$

avec P le nombre de nœud, T_i la température du nœud 'i' et $\Omega(x,y)$ une fonction qui rend compte de la forme de l'élément (triangle, quad …) dans l'interpolation.

La spécificité de la méthode des éléments finis est que le calcul de la température se fait dans le repère géométrique de l'élément, ayant une matrice de passage propre avant de retourner la valeur de $T(x,y)$ dans le repère global. Cela permet d'obtenir un maillage irrégulier et donc de discrétiser des géométries complexes dans un laps de temps très court.

La méthode des éléments finis est essentiellement utilisée pour la mécanique du solide (thermique, contraintes mécanique, déformation) du fait de la linéarité des problèmes. Dans les cas non linéaires, comme la dynamique des fluides, la méthode aux volumes finis lui sera préférée.

1.1.3 Méthode des volumes finis

La méthode des volumes finis se base sur la résolution des formes intégrales des EDP, en faisant un bilan de flux en centre de l'élément. La différence entre le flux entrant et le flux sortant se doit d'être nulle. Cette méthode permet de résoudre des systèmes ou les

équations mises en jeu sont des problèmes conservatifs, tels que les équations de Navier-Stokes.

La méthode des volumes finis revient donc à résoudre la loi de conservation d'une grandeur physique sous sa forme intégrale, de la forme de l'équation suivante :

$$\frac{\partial(\rho \cdot \phi_j \cdot \Omega_j)}{\partial t} + \sum_{faces} \left(\vec{F_i} \cdot \vec{A_i}\right)_j = \left(S_\phi\right)_j \tag{39}$$

avec le terme de variation temporelle d'une grandeur, le bilan des flux traversant l'élément Ω_j et le terme source / puits $\left(S_\phi\right)_j$.

1.1.4 Méthode de Monte-Carlo

Contrairement aux méthodes précédentes, la méthode de Monte-Carlo ne se base pas sur une résolution approchée des EDP mais par une approche probabiliste. Elle résulte de la loi des grands nombres qui permet d'approcher une valeur « exacte » Y_1 en générant un grand nombre N de variables aléatoires Y_n :

$$\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^{N} Y_n = E[Y_1] \tag{40}$$

avec $E[Y_1]$ l'espérance de la valeur réelle, en d'autre mot la valeur que l'on s'attend à obtenir avec un grand nombre de générations de variables Y_n.

Cette méthode est particulièrement utilisée dans la finance, ou la dynamique des gaz (équation de Boltzmann) du fait de leur caractère aléatoire. Cette méthode est aussi utilisée pour calculer les facteurs de vue dans les transferts radiatifs.

Les méthodes numériques énumérées ont toute la spécificité d'approcher la solution mathématique 'exacte' sans jamais résoudre directement le problème. Cependant pour des cas physiques simples, notamment en conduction pure, les équations qui régissent ces phénomènes physiques peuvent être résolues directement par des méthodes analytiques.

1.2 Résolution par approche analytique

Les logiciels de simulation numérique thermique se basent pour la plupart sur des méthodes FEM ou CFD pour résoudre numériquement les équations aux dérivées partielles. Ces outils permettent de simuler des systèmes complets, avec des géométries complexes et des propriétés, pour certains matériaux, non linéaires. Celles-ci dépendent généralement de la température. Cependant ces méthodes numériques nécessitent une validation (souvent expérimentale) afin de s'assurer que les résultats issus d'une

simulation sont en adéquation avec les conditions limites imposées, c'est-à-dire que le modèle soit « physique ».

En effet, la qualité du maillage d'un système et de son environnement, ainsi que le degré de précision de l'algorithme de résolution numérique (caractérisé par le résidu, voir Figure 29), définissent la qualité du résultat d'une simulation numérique. Des règles de maillage ont été définies par certains éditeurs de logiciel mais elles résultent, dans la plupart des cas, de l'expérience de l'utilisateur. De plus, les logiciels commerciaux sont par définition propriétaires, ce qui interdit l'accès aux algorithmes de résolution numérique des EDP.

Dans les cas simples, la résolution analytique des équations d'état peut être effectuée. C'est le cas pour l'équation de diffusion (appelée aussi équation de la chaleur) qui pour des géométries simples est susceptible d'être résolue analytiquement.

Etat de l'art de l'analyse analytique

En première approche, les composants ainsi que les cartes électroniques peuvent être modélisés par un système monodirectionnel (1-D) ou l'interface entre chaque matériau constitutif du système est modélisée par une simple résistance thermique, à l'instar de la modélisation des composants par méthode nodale.

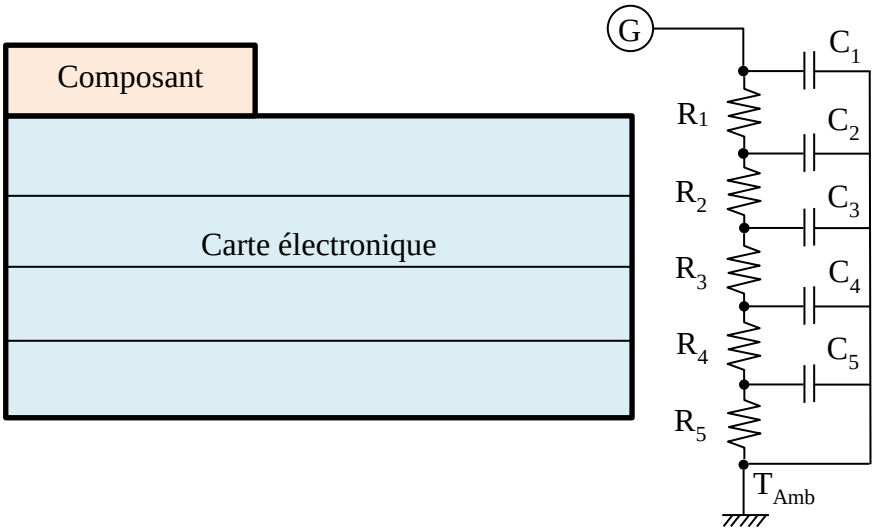


Figure 31 : Modélisation 1-D par réseau Foster du comportement thermique d'un ensemble carte-composant

La partie dynamique est simulée par l'ajout d'une capacité thermique à chacun des nœuds représentant un élément constitutif du système. Afin de prendre en compte les discontinuités thermiques d'une carte électronique, laquelle est composée d'un empilement de couches possédant des conductivités thermiques différentes, chaque couche est prise en compte, comme le montre les travaux de Chiozzi et. Al. [55] ou encore de A. Jain et. Al. [56].

Ces travaux sont cependant limités à un transfert monodirectionnel de la chaleur. Des études sur la modélisation 3-D d'un système en utilisant un réseau R-C ont été menées [57] [58] où des résistances ont été ajoutées dans toutes les directions (en série et en parallèle) afin de correctement modéliser le transfert de chaleur dans tous les axes du domaine.

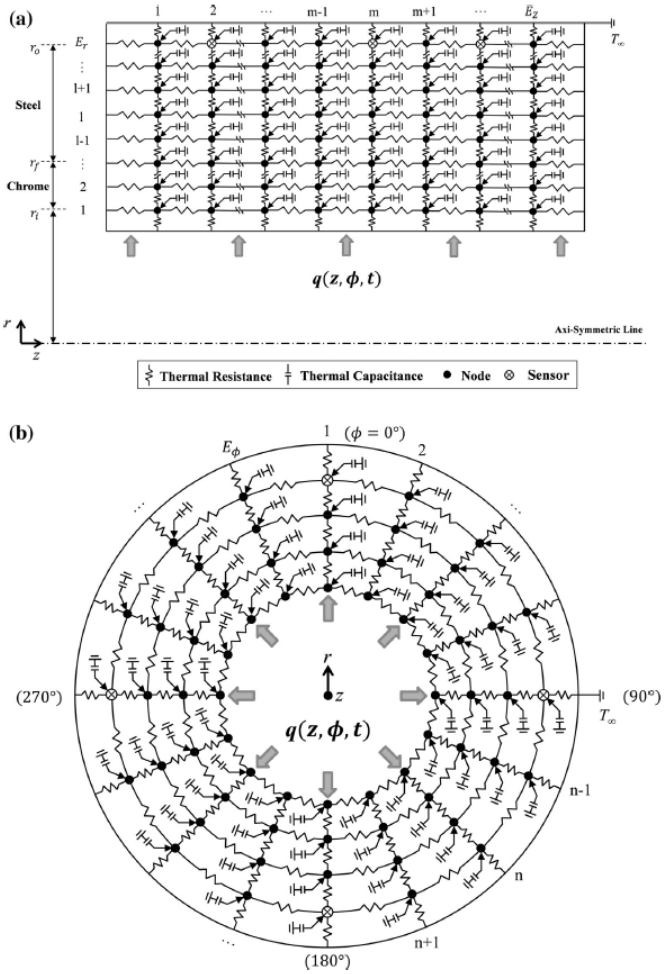


Figure 32 : Réseau R-C 3-D d'un tube, (a) vue de côté, (b) vue de face, issu de [57]

L'approche usuelle dans la résolution de l'équation de la chaleur se base sur l'utilisation des séries de Fourier. Une généralisation de cette méthode par J.-R. Culham [59] a été appliquée aux composants électroniques en trois dimensions. Cette méthode se limite aux hypothèses suivantes :

- Régime permanent ($\partial T/\partial t = 0$),
- Sources surfaciques,
- Matériaux isotropes ($kx = ky = kz$),
- Domaine monobloc équivalent ou deux-couches.

La méthode des séries de Fourier est également employée pour modéliser les cartes électroniques, cette fois-ci en modélisant toutes les couches du substrat [60]-[63], par couches anisotropes équivalentes ($kx \neq ky \neq kz$) [64]-[66].

Cependant, de même que pour la modélisation des composants électroniques, ces méthodes se limitent au régime permanent et ne permettent pas de prendre en compte l'évolution de la température au cours du temps. Afin de résoudre l'équation de chaleur en régime transitoire, la transformée dans le domaine de Laplace est plébiscitée [67] [68]. D'autres méthodes de résolution sont disponibles telles que les fonctions de Green [69] [70].

Dans le cadre ou l'équation de Fourier n'est plus utilisable, pour des échelles de l'ordre du nanomètre par exemple, d'autres méthodes sont retenues comme l'équation de Guyer-Krumhansl [71].

Les travaux qui suivent complètent les études précédentes en prenant en compte des matériaux anisotropes, ainsi que des sources de chaleur volumique.

2 Modélisation analytique des composants électroniques monocouche en régime permanent

En simplifiant la géométrie d'un composant électronique, une validation par un modèle analytique est effectuée. Dans un premier temps, les composants électroniques peuvent être représentés par un parallélépipède. De plus, en considérant un régime thermique établi (indépendant du temps), l'équation de la chaleur s'écrit de la manière suivante (forme développée) :

$$kx \cdot \frac{\partial^2 T(x,y,z)}{\partial x^2} + ky \cdot \frac{\partial^2 T(x,y,z)}{\partial y^2} + kz \cdot \frac{\partial^2 T(x,y,z)}{\partial z^2} + \dot{q} = 0 \qquad (41)$$

Trois types de conditions aux limites (CL) peuvent être appliqués pour résoudre l'équation de la chaleur. Les CLs décrivent l'environnement thermique à la limite du domaine et s'écrivent mathématiquement sous les trois formes suivantes :

Condition de Dirichlet

La condition de Dirichlet (ou condition de première espèce) impose une température constante à la limite du domaine. Cela se traduit mathématiquement par :

$$T(x,y,z) = T_\infty \qquad (42)$$

avec T_∞ la température externe constante.

Condition de Neumann

La condition de Neumann (ou condition de deuxième espèce) impose un flux thermique constant à la limite du domaine.

$$ki \cdot \frac{\partial T(x,y,z)}{\partial i} = \varphi \qquad (43)$$

avec i n'importe quel axe x, y, z et φ le flux thermique ($W.m^{-2}$). Il faut noter que dans le cas d'un flux nul, $\varphi = 0$, la limite du domaine devient adiabatique (isolation parfaite).

Condition de Newton-Fourier

La condition de Newton-Fourier (ou condition de troisième espèce) impose un coefficient de transfert thermique à la limite du domaine.

$$ki \cdot \frac{\partial T(x,y,z)}{\partial i} = h \cdot [T(x,y,z) - T_\infty] \qquad (44)$$

avec h le coefficient de transfert thermique ($W.m^{-2}.K^{-1}$) qui caractérise l'amplitude du transfert de chaleur entre un objet et son milieu ambiant. Il faut noter que dans le cas d'un

coefficient de transfert thermique tendant vers l'infini, la condition de Newton-Fourier se transforme en condition de Dirichlet :

$$\lim_{h\to\infty} \frac{ki \cdot \dfrac{\partial T(x,y,z)}{\partial i}}{h} = 0 \quad \rightarrow T(x,y,z) - T_\infty = 0 \tag{45}$$

Imposer un coefficient important sur la limite du domaine revient donc à y appliquer une température constante. A l'inverse un coefficient $h = 0$ revient quant à lui à imposer une condition adiabatique à la frontière.

Dans notre cas, le coefficient de transfert thermique couple les transferts convectifs et radiatifs. Le coefficient *h* est calculé à partir de l'équation empirique suivante :

$$h = h_C + h_R \tag{46}$$

avec h_C le coefficient de transfert thermique convectif :

$$h_C = \frac{k_a}{L^*} \cdot C \cdot (Gr_{L^*})^n \cdot (Pr)^n = \frac{k_a}{L^*} \cdot C \cdot (Ra_{L^*})^n \tag{47}$$

k_a est la conductivité thermique du milieu ambiant (W.m^{-1}.K^{-1}), L^* la longueur caractéristique qui correspond à la racine carrée de la surface totale mouillée [72], Pr le nombre de Prandlt, G_{L^*} le nombre de Grashof, Ra_{L^*} le nombre de Rayleigh et *n* qui dépend de la condition de mise en mouvement du fluide (laminaire ou turbulent). Les valeurs des paramètres C et n sont explicitées dans l'Annexe C, mais de nouvelles estimations sont également proposées par Lewandoswky et al. dans [73]. Le coefficient de transfert radiatif se formule de la manière suivante :

$$h_R = \varepsilon_f \cdot \sigma \cdot F_{f\to\infty} \cdot S_f \cdot \left(T^2 + {T_\infty}^2\right) \cdot (T + T_\infty) \tag{48}$$

ε_f l'émissivité de la surface rayonnante, σ la constante de Boltzmann qui vaut $\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8}$ W.m^{-2}.K^{-4}, $F_{f\to\infty}$ le facteur de forme et S_f la surface rayonnante.

Dans le but de pouvoir modéliser n'importe quel type de sollicitation thermique externe, la CL de Newton-Fourier a été appliquée à toutes les faces externes d'un modèle disposant d'une source de chaleur volumique localisée. Le concept de composants électronique simplifié monocouche est représenté par la figure suivante :

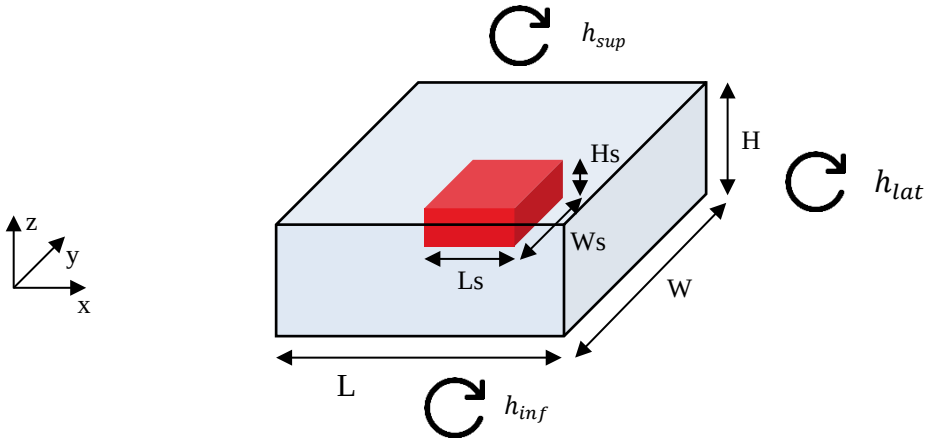


Figure 33 : Visualisation 3-D du modèle analytique monocouche

L'élaboration du modèle considère que le coefficient de transfert thermique sur les faces latérales est le même pour les quatre côtés du fait d'une épaisseur faible comparée aux autres dimensions.

Pour simplifier l'écriture de l'équation de la chaleur, on introduit le terme d'excès de température :

$$\theta(x,y,z) = T(x,y,z) - T_\infty \tag{49}$$

De plus, le problème est adimensionné :

$$x^* = \frac{x}{L} \quad , y^* = \frac{y}{W} \quad , z^* = \frac{z}{H} \tag{50}$$

L'équation résultante de la chaleur (41) devient :

$$\frac{kx}{L^2} \cdot \frac{\partial^2 \theta(x^*,y^*,z^*)}{\partial {x^*}^2} + \frac{ky}{W^2} \cdot \frac{\partial^2 \theta(x^*,y^*,z^*)}{\partial {y^*}^2} + \frac{kz}{H^2} \cdot \frac{\partial^2 \theta(x^*,y^*,z^*)}{\partial {z^*}^2} + \dot{q} = 0 \tag{51}$$

Pour plus de facilité, les coordonnées adimensionnelles x^*, y^* et z^* s'écriront de la manière conventionnelle x, y et z. En appliquant la condition de troisième espèce aux faces externes du domaine, les CLs s'écrivent sous la forme suivante (pour l'axe x) :

$$-\frac{\partial \theta(x,y,z)}{\partial x}\bigg|_{x=0} = -\underline{Bi_x} \cdot \theta(0,y,z) \tag{52}$$

$$-\frac{\partial \theta(x,y,z)}{\partial x}\bigg|_{x=1} = \overline{Bi_x} \cdot \theta(1,y,z) \tag{53}$$

avec le nombre de Biot (exprimé pour l'éq. (52)) :

$$\underline{Bi_x} = \frac{L \cdot h_{lat}}{kx} \tag{54}$$

Les CLs étant similaires sur les autres faces du domaine, leur expression s'écrit de la même manière que celle précédente. Le développement est explicité pour l'axe x, mais la démarche est identique sur les autres axes.

Afin de résoudre l'équation de la chaleur, on applique la méthode de séparation des variables en décomposant le terme $\theta(x, y, z)$ en trois fonctions indépendantes sur chacun des trois axes :

$$\theta(x, y, z) = f(x) \cdot g(y) \cdot h(z) \tag{55}$$

L'équation de la chaleur devient :

$$\begin{aligned} &\frac{kx}{L^2} \cdot \frac{1}{f(x)} \cdot \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} + \frac{ky}{W^2} \cdot \frac{1}{g(x)} \cdot \frac{\partial^2 g(y)}{\partial y^2} + \frac{kz}{H^2} \cdot \frac{1}{h(x)} \cdot \frac{\partial^2 h(z)}{\partial z^2} \\ &+ \frac{\dot{q}}{f(x) \cdot g(y) \cdot h(z)} = 0 \end{aligned} \tag{56}$$

En posant les égalités suivantes :

$$\frac{1}{f(x)} \cdot \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} = -\alpha^2, \qquad \frac{1}{g(x)} \cdot \frac{\partial^2 g(y)}{\partial y^2} = -\beta^2, \qquad \frac{1}{h(x)} \cdot \frac{\partial^2 h(z)}{\partial z^2} = -\gamma^2 \tag{57}$$

Les conditions limitent restant inchangées, les profils de température sur chaque axe sont exprimés par des fonctions périodiques qui sont solutions des EDP précédentes:

$$f(x) = A \cdot sin(\alpha \cdot x) + B \cdot cos(\alpha \cdot x) \tag{58}$$

En appliquant la CL (52) à l'équation (58) on obtient :

$$-\left.\frac{\partial f(x)}{\partial x}\right|_{x=0} = -\underline{Bi_x} \cdot f(0) \quad \rightarrow \mathrm{A} = \frac{\underline{Bi_x} \cdot \mathrm{B}}{\alpha}$$

En remplaçant *A* dans la CL (53) on obtient l'équation transcendante suivante :

$$\left({\alpha_m}^2 - \overline{Bi_x} \cdot \underline{Bi_x}\right) \cdot tan(\alpha_m) - \alpha_m \cdot \left(\overline{Bi_x} + \underline{Bi_x}\right) = 0 \tag{59}$$

La particularité des fonctions transcendantes est qu'elles ne sont pas algébriques et ne se sont donc pas solution d'une équation polynomiale. Les valeurs du coefficient α_m sont approchées par résolution numérique de l'équation transcendante. Plusieurs algorithmes de recherche de solutions sont disponibles tel que l'algorithme de Newton-Raphson ou encore des méthodes stochastiques tel que les algorithmes génétiques [79].

En regroupant les trois profils de température, on obtient l'expression de la température en tout point :

$$\theta(x,y,z) = \sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}\sum_{r=0}^{R} \mathcal{G}_{mnr} \cdot X_m(x) \cdot Y_n(y) \cdot Z_r(z) \tag{60}$$

avec

$$X_m(x) = \underline{Bi_x} \cdot x \cdot sinc(\alpha_m \cdot x) + cos(\alpha_m \cdot x) = \frac{f(x)}{B_m} \tag{61}$$

et le coefficient d'intégration :

$$\mathcal{G}_{mnr} = B_m \cdot D_n \cdot F_r \tag{62}$$

L'expression de la température est une triple somme de solutions, communément appelée série de Fourier. Le coefficient d'intégration $\mathcal{G}_{mnr}$ est calculé en intégrant l'expression de $\theta(x,y,z)$ de l'équation (60) dans l'équation (51).

$$\begin{aligned}\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{r=0}^{\infty} \mathcal{G}_{mnr} \Bigg[kx \cdot \frac{\partial^2 X_m(x)}{\partial x^2} \cdot Y_n(y) \cdot Z_r(z) + ky \cdot \frac{\partial^2 Y_n(y)}{\partial y^2} \cdot X_m(x) \\ \cdot Z_r(z) + kz \cdot \frac{\partial^2 Z_r(z)}{\partial z^2} \cdot X_m(x) \cdot Y_n(y) \Bigg] = -\dot{q}\end{aligned} \tag{63}$$

En reprenant les égalités de l'éq. (57), l'équation peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{r=0}^{\infty} \mathcal{G}_{mnr}\left(kx \cdot {\alpha_m}^2 + ky \cdot {\beta_n}^2 + kz \cdot {\gamma_r}^2\right) \cdot X_m(x) \cdot Y_n(y) \cdot Z_r(z) \\ = \dot{q}\end{aligned} \tag{64}$$

Pour déterminer le coefficient d'intégration $\mathcal{G}_{mnr}$, on utilise les propriétés des fonctions orthogonales. En multipliant les deux côtés de l'équation (64) par les profils de températures, et en intégrant sur les limites du domaine :

$$\begin{aligned}\mathcal{G}_{mnr} \cdot \left(kx \cdot {\alpha_m}^2 + ky \cdot {\beta_n}^2 + kz \cdot {\gamma_r}^2\right) \cdot \int_0^1\int_0^1\int_0^1 {X_m}^2(x) \cdot {Y_n}^2(y) \cdot {Z_r}^2(z) \cdot dx \cdot dy \\ \cdot dz = \dot{q} \cdot \int_{x1}^{x2}\int_{y1}^{y2}\int_{z1}^{z2} X_m(x) \cdot Y_n(y) \cdot Z_r(z) \cdot dx \cdot dy \cdot dz\end{aligned}$$

Il faut noter que l'intégration du terme de droite se fait sur les limites de la source de chaleur, et non tout le domaine. Les sommes peuvent être éliminées car leur produit quand $m \neq n \neq r$ est égal à zéro (propriété de la fonction orthogonale).

Dans le cas de la température moyenne du composant, l'intégration par les bornes du domaine donne :

$$\overline{\theta} = \sum_{m=0}^{M} \sum_{n=0}^{N} \sum_{r=0}^{R} \mathcal{G}_{mnr} \cdot \overline{X_m} \cdot \overline{Y_n} \cdot \overline{Z_r} \tag{65}$$

avec :

$$\overline{X_m} = \frac{Bi_x}{2} \cdot sinc\left(\frac{\alpha_m}{2}\right) + sinc(\alpha_m) \tag{66}$$

La dernière inconnue du problème à déterminer est la limite des séries de Fourier. La valeur de la troncature des séries de Fourier est déterminée par la relation entre la taille du domaine, et celle de la source de chaleur. Les limites sur les axes x, y et z sont donc calculées de la manière suivante :

$$M = \omega \cdot \frac{L}{Ls} \qquad N = \omega \cdot \frac{W}{Ws} \qquad R = \omega \cdot \frac{H}{Hs} \tag{67}$$

Le paramètre ω est un nombre entier, appelé facteur de convergence, qui influe sur la précision du modèle analytique mais aussi sur le temps de calcul. En effet, plus le nombre de termes dans la série est important, plus le calcul sera long. Une balance entre précision et temps de calcul doit être trouvée pour obtenir un modèle optimal. Une étude de sensibilité au facteur de convergence est présentée dans la section suivante.

Les données issues de la modélisation analytique d'un composant électronique ont été confrontées aux résultats issus de plusieurs logiciels de simulation numérique. Le cas du composant mono-puce appelé le QFN16 est décrit ci-après.

2.1 Cas test n°1 : Composant mono-puce QFN16

Une vue détaillée 3-D du QFN16, ainsi que sa modélisation analytique dite « monocouche » est représentée Figure 34.

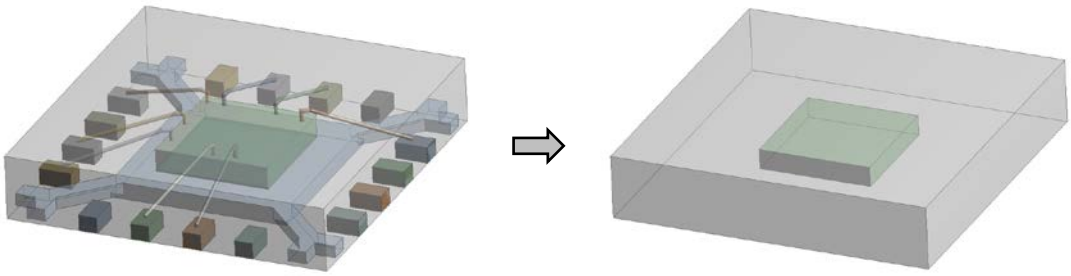


Figure 34 : Modèle 3-D du QFN16 (gauche) et de son modèle analytique monocouche correspondant (droite)

Les propriétés des matériaux constituant le QFN16 ainsi que la géométrie de ses éléments constituant sont résumés dans la Table 3.

Les conductivités thermiques du monobloc sont calculées en fonction du ratio volumique de chaque matériau, ce qui donne une conductivité thermique équivalente isotrope :

$$k = \sum_{i=1}^{N} \frac{V_i \cdot k_i}{V_T}$$

avec V_i le volume de chaque matériau du QFN16, k_i la conductivité associée et V_T le volume total du boitier. La valeur déduite pour le cas du QFN16 est k = 35.9 W.m^{-1}.K^{-1}.

Les résultats des modèles analytiques et numériques sont confrontés en utilisant des conditions limites dites « réalistes ».

Table 9 : CL dites « réalistes » d'un composant soudé sur carte électronique

T_∞ (°C)	k (W.m^{-1}.K^{-1})	h_{sup} (W.m^{-2}.K^{-1})	h_{inf} (W.m^{-2}.K^{-1})	h_{lat} (W.m^{-2}.K^{-1})	Q (W)
0	35.9	20	1000	10	0.5

Les coefficients de transfert thermique correspondent à un composant soudé à une carte électronique et soumis à de la convection forcée. L'influence du paramètre ω sur la température maximum du composant, ainsi que le temps de calcul sont reportés dans la Figure 35.

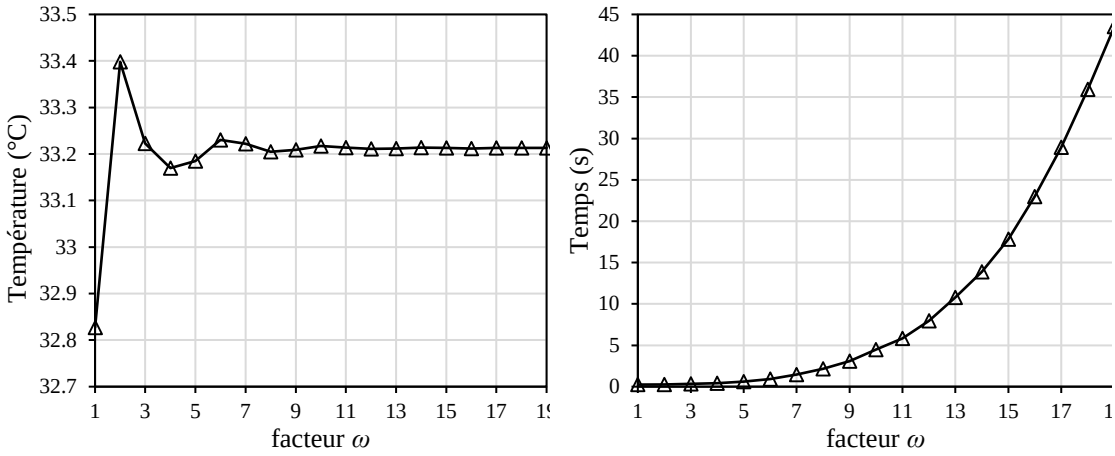


Figure 35 : Evolution de la température max (gauche) et du temps de calcul (droite) en fonction d'ω, pour le modèle du QFN16 mono-couche

L'analyse numérique converge très rapidement. La différence de température (dT) entre deux valeurs consécutives d'ω est inférieure à 0.1% dès la deuxième itération, et ce pour un temps de calcul inférieur à la seconde. La valeur de la température moyenne du composant est quant à elle constante, ceci $\forall\omega$, et vaut 30.6°C.

Validation des méthodes numériques

La géométrie simplifiée du QFN16 a été modélisée numériquement afin de comparer les résultats issus de la modélisation analytique aux résultats numériques. Plusieurs logiciels de simulations ont été sélectionnés, utilisant soit des algorithmes de résolution des EDP par la méthode des éléments finis (FEM), ou la méthode des volumes finis (CFD). La liste des logiciels utilisés est présentée dans le tableau suivant :

Table 10 : Liste des outils de simulation numérique

Logiciel	Solveur	Origine
ANSYS Fluent (ICEPAK) V18.1	CFD	USA
ANSYS Mechanical V18.1	FEM	USA
scSTREAM V13	CFD	Japon
COMSOL Multipysics 5.1	FEM	Suède

Les prédictions de ces différents logiciels de simulation ont été confrontées. Il est à noter qu'une étude de sensibilité au maillage a été réalisée afin de rendre les valeurs générées indépendantes de la discrétisation géométrique du problème. Les modèles sont considérés indépendants du maillage quand les valeurs de températures diffèrent de moins de **0.1%** entre deux maillages consécutifs. Les valeurs des erreurs de température et de temps de calcul sont répertoriées dans la Figure 36.

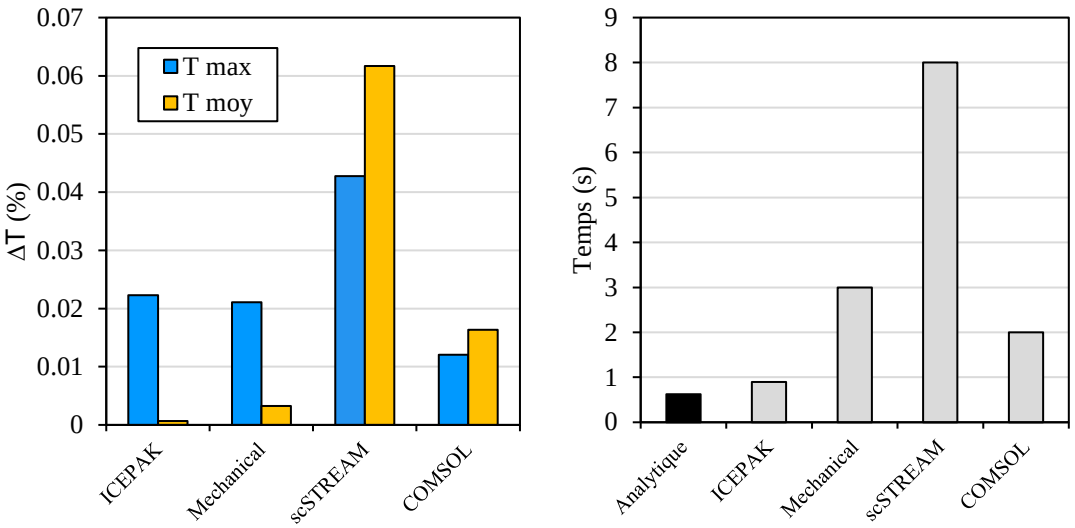


Figure 36 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du QFN16 mono-couche en régime permanent

La température max et la température moyenne pour le modèle analytique sont respectivement de 33.2°C et 30.6°C, avec une erreur moyenne inférieure à 0.1% pour tous les modèles numériques. Cet écart peut être considéré comme résiduel, du fait d'une calibration du modèle numérique à 0.1% près. Cette première étape permet une première

validation des différents logiciels de simulation pour le cas simple du QFN16 dit monocouche. L'écart ΔT est calculé selon l'équation suivante :

$$\Delta T(\%) = 100 \cdot \frac{|T_{NM} - T_{AN}|}{T_{AN}} \tag{68}$$

En ce qui concerne les temps de calcul, les simulations convergent rapidement, avec une moyenne inférieure à 3s. Malgré ce temps de simulation très court, la solution analytique est l'approche la plus rapide, et surtout ne nécessite pas d'étapes de discrétisation du domaine en éléments simples.

La modélisation monocouche a été étendue pour prendre en compte plusieurs sources de chaleur dans le cadre de composants dits « multi-puces ».

2.2 Cas test n°2 : Composant multi-puce DFN12

Le principe de superposition est appliqué dans la résolution de l'équation de la chaleur, du fait de sa linéarité. L'équation (69) est reformulée en prenant en compte ce principe de superposition :

$$\theta(x,y,z) = \sum_{s=1}^{Ns} \sum_{m=0}^{M} \sum_{n=0}^{N} \sum_{r=0}^{R} \mathcal{G}_{mnr}(s) \cdot X_m(x) \cdot Y_n(y) \cdot Z_r(z) \tag{69}$$

avec Ns le nombre de sources de chaleur qui sont présentes à l'intérieur du domaine. Les bornes d'intégration du coefficient d'intégration $\mathcal{G}_{mnr}$ dépendent de la source (s) considérée ainsi que de la puissance volumique de chaque source $\dot{q}_s$.

La comparaison réalisée précédemment a été reprise, cette fois-ci avec un composant électronique multi-puce : le DFN12. Une vue 3-D du composant ainsi que ses caractéristiques géométriques sont résumées ci-dessous :

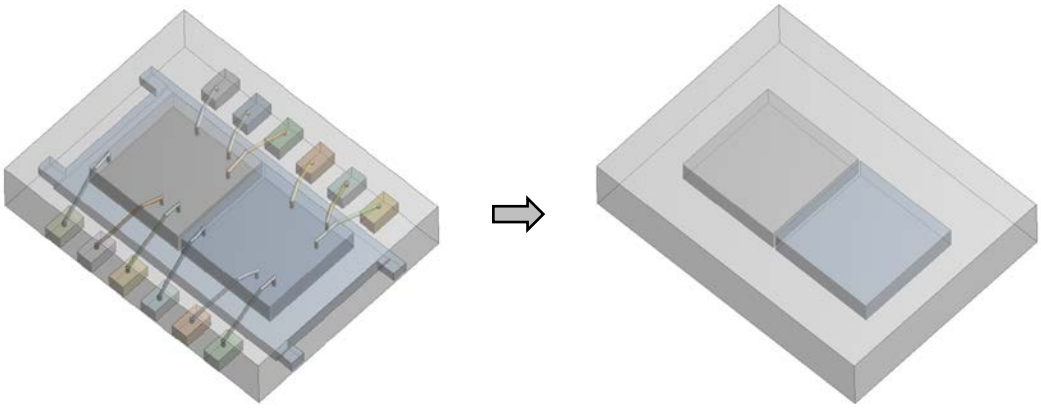


Figure 37 : Modèle 3-D du DFN12 (gauche) et modèle analytique monocouche équivalent (droite)

Les propriétés des matériaux constituants le DFN12 sont les mêmes que celles du QFN16 et sont disponibles Table 11.

Table 11 : Propriétés géométriques et matériaux du DFN12

Composants	Puce (x2)	Colle (x2)	Plateforme	Leads	Bondings	Corps
L (mm)	1.4	1.4	3.5	0.4	-	4
W (mm)	1.4	1.4	1.9	0.23	-	3
H (mm)	0.25	0.03	0.2	0.2	-	0.75
Matériaux	Silicone	Colle	Cuivre	Cuivre	Or	Résine

Le DFN12 a été soumis aux mêmes CLs que pour le QFN16, en changeant la puissance volumique dans les puces qui deviennent P_1 = 0.3W & P_2 = 0.7W.

Le modèle analytique converge rapidement, pour un temps de calcul inférieur à la seconde, avec une valeur d'ω égale à 3, similaire au cas test n°1. La figure suivante résume les écarts entre les différentes méthodes pour la température maximum de la puce 1, celle de la puce 2 et de la température moyenne du composant. Les temps de simulation correspondants sont présentés en Figure 38.

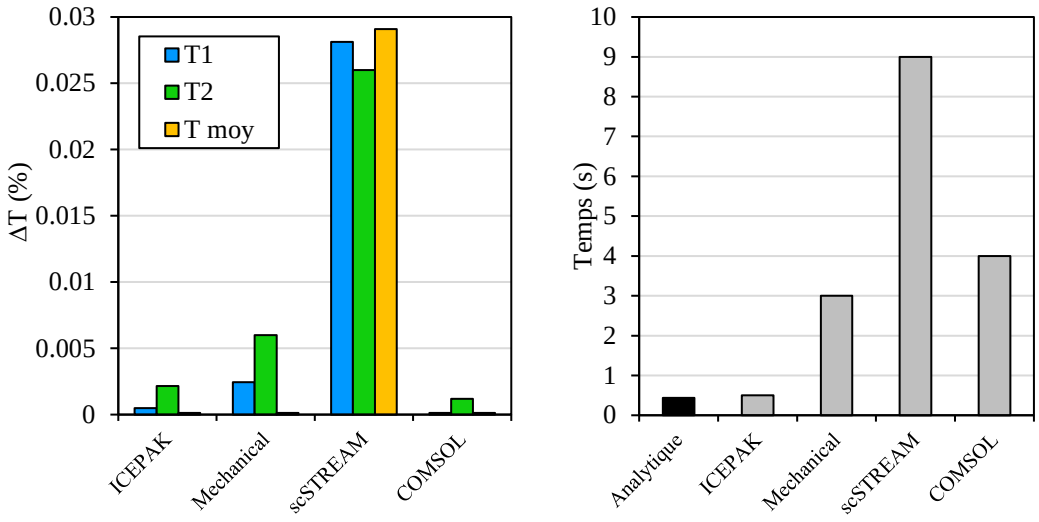


Figure 38 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du DFN12 mono-couche en régime permanent

Comme pour le modèle possédant une seule source de chaleur, les résultats numériques corroborent parfaitement les résultats analytiques, avec un écart de température inférieur à 0.1%. Le temps de calcul moyen reste inchangé (3s), malgré l'ajout d'une source supplémentaire. L'analyse analytique reste la méthode la plus rapide, malgré un temps de simulation très proche de celui du logiciel ICEPAK.

Du fait de la forte concentration de cuivre dans la partie inférieure de ces composants électroniques, visible sur les Figure 34 et Figure 37, le modèle analytique a été divisé en deux couches successives afin de distinguer la partie peu conductrice de la chaleur.

Le modèle analytique a été révisé pour prendre en compte la discontinuité thermique entre les deux couches. Celui-ci est explicité dans la section suivante.

3 Modélisation analytique des composants électroniques multicouche en régime permanent

L'analyse analytique du modèle précédent est reprise, en prenant en compte le découpage du modèle initial en deux couches à conductivité thermique orthotrope.

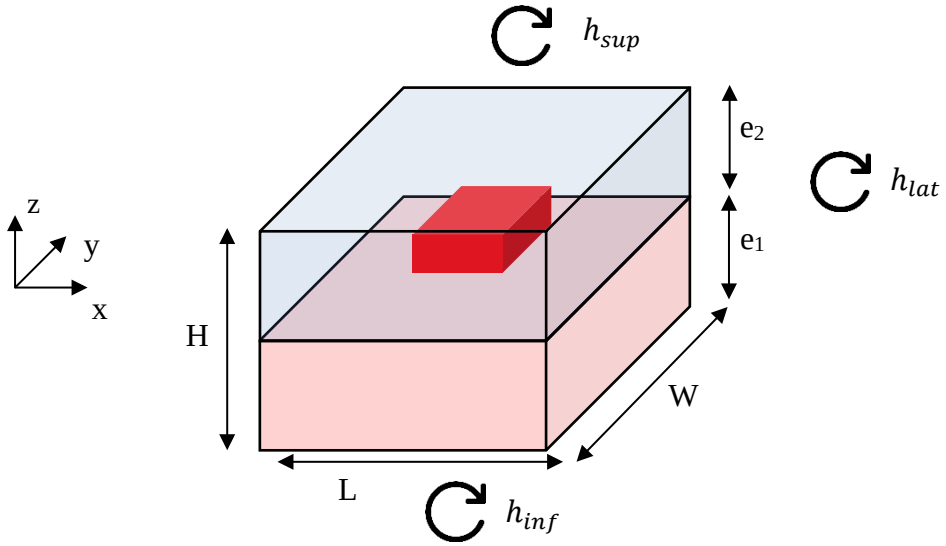


Figure 39 : Visualisation 3-D du modèle analytique deux-couches

La source de chaleur peut être présente dans n'importe quelle couche dans la méthodologie développée. L'équation de la chaleur dans le cadre d'un modèle multicouche est la suivante :

$$\frac{kx_i}{L}\cdot\frac{\partial^2\theta_i(x,y,z)}{\partial x^2}+\frac{ky_i}{W}\cdot\frac{\partial^2\theta_i(x,y,z)}{\partial y^2}+\frac{kz_i}{H}\cdot\frac{\partial^2\theta_i(x,y,z)}{\partial z^2}+\lambda\cdot\dot{q}=0 \qquad (70)$$

avec i l'index de la couche et le terme λ qui vaut 1 si une source de chaleur est présente dans la couche et 0 dans le cas contraire.

Deux nouvelles conditions limites sont ajoutées afin de définir le contact entre les deux couches consécutives :

$$\theta_i(x,y,t_i)=\theta_{i+1}(x,y,t_i) \qquad (71)$$

$$kz_i\cdot\left.\frac{\partial\theta_i(x,y,z)}{\partial z}\right|_{z=t_i}=kz_{i+1}\cdot\left.\frac{\partial\theta_{i+1}(x,y,z)}{\partial z}\right|_{z=t_i} \qquad (72)$$

Le contact est supposé parfait entre les deux couches, en effet il n'y a pas de frontière réelle dans le composant. La décomposition en deux couches permet de mieux prendre en compte les discontinuités thermiques au sein même du composant, et donc de s'approcher du modèle réel.

La démarche de séparation des variables est appliquée, comme pour le modèle monocouche. Les profils de températures restent inchangés, mise à part pour le profil selon z de la couche **ne possédant pas** de source de chaleur :

$$h_i(z) = E_i \cdot \mathrm{e}^{\gamma_{r,i}\cdot(z-e_i)} + F_i \cdot \mathrm{e}^{-\gamma_{r,i}\cdot(z-e_i)} \tag{73}$$

Les coefficients $\alpha_{m,i}$ et $\beta_{n,i}$ sont calculés par les équations transcendantes du modèle monocouche, en fonction du nombre de Biot local Bi(i). Le coefficient $\gamma_{r,i}$ quant à lui diffère en fonction de la présence d'une source de chaleur ou non. On distingue trois cas possibles :

- Source non présente $(\lambda = 0)$,
- Source localisée dans la couche supérieure,
- Source localisée dans la couche inférieure.

Source non présente :

En intégrant l'égalité (57) dans l'équation (56)

$$-\frac{kx_i}{L^2}\cdot {\alpha_{m,i}}^2 - \frac{ky_i}{W^2}\cdot {\beta_{n,i}}^2 + \frac{kz_i}{H^2}\cdot {\gamma_{r,i}}^2 = 0$$

On obtient très rapidement l'expression du coefficient $\gamma_{r,i}$:

$$\gamma_{r,i} = \sqrt{\left(\frac{kx_i}{L^2}\cdot {\alpha_{m,i}}^2 + \frac{ky_i}{W^2}\cdot {\beta_{n,i}}^2\right)\cdot\frac{H^2}{kz_i}} \tag{74}$$

Source localisée :

Les deux cas sont traités ; soit la source localisée dans la couche inférieure ou bien positionnée dans la couche supérieure. A partir de la CL sur la couche inférieure '1', le profil de température $h_1(z)$ s'exprime soit :

$\lambda = 0$

$$h_1(z) = F_1 \cdot \mathrm{e}^{\gamma_{r,1}\cdot(z-e_1)}\cdot\left(\frac{\gamma_{r,1} + \underline{\underline{Bi_z}}}{\gamma_{r,1} - \underline{\underline{Bi_z}}} + \mathrm{e}^{-2\cdot\gamma_{r,1}\cdot z}\right) \tag{75}$$

$\lambda = 1$

$$h_1(z) = F_1 \cdot \left(\frac{\underline{\underline{Bi_z}}}{\gamma_{r,1}}\cdot\sin(\gamma_{r,1}\cdot z) + \cos(\gamma_{r,1}\cdot z)\right) \tag{76}$$

En appliquant la CL sur la couche supérieure '2', le profil de température $h_2(z)$ devient :

$\lambda = 0$

$$h_2(z) = F_2 \cdot \left(\frac{\gamma_{r,2} - \overline{Bi_z}}{\gamma_{r,2} + \overline{Bi_z}} \cdot \mathrm{e}^{\gamma_{r,2} \cdot (z-3)} + \mathrm{e}^{-\gamma_{r,2} \cdot (z+1)} \right) \tag{77}$$

$\lambda = 1$

$$h_2(z) = F_2 \cdot \frac{\cos\left(\gamma_{r,2} \cdot (1-z)\right) + \overline{Bi_z} \cdot (1-z) \cdot \mathrm{sinc}\left(\gamma_{r,2} \cdot (1-z)\right)}{\cos\left(\gamma_{r,2}\right) + \overline{Bi_z} \cdot \mathrm{sinc}\left(\gamma_{r,2}\right)} \tag{78}$$

En appliquant la conservation des températures et des flux (eq. (71) et (72)) entre les deux couches successives, on obtient l'équation transcendante qui permet de déterminer le coefficient $\gamma_{r,i}$.

$$\left({\tau_{r,i}}^2 - \varepsilon_{mn}\right) \cdot \tan\left(\tau_{r,i}\right) - \vartheta_{mn} \cdot \tau_{r,i} = 0 \tag{79}$$

avec

$$\tau_{r,i} = \gamma_{r,i} \cdot e_i \tag{80}$$

Les coefficients $\varepsilon_{mn,i}$ et $\vartheta_{mn,i}$ sont détaillés dans l'Annexe D. Finalement, le coefficient d'intégration $\mathcal{G}_{mnr,i}$ est calculé de manière similaire que pour le modèle monocouche, en utilisant les propriétés des équations orthogonales. En ce qui concerne le coefficient d'intégration pour la couche sans source de chaleur, on utilise la CL (71) d'égalité des températures entre deux couches successives.

$$\theta_i(x,y,z) = \sum_{m=0}^{M} \sum_{n=0}^{N} \sum_{r=0}^{R} \mathcal{G}_{mnr,i} \cdot X_m(x) \cdot Y_n(y) \cdot Z_r(z) \tag{81}$$

La modélisation analytique a été de nouveau comparée aux méthodes numériques pour le QFN16 et le DFN12.

3.1 Cas test n°1 : QFN16

Le modèle du QFN16 a été mis à jour en décomposant le composant en deux couches selon l'axe z. Le modèle simplifié deux-couches du composant est décrit Figure 40.

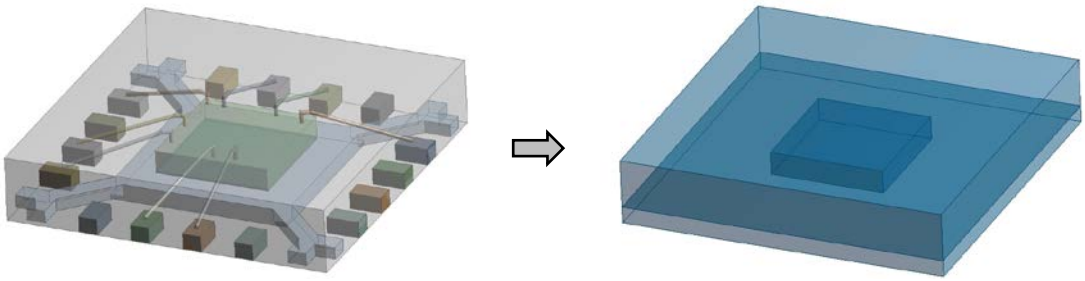


Figure 40 : Modèle 3-D du QFN16 (gauche) et modèle analytique deux-couches correspondant (droite)

La couche inférieure comprend essentiellement la partie métallique correspondant à la plateforme et aux broches de connexion ou leads. La couche supérieure est-elle constituée de résine et d'un semi-conducteur en silicium (puce). La conductivité thermique équivalente est calculée en se basant sur la formulation précédente. Elle-même également utilisée pour connaître la densité et la capacité thermique massique équivalente de chaque couche. La Table 12 résume les caractéristiques matériaux du modèle équivalent du QFN16.

Table 12 : Propriétés matériaux du modèle équivalent deux-couches du QFN16

	k ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	ρ ($kg.m^{-3}$)	cp ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)	e (mm)
Couche inférieure	119.1	5098.1	675.6	0.2
Couche supérieure	7.6	1966.9	906.0	0.6

On constate qu'il existe une discontinuité thermique entre les deux couches, du fait d'un volume de cuivre important dans la couche inférieure > 47%. Les écarts de température entre le modèle analytique et les outils numériques sont résumés dans la Figure 41.

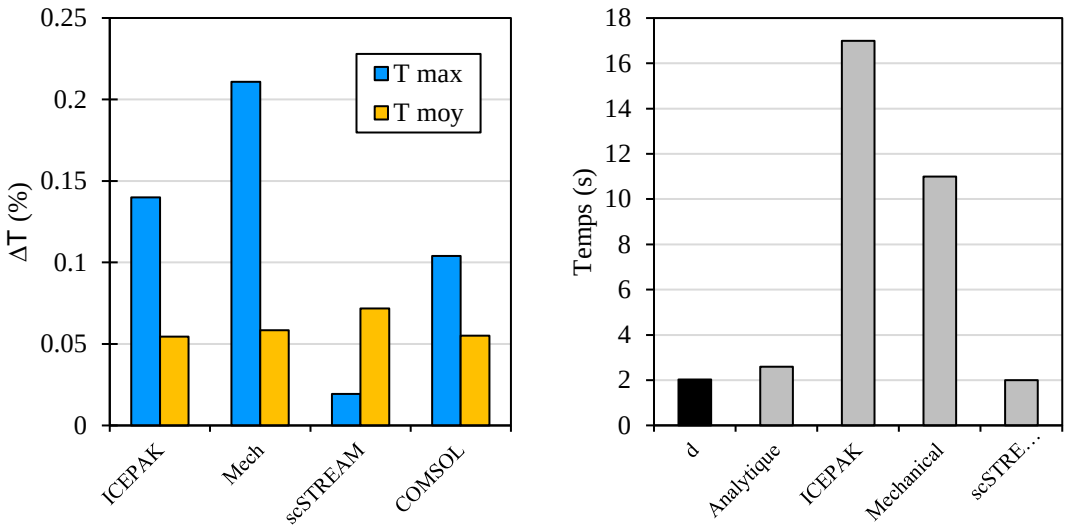


Figure 41 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du QFN16 deux-couche en régime permanent

L'écart moyen en température est inférieur à 0.1% que ce soit pour T_{max} ou T_{moy}. L'erreur sur les températures est légèrement supérieure que dans le cas du modèle monocouche (résidu numérique, maillage plus dense) mais reste négligeable.

La densification du maillage dûe à la présence des deux couches impacte également le temps de calcul qui augmente de 140% en moyenne pour un temps moyen de 7s. L'augmentation du temps de calcul du modèle analytique provient de la recherche du coefficient τ_i, faisant intervenir des étapes de calcul supplémentaires.

Le modèle deux-couche a également été appliqué au composant DFN12.

3.2 Cas test n°2 : DFN12

Les caractéristiques des deux couches du modèle équivalent du DFN12 sont résumées dans la table suivante :

Table 13 : Propriétés matériaux du modèle équivalent deux-couches du DFN12

	k ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	ρ ($kg.m^{-3}$)	cp ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)	e (mm)
Couche inférieure	171.5	6510.7	567.6	0.20
Couche supérieure	21.9	2054.4	878.0	0.55

Les écarts de température entre le modèle analytique et les outils numériques sont résumés dans la Figure 42.

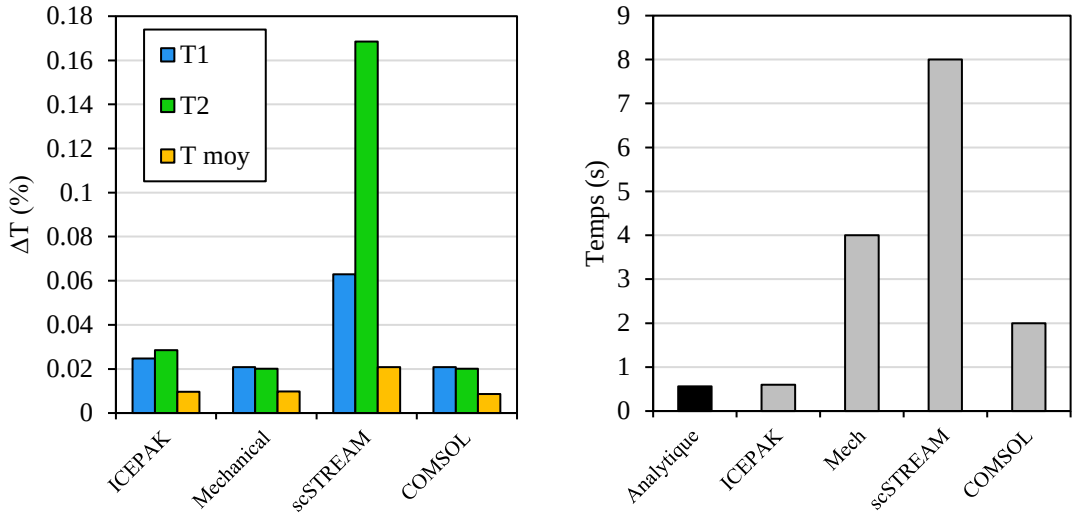


Figure 42 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du DFN12 deux-couches en régime permanent

De même que pour le QFN16, l'écart en température reste négligeable, ce qui traduit une bonne corrélation des simulations numérique par rapport au modèle analytique. La comparaison entre les méthodes analytique et numérique a été étendue dans le cas d'un modèle transitoire, où la température est dépendante du temps.

4 Modélisation analytique des composants électroniques en régime transitoire

La problématique de la simulation thermique en régime transitoire apporte une difficulté supplémentaire dans la discrétisation temporelle du modèle. En plus du maillage géométrique, cette discrétisation temporelle doit être réalisée dans le but de résoudre la partie dynamique de l'équation de la chaleur. Les résultats d'une simulation numérique sont très sensibles à cet aspect, ce qui engendre une incertitude supplémentaire.

Une étude analytique, à l'instar du modèle spatial précédent, va favoriser la comparaison des résultats de plusieurs logiciels de simulation numérique, et de valider de ce fait leur emploi pour traiter les problématiques liées aux composants électroniques.

4.1 Modèle monocouche

L'équation de la chaleur, en régime transitoire est rappelée ci-dessous :

$$kx \cdot \frac{\partial^2 \theta(x,y,z,t)}{\partial x^2} + ky \cdot \frac{\partial^2 \theta(x,y,z,t)}{\partial y^2} + kz \cdot \frac{\partial^2 \theta(x,y,z,t)}{\partial z^2} + \dot{q} = \rho \cdot cp \cdot \frac{\partial \theta(x,y,z,t)}{\partial t}$$

Une condition initiale (CI) est nécessaire pour notifier le comportement du système à l'état initial.

$$\theta(x,y,z,t)|_{t=t_0} = 0 \tag{82}$$

Afin de résoudre l'équation de la chaleur en régime transitoire, on applique la transformée de Laplace à l'équation (31) :

$$kx \cdot \frac{\partial^2 \tilde{\theta}(x,y,z)}{\partial x^2} + ky \cdot \frac{\partial^2 \tilde{\theta}(x,y,z)}{\partial y^2} + kz \cdot \frac{\partial^2 \tilde{\theta}(x,y,z)}{\partial z^2} + \frac{\dot{q}}{p} = \rho \cdot cp \cdot \left(p \cdot \tilde{\theta}(x,y,z) - \theta(x,y,z,t_0)\right) \tag{83}$$

avec le terme d'excès de température exprimé dans le champ de Laplace :

$$\tilde{\theta}(x,y,z) = \int_0^{+\infty} e^{-p \cdot t} \cdot \theta(x,y,z,t) \cdot dt \tag{84}$$

et p le paramètre de Laplace. En appliquant la CI à l'éq. (83), l'équation de la chaleur devient une EDP indépendante du temps, et donc facilement solvable par la méthode de séparation des variables.

$$kx \cdot \frac{\partial^2 \tilde{\theta}(x,y,z)}{\partial x^2} + ky \cdot \frac{\partial^2 \tilde{\theta}(x,y,z)}{\partial y^2} + kz \cdot \frac{\partial^2 \tilde{\theta}(x,y,z)}{\partial z^2} + \frac{\dot{q}}{p} = \rho \cdot cp \cdot p \cdot \tilde{\theta}(x,y,z) \tag{85}$$

La méthode de résolution suit la méthodologie utilisée pour le régime permanent. Le terme de température s'exprime de la même manière mais dans le champ de Laplace :

$$\tilde{\theta}(x,y,z) = \sum_{m=0}^{M} \sum_{n=0}^{N} \sum_{r=0}^{R} \mathcal{G}_{mnr,p} \cdot \widetilde{X_m}(x) \cdot \widetilde{Y_n}(y) \cdot \widetilde{Z_r}(z) \tag{86}$$

Les profils de température restent inchangés, au contraire du coefficient d'intégration qui devient dépendant de la variable de Laplace p :

$$\mathcal{G}_{mnr,p} = \frac{\dot{q}}{p \cdot \left(kx \cdot {\alpha_m}^2 + ky \cdot {\beta_n}^2 + kz \cdot {\gamma_r}^2 + \rho \cdot cp \cdot p\right)} \cdot \frac{\int_{x1}^{x2} \int_{y1}^{y2} \int_{z1}^{z2} \widetilde{X_m}(x) \cdot \widetilde{Y_n}(y) \cdot \widetilde{Z_r}(z) \cdot dx \cdot dy \cdot dz}{\int_0^1 \int_0^1 \int_0^1 {\widetilde{X_m}}^2(x) \cdot {\widetilde{Y_n}}^2(y) \cdot {\widetilde{Z_r}}^2(z) \cdot dx \cdot dy \cdot dz} \tag{87}$$

Afin de revenir dans le domaine temporel pour exprimer la température en tout point et à tout instant, il faut appliquer la transformée inverse de Laplace. Cependant il n'existe pas de formule analytique générale pour calculer $f(t)$ en fonction de $F(p)$. Des tables permettent de connaître l'expression exacte de $f(t)$ pour des fonctions usuelles simples. La transformée inverse se fait donc par l'équation de Fourrier-Mellin :

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1}\{F(p)\} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot i} \cdot \int_{\gamma - i \cdot \infty}^{\gamma + i \cdot \infty} e^{p \cdot t} \cdot F(p) \cdot dp \tag{88}$$

De l'équation de la chaleur (86), seul le terme $\mathcal{G}_{mnr,p}$ dépend du paramètre de Laplace. En réécrivant le coefficient d'intégration par une expression dont on connait la transformée inverse, il est possible de calculer $\theta(x,y,z,t)$ analytiquement. Or il se trouve que :

$$\mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1}{p \cdot (a+p)}\right\} = \frac{1}{a} \cdot (1 - e^{-a \cdot t})$$

En exprimant le coefficient d'intégration par la formulation suivante :

$$\mathcal{G}_{mnr,p} = \frac{1}{p \cdot (a+p)} \cdot {\mathcal{G}_{mnr}}'$$

avec ${\mathcal{G}_{mnr}}'$ la partie indépendante du temps du coefficient d'intégration et la variable a qui prend la forme suivante:

$$a = \frac{x \cdot {\alpha_m}^2 + ky \cdot {\beta_n}^2 + kz \cdot {\gamma_r}^2}{\rho \cdot cp} \tag{89}$$

L'équation de la chaleur dans le domaine temporel s'exprime alors :

$$\theta(x,y,z,t) = \sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}\sum_{r=0}^{R} \frac{{\mathcal{G}_{mnr}}'}{a + \delta_{mnr}} \cdot (1 - e^{-a \cdot t}) \cdot X_m(x) \cdot Y_n(y) \cdot Z_r(z) \tag{90}$$

Le terme δ_{mnr} est la variable de Kroeneker, qui vaut 1 quand m, n et r sont nuls, 0 dans tous les autres cas.

La convergence du modèle transitoire se fait de la même manière que pour le modèle permanent, en faisant varier le paramètre ω jusqu'à stabilisation des températures, comme montré dans l'exemple du QFN16 monocouche.

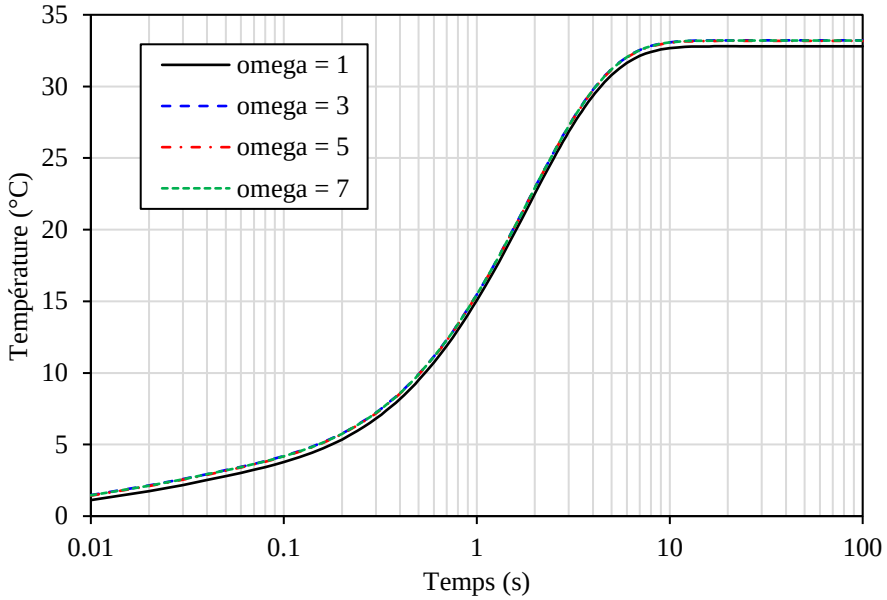


Figure 43 : T_{max} en fonction du temps pour différentes valeurs d'ω du QFN16 mono-couche

L'écart entre les différentes courbes de température est très faible pour une valeur d'ω supérieure à 3. L'écart moyen devient inférieur à 0.1% pour ω = 5, on considère que la convergence a été atteinte. L'écart moyen entre deux courbes est calculé par la méthode de l'erreur quadratique moyenne normalisée (ou **N**ormalized **R**oot **M**ean **S**quare **D**eviation) :

$$NRMSD(\theta) = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N}(\widehat{\theta_n} - \theta_n)}{N}} \Big/ \left(\widehat{\theta_{max}} - \widehat{\theta_{min}}\right) \tag{91}$$

avec N le nombre de données à comparer, θ_n les variables à comparer et $\widehat{\theta_n}$ les variables de référence.

4.2 Modèle multicouche

En ce qui concerne le modèle multicouche, la méthode de résolution est similaire, à celle du modèle monocouche. Cependant, la transformée inverse de Laplace ne peut se faire à partir de fonction usuelle simple. En effet, le coefficient $\gamma_{r,i}$ de la couche n'ayant pas de source de chaleur devient dépendant du paramètre de Laplace :

$$\gamma_{r,p,i} = \sqrt{\left(\frac{kx_i}{L^2} \cdot {\alpha_{m,i}}^2 + \frac{ky_i}{W^2} \cdot {\beta_{n,i}}^2 + \rho \cdot cp \cdot p\right) \cdot \frac{H^2}{kz_i}} \tag{92}$$

Cela entraîne un coefficient pour la seconde couche également dépendant de p.

De plus, la valeur du coefficient $\gamma_{r,p,i}$ dans le cas d'une source présente est calculée de manière approchée numériquement et ne possède pas de relation analytique exacte avec le paramètre de Laplace. Il est alors impossible de déterminer une expression analytique $\theta_i(x, y, z, t)$ en fonction de $\widetilde{\theta_i}(x, y, z)$.

Lorsqu'une formulation est non transformable directement, des méthodes numériques permettent de revenir dans le domaine temporel, comme l'algorithme de Gaver-Stehfest [80]. D'autres méthodes numériques ont été développées, recensées par Piessens [81] ou encore Davis et Martin [82]. La méthode de Gaver-Stehfest se formule par l'équation suivante :

$$\theta(x, y, z, t) = \frac{ln(2)}{t} \cdot \sum_{j=1}^{\mathcal{S}} V_j \cdot \tilde{\theta}\left(x, y, z, \frac{j \cdot ln(2)}{t}\right) \tag{93}$$

avec

$$V_j = (-1)^{\frac{\mathcal{S}}{2}+j} \cdot \sum_{k=\left\lfloor\frac{j+1}{2}\right\rfloor}^{min\left(j,\frac{\mathcal{S}}{2}\right)} \frac{k^{\frac{\mathcal{S}}{2}} \cdot (2 \cdot k)!}{\left(\frac{\mathcal{S}}{2} - k\right)! \cdot k! \cdot (k-1)! \cdot (i-k)! \cdot (2 \cdot k - i)!} \tag{94}$$

La notation ⌊i⌋ désigne la partie entière du nombre i. La limite de la série $\mathcal{S}$ caractérise la convergence de l'algorithme de Stehfest et sa valeur est strictement paire. La limite théorique de l'algorithme de Stehfest est définie par:

$$\lim_{\mathcal{S} \to +\infty} \theta_{num}(x, y, z, t) = \theta(x, y, z, t) \tag{95}$$

Cependant l'équation (95) ne se retrouve pas dans les cas réels.

En appliquant la transformée inverse pour le cas test du QFN16 deux-couches, des artefacts commencent à apparaître plus la limite $\mathcal{S}$ augmente, comme le montre la Figure 44.

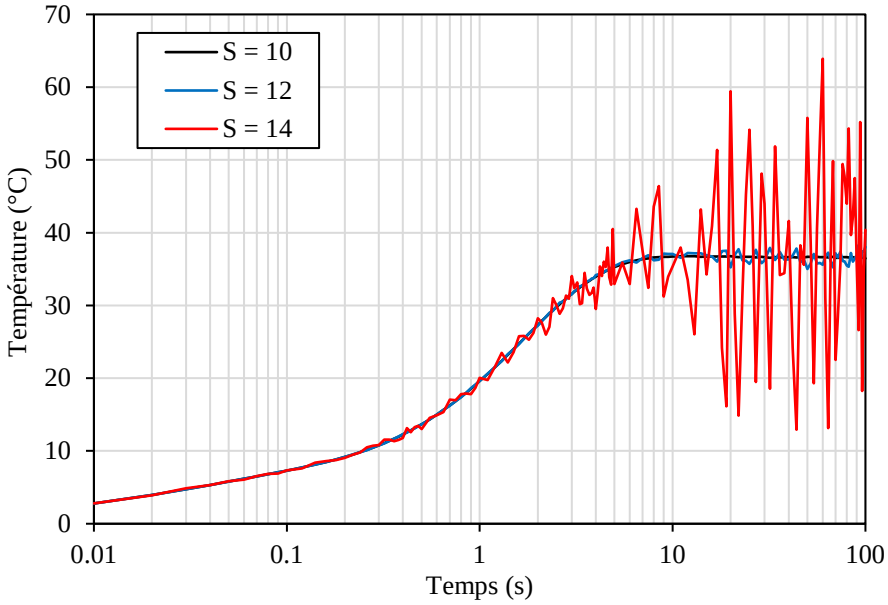


Figure 44 : T_{max} en fonction du temps pour différentes valeurs de $\mathcal{S}$ du QFN16 deux-couches

Ces artefacts proviennent du fait que les valeurs absolues du coefficient V_j augmentent en proportion avec la limite de la série $\mathcal{S}$. De plus, comme le coefficient V_j peut prendre des valeurs soit positives ou négatives, du 'bruit' numérique commence à apparaître. Le choix de la limite est effectué par tâtonnement, en choisissant $\mathcal{S}$ tel que le bruit soit minime et ce pour une précision maximum.

Les résultats issus de la méthode analytique ont été comparés à ceux issus des méthodes numériques afin de caractériser leur convergence, et ce pour le modèle monocouche et ensuite deux-couches.

4.3 Cas test n°1 : QFN16

Les modèles numériques développés dans la comparaison avec le modèle analytique en régime permanent ont été mis à jour en incluant le caractère transitoire de l'équation de la chaleur. A l'instar du régime permanent, l'écart moyen (NRMSD) de la température max et de la température moyenne sont reportés dans la Figure 45, ainsi que le temps de calcul des différentes méthodes.

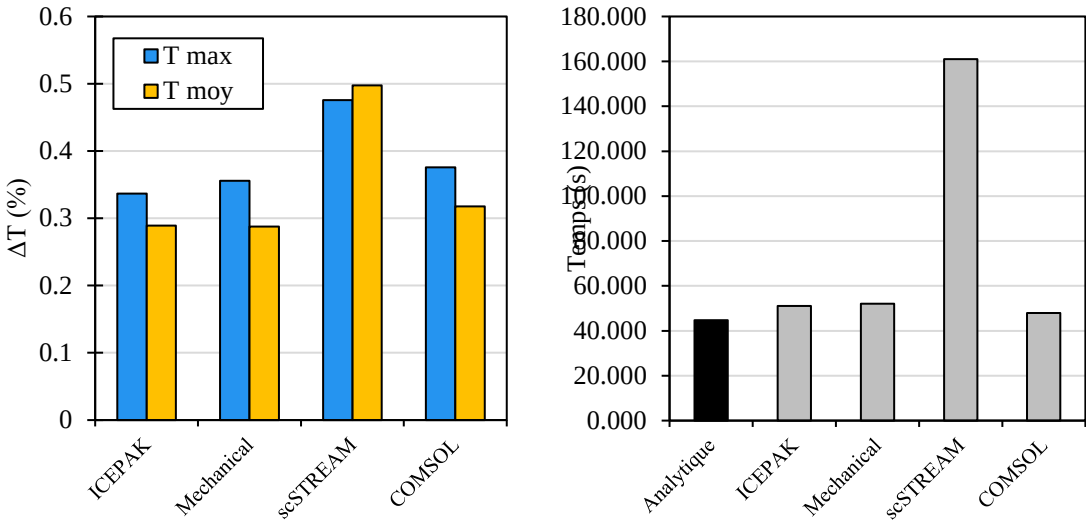


Figure 45 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du QFN16 mono-couche en régime transitoire

Dans un premier temps on remarque que le temps de calcul est similaire pour toutes les méthodes, mise à part scSTREAM (x3). Le calcul analytique reste tout de même le modèle le plus rapide.

Dans un deuxième temps l'erreur entre le modèle analytique et les modèles numériques est bien supérieure à celle générée en régime permanent (> 0.1 %). En effet, dans les premiers instants une erreur en température de quelques dixièmes de degrés équivaut à un écart non négligeable, comme montré dans la figure suivante.

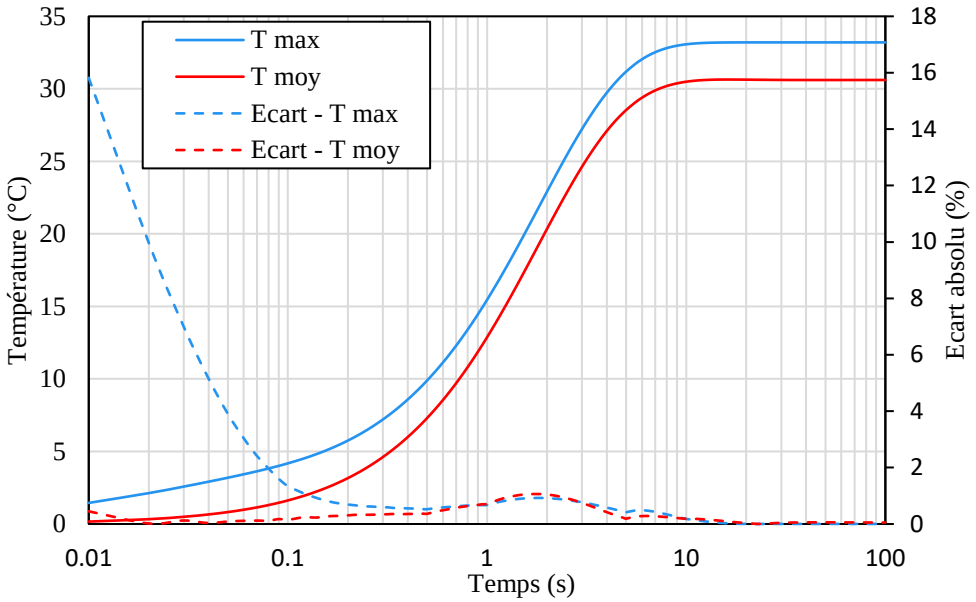


Figure 46 : Evolution de la température du modèle analytique et de l'écart avec le modèle numérique (ICEPAK) pour le QFN16 monocouche en régime transitoire

Cet écart non-résiduel provient d'une discrétisation temporelle des modèles numériques trop grossière, notamment pour t < 0.1 s. Cependant l'écart chute rapidement et n'impacte pas l'écart final.

En ce qui concerne le modèle deux-couches, les écarts moyens et temps de calcul sont rappelés dans la figure suivante.

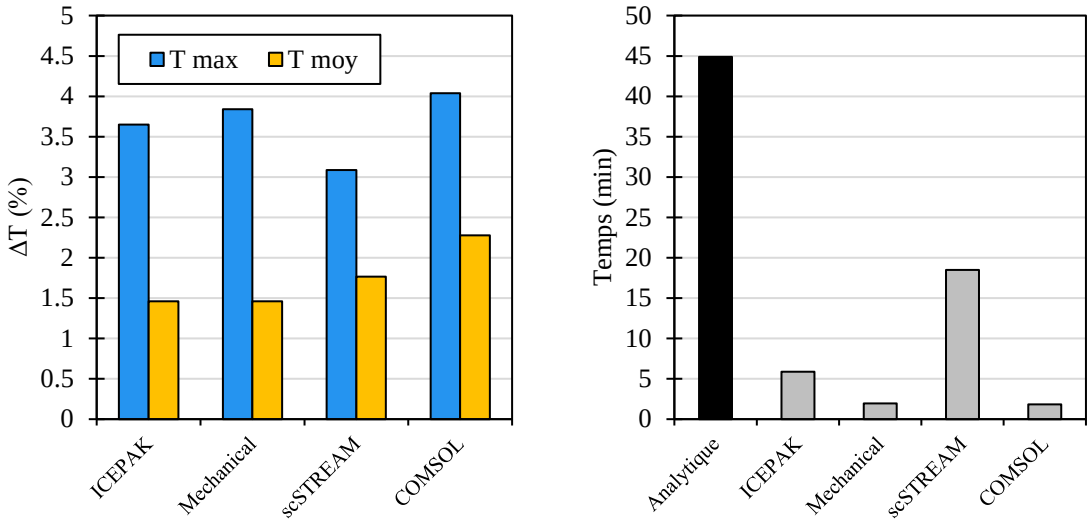


Figure 47 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du QFN16 deux-couches en régime transitoire

Les écarts sont significatifs (> 1%) entre les différents modèles. Ce phénomène s'explique par l'inversion inverse de Laplace dans la méthodologie analytique, qui s'effectue par méthode numérique et non plus directe (modèle monocouche). Or comme vu dans la Figure 44, plus la valeur de $\mathcal{S}$ augmente, plus les instabilités apparaissent. La valeur optimum de $\mathcal{S}$ est ici égale à 10. Malheureusement cette valeur ne permet pas une convergence totale du modèle analytique, ce qui entraîne un écart non négligeable.

Finalement l'inversion numérique de Laplace entraîne une très forte hausse du temps de calcul, ce qui rend la méthode analytique la méthode la plus lente. C'est un point qui pourra être optimisé dans de futurs travaux consécutifs à cette thèse.

4.4 Cas test n°2 : DFN12

La comparaison des différents modèles a également été réalisée pour le composant multi-puce DFN12. Les écarts de température entre le modèle analytique et les outils numériques sont résumés dans la Figure 51.

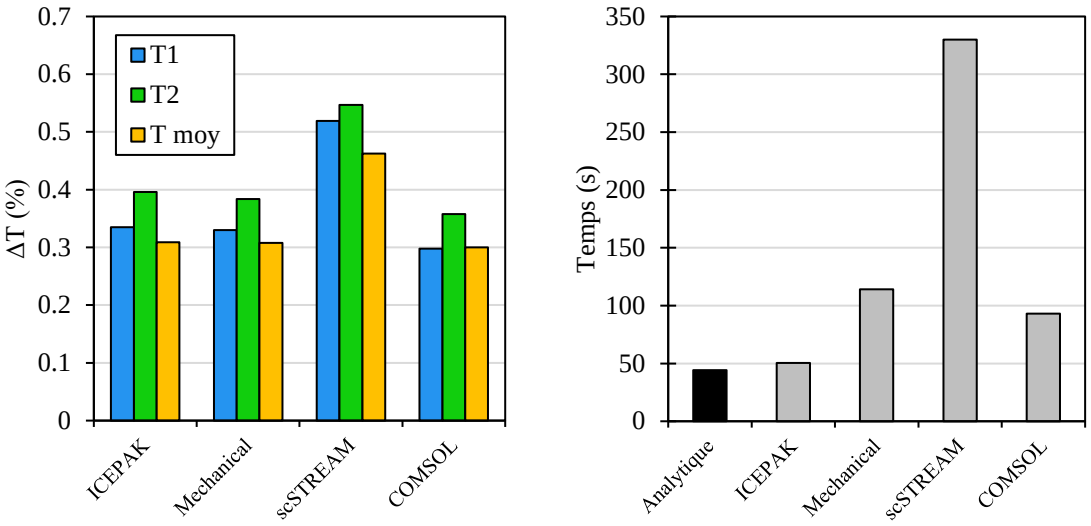


Figure 48 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du DFN12 mono-couche en régime transitoire

De même que pour le modèle mono-puce, l'écart est supérieur entre les différents modèles dans le cas du régime transitoire par rapport au régime permanent. Cependant l'ajout d'une deuxième source de chaleur n'augmente pas l'écart malgré un temps de calcul plus élevé pour les méthodes numériques (à l'exception d'ICEPAK). En ce qui concerne le modèle deux-couches, les écarts moyens et temps de calcul sont rappelés dans la figure suivante.

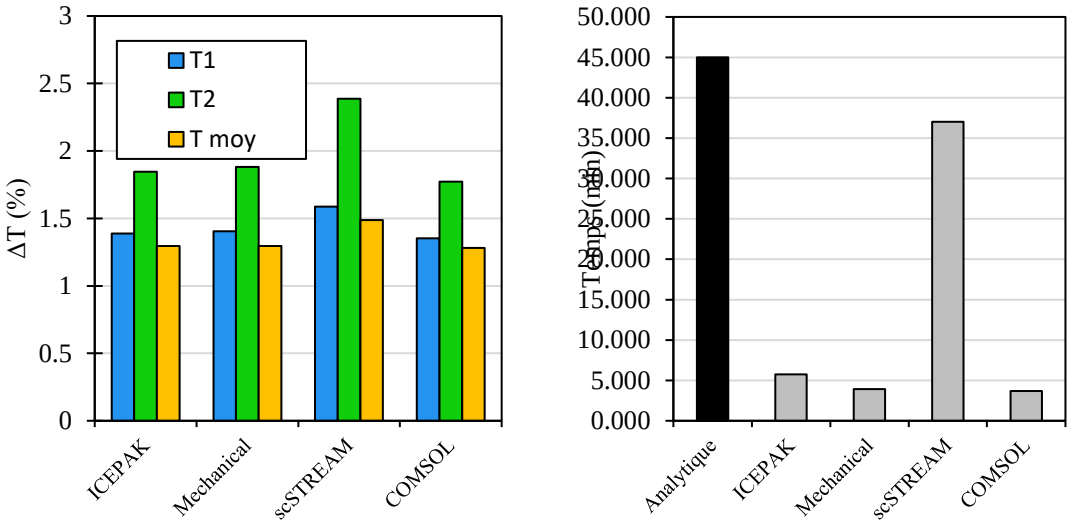


Figure 49 : ΔT (gauche) et temps de calcul (droite) pour chaque outil d'analyse numérique du DFN12 deux-couches en régime transitoire

L'écart est également non négligeable (> 1%), en raison de l'inversion numérique de Laplace.

Au final, cette analyse sur des géométries simples a permis de valider les codes numériques qui seront utilisés pour caractériser le comportement thermique dynamique de composants électroniques plus réalistes, à savoir:

- Le code Mechanical basé sur les éléments finis.
- Le code Icepak basé sur les volumes finis.

Les résultats obtenus par ces deux méthodes de résolution numérique sont conformes à ceux délivrés par une approche analytique.

La prochaine partie s'attache à l'élaboration de modèles numériques dans le cas de géométries complexes, ou un développement analytique n'est pas réalisable.

5 Bilan et perspectives

La résolution 3-D de l'équation de la chaleur pour une ou plusieurs couches, avec ou sans source volumique, a permis de valider une approche théorique de la modélisation thermique des composants électroniques, que ce soit en régime stationnaire ou temporel.

Cette modélisation servira de base à la définition d'un nouveau concept de réduction de modèles dans la partie quatre, dans les cas particuliers ou les modèles usuels (compacts, réduits, …) ne peuvent être utilisés.

De plus, de par la nature exacte de ce type de modélisation analytique, une validation des codes de calculs numériques (éléments finis et volumes finis) a été accomplie. Plusieurs logiciels de simulation du commerce ont été analysés et le logiciel Icepak a été jugé conforme à nos attentes en termes de performances et de précision

Perspectives

Néanmoins, il subsiste une incertitude des résultats analytiques du modèle multicouche temporel dû à une instabilité de l'algorithme de transformation inverse de Laplace (algorithme de Stehfest). Une nouvelle méthode de transformation inverse est à explorer, telle que la méthode de Fourier.

La prochaine partie se concentre sur la validation expérimentale des modèles compacts temporels obtenus à partir de simulations numériques.

Références

[55] D. Chiozzi, et al., A simple 1-D finite elements approach to model the effect of PCB in electronic assemblies, Microelectronics Reliability, Vol. 58, pp. 126-132, 2016, http://dx.doi.org/10.1016/j.microrel.2015.11.029

[56] A. Jain, R. E. Jones, R. Chatterjee, S. Pozder, Analytical and Numerical Modelling of the Thermal Performance of Three-Dimensional Integrated Circuits, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 33, 2010.

[57] J.-H. Noh, K.-U. Cha, S.-J. Yook, Three-dimensional inverse heat conduction modeling of a multi-layered hollow cylindrical tube using input estimation algorithm and thermal resistance network, International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 116, p. 793-803, 2017.

[58] M. Frivaldsky, P. Spanik, P. Drgona, Z. Loncova Algorithms for indirect investigation of heat distribution in electronic systems, International Journal of Thermal Sciences, Vol. 114, p. 15-34, 2017.

[59] J. R. Culham, M. M. Yovanovich, Lemczyk, Thermal Characterization of Electronic Packages Using a Three-Dimensional Fourier Series Solution, ASME Journal of Electronic Packaging, Vol. 122, No. 3, 2000, p. 233-239.

[60] A. Haji-Sheikh, J. V. Beck, Temperature Solution in Multi-Dimensional Multi-Layer Bodies, International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 45, p. 1865-1877, 2002.

[61] N. Laraqi, A. Baïri, L. Ségui, Temperature and thermal resistance in frictional devices, Applied Thermal Engineering, Vol. 24, p. 2567-2581, 2004.

[62] J. M. Garcia de Maria, N. Laraqi, Steady state temperature of a two-layer body subjected to a moving heat source and convective cooling, International Journal of Thermal Sciences, Vol. 49,p. 756-761, 2010.

[63] L. Choobineh, A. Jain, An explicit analytical model for rapid computation of temperature field in a three-dimensional integrated circuit (3D IC), International Journal of Thermal Science, Vol. 87,p. 103-109, 2015.

[64] E. Monier-Vinard, N. Laraqi, C. T. Dia, M. N. Nguyen, V. Bissuel, Analytical modeling of multi-layered Printed Circuit Board dedicated to electronic component thermal characterization, Solid State Electronic Journal, 2015, Vol. 103,p. 30-39.

[65] E. Monier-Vinard, C. Dia, V. Bissuel, O. Daniel, Thermal modeling of active embedded chip into high density electronic board, EUROSIME XIV, 2012, Lisbon, Portugal, 10.1109/ESimE.2012.6191720.

[66] E. Monier-Vinard, N. Laraqi, C. Dia, V. Bissuel, N. Nguyen, Analytical thermal modeling of multilayered active embedded chips into high density electronic board, Thermal Sciences, 2013, 10.2298/TSCI120826072M

[67] L. Choobineh, A. Jain, Analytical Solution for Steady-State and Transient Temperature Fields in Vertically Stacked 3-D Integrated Circuits, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Vol. 2, No. 12, 2012.

[68] B. Yang, S. Liu, Closed-form analytical solutions of transient heat conduction in hollow composite cylinders with any number of layers, International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 108, p. 907-917, 2017

[69] K. A. Woodbury, H. Najafi, J. V. Beck, Exact analytical solution for 2-D transient heat conduction in a rectangle with partial heating on one edge, International Journal of Thermal Sciences, Vol. 112, p. 252-262, 2017.

[70] F. L. T. Maggioni, H. Oprins, E. Beyne, I. De Wolf, M. Baelmans, Fast convolution based thermal model for 3D-ICs: Methodology, accuracy analysis and package impact, Microelectronics Journal, Vol. 45, p. 1746-1752, 2014.

[71] K. V. Zhukovsky, Exact solution of Guyer–Krumhansl type heat equation by operational method, International Journal of Heat and Mass Transfer, Vol. 96, p. 132-144, 2016.

[72] M.M. Yovanovich, K. Jafarpur, Models of Laminar Natural Convection from Vertical and Horizontal Isothermal Cuboids for all Prandtl and All Rayleigh Numbers Below 10^{11}, Fundamentals of Natural Convection, ASME, HTD, Vol. 264, pp. 111-126.

[73] W.M. Lewandowski, P. Kubski, Methodical investigation of free convection from vertical and horizontal plates, Warme-und Stoffubertragung, Vol. 17, pp. 147–154, 1983.

[74] Nakayama, W., Study on Heat Conduction in a Simulated Multi-Core Processor Chip: Part I – Analytical Modeling, ASME Journal of Electronic Packaging, Vol.135, Issue 2, June 2013, doi 10.1115/1.4023291

[75] Nakayama, W., Heat Conduction in Mobile Electronic Equipment: Study on the Effects of Some Key Parameters on Heat Source Temperature Based on a Three-Layer Model, ASME Journal of Electronic Packaging, Vol.135, Issue 3, September 2013, 10:1115/1.4024367.ol

[76] E. Monier-Vinard, B. Rogié, M.N. Nguyen, N. Laraqi, V. Bissuel, O. Daniel, Practical Steady-State Temperature Prediction of Active Embedded Chips into High Density Electronic Board, EUROTHERM VII, 2016, Krakow, Poland, 10.1088/1742-6596/745/3/032095.

[77] B. Rogié, E. Monier-Vinard, M.N. Nguyen, N. Laraqi, V. Bissuel, O. Daniel, Three dimensional steady-state temperature prediction of volumetric heating sources embedded into multi-layer electronic board substrate, ITHERM XVI, 2017, Orlando, USA, 10.1109/ITHERM.2017.7992528.

[78] B. Rogié, E. Monier-Vinard, M-N. Nguyen, N. Laraqi, Practical analytical modeling of 3D multi-layer Printed Wired Board with buried volumetric heating source, International Journal of Thermal Science, Volume 129, Pages 404–415, July 2018, 10.1016/j.ijthermalsci.2018.03.016.

[79] V. Aggarwal, Solving transcendental equations using Genetic Algorithms, 2002

[80] H. Stehfest, "Numerical inversion of Laplace transforms," Communications of the ACM, vol. 13, no. 1, pp. 47-49, Jan., 1970.

[81] R. PIESSENS, A bibliography on numerical inversion of the Laplace transform and application, J. Comput. Appl. Math. 1, pp. 115-128, 1975.

[82] B. DAVIS and B. MARTIN, Numerical inversion of the Laplace transform: a survey and comparison of the methods, Journal of Computational Physics 33, 1, 1979.

PARTIE III. VALIDATION EXPERIMENTALE DES MODELES COMPACTS THERMIQUES TEMPORELS

En complément de la validation analytique des modèles numériques, dans le cas de géométries simples, une validation expérimentale a été effectuée pour une carte électronique complète.

Dans un premier temps la description des cartes électroniques de tests est détaillée, ainsi que des composants électroniques utilisés. Le protocole de test est également défini, ainsi que les moyens utilisés.

Dans un deuxième temps, une calibration du modèle numérique est opérée, afin de recaler les propriétés des matériaux de chacun des constituants.

Finalement les prédictions de températures issues des DCTMs ont été validés par rapport aux résultats expérimentaux, et ce pour trois configurations de cartes de test.

1 Définition du véhicule de test et des composants électroniques étudiés

La partie précédente a permis de valider les logiciels de simulation numérique dans le cadre de géométries simples, en comparant les prédictions de température avec une solution analytique. Cependant, pour des géométries réelles, telles que des cartes électroniques avec ses composants, une comparaison des prédictions des températures de surface par rapport à des essais expérimentaux est à accomplir pour valider définitivement tout modèle numérique.

1.1 Définition du véhicule de test

Afin de caractériser expérimentalement le comportement dynamique des composants électroniques, une carte électronique « custom » a été réalisée. Cette carte électronique, appelée aussi véhicule de test, est composée de 8 sous-cartes, chacune ayant une configuration spécifique comprenant : différents types de composants (actifs, passifs), différents nombres de composants ainsi que plusieurs orientations. Le véhicule de test « brut », c'est-à-dire sans ses composants, est montré dans la figure suivante.

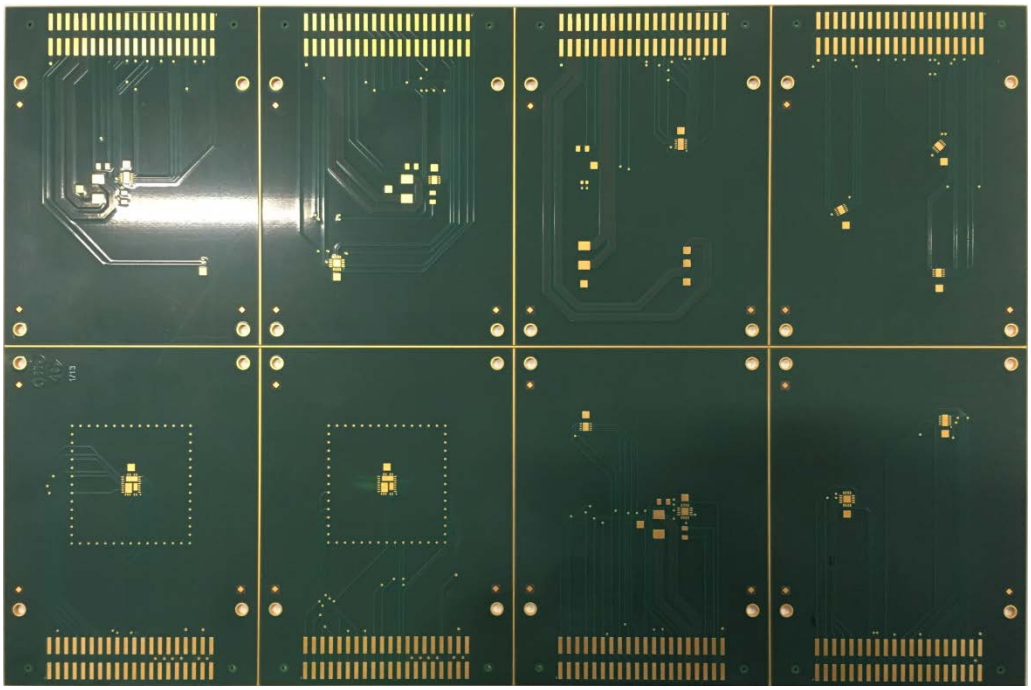


Figure 50 : Véhicule de test composé de 8 sous-cartes électroniques

Le PCB global a pour dimension : 203 x 304.8 x 1.6 (en mm). Chaque sous-PCB a pour dimension 101.5 x 76.2 x 1.6 (en mm).

Les deux faces du PCB sont recouvertes d'un vernis, à l'exception de quelques points de mesures (rectangles de Cuivre) ou des mesures infrarouges pourront être effectuées au moyen d'un revêtement dont l'émissivité est contrôlée.

Le PCB est un 2S2P, soit composé d'une succession de 7 couches : 2 couches de signaux (2S où se situent les pistes de cuivre, alimentant les composants) situées sur les faces externes, 2 plans de masse internes (2P) et 3 couches de diélectrique qui les séparent. Des vias assurent le transfert de l'information électrique entre les différentes couches de signaux. Certaines cartes sont également pourvues de vias sous l'empreinte des composants électroniques afin de favoriser l'évacuation de la chaleur plus efficacement vers les couches internes du PCB. Une vue schématique en coupe de la carte est fournie dans la figure suivante.

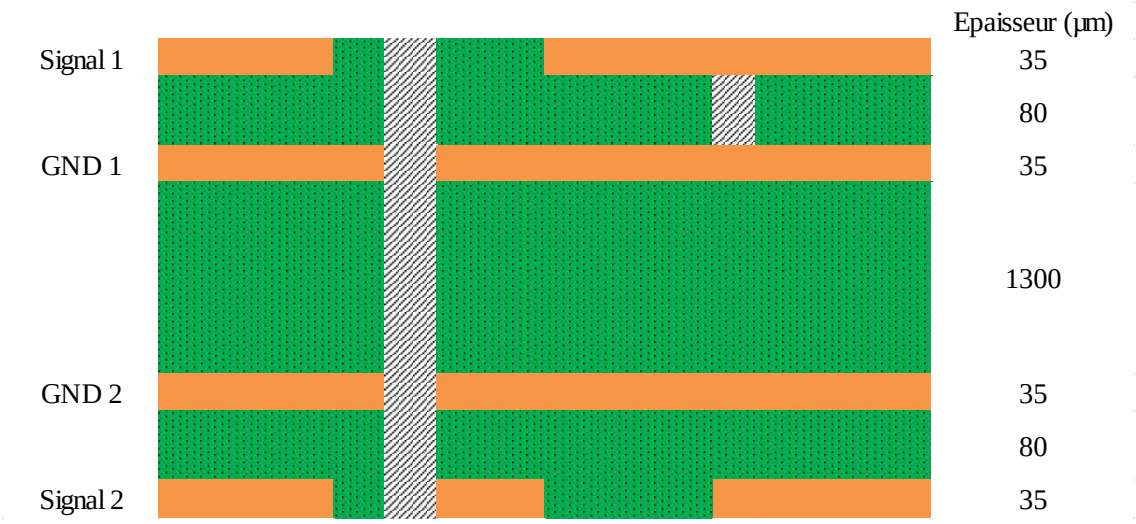


Figure 51 : Vue en coupe schématique du véhicule de test

Les couches de signaux, ainsi que les couches « Ground » ou GND (pour plan de masse) sont métallisées avec du cuivre électrolytique, avec une conductivité thermique de 380 $W.m^{-1}.K^{-1}$. Les couches de diélectrique, quant à elles sont constituées d'un composite de résine époxy renforcée par des fibres de verre, plus communément appelé FR-4 (conductivité thermique de 0.3 $W.m^{-1}.K^{-1}$). Elles permettent d'isoler les différentes couches conductrices entre elles. La définition des ratios de Cuivre/résine de la carte de test est définie dans l'Annexe E.

Afin d'assurer une liaison électrique entre la couche signal 1 et les autres couches, des vias traversant d'un diamètre de 300 µm sont ajoutés. Les vias sont caractérisés par un trou débouchant dont la surface est recouverte d'une couche de Cuivre (processus appelé métallisation), dans le but de former un tube électriquement conducteur. D'autres micro-vias borgnes non-débouchants, d'un diamètre de 150 µm sont également présents pour s'assurer une connexion électrique entre la couche signal 1 et GND1.

La largeur des pistes est déterminée en fonction de la puissance appliquée aux composants. En effet, le débit électrique étant constant, la piste doit être suffisamment large afin d'éviter un échauffement trop important par effet Joule. De plus, le mélange de résine / fibre de verre FR-4 possède une température de transition vitreuse assez basse, allant de à 110-150 °C, ce qui restreint la température maximale de fonctionnement d'une

carte électronique. En effet, la vitrification de la résine d'époxy engendre une rigidité accrue des cartes électroniques et donc une délamination précoce des couches du PCB, laquelle provoque une diminution de leur durée de vie. La norme IPC-2221 [83] définit la section de passage des pistes au sein des cartes électroniques, par l'équation suivante :

$$I = k \cdot \Delta T^{0.44} \cdot A^{0.725} \tag{96}$$

avec I le courant admissible (en Ampère), ΔT l'élévation de température (en °C) admissible des pistes par rapport à la température ambiante, A la section de passage de la piste (en mils², norme américaine) et k une constante qui vaut 0.024 pour les couches internes et 0.048 pour les couches externes. De par la contrainte d'une épaisseur des couches fixée à 35 µm, la largeur des pistes (en mils) est définie par l'équation suivante :

$$L = \frac{I^{1/0.725}}{k^{1/0.725} \cdot \Delta T^{0.44/0.725} \cdot e} \tag{97}$$

avec L la largeur de la piste en mils et e l'épaisseur également en mils. La valeur de ΔT retenue est de 70°C, ce qui impose la température ambiante à être inférieure à 40°C (condition de laboratoire).

Le courant est défini en fonction des composants à souder sur les cartes de test. La liste des composants, la puissance injectée et la largeur des pistes correspondante est résumée dans la Table 14. Une description de chaque composant est présentée dans la section 1.4.

Table 14 : Liste des composants soudés sur le véhicule de test

Composants	Type	P (W) / I (A)	L calcul (µm)	L réel (µm)
QFN 16	Boitier	1 / 0.2	9.7	125
DFN 10	Boitier	1 / 0.2	9.7	125
DFN 12	Boitier	1 / 0.2	9.7	125
MLP 25	Boitier	1 / 0.2	9.7	125
RES 0402	Résistance	0.063 / 0.051	1.5	125
RES 0603	Résistance	0.1 / 0.069	2.2	125
RES 1206	Résistance	0.25 / 0.131	5.4	125
IND 1616	Inductance	8.3 / 10	2130.3	3000
IND 2525	Inductance	0.37 / 10	2130.3	3000

On remarque que du fait d'un courant admissible élevé (10A), la largeur des pistes reliées aux inductances est 24 fois plus importante que pour les autres composants. Une taille standard de 125 µm est retenue pour les autres pistes.

Chaque composant est alimenté indépendamment des autres par les pistes présentes sur les couches signaux. Chacune des pistes est reliée à un connecteur qui permet de choisir

les canaux à alimenter ou à mesurer. Le dossier de définition d'une des sous-cartes est montré dans la Figure 52. Le schéma de cette même carte est également représenté.

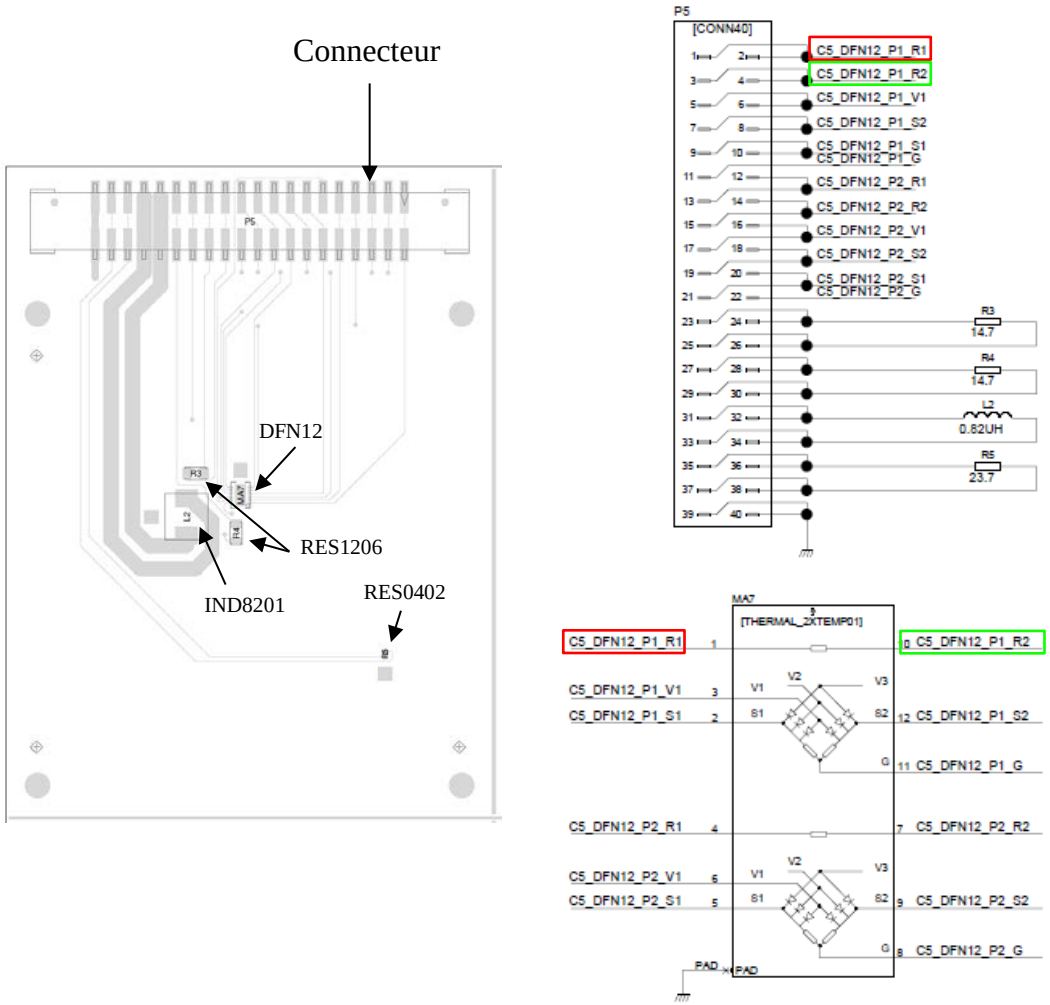


Figure 52 : Vue schématique (gauche) et dossier de définition (droite) de la carte n°5

La vue schématique référence toutes les pistes de la couche de signal 1 (couche supérieure) ainsi que les empreintes où les composants sont soudés. Le connecteur est situé au bord supérieur de la carte et est composé de 40 broches. Le dossier de définition (à droite) est composé de :

- Connecteur 40 broches, chaque broche étant reliée à une broche d'un composant,
- Composant (DFN12 double puce), chaque broche étant reliée à une broche du connecteur. Les composants passifs ayant que deux broches de connexions (entrée-sortie) ne sont pas détaillés.

La correspondance entre le schéma du connecteur et celui du composant se fait par la correspondance des broches, indiquée en couleur en Figure 52. Les numéros des broches sont spécifiés, que ce soit pour le connecteur (numéroté de 1 à 40) que pour le DFN12 (numéroté de 1 à 12). Il est alors facile de repérer les broches qui serviront à alimenter le

composant et celles qui serviront à mesurer les tensions devant caractériser son comportement.

1.2 Calibration des puces thermiques

Le schéma d'alimentation et de mesure des composants actifs (les boitiers) est le même quel que soit le type de boitier. Celui-ci est simplement répété en fonction du nombre de puces présentes à l'intérieur du boitier. En effet, chaque boitier électronique est composé de la même puce thermique. La puce électronique est composée d'une résistance chauffante, sous la forme d'une sérigraphie prenant toute la surface de la puce, et de six diodes (appelé pont de diodes) qui délivrent une tension proportionnelle à la température.

Le schéma de la puce thermique est donné dans la Figure 53.

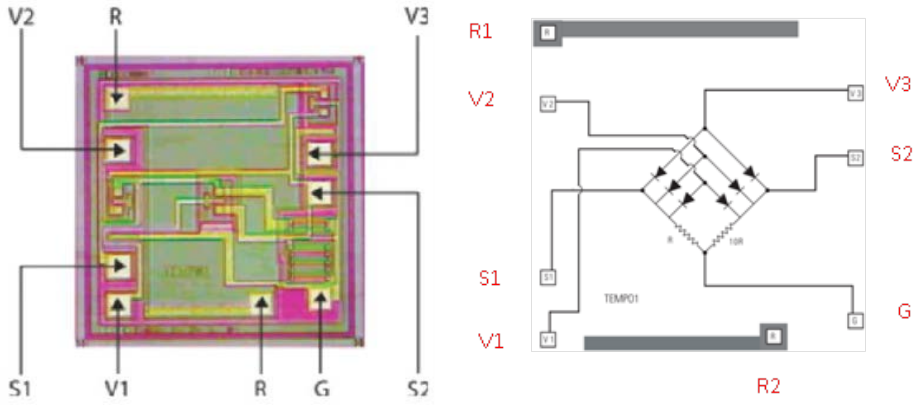


Figure 53 : Schéma de la puce thermique TEMP-01

Dans le schéma électrique, les broches R1 et R2 correspondent aux bornes de la résistance chauffante, les autres broches sont reliées aux bornes d'un pont de diodes et de résistances.

La calibration de la relation entre la tension délivrée par les diodes et la température s'effectue par un essai en bain d'huile. Ainsi, la carte est plongée dans un bain d'huile diélectrique à température régulée. La tension est alors mesurée avec un multimètre de précision (Fluke 8846A) pour différentes valeurs de température du bain d'huile. Afin de s'assurer que la température du bain d'huile est bien régulée, 4 thermocouples contrôlent sa valeur. Une des diodes de la puce électronique est alimentée par un courant de 1mA pour avoir un effet Joule négligeable et donc d'éviter un phénomène de « self-heating ». Les tests sont répétés pour se rendre compte de l'erreur sur la mesure.

La relation entre la température et la tension de diode est établie en effectuant une régression linéaire en utilisant la relation suivante:

$$T = a \cdot U + b \tag{98}$$

Les valeurs des coefficients a et b pour chaque diode de chaque composant sont résumés dans la table suivante :

Table 15 : Définition des coefficients de l'éq. (98)

Composant	Diode	a	b	R^2
DFN 10	1	-526.9 ± 4.804	397.4 ± 2.971	0.9999
	2	-524.6 ± 5.399	395.9 ± 3.323	0.9999
	3	-525.0 ± 5.556	396.2 ± 3.430	0.9999
DFN 12	1	-522.9 ± 9.843	394.1 ± 6.099	0.9999
	2	-522.0 ± 9.041	393.0 ± 5.593	0.9999
MLP 25	1	-526.4 ± 9.522	397.2 ± 5.797	0.9999
	2	-527.0 ± 9.077	397.6 ± 5.526	0.9999
	3	-527.4 ± 9.132	398.2 ± 5.565	0.9999
	4	-525.9 ± 12.02	396.8 ± 7.325	0.9999

Les résultats affichés sont mis sous la forme :

$$c = \overline{x} \pm \sigma \tag{99}$$

avec $\overline{x}$ la moyenne des valeurs relevées x et σ l'écart type. On rappelle que cet intervalle comprend 68% de la population, choisir $3 \cdot \sigma$ permet de retrouver 99.7% de la population. R^2 quant à lui représente le coefficient de détermination de la régression linéaire. Sa valeur indique que l'équation déduite est capable de déterminer 99.99% de la distribution des points, soit une régression quasi parfaite. Cela s'explique par la linéarité du matériau de la puce dont les propriétés ne dépendent peu de la température sur la plage de température 20 à 120°C.

1.3 Description des cartes de test

Comme décrit précédemment, le véhicule de test est décomposé en 8 sous-cartes de test. Ces différentes combinaisons ont été réalisées dans le but d'étudier l'impact de design spécifique sur le comportement thermique des composants électroniques. La liste des composants par carte, ainsi que la présence de µvias, et la localisation des pistes sont données dans la Table 16.

Table 16 : Détails des différentes cartes de test

Carte	Composants	Orientation	µvias	Fonction	Pistes
1	MLP 25	0°	Oui	Dissipateur thermique & liaison électrique	Signal 1
2	MLP 25	0°	Oui	Dissipateur thermique & liaison électrique	Signal 2
3	DFN 10	0°	Oui	Dissipateur thermique	Signal 1
	QFN 16	0°	Oui	Dissipateur thermique	
	2 x RES 1206	0° & 90°	Non	-	
	IND 2525	0°	Non	-	
4	DFN 12	0°	Non	-	Signal 1
	QFN 16	0°	Non	-	
5	DFN 12	0°	Oui	Dissipateur thermique	Signal 1
	2 x RES 1206	0° & 90°	Non	-	
	RES 0402	0°	Non	-	
	IND 2525	0°	Non	-	
6	DFN 10	0°	Oui	Dissipateur thermique	Signal 1
	QFN 16	0°	Oui	Dissipateur thermique	
	2 x RES 1206	0° & 90°	Non	-	
	IND 2525	0°	Non	-	
7	DFN 12	0°	Non	-	Signal 1
	RES 1206	90°	Non	-	
	RES 0603	90°	Non	-	
	IND 2525	0°	Non	-	
	IND 1616	0°	Non	-	
8	3 x DFN 10	0° & 27° & 45°	Non	-	Signal 1

Le schéma électronique des 8 cartes est donné dans l'Annexe F. La description des composants électroniques à l'étude est détaillée dans la section suivante.

1.4 Description des composants à l'étude

Différents composants électroniques, passifs ou actifs, ont été sélectionnés dans le but de caractériser leur comportement thermique. Comme décrit précédemment, les boitiers électroniques sont équipés de puces thermiques, afin de qualifier la valeur de la température dite de Junction.

Composants passifs

Différents composants passifs ont été placés sur les véhicules de test pour mesurer leur impact sur le comportement des boitiers électroniques adjacents. En effet il est très rare que les composants passifs telles que les résistances ou inductances soient représentées lors d'une simulation thermique de la carte électronique. Or l'augmentation des puissances dissipées, couplée à la miniaturisation de leur géométrie provoquent un échauffement de moins en moins négligeable de ce type de composants.

1.4.1 Résistance CRCW0402

La résistance CFCW0402, du constructeur VISHAY, est une résistance de type CMS (Composant Monté en Surface), c'est-à-dire possédant une géométrie plate, sans pattes apparentes, et possédant un code numérique pour déterminer la valeur de la résistance. Les résistances CMS ont remplacé progressivement les résistances usuelles (avec pates et code couleur) du fait de leur grande compacité (de même que pour les boitiers électroniques).

La description complète de la résistance est CRCW0402 100 23R7 1% ET7 e3 avec :

- CRCW0402 : référence du modèle,
- 100 : Coefficient de température (TC), en ppm.K^{-1},
- 23R7 : Valeur de résistance, correspondant à 23.7 ohms,
- 1% : Tolérance de la valeur de la résistance,
- ET7 : Packing code, ou le type de packaging,
- e3 : Lead free, sans patte.

La géométrie de la résistance CMS est donnée dans la Figure 54.

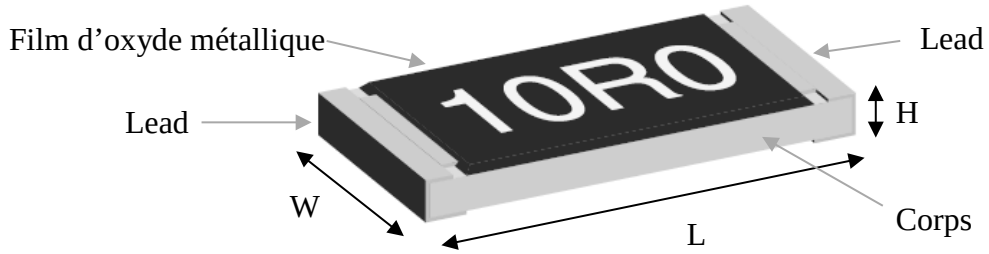


Figure 54 : Schéma d'une résistance de type CMS

La résistance est composée d'un corps en céramique (Alumine), surmonté d'un film d'oxyde métallique. L'épaisseur et la longueur du film détermine la valeur de la résistance. L'ensemble est connecté à la carte électronique par deux broches (leads) en Nickel, lesquelles sont positionnées aux deux extrémités du corps de la résistance. La résistance CRCW0402 a pour dimension 1 x 0.5 x 0.35 (en mm) pour respectivement sa longueur L, largeur W et hauteur H.

1.4.2 Résistance CRCW0603

La résistance CRCW0603 est également une résistance CMS, de la même famille que la résistance CRCW0402. Sa description complète est CRCW0603 100 21R5 1% ET1 e3, pour une valeur de résistance de 21.5 ohms. Ses dimensions (L x W x H) sont 1.55 x 0.85 x 0.45 (en mm).

1.4.3 Résistance CRCW1206

La dernière résistance est, comme les deux précédentes, une résistance CMS. Sa description complète est CRCW1206 100 15R 1% ET1 e3, soit une valeur de résistance de 15 ohms. C'est la plus grande des trois résistances avec pour dimensions 3.2 x 1.6 x 0.55 (en mm).

1.4.4 Inductance IHLP1616

La première inductance est une inductance de type CMS, comme les résistances précédentes. Sa description complète est IHLP-1616BZ-11 2.2 20% ER E3 avec :

- IHLP-1616BZ-11 : référence du modèle,
- 2.2 : valeur de l'inductance en µH (micro-Henry) soit 2.2 µH,
- 20% : Tolérance de la valeur de l'inductance,
- ER : Packing code, ou le type de packaging,
- E3 : Lead free, sans patte.

Une vue 3-D de l'inductance est montrée dans la figure suivante :

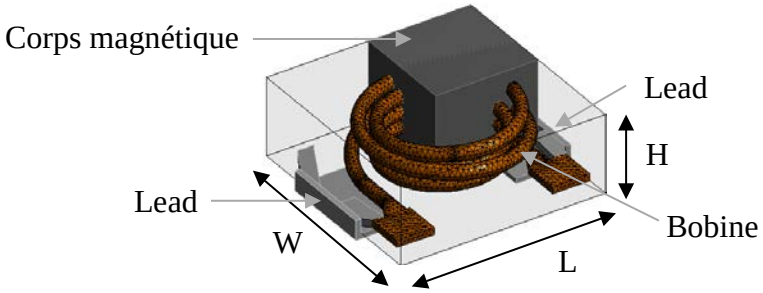


Figure 55 : Vue 3-D d'une inductance SMC

L'inductance est composée d'un solénoïde en cuivre, d'un corps en Ferrite (aussi appelé noyau), où le champ magnétique est créé, et de deux broches (leads) en cuivre afin de relier l'inductance à la carte. Ses dimensions sont 4.45 x 4.06 x 2 (en mm) pour respectivement sa longueur L, largeur W et hauteur H.

1.4.5 Inductance IHLP-2525

L'inductance IHLP-2525 est également une inductance de type CMS. Sa description complète est IHLP-2525BD-01 .82 20% ER E3, soit une valeur d'inductance de 0.82 µH. Ses dimensions sont 6.86 x 6.47 x 2.4 (L x W x H en mm).

Composants actifs

Quatre composants actifs ont été soudés sur les cartes de test afin de caractériser leur comportement thermique en régime transitoire. Dans le cadre de cette thèse, le comportement de deux composants mono-puce et de deux composants multi-puces, est commenté.

1.4.6 Boitier électronique mono-puce : QFN16

Le QFN16 (**Q**uad **F**lat **N**o-leads) est un boitier électronique mono-puce, permettant de connecter une puce électronique à sa carte, tout en le protégeant des agressions extérieures. Une figure du QFN16 est montrée dans la partie I (Figure 17), avec ses connecteurs. Ses dimensions sont également résumées dans la Table 3.

1.4.7 Boitier électronique mono-puce : DFN10

A l'instar du QFN16, le DFN10 (**D**ual **F**lat **N**o-leads) est un boitier électronique possédant une seule puce. Le boitier est caractérisé par ses 10 leads qui permettent de le connecter (souder) à la carte électronique, en plus de sa plateforme. Une vue détaillée 3-D du DFN10 est montré dans la Figure 56, ainsi que sa topologie interne après attaque chimique.

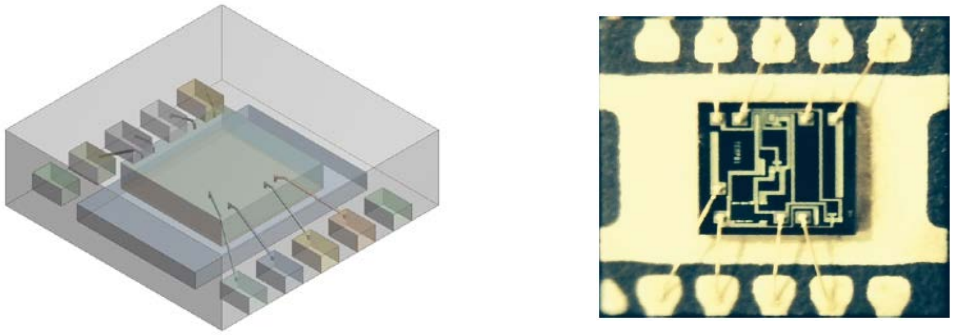


Figure 56 : Vue détaillée 3-D (gauche) et topologie interne (droite) du DFN10

Contrairement au QFN16 le DFN10 ne possède qu'un seul plan de symétrie. Cela se traduit par une dissymétrie des températures sur les surfaces latérales du composant. Les propriétés géométriques sont résumées dans la table suivante :

Table 17 : Propriétés géométriques et matériaux du DFN10 @20°C

Composant	L (mm)	W (mm)	H (mm)	Matériau
Puce	1.4	1.4	0.28	Silicium
Colle	1.4	1.4	0.03	Résine/Argent
Plateforme	2.38	1.64	0.2	Cuivre
Leads	0.25	0.4	0.2	Cuivre
Connecteur	-	-	-	Or
Corps	3	3	0.9	Résine

Les caractéristiques matériaux sont identiques à celles du QFN16 et sont résumées dans la Table 3.

1.4.8 Boitier électronique multi-puce : DFN12

Le DFN12 est un boitier électronique possédant 2 puces disposées côte à côte (ou side-by-side) sur la même plateforme. Une vue détaillée du composant est décrite Figure 37, ainsi que ses propriétés géométriques Table 11, les matériaux étant identiques aux deux précédents boitiers. Une vue interne du composant, après attaque chimique est montrée dans la Figure 57.

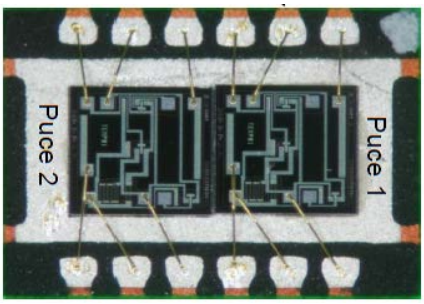


Figure 57 : Topologie interne du DFN12 après attaque chimique

L'influence de la proximité des deux puces est étudiée dans le cas expérimental de la section 4.

1.4.9 Boitier électronique multi-puce : MLP25

Le boitier MLP25 (**M**icro **L**eadframe **P**ackage) comprend 4 puces thermiques, dont deux situées sur la même plateforme. Le contact avec la carte électronique est réalisé par l'intermédiaire de 25 Leads, et de trois plateformes (voir Figure 4). Une vue détaillée 3-D du composant, ainsi que de sa topologie interne est montrée dans la Figure 58.

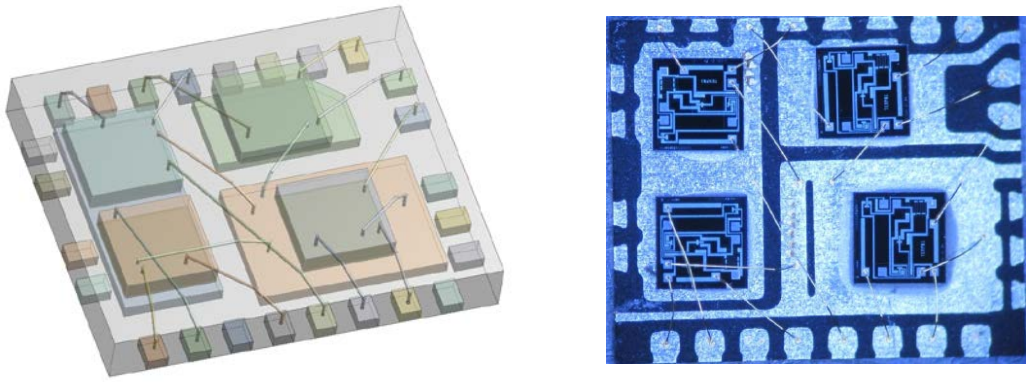


Figure 58 : Vue détaillée 3-D (gauche) et topologie interne (droite) du MLP25

Contrairement aux autres boitiers, le MLP25 ne possède aucun plan de symétrie. La création de modèle compact de ce type de composants avec puces side-by-side n'est plus « straighforward » comparé aux autres boitiers.

Table 18 : Propriétés géométriques et matériaux du MLP25 @20°C

Composant	L (mm)	W (mm)	H (mm)	Matériau
Puce (x4)	1.4	1.4	0.28	Silicium
Colle (x4)	1.4	1.4	0.03	Résine/Argent
Plateforme (a)	3.44	1.51	0.2	Cuivre
Plateforme (b)	2.2	1.22	0.2	Cuivre
Plateforme (c)	2.88	2.02	0.2	Cuivre
Leads	0.45	0.32	0.2	Cuivre
Connecteur	-	-	-	Or
Corps	6	5	0.8	Résine

2 Description du protocole de test

Le but de ces essais expérimentaux est de valider les résultats issus des modèles compacts en régime dynamiques (DCTM), à partir de données expérimentales.

Dans un premier temps, un protocole de test a été défini quant à la réalisation des essais expérimentaux. Deuxièmement des simulations numériques ont été établies, en appliquant les conditions limites et les conditions initiales retenues pour la réalisation des essais expérimentaux. Ensuite une calibration des simulations numériques a été opérée dans l'optique de réduire l'écart entre les valeurs expérimentales et les valeurs issues de la simulation numérique.

Enfin suite à la validation de la simulation numérique, les modèles détaillés des composants électroniques ont été remplacés par leurs homologues compacts (DCTM) pour quantifier l'erreur générée par l'utilisation de ces modèles approximés.

2.1 Conditions limites des essais expérimentaux

Il a été choisi d'étudier le comportement de nos véhicules de test, lorsque ceux-ci sont placés sur une plaque à température régulée, laquelle impose une température constante et uniforme sur la face inférieure de la carte. La face supérieure de la carte est refroidie par convection naturelle, c'est-à-dire sans dispositif de déplacement forcé de fluide.

La plaque froide se compose d'un bloc en aluminium (conductivité thermique de 240 $W.m^{-1}.K^{-1}$). Elle est traversée par un tube en cuivre en forme de serpentin ou circule un liquide caloporteur. En régulant la température du liquide, et en imposant un débit suffisant (voir Annexe G), la température de la plaque peut être ajustée à une température donnée.

L'intérêt d'imposer une condition de 1ère espèce sur une des faces du véhicule de test est d'imposer une direction privilégiée au flux de chaleur et de minimiser l'influence des échanges convectifs et radiatifs, lesquels souvent difficiles à distinguer. La résolution numérique des équations de Navier-Stokes étant généralement source d'incertitude dans la simulation (hypothèse d'un fluide parfait et incompressible, choix du modèle de calcul, fluide immobile à l'instant t=0, …), réduire son influence permet de limiter l'erreur globale de la simulation numérique.

La figure suivante illustre les conditions de montage de la carte de test n°7 sur plaque froide, en condition de test.

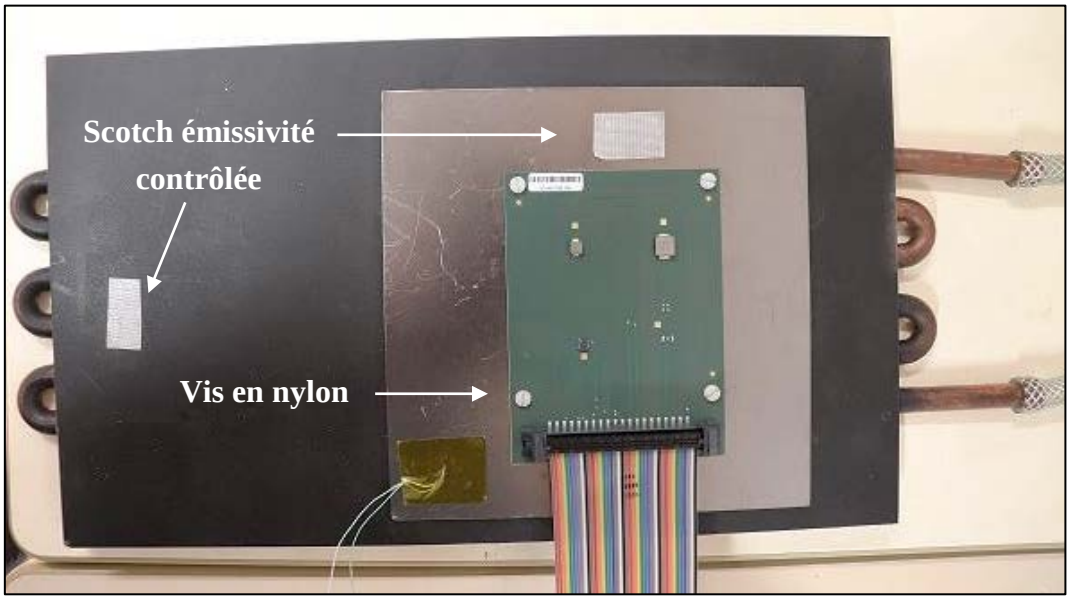


Figure 59 : Carte de test n°8 posée sur plaque froide, en condition de test

La carte de test est maintenue sur la plaque froide par 4 vis en nylon, avec un matériau d'interface en graphite (argenté) entre la carte et la plaque destinée à minimiser la résistance thermique à cette interface. Des étiquettes à émissivité contrôlées (0.95) sont également disposées sur la plaque pour vérifier la température de la plaque froide, ainsi qu'un thermocouple maintenu par un film Kapton (dorée).

2.2 Matériel des essais expérimentaux

Les différents composants électroniques sont alimentés par une alimentation de type PowerFlex, en courant continue. Les données sont enregistrées par l'intermédiaire d'une chaine d'acquisition USB-6341 de la marque National Instrument. Ce modèle permet une acquisition avec une fréquence maximale de 500 kHz, non variable. Les données sont ensuite analysées par le logiciel NI-MAX.

Enfin la caméra infrarouge FLIR A40 a aussi été utilisée pour les tests en régime permanent. En effet la fréquence d'acquisition est limitée à 50Hz et ne permet pas de caractériser le comportement thermique rapide des boitiers électroniques.

3 Carte d'essai n°8 : 3 x DFN10

La qualité des résultats issus d'une simulation numérique dépendent de plusieurs critères tels que :

- Qualité du maillage : des éléments trop déformés, caractérisé par leur Skewness (de 0 à 1, 0 étant un élément dégénéré), ou des rapports de taille entre deux mailles consécutives trop élevés (aspect ratio) influent sur la capacité d'un calcul numérique à converger,
- L'évolution et les valeurs des résidus (continuité, vitesses, pression, énergie, modèles de turbulence, …), dépendent également de la qualité du maillage et des conditions limites,
- Taille du domaine de calcul.
- Etc.

Afin de valider un maillage d'une géométrie donnée, les paramètres de maillage (taille des éléments, aspect ratio, …) sont à affiner jusqu'à obtenir une « indépendance » des résultats issus de la simulation numérique. Concrètement plusieurs points de mesures sont créés et les données sont extraites des simulations pour chaque configuration de maillage (par exemple température de Junction, champs de vitesse/pression, etc). La simulation est dite indépendante du maillage lorsque les données des points de contrôle ne varient plus (avec un critère définit) entre deux raffinements consécutifs du maillage.

Après s'être assuré que la simulation soit indépendante du maillage, une calibration des données des matériaux peut s'avérer nécessaire.

Le protocole mis en œuvre est résumé ci-après :

Premièrement un essai expérimental en régime transitoire d'une des cartes de test est mené. Deuxièmement une simulation numérique de cette carte de test est réalisée, pour les mêmes conditions limites et initiales, en utilisant les données matériaux issues soit des fournisseurs de composant électronique ou des bases de données des logiciels de simulation numérique. Finalement les propriétés matériaux des constituants de l'ensemble carte électronique / composant sont optimisées afin de faire correspondre les données de l'essai expérimental et de la simulation numérique. La calibration a été réalisée en utilisant la carte électronique n°8 (ATL_BRC170506_0090).

3.1 Mesures expérimentales temporelles

Pour rappel, la carte n°8 est composée de trois boitiers DFN10 (boitiers mono-puce) orientés à 0°, 27° et 45°. Une vue de la carte n°8 est montrée dans la figure suivante.

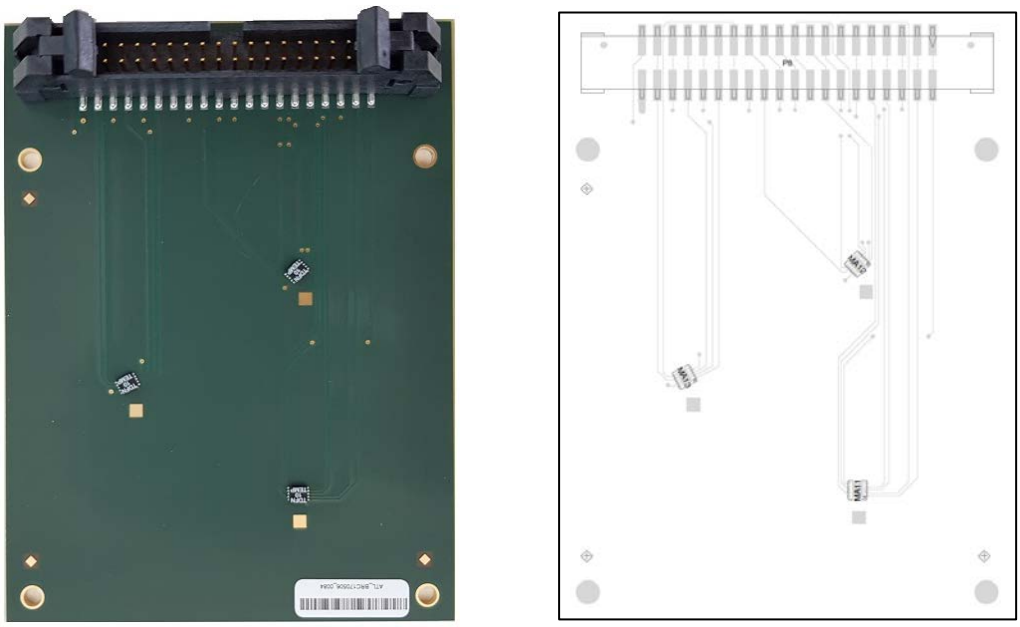


Figure 60 : Vue de face (gauche) et schéma (droite) de la carte de test n°8

La carte est placée à l'horizontale sur une plaque froide et maintenue par deux vis en nylon. L'acquisition des températures est ici réalisée par un laboratoire externe au moyen de l'outil T3STER (**T**ransient **T**hermal **Tester**) développé par Mentor Graphics. L'outil T3STER permet d'acquérir la température des trois diodes de chaque composant (9 voies) avec une fréquence d'acquisition maximale de 1MHz, supérieure à celle de la carte National Instrument. L'incertitude sur la mesure de l'appareil T3STER est égale à 25µV sur les relevés de tension.

La grande précision de cet équipement justifie le choix de ce test pour calibrer la simulation numérique. Une vue de l'essai de la carte n°8 est présentée dans la Figure 61.

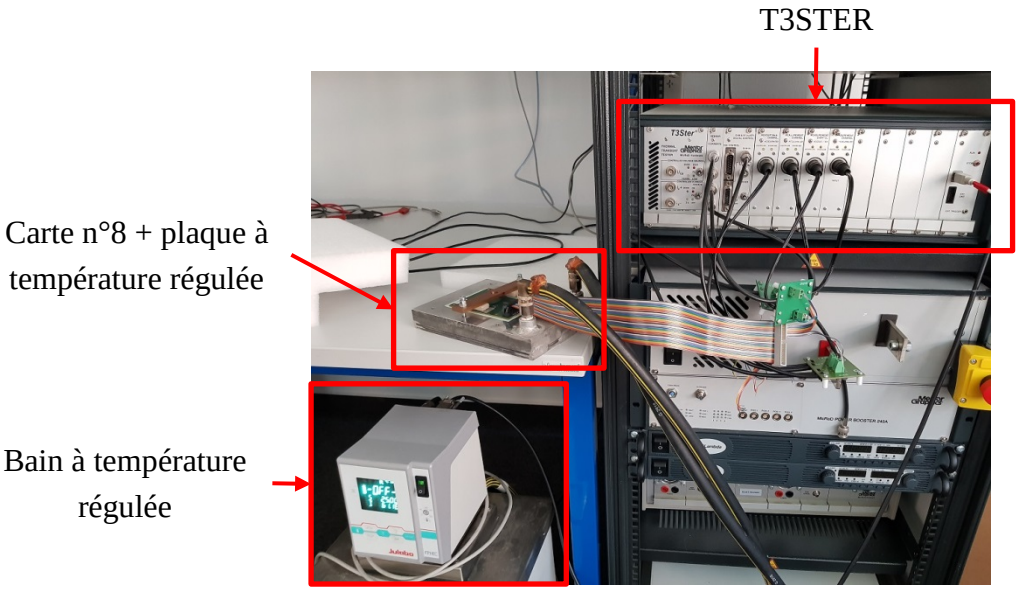


Figure 61 : Essai de la carte 8 avec T3STER

Un essai en régime transitoire a été effectué pour une puissance injectée de 0.44W (0.1A) dans chacune des puces des DFN10 soit un total de 1.32W, pour une durée d'acquisition de 120s. La température de la plaque froide est régulée à 25°C.

La montée en température de la température de Junction (T_J) du DFN10 avec une inclinaison de 0° est représentée dans la Figure 62. Les résultats des autres boitiers sont disponibles dans l'Annexe H.

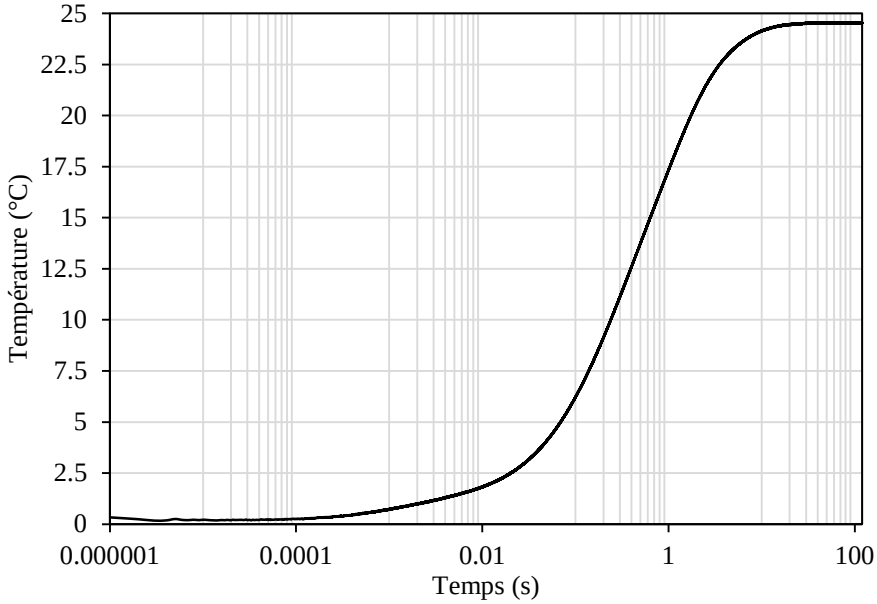


Figure 62 : Evolution de la température de Junction (T_J) du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental

La température de Junction pour chaque boitier correspond à la moyenne des températures des trois diodes de la puce thermique. Les valeurs de T_J des trois boitiers à l'instant final (t=120s) sont résumées ci-dessous.

Table 19 : T_J des DFN10 des essais expérimentaux à $t = 120s$

DFN10	0°	27°	45°
$T_{J\ @\ t=120s}$ (°C)	24.5	24.6	27.2

3.2 Simulation numérique en régime transitoire

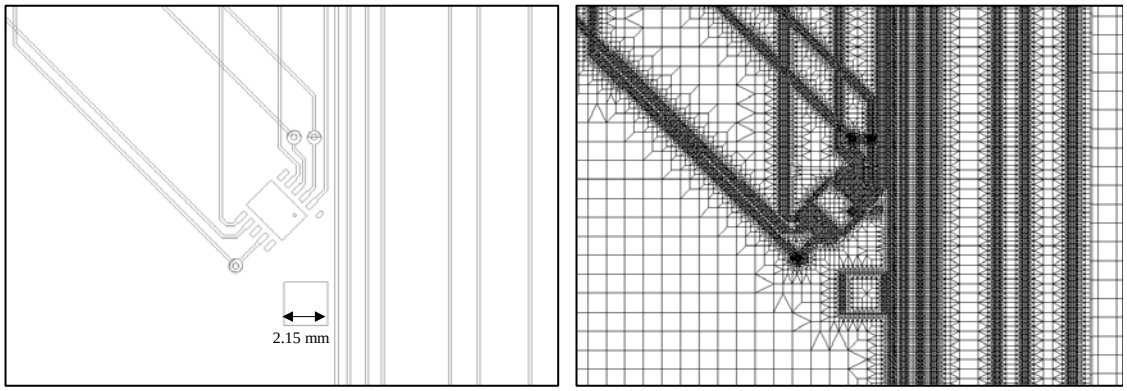
Les conditions limites et initiales de l'essai expérimental ont été appliquées au modèle numérique. La géométrie complète de la carte (pistes, vias, etc) et de ses trois composants a été modélisée ainsi que l'air environnent. Le modèle complet est composé de plus de 8M d'éléments après vérification de l'indépendance au maillage.

Les éléments métalliques de la carte (pistes et vias) sont composés de cuivre pure, la résine de FR-4. Les propriétés sont résumées dans la table suivante.

Table 20 : Propriété des matériaux de la carte @20°C

Matériau	k (W/m.K)	ρ (kg/m^3)	cp (J/kg.K)
Cuivre pure	387.6	8933	397
FR-4	0.35	1250	1300

La Figure 63 représente une portion de la géométrie de la carte (DFN10 45°), avec son maillage correspondant.



Géométrie de la carte n°8 Maillage (Icepak) de la carte n°8

Figure 63 : Géométrie et maillage correspondant de la carte n°8, sans composant

Afin de distinguer les pistes de cuivre au sein de la carte électronique, le maillage est raffiné à leur niveau. Un maillage plus grossier est utilisé dans les parties continues (en résine) de la carte.

Une puissance de 0.44W est appliquée à chacune des puces des boitiers électroniques, de même que pour l'essai expérimental. La simulation considère les échanges convectifs (régime laminaire) et radiatifs propres à la face supérieure de la carte. Le logiciel utilisé est Icepak V19.1 qui utilise le solver CFD Fluent. La simulation numérique en régime transitoire converge en plus de **110 heures** (4.5 jours), en utilisant **16 cœurs** d'un Intel Xeon X5690 cadencé à 3.47GHz et **300 GB** de RAM.

La comparaison de la montée en température du DFN10 (0°) entre le modèle expérimental et le modèle numérique est montrée dans la figure suivante. Les résultats des autres boitiers sont disponibles dans l'Annexe I.

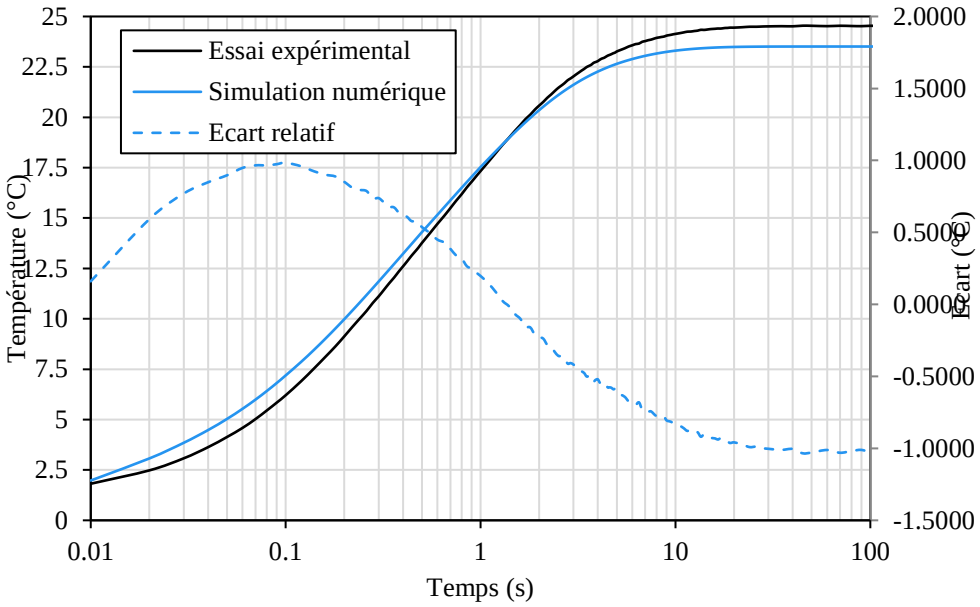


Figure 64 : Evolution de T_J du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique de base

L'allure des deux courbes de température est similaire, avec une montée en température plus rapide pour la simulation numérique, ainsi qu'une stabilisation en température plus faible. L'écart moyen (NRMSD) entre les deux courbes, ainsi que pour chaque boitier sont résumées dans la table suivante.

Table 21 : $\overline{\Delta T_J}$, et T_J & ΔT_J à $t = 120s$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique de base

Boitier	DFN10 0°	DFN10 27°	DFN10 45°
$\overline{\Delta T_J}$ *(%)*	*2.9*	*3.0*	*8.5*
$T_{J\,@\,t=120s}^{Exp}$ (°C)	24.5	24.6	27.2
$T_{J\,@\,t=120s}^{Num}$ (°C)	23.5	23.6	23.5
$\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ *(%)*	*2.8*	*2.9*	*13.4*

L'écart reste inférieur à 3%, mis à part pour le DFN10 orienté à 45°. La non correspondance des prédictions des températures de la simulation numérique dans le cas du DFN10 orienté à 45° provient d'un défaut de contact entre le boitier et la carte électronique (soudure) ce qui entraîne une résistance d'interface et donc une température plus élevée. Ce phénomène est développé dans la section 3.2.3.

En ce qui concerne le pas de temps utilisé dans la simulation numérique, le Δt est calculé par la formule suivante :

$$\Delta t = 0.25 \cdot \frac{\Delta x^2}{\mathcal{D}} \qquad (100)$$

avec Δx la taille minimum des mailles du domaine et $\mathcal{D}$ la diffusivité. La valeur du Δt est basée sur les broches du DFN10, de part un maillage très fin (0.25 mm) à cet endroit et d'une diffusivité du Cuivre élevée (75.9 $mm^2.s^{-1}$), ce qui donne un Δt minimum de 2µs. Bien entendu il n'est pas réaliste de sélectionner un pas de temps aussi faible, du fait de la complexité du maillage de l'ensemble carte/composants, et de la durée de la simulation déjà conséquente (5 jours). Un Δt minimum de 10 ms a été fixé, le même retenu dans l'élaboration des modèles DCTMs. Il a été vérifié qu'un Δt inférieur à 10ms n'influence plus les résultats de la simulation numérique.

Dans le but de diminuer l'erreur entre le modèle numérique et le modèle expérimental, les propriétés matériaux ont été optimisées. Dans un premier temps la conductivité thermique (régime permanent) et la capacité thermique dans un second temps (régime transitoire).

3.2.1 Calibration en régime permanent (conductivité thermique)

La calibration de la simulation numérique a été menée en régime permanent. Cela se traduit par une variation de la conductivité des matériaux afin que l'erreur au temps final soit minimisée.

Le choix du matériau à optimiser a été effectué après étude de la sensibilité de la valeur de la conductivité de chaque matériau sur la température d'un composant électronique. L'influence de la variation de conductivité thermique de chacun des matériaux d'un QFN16 sur sa température de Junction est montrée dans la Figure 65 (cas test n° 24).

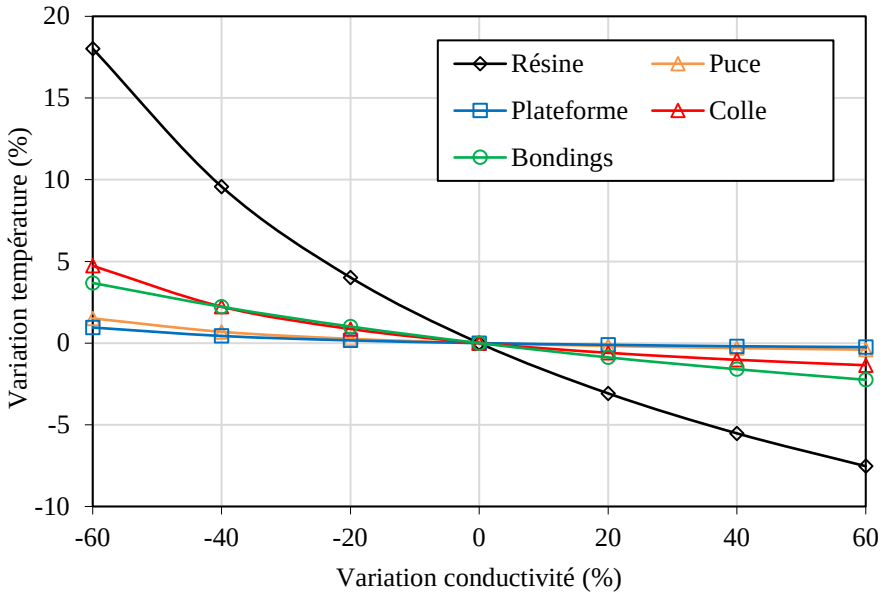


Figure 65 : Variation de la température de Junction du QFN16 en fonction de la variation de conductivité de chaque matériau

On peut déduire de ce graphique que la résine possède l'impact le plus important sur la variation de la température du composant électronique. Cela s'explique par une valeur de

conductivité de la résine faible (0.66 $W.m^{-1}.K^{-1}$), et donc fortement isolant, et d'un ratio volumique de la résine supérieure à 84% du volume total. L'impact de la variation de la conductivité thermique des autres matériaux reste inférieur à 5% et est négligeable par rapport à la résine. La variation de conductivité de la résine du composant, ainsi que du FR-4 du PCB, a été appliquée à la carte n°8, voir figure ci-dessous pour le DFN à 0°. Les résultats des autres boitiers sont disponibles dans l'Annexe J.

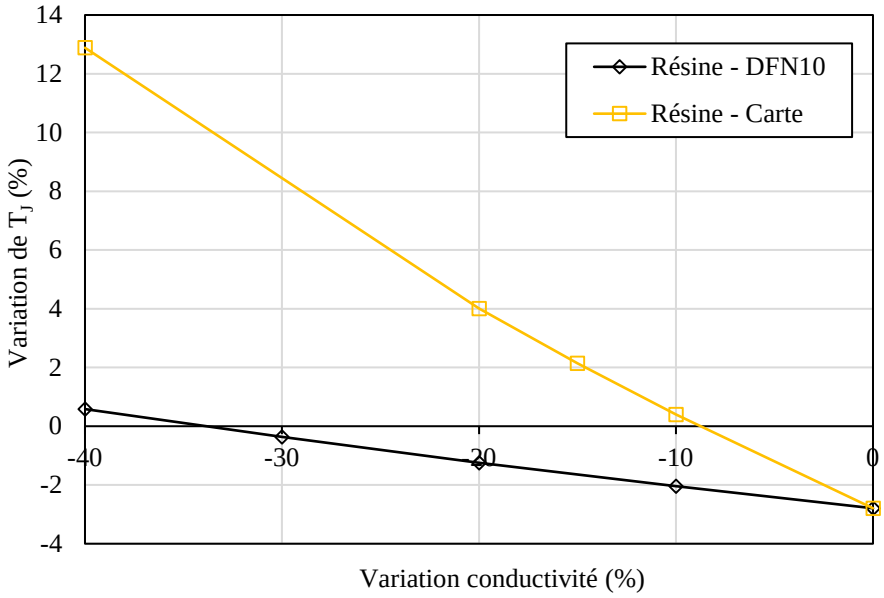


Figure 66 : Variation de T_J avec la simulation de base pour le DFN10 (0°) en fonction de la variation de conductivité

On remarque une forte dépendance de la température de la Junction du DFN10 pour la valeur de la conductivité de la résine du PCB, plus importante que pour le composant. Cela s'explique par le mode unidirectionnel de transfert retenu pour notre essai, l'influence du matériau diélectrique de la carte électronique agissant comme une barrière thermique. Les valeurs de conductivité thermique de la résine du DFN10 et du FR-4 du PCB, pour obtenir un ΔT_J nul (avec l'essai expérimental) sont résumées dans la Table 22. Ces valeurs sont déterminées par régression linéaire.

Table 22 : Valeurs des conductivités de la résine pour $\Delta T_J = 0$

$k_{résine}$	DFN10 0°	DFN10 27°	DFN10 45°
DFN10	0.44	0.44	-0.46
Δk (%)	*-34*	*-34*	-
PCB	0.32	0.32	0.20
Δk (%)	*-8.6*	*-9.1*	*-42*

Les valeurs optimisées de la conductivité de la résine du DFN10, ainsi que du PCB, sont similaires pour les composants orientés à 0° et 27°. Cependant la valeur optimum de la

conductivité de la résine du DFN10 orienté à 45° est négative, ce qui corrobore le défaut constaté au niveau de la soudure.

Néanmoins une variation de 30% de la valeur nominale de la conductivité de la résine du DFN10 entraîne une valeur inférieure à la plage fournie par le fabricant qui est de {0.6 ; 0.9} $W.m^{-1}.K^{-1}$. Cela démontre que l'ajustement doit être effectué au niveau de la résine du PCB plutôt que sur celle du composant, avec une valeur retenue de 0.32 $W.m^{-1}.K^{-1}$, soit une variation inférieure à 10%. L'écart moyen ainsi que l'écart final de T_J des trois DFN10, pour le modèle avec conductivité optimisée est montrée dans la Table 23.

Table 23 : $\overline{\Delta T_J}$ et $\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique optimisée en régime permanent

Boitier	DFN10 0°	DFN10 27°	DFN10 45°
$\overline{\Delta T_J}$ (%)	1.9	1.4	6.8
$\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ (%)	< 0.1	0.1	11.1

La modification de conductivité thermique de la résine du PCB a permis de réduire l'écart sous les 0.1%, soit un écart résiduel. Cependant, l'écart dans les premiers instants de montée en température subsiste et implique cette fois une calibration de la capacité thermique des matériaux.

3.2.2 Calibration en régime transitoire (capacité thermique)

Comme décrit précédemment, l'erreur maximale entre le modèle expérimental et le modèle numérique se situe dans les premiers instants ($t < 1s$). Or dans les premiers instants d'activation, ce sont les matériaux les plus proches de la source de chaleur qui commencent à s'échauffer, avant de dissiper la chaleur aux matériaux adjacents, comme le montre la Figure 68.

Afin de caractériser ce phénomène, un modèle compact de type Foster a été réalisé dans le but d'extraire les temps caractéristiques du système. On rappelle qu'un modèle de type Foster se formule par l'équation suivante :

$$T(t) = \sum_{i=1}^{N} K_i \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right)\right)$$

avec K_i le gain de chaque échelon. De par l'analogie électrique/thermique, la constante de temps τ_i peut s'écrire de la forme suivante :

$$\tau_i = R_i \cdot C_i \tag{101}$$

avec R_i la résistance thermique ($K.W^{-1}$) et C_i ($J.K^{-1}$) la capacité thermique de chaque échelon. Plusieurs outils numériques permettent de reconstruire un réseau R-C à multiples échelons à partir de données expérimentales, pour un ordre quelconque. La figure

suivante représente trois modèles d'ordre 1 à 3 obtenues à partir de l'outil « Table Curve 2D » et des données expérimentales.

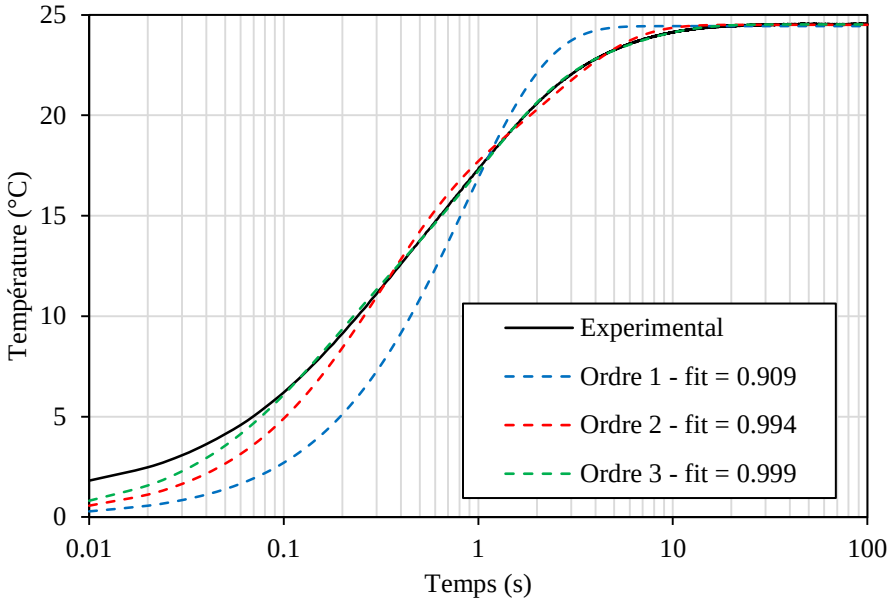


Figure 67 : Evaluation des données expérimentales par des modèles compacts de type Foster

Les caractéristiques des modèles compacts unidirectionnels de type Foster sont rappelées dans la table suivante :

Table 24 : Gain et constantes de temps des modèles compacts de type Foster

Nombre de pôles	1	2	3
$K = \Sigma K_n$	24.4	24.5	24.5
τ_1 (s)	0.852	0.275	0.119
τ_2 (s)	-	2.39	0.940
τ_3 (s)	-	-	4.44
R^2	**0.909**	**0.994**	**0.999**

Il est clair, d'après la Table 24, qu'interpréter la courbe de montée en température du DFN10 (0°) au moyen d'un système du 1er ordre ne permet pas de reproduire correctement le comportement expérimental. En effet, du fait de la discontinuité des matériaux constitutifs de l'ensemble boitiers & carte, la montée en température est inhomogène. Chaque constituant de l'ensemble sera alors représenté par un échelon, avec sa constante de temps propre, caractéristique d'un système d'ordre supérieur. Un modèle d'ordre 3, constitué de trois échelons permet d'obtenir un R^2 supérieur à 0.999, qui rend compte d'un modèle fiable. Pour illustrer cette discontinuité, la Figure 68 illustre l'évolution du champ de température du DFN10 (0°) ainsi que de la carte électronique dans les premiers instants de la simulation.

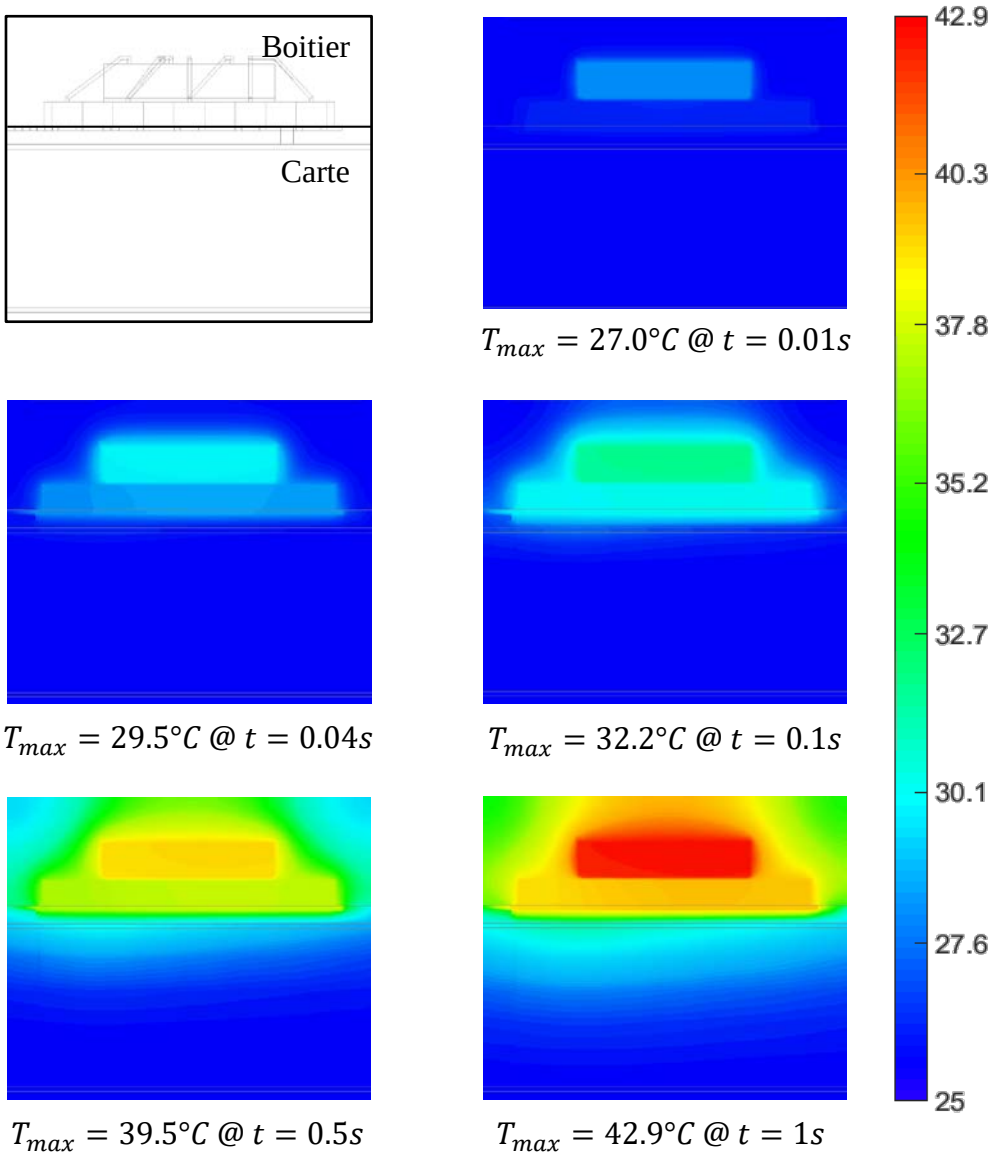


Figure 68 : Evolution du champ de température du DFN10 (0°) et de la carte électronique, en fonction du temps (0.01 à 1s)

Comme évoqué précédemment, la montée en température s'effectue graduellement, en fonction de la proximité à la source de chaleur et des caractéristiques matériaux des composants du boitier. En effet, dans les premiers instants d'activation, c'est la puce en silicium qui impose le temps de montée en température de l'ensemble avant que la chaleur ne se propage dans la plateforme en Cuivre, puis dans la résine du composant et enfin vers la carte électronique (pistes en Cuivre et résine diélectrique).

On peut en déduire que l'écart de température entre le modèle numérique et le modèle expérimental dans les premiers pas de temps est dû principalement aux matériaux constitutifs du boitier, et non de la carte électronique. En effet, la constante de temps τ_3 de la fonction de transfert de troisième ordre correspond à la constante de temps de la

carte électronique, or l'erreur entre les deux modèles devient inférieur à 1% à partir de 4s, les propriétés matériaux de la carte semblent appropriées.

L'optimisation des propriétés matériaux a été réalisée en faisant varier la capacité thermique de chaque matériau constitutif des éléments du DFN10. Au total dix simulations ont été effectuées en faisant varier la capacité chaque matériau de +10% (une simulation par matériau, soit 4 au total) et ensuite tous les matériaux de +10%. La même opération a été répétée avec une variation de la capacité thermique de 20%. La variation du matériau constitutif des connecteurs (Or) n'a pas été étudiée du fait de leur très faible ratio volumique par rapport aux autres composants du boitier.

La variation de T_J du DFN10 (0°) par rapport à la simulation numérique (avec optimisation de la conductivité) est représentée dans la Figure 69 (pour une variation de +10%). Le temps de simulation a été raccourci à 0.2s, en vue d'analyser l'influence des matériaux seulement aux premiers instants d'échauffement du boitier.

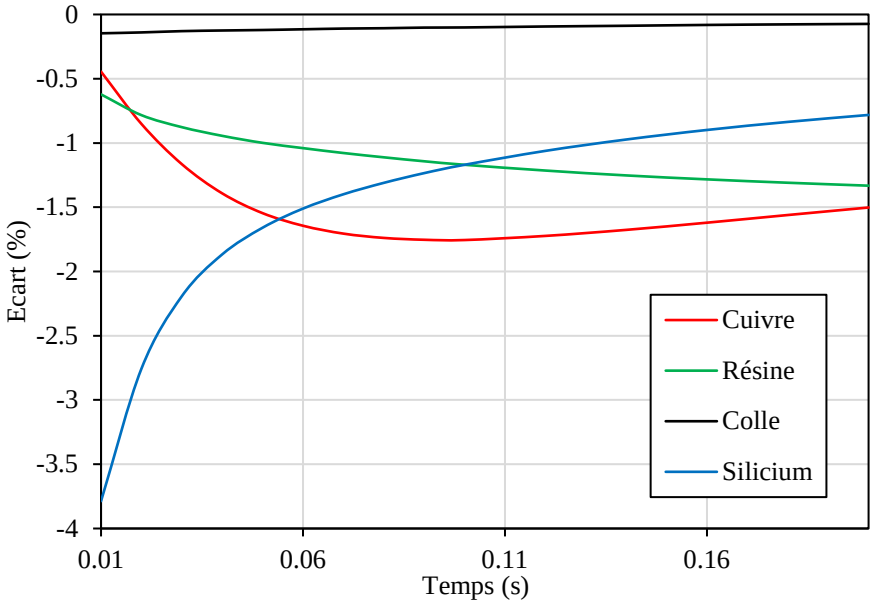


Figure 69 : Evolution de ΔT_J entre la simulation calibrée en régime permanent et les simulations avec dopage de la capacité de 10%, en fonction du temps

On constate premièrement que la colle a très peu d'influence sur la variation des températures (< 0.2%) du fait de son faible volume par rapport aux autres composants. Concernant les autres matériaux, l'écart est maximum pour le silicium dans les premiers pas de temps (t < 0.06s) avant que le cuivre ne génère la variation la plus importante. Cela s'explique par l'échauffement préliminaire de la puce électronique (en silicium), comme montré dans la Figure 68, lequel précède un échauffement de la plateforme en cuivre avant de se propager dans l'ensemble du boitier (résine). Les valeurs d'écarts moyens et maximums sont résumées dans la table suivante.

Table 25 : Ecarts moyens $\overline{\Delta T_J}$ et maximum $\Delta T_{J,max}$ en fonction de la variation de la capacité thermique

	Matériau	Cuivre	Résine	Colle	Silicium	All
+10%	$\overline{\Delta T_J}$ (%)	-1.47	-1.10	-0.11	-1.56	-4.10
	$\Delta T_{J,max}$ (%)	-1.76	-1.33	-0.15	-3.79	-4.92
+20%	$\overline{\Delta T_J}$ (%)	-2.91	-2.08	-0.22	-3.08	-7.88
	$\Delta T_{J,max}$ (%)	-3.45	-2.57	-0.30	-7.31	-9.57

La variation de T_J du DFN10 (0°) pour tous les matériaux dopés à 10% et ensuite à 20% est montrée dans l'Annexe K. Au final, la simulation complète a été réalisée pour une augmentation de la capacité thermique de tous les matériaux de 10%. En effet, une variation de 20% est excessive par rapport à la marge d'erreur sur les données des matériaux fournies par les fabricants.

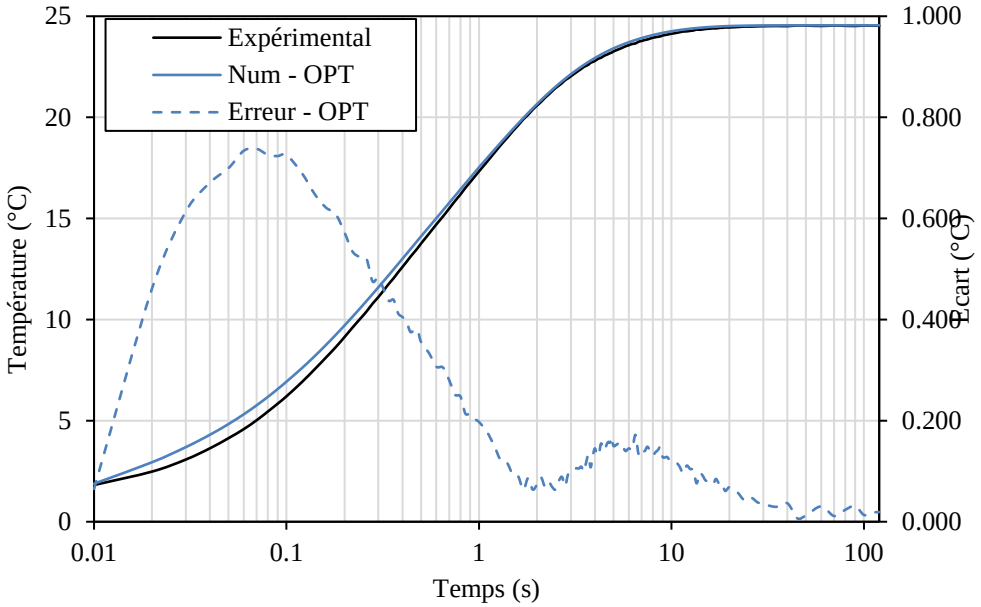


Figure 70 : Evolution de T_J du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique optimisée

L'évolution de T_J pour les autres boitiers est disponible dans l'Annexe L. La table suivante résume l'écart moyen $\overline{\Delta T_J}$ et l'écart en régime permanent $\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ entre la simulation numérique optimisée et l'essai expérimental.

Table 26 : $\overline{\Delta T_J}$ et $\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique optimisée en régime transitoire

Boitier	DFN10 0°	DFN10 27°	DFN10 45°
$\overline{\Delta T_J}$ (%)	1.2	0.8	6.8
$\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ (%)	< 0.1	0.1	11.1

L'écart entre les deux modèles est proche de 1%, voire inférieur à 1% pour le DFN10 incliné à 27°, ce qui traduit une modélisation numérique précise et conforme au comportement réel de l'ensemble carte-composants.

Cependant, malgré un dopage de tous les matériaux du DFN10, l'écart dans les premiers instants de montée en température reste important ($\Delta T_{J\ @\ t=0.03s} > 15\%$). Cela traduit que des différences entre le modèle numérique et le modèle expérimental subsistent. Les facteurs impactant ces différences sont explicités dans la section suivante.

3.2.3 Sources d'incertitude sur les résultats

Comme décrit précédemment, malgré une optimisation des matériaux des composants de la carte et des boitiers électroniques, un écart persiste entre le modèle numérique et le modèle expérimental, notamment dans les premiers instants d'activation. Au préalable il convient de dire que la représentation numérique fidèle de l'environnement de test n'est pas réalisable sans prendre certaines hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un temps de simulation convenable.

Simplification de la géométrie dans le modèle numérique

Malgré l'import de tout le détail des cartes électroniques (pistes, vias, …) certains éléments n'ont pas été modélisés tels que :

- la soudure entre la carte et ses composants,
- le connecteur 40 voix,
- le système de maintien en position (vis en nylon),
- le matériau d'interface en graphite,
- la plaque froide.

Ces manques proviennent de la complexité géométrique de ces composants et donc de l'impossibilité de créer un modèle 3D complet. En effet cela reviendrait à créer un assemblage composé de plusieurs centaines de millions d'éléments (maillage), trop long à simuler. De plus il est difficile de caractériser certaines géométries, telle que la soudure entre la carte et ses composants, du fait d'un manque d'information sur les éléments de la soudure ou de sa qualité.

Qualité de la soudure des composants électronique de type QFN

La qualité de la soudure n'est en pratique jamais parfaite, elle est souvent caractérisée par un taux de lacune, « void » en anglais, lequel indique le pourcentage de vide (ratio volumique air/métal) dans la soudure. Un taux de vide trop élevé peut avoir comme effet d'augmenter la résistance thermique globale entre la Junction et l'ambiant (R_{JA}). L'influence de la présence de lacunes au sein d'une soudure sur les performances thermomécaniques des composants électroniques, a été analysée dans [84]-[89]. Fleisher et. al. [86] ont défini la dépendance de R_{JA} en fonction du pourcentage de vide par deux

équations empiriques : la première pour des lacunes reparties aléatoirement, et l'autre pour une concentration en un point spécifique. Ils démontrent un rapport linéaire dans le premier cas avec une influence limitée (augmentation de 30% de R_{JA} pour un taux de vide de 73%) et une influence exponentielle pour la deuxième (augmentation de 200% de R_{JA} pour un taux de vide de 73%).

Bien entendu cette relation est dépendante du type de boitier, ainsi que du matériau de soudure, et ne peut donc être généralisée. Néanmoins cela permet de définir rapidement l'influence de la soudure dans les prédictions issues du modèle numérique et de la nécessité ou non de la représenter.

Dans le cas de la carte n°8 étudiée, le taux de vide (V_d) pour chaque boitier est explicité dans la Table 27, en plus de l'augmentation de la résistance R_{JA} par rapport aux lois empiriques de Fleisher et. al. [86].

Table 27 : Variation du la résistance R_{JA} en fonction du taux de vide

Boitier	DFN10 0°	DFN10 27°	DFN10 45°
V_d (%)	9	7	27
ΔR_{JA} (%) réparti/local	+0.1 / +11.1	+0.1 / +14.5	+0.3 / +49.9

On remarque que si le vide est reparti aléatoirement la soudure a peu d'influence sur la valeur de la résistance R_{JA}, au contraire d'une soudure avec une zone de vide localisée. Ce phénomène s'explique par la réduction de la section de passage du flux thermique au travers de la soudure qui se transforme en résistance de constriction. Celle-ci impacte grandement la résistance thermique R_{JA} totale.

Concernant le taux de vide élevé du DFN10 incliné à 45°, cela correspond parfaitement à la hausse de plus de 2°C de sa température de Junction par rapport aux autres boitiers, dans l'essai expérimental ; phénomène qui n'est pas prise en compte dans la simulation numérique.

Il aurait été donc légitime d'effectuer la calibration de la simulation numérique en prenant en compte la soudure entre les différents composants et la carte électronique. Cependant, du fait de la disparité du taux de vide de chaque soudure (taux variant de 4 à 40%) et de son impact, ou non, sur la température, l'hypothèse de contact parfait a été retenue dans la calibration de la carte n°8.

Influence des conditions initiales

Les conditions initiales appliquées à la simulation numérique doivent correspondre aux conditions initiales de l'essai expérimental. Des hypothèses ont été retenues telles qu'une température initiale du domaine égale à cette de la plaque froide (25°C) ainsi qu'un niveau de puissance correspondant à la puissance en régime établie. Laquelle est appliquée instantanément au départ de la simulation. Or au départ le niveau de puissance est

dépendant de la charge électrique de l'alimentation (charge des condensateurs, etc.), et de l'ensemble de l'installation électrique de l'expérimentation. Un phénomène de rampe est inhérent à la fourniture de la puissance aussi il est possible que celle-ci diffère légèrement de la puissance uniforme imposée en régime établi.

Influence des conditions limites

Les conditions limites du modèle expérimental ne peuvent être reproduites fidèlement dans la simulation numérique. En effet, le rayonnement avec les murs de la salle de mesure, les dispositifs de fixation de la carte, ainsi que la température ambiante ne sont pas correctement représentés (ou absents) dans le modèle numérique.

Incertitudes de mesure

Les valeurs de températures issues de l'expérimentation possèdent une incertitude du fait de la qualité des outils de mesure. L'incertitude absolue de la mesure est alors calculée par la différentielle de la relation entre la valeur mesurée et chacune de ses variables. Dans le cas de la mesure de température de la carte 8, l'incertitude absolue sur une fonction affine (éq. (98)) est égale à :

$$dT = |a| \cdot dU \tag{102}$$

avec a le coefficient directeur de l'éq. (98) de la calibration des puces thermiques et dU l'incertitude de la mesure de tension (25µV). L'incertitude de la mesure de la température (pour T3STER) est donc égale à **0.015K**, ce qui est négligeable. En ce qui concerne l'incertitude absolue de la puissance injectée elle se calcule par l'équation suivante :

$$dP = dU \cdot I + dI \cdot U \tag{103}$$

avec U et I la tension et l'intensité du courant injecté dans les puces électroniques, dU et dI l'incertitude de la mesure de tension et d'intensité. L'incertitude de la mesure de la puissance (pour T3STER) est donc égale à **0.1mW** (avec dI = 1mA), ce qui est aussi négligeable.

Influence du montage expérimental

Finalement, une incertitude subsiste quant à la qualité de la prise de mesure des tests expérimentaux. Malgré la prise en compte de la résistance des fils de connexion et du boitier de mesure, l'influence de ces valeurs par rapport à l'élévation de température n'a pas été prise en compte.

3.3 Simulation numérique de la carte n°8 avec DCTM et carte électronique équivalente

A la suite la calibration de la simulation détaillée, des hypothèses simplificatrices ont été appliquées dans le modèle numérique en vue de réduire le temps de calcul. Deux hypothèses majeures ont été considérées pour la carte de test n°8, à savoir l'utilisation d'un PCB équivalent et d'une modélisation compact des composants (DCTM).

3.3.1 Carte équivalente dite « Metal Fraction »

Dans un premier temps la géométrie de la carte a été réduite à une géométrie la plus basique possible : un parallélépipède rectangle possédant les mêmes dimensions que la carte électronique complète. Cette simplification permet de s'affranchir de la géométrie détaillée et complexe de la carte électronique, et donc de faciliter le maillage du modèle numérique.

En ce qui concerne les propriétés matériaux du modèle équivalent, une matrice de conductivité y est appliquée. Cette matrice permet de distinguer la discontinuité des différents éléments constituants les couches de la carte électronique, tout en s'affranchissant de la représentation de leurs géométries. La matrice de conductivité consiste en un quadrillage dans le plan d'une couche du substrat, ou pour chaque « maille » de ce quadrillage une valeur de mélange entre le matériau conducteur (Cuivre) et l'isolant (FR-4) est calculée. La valeur de conductivité thermique locale est alors déterminée, par simple fraction volumique, en fonction de la valeur de mélange qui est comprise entre 0 (100% de FR-4) et 1 (100% de Cuivre). La figure suivante illustre la décomposition d'une portion d'une carte électronique quelconque pour 4 tailles de matrices différentes.

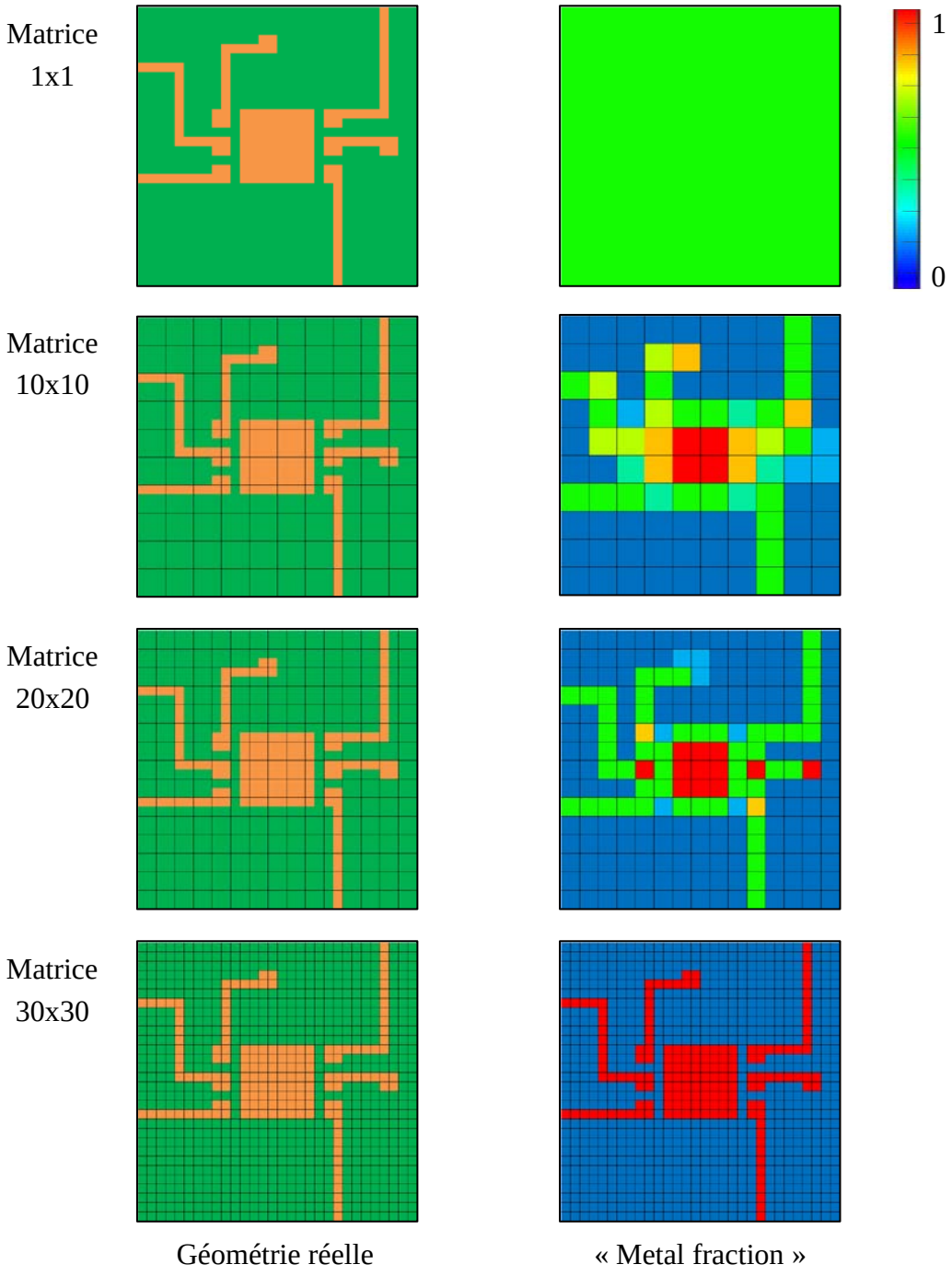
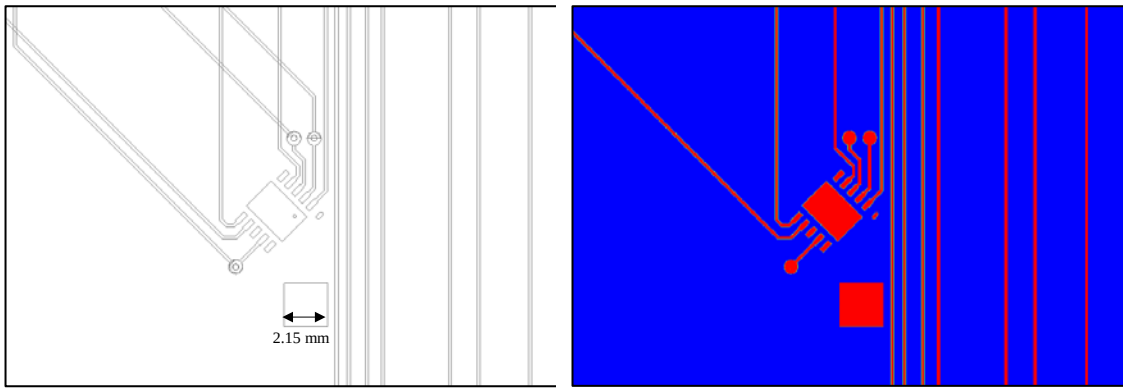


Figure 71 : Décomposition d'une géométrie de carte en « Metal Fraction »

Une matrice 1x1 revient à générer un bloc avec une conductivité isotrope équivalente. Plus la taille de matrice est élevée (discrétisation), meilleur sera la finesse de décomposition des différentes géométries de la carte électronique et la prise en compte des échanges thermiques. Dans l'exemple précédent, une matrice 30x30 revient à décomposer toutes les pistes de la carte électronique avec 100% de zone à 0 (FR-4 pure) et de zone à 1 (Cuivre pure). Cette opération est répétée sur toutes les couches juxtaposées de la carte. La présence de vias en cuivre au sein des couches diélectriques est ainsi considérée.

Il faut noter qu'une décomposition trop grossière revient à moyenner les conductivités locales de la carte et donc entrainer une mauvaise estimation des flux thermiques au travers du substrat, et au final du champ de température.

La Figure 72 représente une zone de la carte n°8 (emplacement du DFN10 orienté à 45°) en « Metal Fraction » (terminologie issue d'ANSYS Icepak) et sa géométrie détaillée correspondante.



Géométrie détaillée de la carte n°8 « Metal Fraction » de la carte n°8

Figure 72 : Géométrie détaillée et « Metal Fraction » correspondant de la carte n°8

Les pistes ainsi que les vias de la couche supérieure (signal 1) sont bien représentés par la décomposition en « Metal Fraction » malgré un bloc géométrique équivalent. La taille de la matrice de conductivité de la carte est de 1345 x 1005, avec une taille de maille correspondant au rayon du plus petit élément géométrique (µvia), soit 75 µm.

Concernant le maillage géométrique de la carte, la taille des mailles doit au mieux correspondre à la taille du découpage de la matrice de conductivité. Une maille géométrique plus grossière reviendrait à moyenner localement les conductivités thermiques. Cependant, dans les zones continues (à 0 ou 1) ou les zones à faible gradient thermique, un maillage grossier aura peu d'influence sur les résultats de la simulation, tout en diminuant le temps de calcul. De plus, le maillage d'une carte en « Metal Fraction » est régulier (maillage composé principalement d'hexaèdres) ce qui a comme conséquence d'augmenter significativement la vitesse de calcul.

Une simulation numérique de la carte 8, avec la carte électronique modélisée par « Metal Fraction » et les composants détaillés a été réalisée. L'évolution de la température de Junction T_J du DFN10 orienté à 0° est détaillée dans la Figure 73. Le nouveau modèle est composé d'un maillage de 7.7M d'éléments pour un temps de calcul de **83 heures** (3.5 jours) soit une réduction de 25% comparé à la géométrie détaillée.

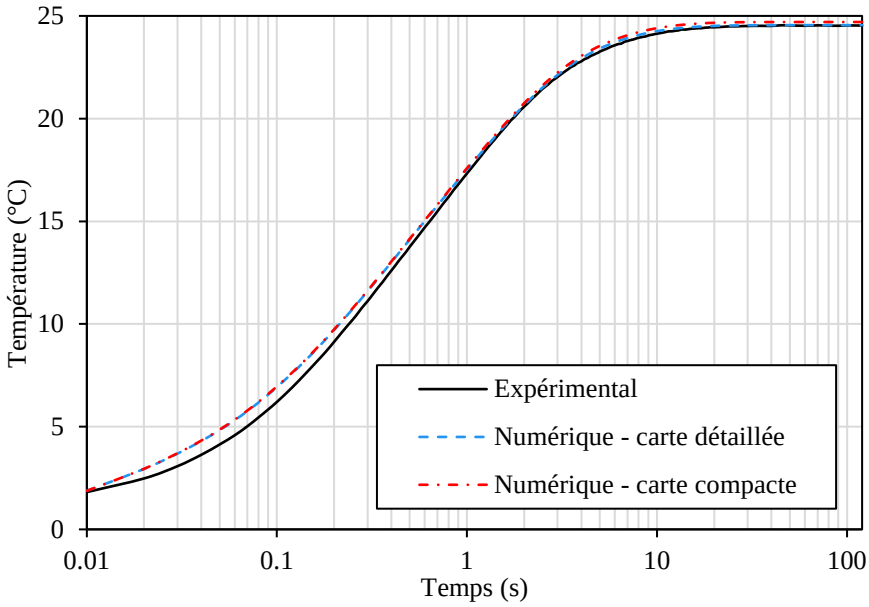


Figure 73 : Evolution de T_J du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental, simulation numérique détaillée et simulation numérique avec carte équivalente

Les résultats issus de la simulation avec la carte équivalente sont similaires à ceux avec fournis lorsque la géométrie de la carte est détaillée. L'évolution de T_J pour les autres boitiers est disponible dans l'Annexe M. La table suivante résume l'écart moyen ainsi que l'écart en régime établi.

Table 28 : $\overline{\Delta T_J}$ et $\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique avec carte équivalente

Boitier	DFN10 0°	DFN10 27°	DFN10 45°
$\overline{\Delta T_J}$ (%)	1.2	2.1	8.1
$\Delta T_{J\,@\,t=120s}^{Equ.-Det.}$ (°C)	0.1	-0.6	-0.5
$\Delta T_{J\,@\,t=120s}^{Equ.-Exp.}$ (%)	0.7	2.4	12.8

L'écart moyen entre le modèle avec carte équivalente et l'essai expérimental reste sous les 3%, mis à part le boitier orienté à 45° du au défaut de soudure avéré. De plus l'écart entre le modèle détaillé et le modèle avec carte équivalente est faible (< 1%) ce qui démontre une interprétation conforme des discontinuités thermiques du PCB, malgré l'absence de la géométrie complète de la carte. Enfin, l'écart des températures entre les deux modèles numériques s'explique par un « lissage » des discontinuités thermiques et donc d'une conductivité thermique globalement plus élevée au niveau des composants.

3.3.2 Carte équivalente et composants DCTM

La dernière hypothèse simplificatrice est l'utilisation de DCTM en lieu et place des modèles détaillés des boitiers électroniques, le propos de cette thèse. Le DCTM du DFN10 est créé en utilisant les données matériaux issus de la calibration dynamique, et par l'intermédiaire d'un modèle d'ordre réduit dans le but de réduire le temps du processus de création.

En premier lieu, le modèle réduit du DFN10 est créé à partir de la méthode FANTASTIC [43] de L. Codecasa. Le temps de création est inférieur à la minute, pour une erreur inférieure à 0.1% entre le modèle réduit et son homologue détaillé. Les 49 scénarios en régime permanent, ainsi que les 10 scénarios transitoires sont réalisés en moins d'une seconde. Le réseau résistif est spécifié dans la table suivante.

Table 29 : Réseau de résistance ($K.W^{-1}$) du DCTM du DFN10 (7 nœuds)

Noeuds	Junction	Top In	Top Out	Bot In	Bot Out	Sides	Leads
Junction		*535.2*	*254.5*	*8.362*	-	*1852*	*2458*
Top In			-	*984.0*	-	*2330*	-
Top Out				-	-	*167.8*	-
Bot In					*206.4*	-	*273.9*
Bot Out						*298.6*	-
Sides							*203.6*
Leads							

L'AG converge en moyenne en 15 secondes (après 20 essais) pour la création du réseau de résistances, et en 3 secondes pour le réseau de capacités.

Table 30 : Valeurs des capacités ($mJ.K^{-1}$) du DCTM du DFN10 (7 nœuds)

Noeuds	Junction	Top In	Top Out	Bot In	Bot Out	Sides	Leads
C	*5.1*	*0.95*	*6.8*	*0.67*	*0.36*	*2.9*	*2.1*

Le temps de création total du DCTM est inférieur à 2 minutes de par la suppression des simulations numériques du modèle détaillé et de l'utilisation du modèle mathématique issu du MOR.

L'évolution de la température de Junction T_J du DFN10 pour les hypothèses « Carte équivalente et DCTMs » est représentée dans la Figure 74. Les prédictions du modèle numérique détaillé ainsi que de l'essai expérimental sont également représentées. L'évolution de T_J pour les autres boitiers est disponible dans l'Annexe N. La simulation converge en moins de **70 heures** soit une réduction de 36% comparé à la géométrie détaillée (16% par rapport à la géométrie avec carte « Metal Fraction » et composants

détaillés) pour un maillage composé de **6.5M** d'éléments. La réduction en temps de calcul est limitée par le faible nombre de composants soudés à la carte électronique.

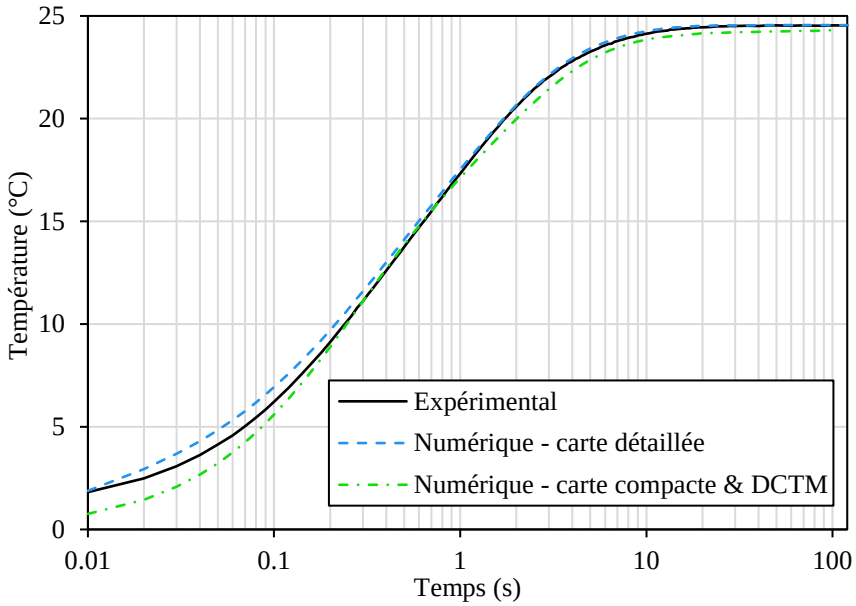


Figure 74 : Evolution de T_J du DFN10 (0°) au cours du temps pour essai expérimental, simulation numérique détaillée et simulation numérique avec carte équivalente & DCTM

L'allure de la montée de T_J est similaire pour les deux modèles numériques, mise à part dans les premiers instants de la simulation. Cela provient d'un système d'ordre réduit par rapport au modèle détaillé, comme expliqué dans la section 3.2.2. Pour améliorer ce point, l'ajout de nœuds fictifs entre les nœuds du DCTM permet de minimiser l'erreur aux points d'injonction, comme proposé dans la thèse de C. Dia.

L'erreur moyenne et l'erreur en régime permanent sont résumées dans la Table 31.

Table 31 : $\overline{\Delta T_J}$ et $\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ des DFN10 entre essai expérimental et simulation numérique avec carte équivalente & DCTM

Boitier	DFN10 0°	DFN10 27°	DFN10 45°
$\overline{\Delta T_J}$ (%)	2.0	6.7	11.5
$\Delta T_{J\,@\,t=120s}$ (%)	0.9	7.0	16.4

L'utilisation d'un DCTM, au lieu d'un modèle détaillé, a pour effet d'augmenter l'écart entre le modèle expérimental et le modèle numérique. Toutefois, l'écart reste inférieur à 7% (mise à part le DFN orienté à 45° du au défaut de soudure), ce qui permet d'avoir une bonne estimation du comportement thermique du boitier.

La Figure 75 représente le champ thermique de la face supérieure de la carte électronique pour les trois configurations numériques explicitées dans cette section, de la plus complète à la plus approximée : carte & composants détaillés (b), carte équivalente & composants détaillés (c) et carte équivalente & composants DCTM (d).

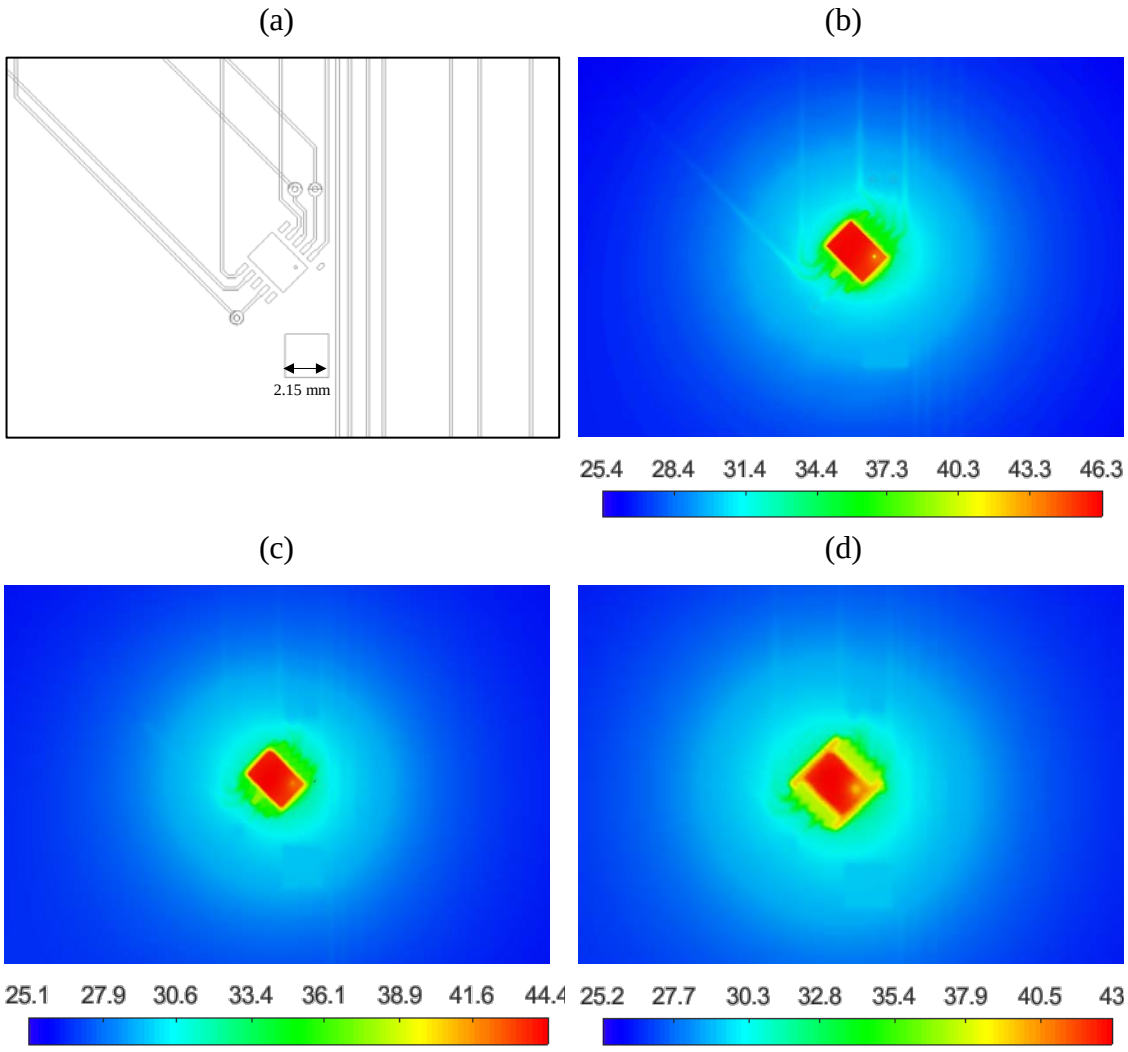


Figure 75 : Détail de la carte (a), champs de température de la carte n°8 pour la modélisation détaillé (b), carte équivalente (c) et DCTM (d)

L'utilisation d'une carte équivalente à pour conséquence de moyenner la conductivité effective des pistes et des vias, il en résulte une distinction moins précise des parties cuivrées de la couche de signal supérieure dans les configurations (c) et (d). D'autre part, la définition inhérente à un DCTM impose une température moyenne uniforme sur les faces externes du composant en contact avec le PCB (Bot Inner, Bot Outer et Leads), ce qui a pour conséquence une répartition des flux différents dans le modèle (d), comme montré dans la Table 32.

Table 32 : Ratio du flux thermique vers le PCB pour différents modèles numériques

Ratio du Flux traversant (%)	(b)	(c)	(d)
Diepad	72.6	79.4	67.3
Leads	11.6	14.1	16.0
Surface inférieure restante	8.1	1.9	11.9
Surface supérieure & latérales	7.7	4.7	4.8

4 Carte d'essai n°7 : 1 x DFN12

Le même type d'analyse est présenté cette fois pour un composant disposant de deux puces internes. La carte de test n°7 composé d'un DFN12, de deux résistances (RES1206 & RES0603) et de deux inductances (IND2525 & IND1616). Le but de cet essai est d'investiguer l'influence de la superposition de l'activation des puces électronique au sein d'un boitier multi-puce (DFN12).

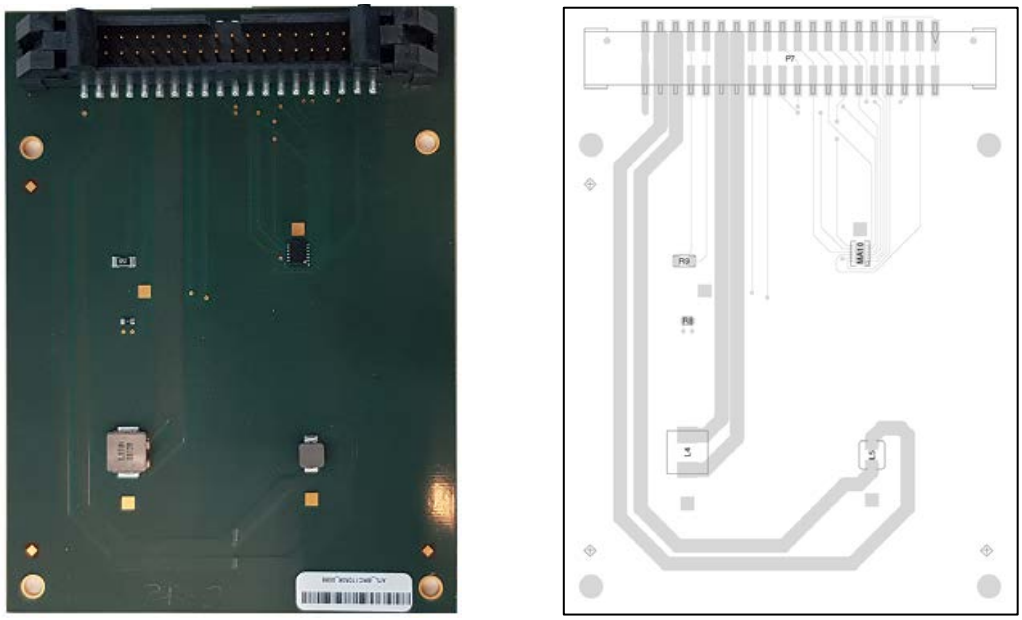


Figure 76 : Vue de face (gauche) et schéma (droite) de la carte de test n°7

A l'instar de l'essai de la carte n°8, la carte de test est posée sur une plaque froide régulée à température constante (voir Figure 59) et maintenue par 4 vis en nylon. La température de Junction est enregistrée en utilisant la carte d'acquisition NI USB-6341 avec une fréquence de 500kHz, et deux alimentations TTi CPX200 afin d'alimenter les puces électroniques.

L'incertitude de cet essai sur la température de Junction est de **0.05K** ($dU = 100\mu V$) et de **0.05W** ($dI = 10mA$) ce qui peut entraîner une variation non négligeable.

Le cycle d'activation et désactivation de chacune des puces du DFN12 est spécifié dans la table suivante.

Table 33 : Cycle d'activation/désactivation des puces du DFN12 (carte n°7)

Instant	t_0	t_1	t_2	t_3
Temps (s)	0	25.2	50.3	75.3
Puce 1	On	On	On	Off
Puce 2	Off	On	Off	Off

La variation des températures de Junction des deux puces de l'essai expérimental, est montrée dans la Figure 77. Les deux puces électroniques sont soumises respectivement à une puissance fixe de 0.7W, la température de la plaque froide (moyennée sur la durée de l'essai) est de 24.6 °C pour une température ambiante de 21.5°C. La durée de l'essai est de 120s.

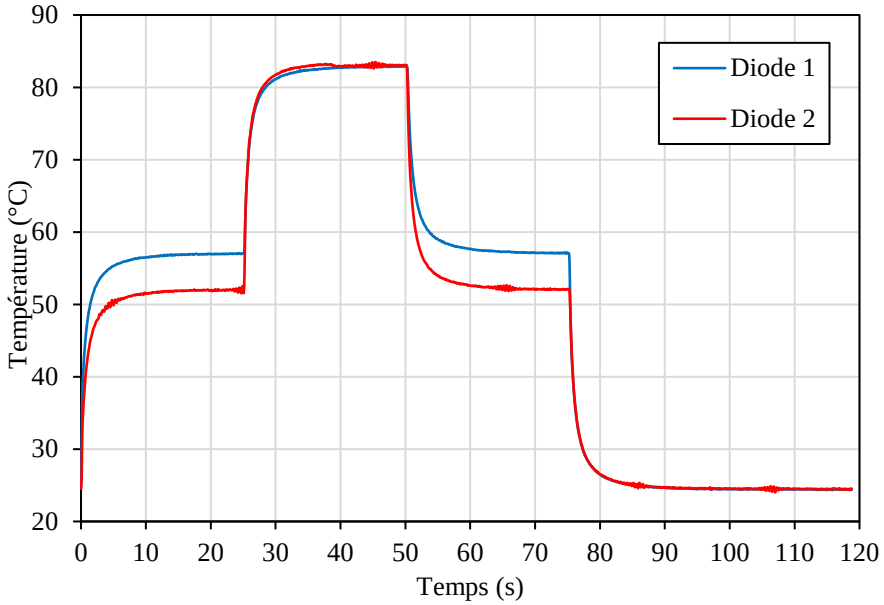


Figure 77 : Evolution des températures de Junction ($T_{J,1}$ & $T_{J,2}$) du DFN12 au cours du temps pour essai expérimental

De t_0 à t_1 seule la puce 1 est activée, d'où une montée en température plus conséquente de cette dernière (écart de +5°C en régime stabilisé). De t_1 à t_2, les températures $T_{J,1}$ et $T_{J,2}$ sont similaires de par l'activation des deux puces et de leur dynamique rapide. De t_2 à t_3, les températures $T_{J,1}$ et $T_{J,2}$ retrouvent leur niveau à t_1 (désactivation de la puce 2), avant de revenir à la température initiale (aucune puce activée).

Cet essai révèle la forte co-dépendance du comportement thermique d'une puce sur celle adjacente, dans un boitier multi-puce. La proximité ainsi que la plateforme en Cuivre commune aux deux puces entraînent une variation de température similaire ainsi qu'un échauffement conséquent de la puce non activée, si la puce voisine est activée. En effet, la haute conductivité du cuivre entraîne une résistance thermique faible entre les deux puces et donc un transfert de chaleur important entre les deux objets.

A partir des CLs et des CIs de l'essai expérimental, un modèle numérique de la carte n°7 a été élaboré. Dans un premier temps, une simulation numérique avec carte équivalente (« Metal Fraction ») et composants détaillés a été réalisée ; et dans un deuxième temps avec des composants DCTMs.

4.1 Carte équivalente et composants détaillés

Les données matériaux ainsi que les simplifications issues de la calibration de la carte n°8 ont été repris dans le modèle numérique de la carte n°7. Cependant les composants passifs n'ont pas été modélisés, du fait de leur éloignement de la zone d'intérêt, et de leur non-activation.

Les résultats de la simulation numérique avec le composant détaillé sont représentés dans la Figure 78 (T_J).

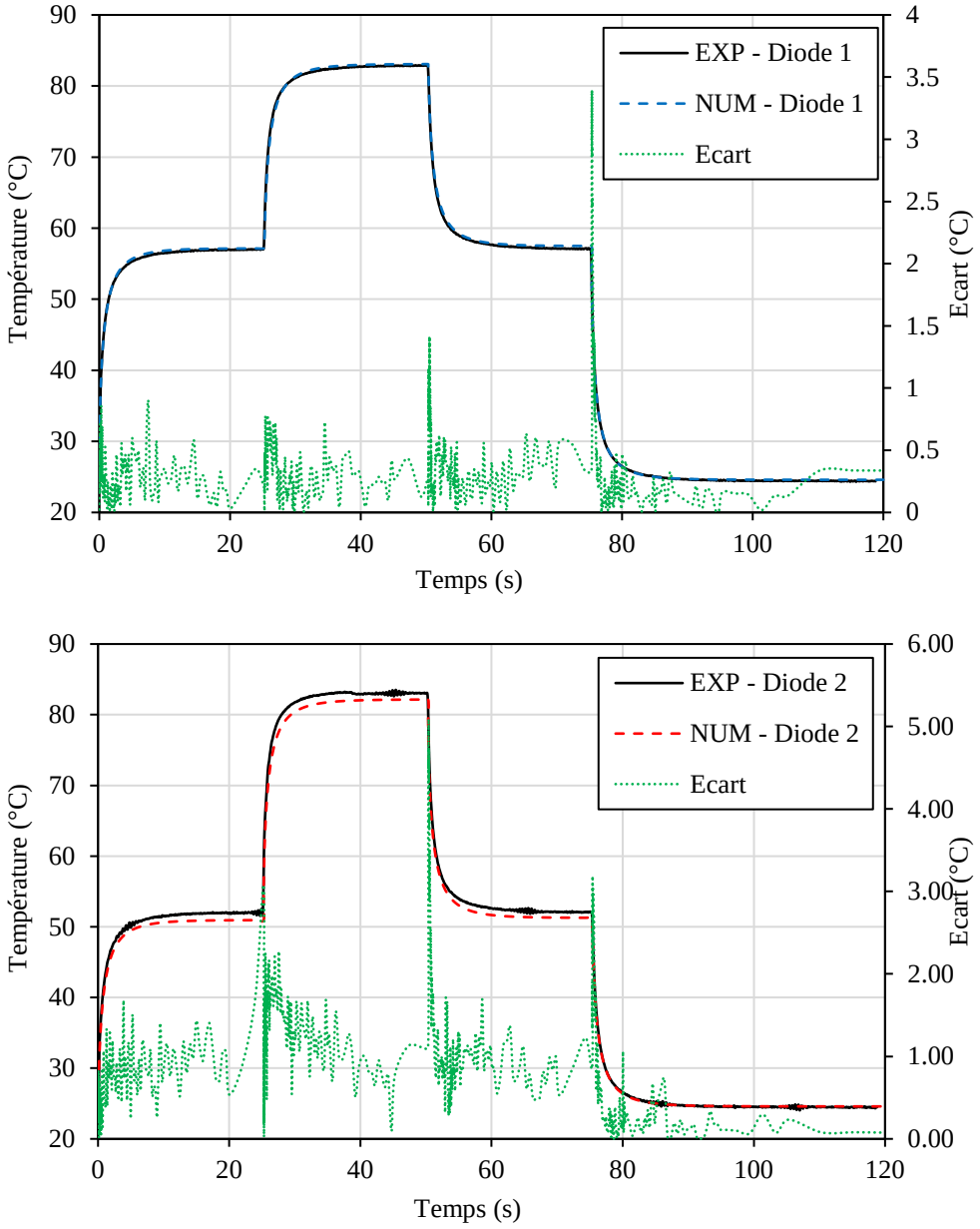


Figure 78 : Evolution de $T_{J,1}$ (haut) et $T_{J,2}$ (bas) du DFN12 au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique avec composant détaillé

L'écart de température entre la simulation numérique et l'essai expérimental est maximum lors de l'activation/désactivation d'une des puces du DFN12. Cela est dû la difficulté de modéliser la dynamique rapide des boitiers électroniques, comme explicité dans la simulation de la carte n°8 (mise en place du courant dans la carte, charge des condensateurs de l'alimentation, etc…). L'écart moyen et maximum entre les deux modèles sont résumés dans la table suivante.

Table 34 : $\overline{\Delta T_{J,i}}$ et $\Delta T_{J,i}^{max}$ du DFN12 entre essai expérimental et simulation numérique détaillée

Ecart	Junction 1	Junction 2
$\overline{\Delta T_{J,i}}$ (%)	1.09	2.36
$\Delta T_{J,i}^{max}$ (%) @ Temps Simu.	6.34 @ 75.4 s	12.2 @ 50.4 s

L'écart moyen reste inférieur à 3%, pour les deux puces, ce qui confirme un modèle numérique précis et fiable, due à la calibration avec la carte n°8.

Cependant il faut noter que le changement brutal de température suite à une activation/désactivation entraîne un raffinage du Δt à chaque variation et donc un temps de calcul plus important. La simulation converge au bout de **282 heures** (11.7 jours), pour un maillage composé de 7.7M d'éléments, avec la même configuration que la simulation de la carte n°8. Il est alors primordial d'utiliser des modèles compacts, certes moins précis, mais plus rapide dans l'estimation des températures de boitiers multi-puces.

4.2 Carte équivalente et composants DCTM

De manière similaire que la carte n°6, le modèle détaillé de la carte électronique a été remplacé par son homologue équivalent « metal fraction », ainsi que le modèle détaillé du DFN12 par un DCTM.

Le DCTM du DFN12 a été réalisé à partir d'un modèle réduit (FANTASTIC), tout en s'assurant d'une erreur inférieure à 0.1% entre le modèle réduit et son homologue détaillé. Le DCTM du DFN12 a la particularité de posséder deux nœuds de Junction (un pour chaque puce). Le remplacement du modèle détaillé par un modèle de type ROM permet de réduire considérablement le temps de création du DCTM, de plus de 90%. Par exemple, le temps de création du jeu de scenarii en régime transitoire est réduit d'environ 6h à un temps inferieur à 1s. L'avantage de l'utilisation d'un modèle réduit dans le processus de création d'un DCTM est alors accentué dans le cas de boitiers électroniques multipuces, de par l'abstraction des simulations détaillées en régime transitoire.

Le réseau résistif est spécifié dans la table suivante.

Table 35 : Réseau de résistance ($K.W^{-1}$) du DCTM du DFN12 (9 nœuds)

Noeuds	Junction 1	Junction 2	Top In 1	Top In 2	Top Out	Bot In	Bot Out	Sides	Leads
Junction 1		*1092*	*182*	-	*292*	*12*	*145*	*939*	-
Junction 2			-	*198*	*249*	*13*	*537*	-	*271*
Top In 1				*6150*	-	-	-	*5040*	-
Top In 2					-	-	*3658*	-	-
Top Out						-	-	*147*	*1274*
Bot In							-	-	-
Bot Out								*296*	*339*
Sides									*202*
Leads									

L'AG converge en moyenne en 10 minutes (après 20 essais) pour la création du réseau de résistances, et en 10 secondes pour le réseau de capacités. L'augmentation du temps de convergence de l'AG provient de l'augmentation du nombre de scenarii (147 pour deux sources de chaleur). L'impact est mineur en régime transitoire de par un nombre de scenarii plus faible (30).

Table 36 : Valeurs des capacités ($mJ.K^{-1}$) du DCTM du DFN12 (9 nœuds)

Noeuds	Junction 1	Junction 2	Top In 1	Top In 2	Top Out	Bot In	Bot Out	Sides	Leads
C	2.2	*1.9*	*0.6*	*0.6*	*3.1*	*3.0*	*1.9*	*2.8*	*1.8*

Le temps de création total du DCTM est inférieur à 35 minutes, et ce malgré la présence de deux sources de chaleur.

L'évolution des températures de Junction $T_{J,1}$ et $T_{J,2}$ du DFN12 sont représentées dans la Figure 79. Les prédictions du modèle expérimental sont également représentées, comme point de comparaison. La simulation converge en moins de **44 heures** soit une réduction de 84% comparé à celle de la géométrie détaillée.

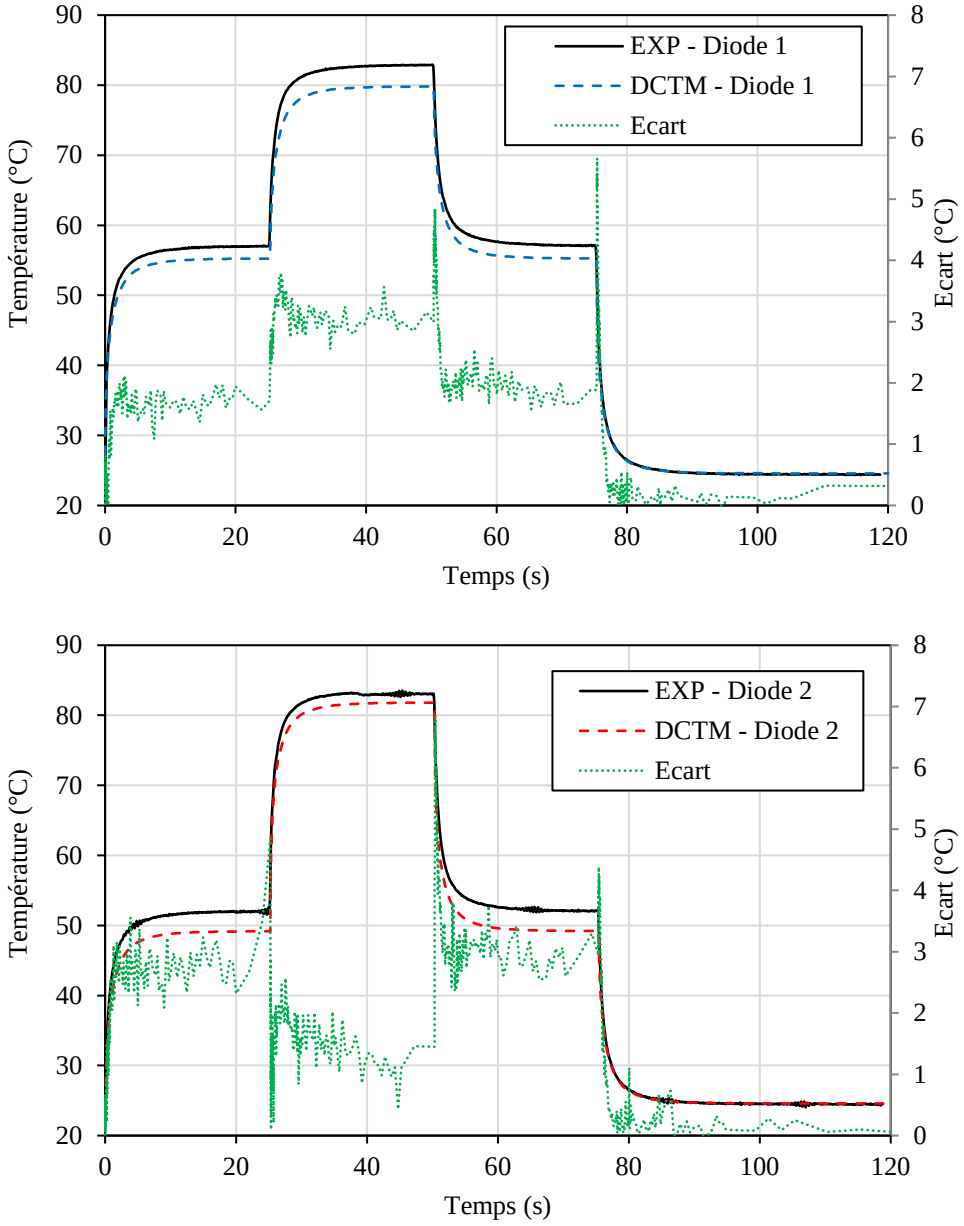


Figure 79 : Evolution de $T_{J,1}$ (haut) et $T_{J,2}$ (bas) du DFN12 au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique avec composant DCTM

L'allure de montée en température du DCTM, pour les deux Junction, est similaire par rapport aux essais expérimentaux. L'écart est maximum au niveau des activations/désactivation des puces, du fait d'un système d'ordre réduit dans le cas du DCTM (similaire au cas du DFN10). L'erreur constatée lors du régime semi-permanent provient de l'écart intrinsèque au modèle compact.

L'erreur moyenne et l'erreur maximum (et le temps correspondant) de chaque Junction sont résumées dans la table suivante.

Table 37 : $\overline{\Delta T_{J,i}}$ et $\Delta T_{J,i}^{max}$ du DFN12 entre essai expérimental et simulation numérique avec composant DCTM

Ecart	Junction 1	Junction 2
$\overline{\Delta T_{J,i}}$ (%)	4.02	4.30
$\Delta T_{J,i}^{max}$ (%) @ Temps Simu.	10.58 @ 75.4 s	8.99 @ 25.2 s

L'erreur moyenne est inferieure a 5%, pour les deux puces. Ce faible écart justifie l'utilisation de DCTM multi-sources, couples à une modélisation équivalente de la carte électronique, et permet de réduire grandement le temps de simulation tout en gardant une précision convenable pour les prédictions de températures.

5 Carte d'essai n°6 : 1 x DFN10, 2 x Résistances, 1 x Inductance

Le troisième et dernier essai abordé dans ce chapitre est l'essai de la carte de test n°6 qui est composé d'un boitier DFN10, de deux résistances RES 1206 et d'une inductance IPD 2525. Un QFN16 est également soudé la carte électronique, cependant un défaut de conception lors du routage de la carte entraîne une indisposition de ce composant.

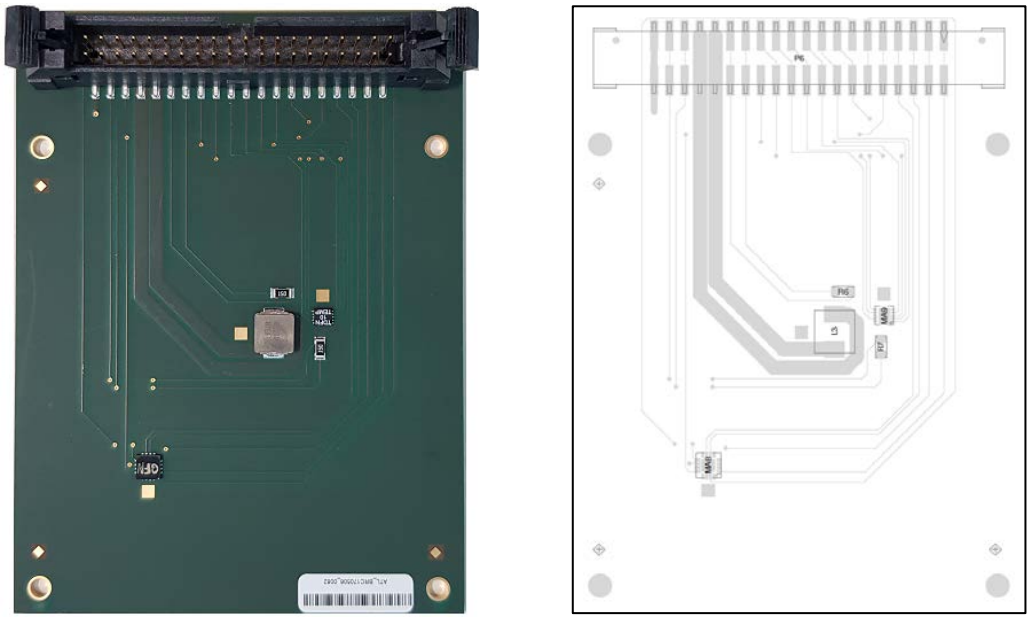


Figure 80 : Vue de face (gauche) et schéma (droite) de la carte de test n°6

Le but de ce troisième essai est de caractériser l'influence de composants passifs (résistances et inductance) sur le champ de température de la carte électronique, et notamment du boitier DFN10. Dans ce but l'expérimentation se décompose en deux étapes :

- Dans le 1er essai, seul le boitier électronique DFN10 est activé avec un générateur de courant continu,
- Dans le 2ème essai, en plus du DFN10 tous les composants passifs sont activés également à courant continu.

Les conditions de fixation, l'appareillage ainsi que les incertitudes sont identiques à l'essai de la carte n°7. Finalement les conditions limites des deux essais sont résumées dans la Table 38. Le temps de l'essai est fixé à 50s.

Table 38 : Conditions limites de l'expérimentation de la carte de test n°6

Essai	P_{DFN} (W)	P_{RES} (W)	P_{IND} (W)	T_C (°C)	T_A (°C)
1	0.71	-	-	24.2	25.0
2		0.30	8.0		

La montée de la température de Junction T_J du DFN10 lors des deux essais est montrée dans la Figure 81. La température à l'instant t_0 a été mise à zéro de manière à faire coïncider les conditions initiales des deux essais.

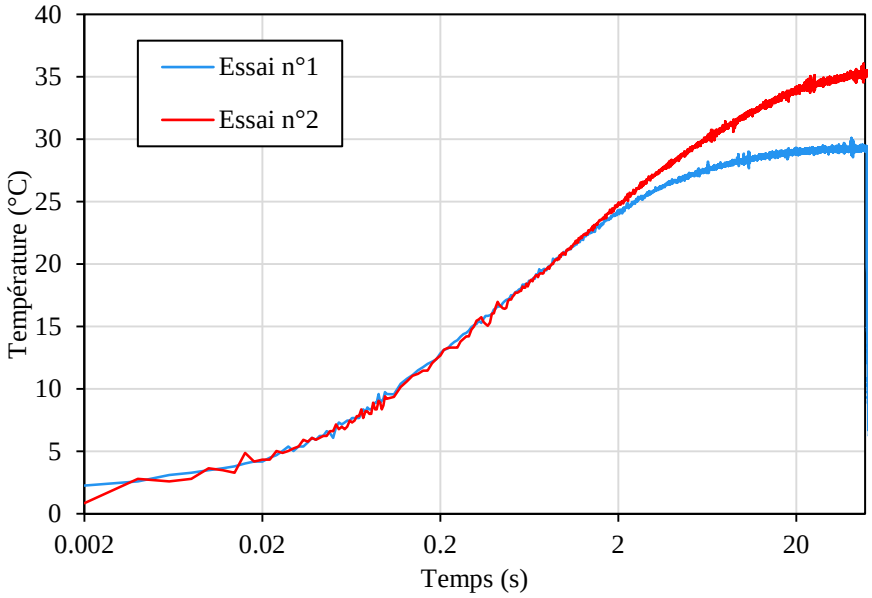


Figure 81 : Evolution des températures de Junction (T_J) du DFN10 au cours du temps pour les deux essais expérimentaux

La montée en température de T_J est analogue dans les deux essais jusqu'à 1s environ, ce qui correspond au début de la diffusion de la chaleur dans le PCB, comme montrée dans la Figure 68 de la section 3.2.2. A partir d'une seconde, la chaleur générée par les composants environnants commence à impacter le comportement thermique du DFN10, d'où une élévation de température de l'essai n°2 par rapport à l'essai n°1.

En ce qui concerne la température en régime établi, la différence de température de T_J entre les deux essais est d'environ 6°C, soit une surchauffe d'environ 20% lorsque les composants passifs sont alimentés, ce qui est loin d'être négligeable. Une prise en compte des composants passifs dans la simulation numérique est nécessaire afin de correctement prédire le comportement thermique des cartes électroniques, notamment en régime permanent.

5.1 Carte équivalente et composants détaillés

Dans un premier temps, les simulations numériques correspondantes aux deux essais ont été effectuées en utilisant l'hypothèse d'une carte équivalente « Metal Fraction ». Les propriétés matériaux des résistances et de l'inductance sont précisées dans l'Annexe O, une calibration de la conductivité de l'Alumine (résistance) a également été faite. Il faut noter que la puissance réelle appliquée à l'inductance ne correspond pas aux 8W de la Table 38. En effet, de nombreuses pertes thermiques sont à constater au niveau de :

- Des pistes d'alimentation par effet Joule, estimée à 1.7W par l'éq. (96),
- De la nappe de connexion par effet Joule (température > 70°C)
- Au niveau du boitier de distribution du courant.

Toutes ces pertes impliquent une valeur de puissance réelle appliquée à l'inductance estimée à 0.5W (optimisation numérique), soit une diminution de plus de 93%.

Des résistances d'interface entre la carte et les différents composants ont également été ajoutées dans le but de modéliser les défauts dans les joints de brasure (taux de vide).

La montée en température de la température de Junction T_J des simulations numériques, pour les deux essais est représentée dans la Figure 82.

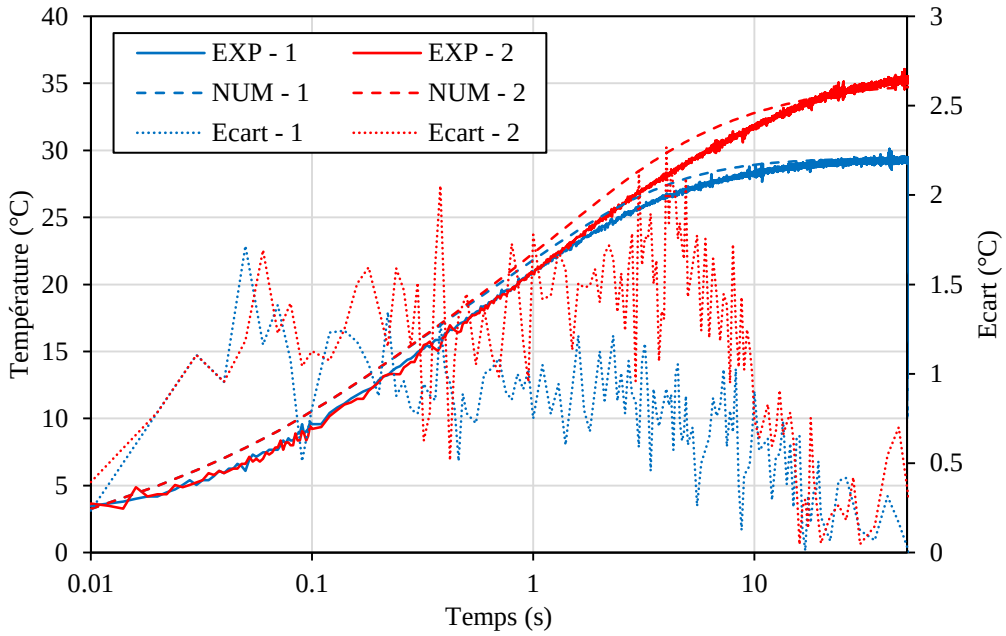


Figure 82 : Evolution de T_J du DFN10 au cours du temps pour les 2 essais expérimentaux et simulations numériques avec composant détaillé

La montée en température de T_J est similaire dans la simulation numérique par rapport aux essais expérimentaux, en plus d'être optimiste (Ecart > 0°C) pour les deux cas. L'écart oscille aux alentours d'1.5°C pour l'essai n°1 et de 1°C pour l'essai n°2, avant de devenir quasi-nul à l'obtention du régime permanent (t = 50s). Cet écart de température provient du matériau de soudure qui « ralenti » la montée en température de l'essai expérimental, qui une fois chargé, n'impacte plus le comportement thermique du boitier, d'où un écart quasi-nul en régime établi. D'autres facteurs peuvent également impacter le comportement thermique tels que le matériau d'interface entre la carte et la plaque froide, ainsi que l'incertitude sur les valeurs des CIs et CLs.

Concernant les résultats issus de la simulation numérique, la montée de T_J est semblable jusqu'à 1s, comme pour les résultats des essais expérimentaux, de par la diffusion plus tardive de la chaleur des composants passifs sut le DFN10.

L'écart moyen et maximum entre les deux modèles sont résumés dans la table suivante.

Table 39 : $\overline{\Delta T_J}$ et $\Delta T_{J\,@\,t=50s}$ du DFN10 entre les deux essais expérimentaux et simulations numériques détaillées

Ecart	Essai n°1	Essai n°2
$\overline{\Delta T_J}$ (%)	2.74	3.67
$\Delta T_{J\,@\,t=50s}$ (%)	< 0.1	0.82

L'écart moyen reste inférieur à 4%, pour les deux puces, ce qui confirme un modèle numérique précis et fiable, due à la calibration avec la carte n°8.

5.2 Carte équivalente et composants DCTM

Le modèle détaillé du DFN10 a été remplacé par son substitut (DCTM), ses spécifications sont détaillées dans la section 3.3.2. La comparaison de montée en température de T_J pour les deux essais est décrite dans la Figure 83.

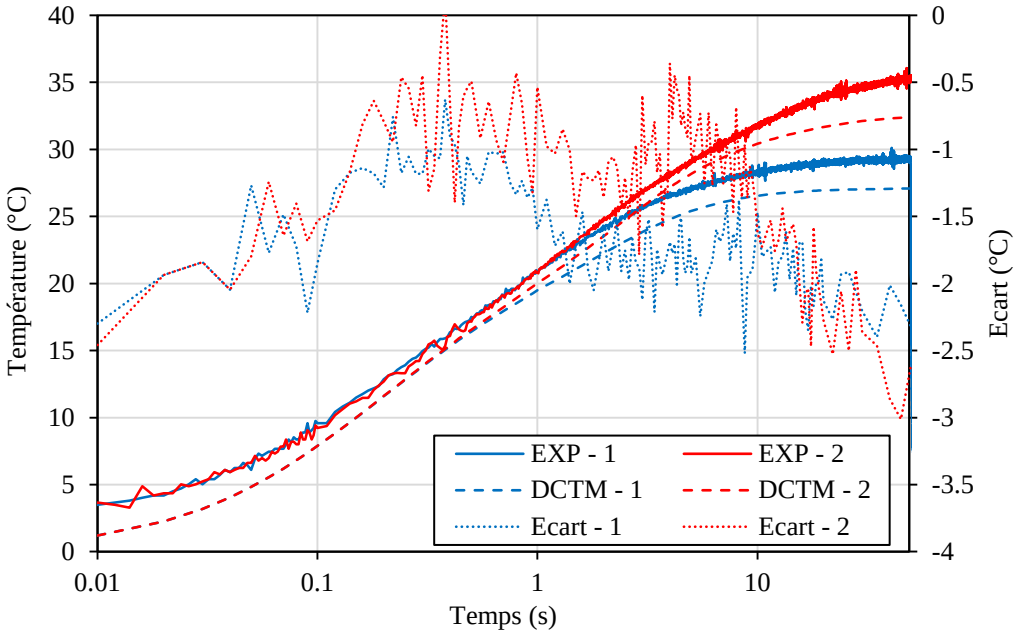


Figure 83 : Evolution de T_J du DFN10 au cours du temps pour les 2 essais expérimentaux et simulations numériques avec composant DCTM

De même que pour la simulation numérique avec un composant sous forme détaillée, la montée en température de T_J est similaire par rapport aux essais expérimentaux. Le phénomène de divergence de montée en température à partir d'une seconde entre les deux essais (pour la simulation avec DCTM) est également constaté. L'écart de température est les modèles numériques avec DCTM et les essais expérimentaux sont cette fois-ci pessimistes, tout du long de la simulation. Cet écart accru provient de la simplification du

modèle détaillé du DFN10 par son DCTM. L'écart moyen et maximum entre les deux modèles sont résumés dans la table suivante.

Table 40 : $\overline{\Delta T_J}$ et $\Delta T_{J\,@\,t=50s}$ du DFN10 entre les deux essais expérimentaux et simulations numériques avec composant DCTM

Ecart	Essai n°1	Essai n°2
$\overline{\Delta T_J}$ (%)	-5.86	-3.95
$\Delta T_{J\,@\,t=50s}$ (%)	-7.91	-7.43

L'écart moyen absolu est inférieur à 6% dans les deux situations et inférieur à 8% en régime stabilisé. Malgré l'utilisation d'un modèle compact et d'un PCB équivalent « Metal Fraction », le comportement thermique du boitier électronique est correctement simulé, avec une erreur inférieure à 10% par rapport aux résultats expérimentaux.

De plus de la caractérisation de la température du composant en régime dynamique, les températures surfaciques de tous les composants en régime stabilisé ont été relevées. Une caméra infrarouge FLIR A40 a été exploitée pour relever la température surfacique des composants. La carte de test a été recouverte d'une peinture noire à émissivité contrôlé de 0.95 afin de calibrer la caméra IR. Le dispositif est montré dans la figure suivante.

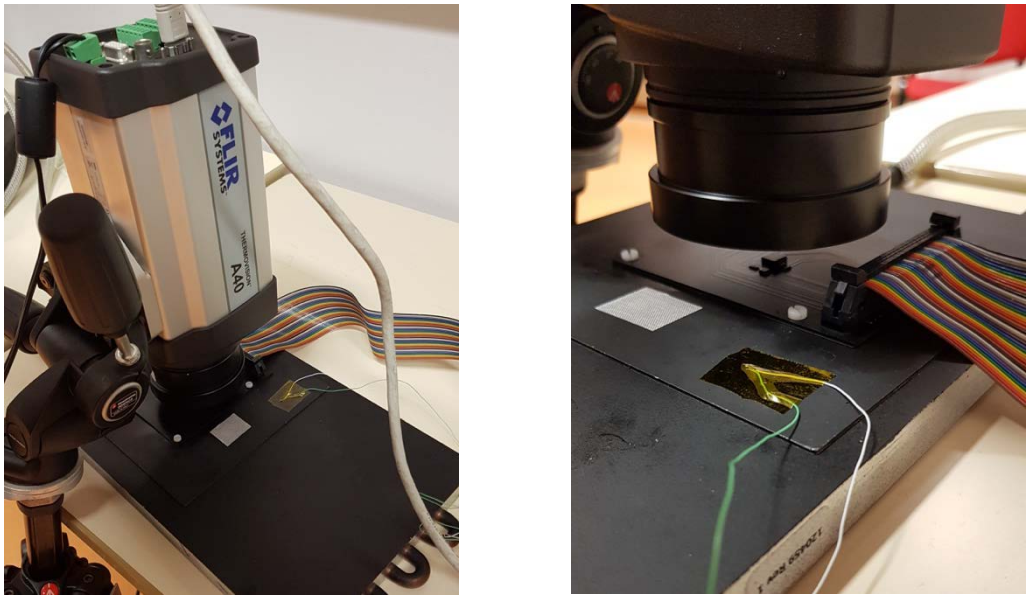


Figure 84 : Caméra IR FLIR A40 avec carte de test n°6

Un zoom optique a été ajouté à la caméra de par l'échelle de dimension de l'ordre du millimètre. Les CIs et CLs de l'essai sont les mêmes que celles de l'essai dynamique n°2 où tous les composants sont activés. Les températures des surfaces supérieures des composants ont été relevées et comparées dans la Table 41, avec celles issues de la simulation numérique pour : composant détaillé et composant DCTM. Il faut noter que la caméra FLIR A40 possède une précision de +/- 2°C.

Table 41 : Relevés IR et numériques des températures surfaciques des composants électronique de la carte n°6 (essai n°2)

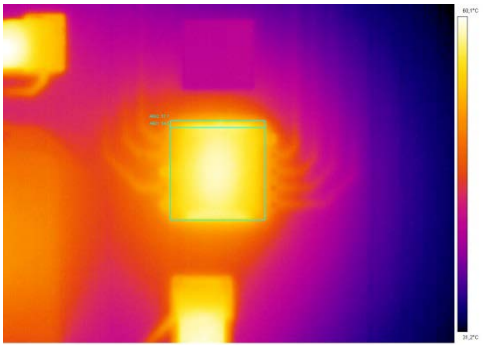
Composant	Zone	Température (°C)		*Ecart (%)*	T (°C)	*Ecart (%)*
		Mesures	Détaillé		DCTM	
DFN10	Junction	59.2	59.3	*0.82*	56.6	*-7.43*
	Top (max)	57.7	57.8	*0.34*	53.6	*-12.3*
	Top (moy)	54.5	52.5	*-6.61*	52.1	*-8.01*
IPD	Top (max)	47.6	47.0	*-2.67*	46.3	*-5.66*
	Top (moy)	45.3	45.8	*2.38*	45.2	*-0.48*
RES 1	Top (max)	58.4	57.6	*-2.26*	57.5	*-2.62*
	Top (moy)	53.9	54.6	*2.36*	54.5	*2.02*
RES 2	Top (max)	57.8	56.9	*-2.66*	56.8	*-3.14*
	Top (moy)	53.3	53.9	*2.07*	53.7	*1.38*

Dans un premier temps, l'écart absolu moyen entre l'essai expérimental et la simulation numérique avec composant détaillé, pour tous les composants, est inférieur à 2.5% ($\Delta T_{max} < 7\%$), ce qui atteste d'un modèle numérique précis et réaliste.

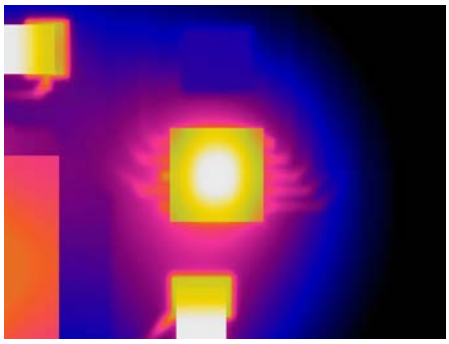
Deuxièmement, l'écart augmente avec l'utilisation d'un DCTM, de par l'utilisation d'un modèle compact par définition moins précis. La température surfacique max du DFN10 est réduite d'environ 4°C du fait de zones à température moyennes (Top Inner et Top Outer) à l'inverse du modèle détaillé qui retranscrit le champ thermique complet du composant. Enfin la réduction en température du DFN10 entraîne une réduction liée à la température de tous les autres composants. Ce phénomène atteste, une nouvelle fois, de l'influence de la proximité des composants électroniques (passifs ou actifs) sur leur niveau de température.

Pour finir, la Figure 85 représente la thermographie IR des composants de la carte de test n°6 ainsi qu'une vue du modèle numérique en utilisant la même échelle graphique.

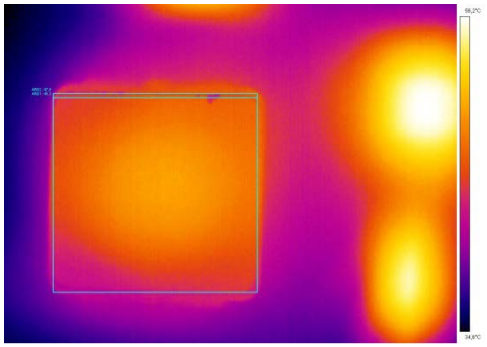
DFN10 – IR



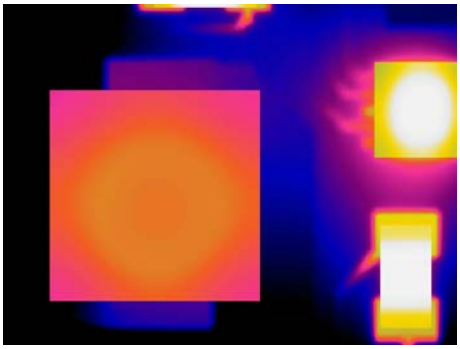
DFN10 – Modèle Numérique



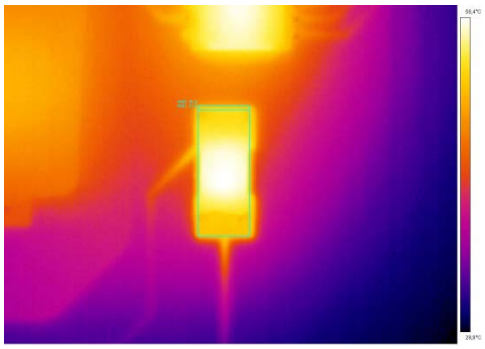
Inductance – IR



Inductance – Modèle Numérique



Resistance – IR



Resistance – Modèle Numérique

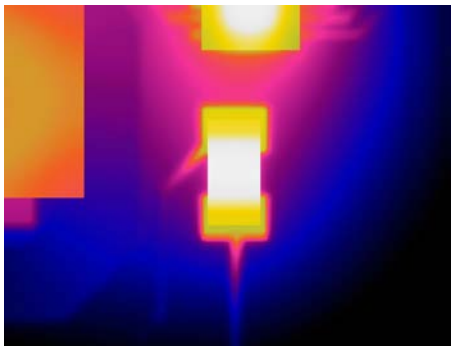


Figure 85 : Thermographie IR (gauche) des composants de la carte n°6 et champs thermiques issus de la simulation numérique (détaillée)

Que ce soit dans le modèle expérimental ou le modèle numérique, les pistes sont discernées dans la Figure 85. Cela permet d'observer le phénomène de « heat-spreading » au travers des pistes en Cuivre, et donc de leur impact sur l'évacuation de la chaleur des composants au sein du PCB.

Néanmoins l'élévation de température de la face supérieure de la carte est plus faible dans le modèle numérique. La non prise en compte de l'effet Joule dans les pistes, car non présentes physiquement (carte « Metal Fraction ») explique cet écart de température. Finalement le champ thermique est globalement bien respecté dans la simulation numérique, par rapport à la thermographie IR.

6 Bilan et perspectives

Cette étude expérimentale a permis, dans un premier temps, de valider le concept de modèles compacts thermiques temporels proposé dans la thèse de C. Dia [3]. La confrontation des résultats issus des DCTMs, par rapport aux données expérimentales, vérifie que l'écart reste inférieur à 10% entre les deux approches, quelle que soit le type de composants (mono-puce et multi-puces) et la configuration de la carte électronique (présence de composants passifs ou non).

De plus, il a été démontré que la géométrie du PCB peut être approximée par une matrice de conductivités anisotropes, sans impact majeur sur la qualité des résultats des simulations numériques.

Perspectives

La caractérisation des matériaux reste un point clé dans l'élaboration des modèles numériques et dans la qualité des résultats issus de leur simulation. De plus, il a été montré que des défauts dans le contact entre les composants et la carte électronique, dûs à la présence d'un volume d'air dans la soudure, peut engendrer une résistance de contact thermique non négligeable. Ces deux phénomènes sont difficiles à prévoir et requiert une attention particulière lors de la fabrication des cartes et un certain recul quant aux résultats prédits par la simulation numérique.

Dans le cadre où la géométrie des composants n'est pas connue, à l'inverse des simulations réalisées précédemment, une nouvelle technique de réduction est envisagée, celle-ci est exposée dans la partie suivante. Cette technique se base sur la méthode analytique abordée dans la deuxième partie, tout en proposant une technique d'optimisation afin d'obtenir la meilleure précision possible.

Références

[83] IPC Association Connecting Electronics Industries, Generic Standard on Printed Board Design, IPC-2221A, 2003.

[84] R. A. Tatara, Modelling Thermal Resistance of Power Modules Having Solder Voids with Finite Elements, Active and Passive Elec. Comp., 1987, Vol. 12, pp. 239-250.

[85] L. Ciampolini, M. Ciappa, P. Malberti, P. Regli, W. Fichtner, Modelling thermal effects of large contiguous voids in solder joints, Microelectronics Journal, 1999, Vol. 30, pp. 1115–1123.

[86] A. S. Fleischer, L.-H. Chang, B. C. Johnson, The effect of die attach voiding on the thermal resistance of chip level packages, Microelectronics Reliability, 2006, Vol. 46, pp. 794–804.

[87] E. Monier-Vinard, V. Bissuel, O. Daniel, M. Brizoux, A. Grivon, F. Pires, W. Maia, Impact of PCB via and micro-via structures on component thermal performances, THERMINIC 2010, Barcelona.

[88] Y. Liu. S. Y.Y. Leung, J. Zhao, C. K.Y. Wong, C. A. Yuan, G. Zhang, F. Sun, L. Luo, Thermal and mechanical effects of voids within flip chip soldering in LED packages, Microelectronics Reliability, 2014, Vol. 54, pp. 2028-2033.

[89] P. Wild, D. Lorenz, T. Grözinger, A. Zimmermann, Effect of voids on thermo-mechanical reliability of chip resistor solder joints: Experiment, modelling and simulation, Microelectronics Reliability, 2018, Vol. 85, pp. 163-175.

PARTIE IV. CONCEPT DE MODELE 3-D SIMPLIFIE PAR OPTIMISATION ANALYTIQUE

Cette partie est basée sur le développement d'un nouveau modèle thermique simplifié modélisé à partir d'une analyse analytique de composants électroniques inconnus.

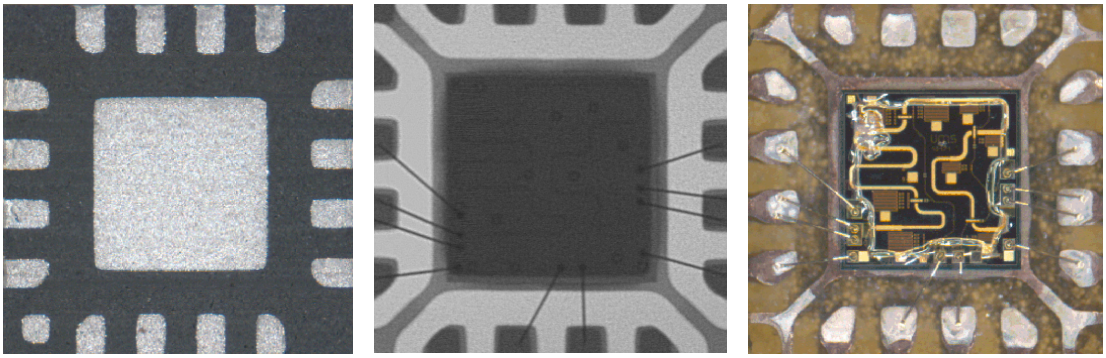
Ce modèle 3-D simplifié est établi à partir de données numériques ou expérimentales. Les propriétés effectives des matériaux sont identifiées à partir d'une modélisation analytique, qui a été développé dans la partie I. L'analyse est conduite sur plusieurs topologies de composant en vue de généraliser un paramétrage. Le but à termes est de construire un modèle sans connaître la géométrie interne d'un composant mais de conserver un ΔT inférieur à 15% (meilleur que le modèle 2-R JEDEC par exemple).

1 Introduction au concept de modélisation simplifiée

Le concept de modèles thermiques compacts, tel que défini dans la partie I, implique que la géométrie du composant soit parfaitement connue, ainsi que les propriétés de ses matériaux. En effet, la méthodologie de création des modèles compacts est basée sur une modélisation détaillée des composants électroniques, ce qui implique un modèle 3-D de tous ses constituants et de la connaissance des matériaux.

Cependant, il est très fréquent qu'un composant électronique venant du commerce ne comporte aucune information sur sa topologie interne ou sur la nature de ses matériaux. Il n'est pas rare que les fabricants de composants électroniques tiennent leur géométrie secrète afin de ne pas divulguer d'information à la concurrence. Dans ce cas, une étude de sa topologie interne est obligatoire afin de réaliser une modélisation 3-D numérique de ce composant. Il existe plusieurs méthodes destructives ou non-destructives dans le but de connaître la topologie interne des composants tels que : vue optique externe, radiographie par infrarouge, attaque chimique pour retirer la résine, découpage du boitier, etc.

La Figure 86 représente trois méthodes de relevés topologiques pour un boitier mono-puce QFN16.



Vue externe (non-destructif)	Radiographie par rayon X (non-destructif)	Attaque chimique (irréversible)

Figure 86 : Différentes méthodes de recherche topologique pour un boitier mono-puce QFN16

En ce qui concerne les matériaux constitutifs des composants électroniques, il est possible de déterminer leurs propriétés thermiques à partir de moyens d'essais comme la méthode de plaque chaude gardée pour la conductivité thermique par exemple.

Toutefois ces méthodes d'essais sont couteuses en temps et en argent, du fait des moyens de test à utiliser. La connaissance de la topologie des composants requiert alors la disposition de laboratoires de recherche ou d'entreprises spécialisés.

Dans la plupart des cas, la seule information disponible quant à la modélisation thermique des composants est le modèle 2-R, qui est composé d'une résistance entre la Junction et

le « Case » et une résistance entre la Junction et l'Ambiant (voir Figure 9). Comme évoqué dans la partie I ce modèle est normalisé par le standard JEDEC 15-2, d'où sa popularité.

L'avantage de cette modélisation est sa simplicité extrême en plus de sa facilité d'implémentation dans les logiciels de simulation numérique. Néanmoins, sa précision est peu élevée, au maximum de 15%, comme le précise la norme JEDEC. De plus, l'utilisation d'un modèle résistif n'est pas possible dans tous les logiciels de simulation numérique, c'est un point bloquant pour beaucoup d'ingénieurs.

Dans le cas où les modèles résistifs ne peuvent être utilisés, les boitiers électroniques sont généralement réduits à de simples parallélépipèdes possédant une conductivité orthotrope, avec les valeurs souvent issues de fournisseurs de logiciels de simulation ou de l'expérience. Il n'est pas rare de trouver aussi des composants électroniques représentés seulement par une source surfacique sur la carte, ayant un flux thermique qui correspond à la puissance injectée dans la puce électronique. Bien entendu, il n'est pas possible d'assurer une précision correcte pour ce type de modélisation, de par son caractère approximatif.

La méthodologie proposée dans cette partie s'appuie sur une connaissance très partielle de la géométrie d'un composant électronique, ainsi que des matériaux de ses éléments constitutifs. Une modélisation analytique de plusieurs types de boitiers électronique a été menée afin de créer un modèle 3-D simplifié rapide, par rapport à un modèle numérique.

Dans un premier temps, les propriétés matériaux des modèles simplifiés sont calculées à partie de lois de mélange des constituants du composant. Les températures et flux thermiques de plusieurs points de référence (issus du concept de CTM) des composants ont été comparées à un modèle détaillé issu d'une modélisation numérique, pour caractériser son degré de précision. Ce degré de précision se détermine à partir de la formule du score basée sur le concept des CTMs.

Dans un deuxième temps, une optimisation des conductivités thermique a été établie dans le but d'augmenter le niveau de précision de ces modèles simplifiés. Cette méthode se base sur l'optimisation de la valeur du score en fonction des propriétés des matériaux.

Le concept de modèle simplifié issu d'une modélisation analytique a également été validé pour un composant complexe, le BGA (**B**all **G**rid **A**rray) 208.

Finalement, les valeurs optimisées des conductivités thermiques pour un boitier électroniques ont été appliquées à des boitiers issu de la même famille. Ceci pour but de démontrer qu'un modèle approximé d'un composant électronique peut être réalisé sans connaître la topologie interne du composant.

2 Modèle simplifié d'un composant électronique mono-puce en régime permanent

La modélisation analytique 3-D d'un composant électronique possédant une source de chaleur volumique interne a été abordée dans la partie II. La pertinence de cette modélisation analytique, basée sur les séries de Fourier et la transformée de Laplace (dans le cas transitoire), a été démontrée pour le cas de forme parallélépipédique monocouche et multicouche.

2.1 Application sur boitier électronique mono-puce : DFN10

Le concept d'une modélisation simplifiée a été testé dans un premier temps à un boitier électronique possédant une seule puce : le DFN10. Les informations relatives au DFN10 sont présentes dans la partie III (Figure 56 et Table 17).

Afin de déterminer le niveau de précision du modèle simplifié, les 49 cas tests de la méthode Delphi ont été imposés au modèle détaillé du DFN10. Cependant, la modélisation analytique contraint un coefficient de transfert thermique constant sur toute la surface inférieure de la géométrie ; de ce fait les scénarios où le coefficient h_{lead} est différent de h_{inf} ne peuvent être reproduits. Les cas tests Delphi sont alors réduits à 33 scenarios (les scénarios ou $h_{lead} = h_{inf}$).

Les températures à six points d'observation référence correspondant aux nœuds du modèle compact sont relevées. Ils serviront de référence dans la comparaison des modèles simplifiés et détaillés. Ces points d'observation sont répertoriés ci-dessous:

- Température au centre de la puce : **Junction**
- Température moyenne de la surface projetée de la puce sur la face supérieure du composant : **Top inner**
- Température moyenne du reste de la surface supérieure du composant : **Top outer**
- Température moyenne de la surface projetée de la plateforme sur la face inférieure du composant : **Bottom inner**
- Température moyenne du restant de la face inférieure du composant : **Bottom outer**
- Température moyenne des faces latérales du composant : **Sides**

La représentation visuelle de ces points de mesures est détaillée dans la figure suivante :

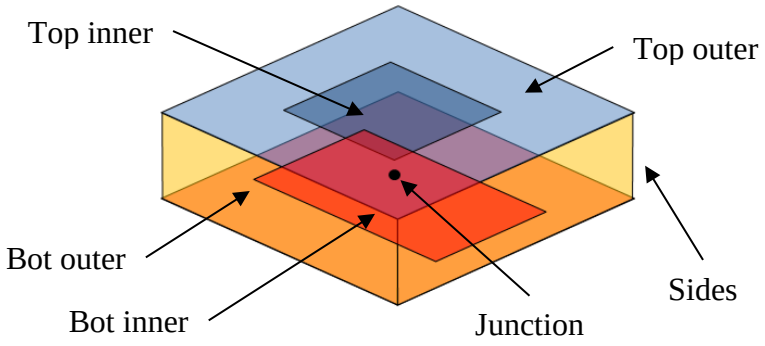


Figure 87 : Représentation des nœuds de contrôle du modèle simplifié du DFN10

Dans un premier temps, le DFN10 est approximé au moyen d'un modèle monocouche (1-C), et dans un deuxième temps une décomposition en deux-couches (2-C) est considérée.

2.2 Modèle Monocouche

Une étude sur la convergence du modèle analytique a été réalisée préalablement pour s'assurer d'avoir un modèle précis et rapide. Les 33 CLs extraits du programme Delphi ont été imposées au modèle analytique, l'écart moyen en température à chaque nœud est calculé pour chaque valeur d'ω. L'évolution de l'écart entre deux itérations est montrée dans la Figure 88.

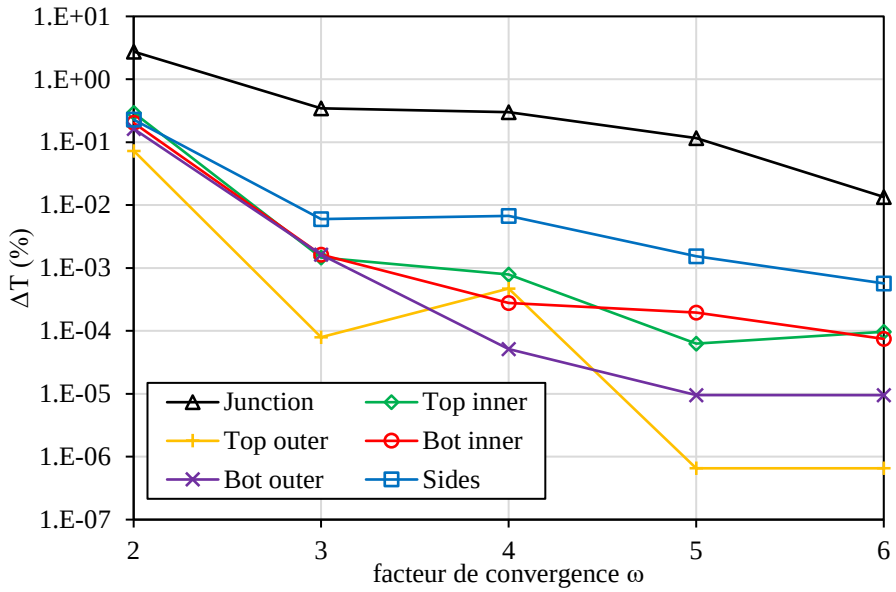


Figure 88 : Evolution du ΔT pour les 33 CLs en fonction du paramètre ω

La valeur de l'écart de température du nœud **Junction** entre deux itérations devient inférieure à 0.1%, qui correspond au critère de convergence, pour une valeur d'$\omega \geq 5$. Cela correspond à un temps de calcul inférieur à la minute pour déterminer les températures des 6 nœuds, et ce pour les 33 CLs.

Propriétés matériaux et géométriques

En ce qui concerne les propriétés matériaux, la conductivité thermique *k*, la densité ρ et la capacité thermique massique *cp* globale du modèle approximé ont été calculées par rapport au ratio volumique de chaque matériau au sein du boitier.

Les dimensions des différents éléments du boitier sont généralement indiquées dans les données constructrices, ainsi que la taille de la puce. La non connaissance de la géométrie des connecteurs n'a que très peu d'impact au niveau global, du fait d'un faible ratio volumique ($\Lambda < 0.1\%$, voir eq. (104)). La table suivante résume le ratio volumique de chaque matériau constituant le DFN10.

Table 42 : Ratio volumique de chaque matériau du DFN10

Matériau	Résine	Cuivre	Silicium	Colle	Or
Λ (%)	80.3	12.1	6.8	0.7	0.1

Le terme Λ se calcule par l'équation suivante :

$$\Lambda = \frac{V_i}{V_{Total}} \tag{104}$$

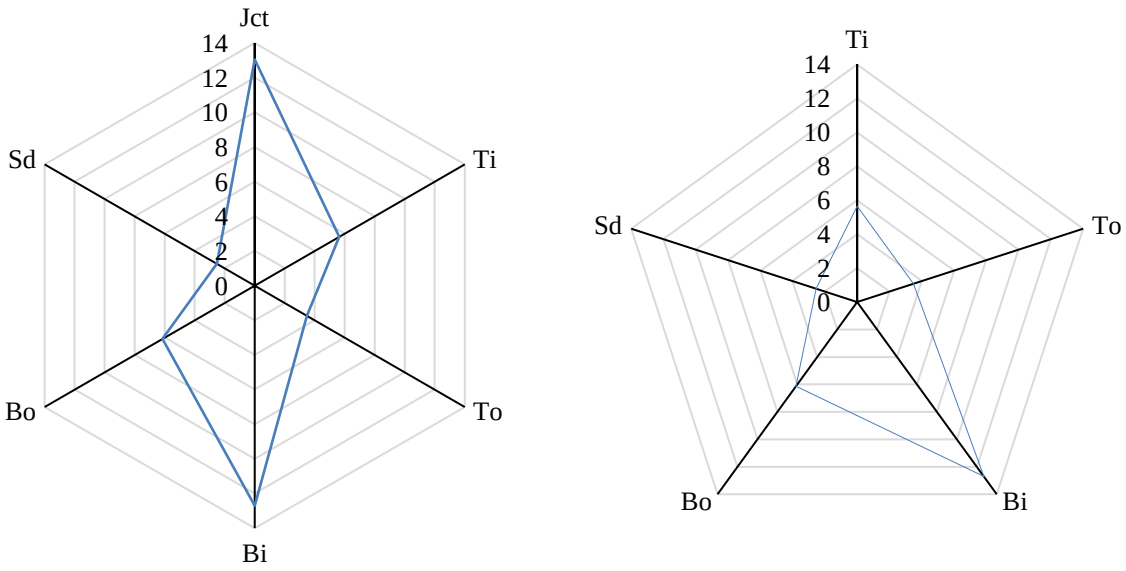
avec V_i le volume occupé par le matériau 'i' et V_{Total} le volume total du composant.

Les propriétés matériaux de chaque constituant sont basées sur les propriétés usuelles des matériaux propres à l'électronique, données facilement accessibles dans la documentation spécialisée (logiciel de simulation, database, …).

Table 43 : Propriétés matériaux du modèle simplifié 1-C du DFN10

	k ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	ρ ($kg.m^{-3}$)	cp ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)
DFN10	40.3	2790.7	839.0

Après calcul des températures à tous les nœuds, et des flux aux nœuds externes, à partir du modèle numérique (ICEPAK), une comparaison des deux modèles a été effectuée. Les écarts de température (ΔT) et de flux (ΔH) moyens pour les 33 CLs, à chaque point de contrôle, sont reportés dans le graphique suivant :



ΔT en % ΔH en %

Figure 89 : ΔT et ΔH (en %) entre le modèle simplifié 1-C et le modèle détaillé, en régime permanent (DFN10)

Le score du modèle approximé est de 0.819, ce qui correspond à des ΔT et ΔH moyens respectivement de 7.3% et de 6.1%. L'erreur maximum se situe sur la **Junction**, avec un ΔT de 13.1%.

Les discontinuités dues aux divers matériaux au sein du boitier entraînent de forts gradients thermiques. En résulte des zones à forte concentration de chaleur, telles que le volume de la puce ou de la plateforme, compte tenu de leur conductivité thermique élevée, ainsi que des variations importantes de chaleur. En supposant une conductivité thermique isotrope de 40.3 $W.m^{-1}.K^{-1}$, il s'avère pratiquement impossible de modéliser avec justesse les températures vues par le modèle 3D. Les prédictions du modèle sont optimistes et les températures tendent à être uniforme.

Concernant les nœuds attachés à la surface inférieure (**Bot inner** et **Bot outer**), la conductivité thermique du cuivre entraîne une diffusion homogène de la chaleur dans tout le volume de la plateforme, et donc une température de paroi proche de celle de la puce. De même que pour le nœud de **Junction**, ce phénomène n'est pas retrouvé par une représentation simplifiée du composant.

Les nœuds propres à la surface supérieure et au regroupement des faces latérales possèdent une erreur plus modérée du fait d'une faible discontinuité thermique dû à la forte concentration de résine.

Différents champs de températures issus du modèle détaillé et du modèle simplifié sont représentés dans la Figure 90 afin d'illustrer les dissemblances des deux modèles. Les prédictions de températures sont issues des CLs n°16 avec une puissance dissipée de 0.3W.

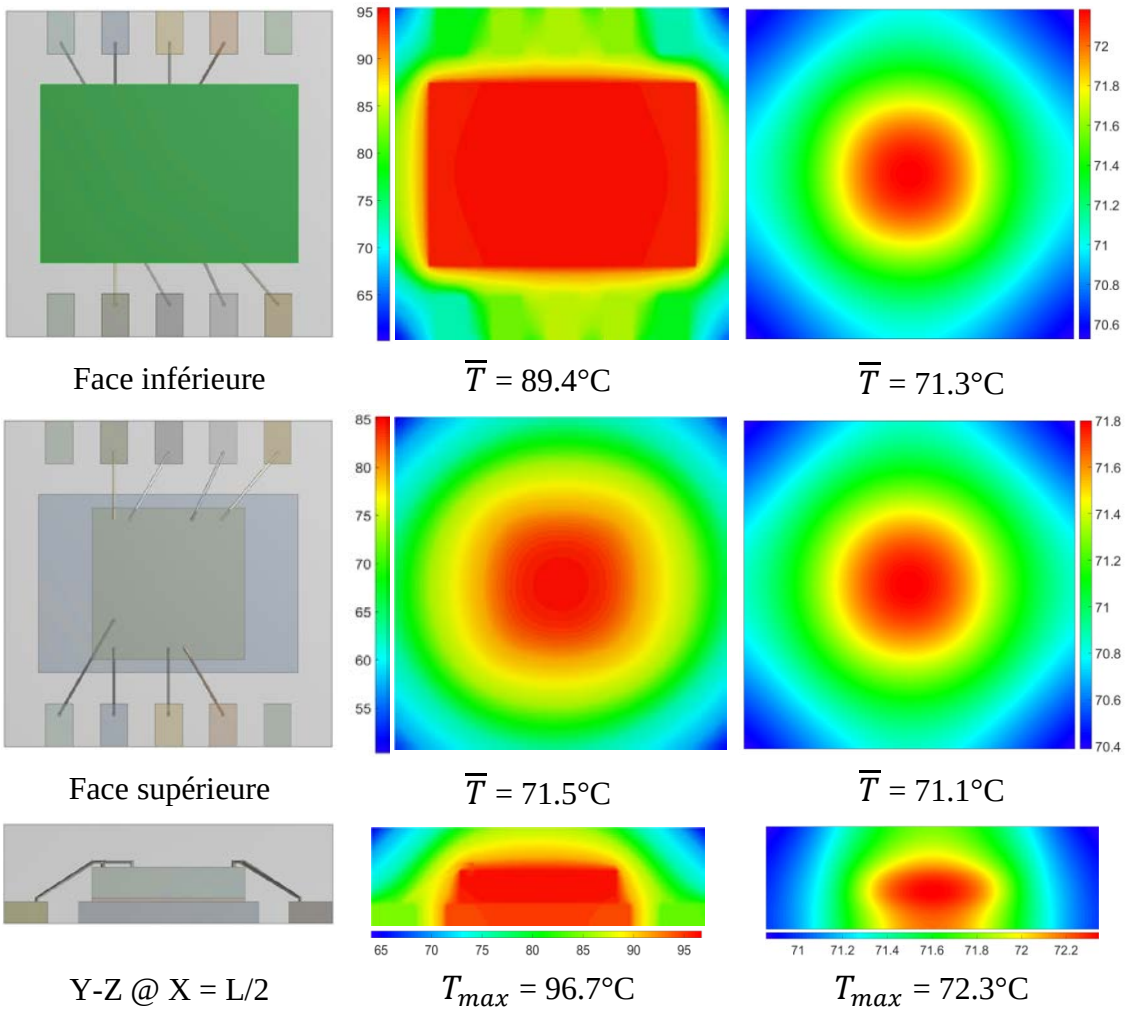


Figure 90 : champs de température du DFN10 du modèle détaillé (colonne du milieu) et du modèle simplifié 1-C (colonne de droite)

On remarque que l'empreinte thermique de la plateforme n'est pas présente sur la surface **Bottom**, ainsi que dans le plan en coupe Y-Z dans le modèle approximé, ceci résulte du choix d'un domaine homogène. De plus, du fait d'une conductivité thermique élevée dans le modèle simplifié, le gradient de température au sein du composant est faible (δT < 2°C) contrairement au modèle détaillé (δT = 46°C). Le terme δT se calcule par l'équation suivante :

$$\delta T = T_{max} - T_{min} \tag{105}$$

Il est alors clair que le calcul des propriétés matériaux à partir des ratios volumiques ne permet pas d'approcher le comportement thermique réel du composant. En effet, les variations de conductivité thermique au sein du composant engendrent une conductivité équivalente anisotrope, bien plus faible que celle initialement estimée.

Il existe plusieurs lois de mélange dans la littérature pour calculer au mieux les conductivités d'un objet possédant plusieurs matériaux différents. Par exemple des formulations empiriques ou théoriques proposés par Karayacoubian [90] ou Yamada [91].

Cependant, dans le but de corréler au mieux les prédictions du modèle simplifié à celles du modèle détaillé, les propriétés matériaux sont déterminées à partir d'optimisation du score, et non plus par un modèle calculatoire. Bien sûr, cette méthodologie s'appuie sur la connaissance de la géométrie interne du composant, mais permet de donner des grandeurs caractéristiques des propriétés des matériaux des boitiers électroniques.

2.3 Optimisation des propriétés matériaux

Dans le but d'augmenter le niveau de précision des modèles simplifiés, une optimisation du score est effectuée en fonction des conductivités thermiques du modèle. Cette optimisation se fait en premier lieu par la recherche de la valeur de la conductivité équivalente optimum. Les valeurs min et max de la conductivité k_{eq} sont déterminées par les valeurs limites des matériaux issus des composants soit respectivement 0.66 W.m^{-1}.K^{-1} (résine) et 260 W.m^{-1}.K^{-1} (cuivre). Le ratio volumique de l'or étant inférieur à 0.1%, il n'est pas pris en compte. On fait alors varier la conductivité équivalente du modèle, avec un pas de 0.1 W.m^{-1}.K^{-1}, jusqu'à trouver le score maximum sur la plage [k_{min} ;k_{max}]. L'évolution du score en fonction de k_{eq} est représentée dans la Figure 91.

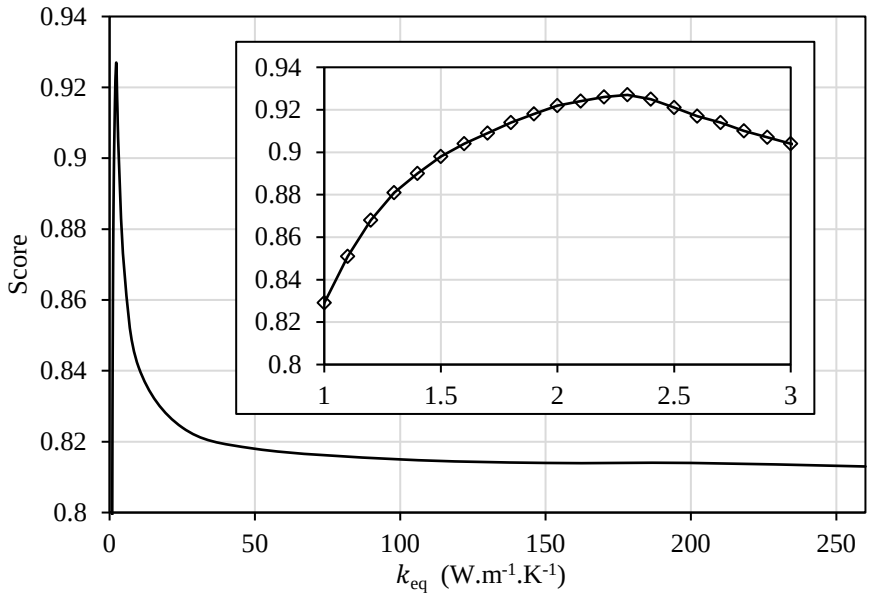


Figure 91 : Evolution du score du modèle simplifié 1-C du DFN10 en fonction de k_{eq}

Le score minimum est atteint lorsque $k_{eq} = k_{min}$, c'est-à-dire si la valeur de la conductivité équivalente équivaut à celle de la résine (0.66 W.m^{-1}.K^{-1}). Le score optimal est lui obtenu pour la valeur de k_{eq} égal à 2.3 W.m^{-1}.K^{-1}. On remarque que la conductivité n'influence que très peu la valeur du score pour une valeur supérieure à 25 W.m^{-1}.K^{-1}, soit une différence de 1% entre la valeur à 25 W.m^{-1}.K^{-1} (0.824) et la valeur à 260 W.m^{-1}.K^{-1} (0.813). En effet plus la conductivité thermique est élevée, plus la chaleur se diffuse au sein du domaine, ce qui entraîne une homogénéisation des températures. Ce phénomène est représenté dans la Figure 92, ou la température du nœud **Junction** (CL

n°14) et celle du nœud **Bot inner** (CL n°17) sont tracées en fonction de la conductivité thermique. La variation de température (δT) à l'intérieur du composant est également représentée.

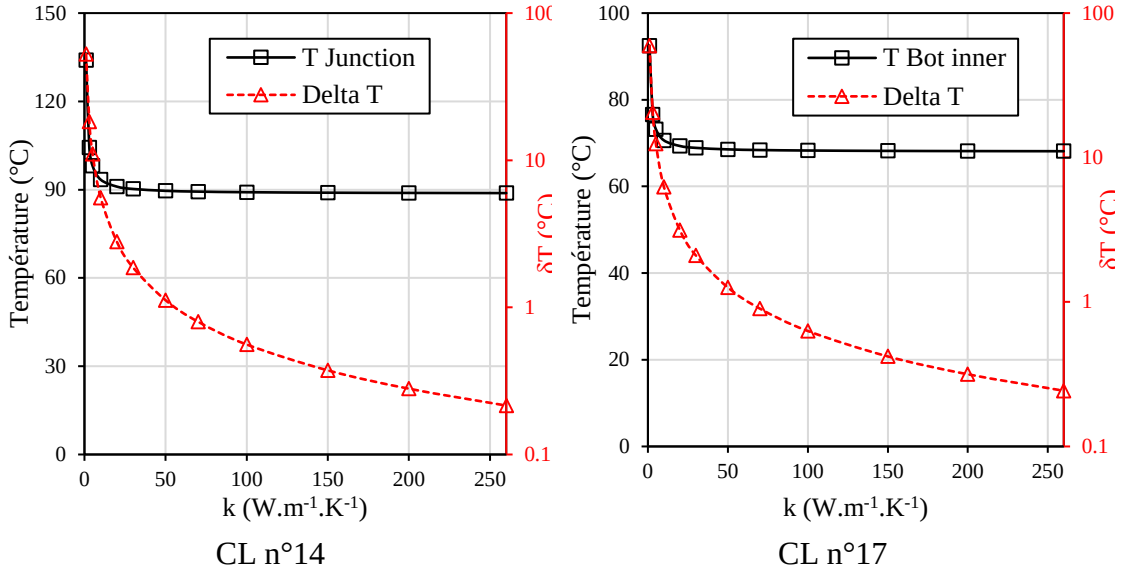


Figure 92 : Evolution de la température et de l'écart δT du modèle simplifié 1-C du DFN10 en fonction de la conductivité thermique

La variation de température devient inférieure à 1°C pour une valeur de k_{eq} > 50 W.m^{-1}.K^{-1}, ainsi qu'une stabilisation de la température des nœuds. Une augmentation de la valeur de k_{eq} n'a que peu d'impact sur les valeurs de température du modèle approximé.

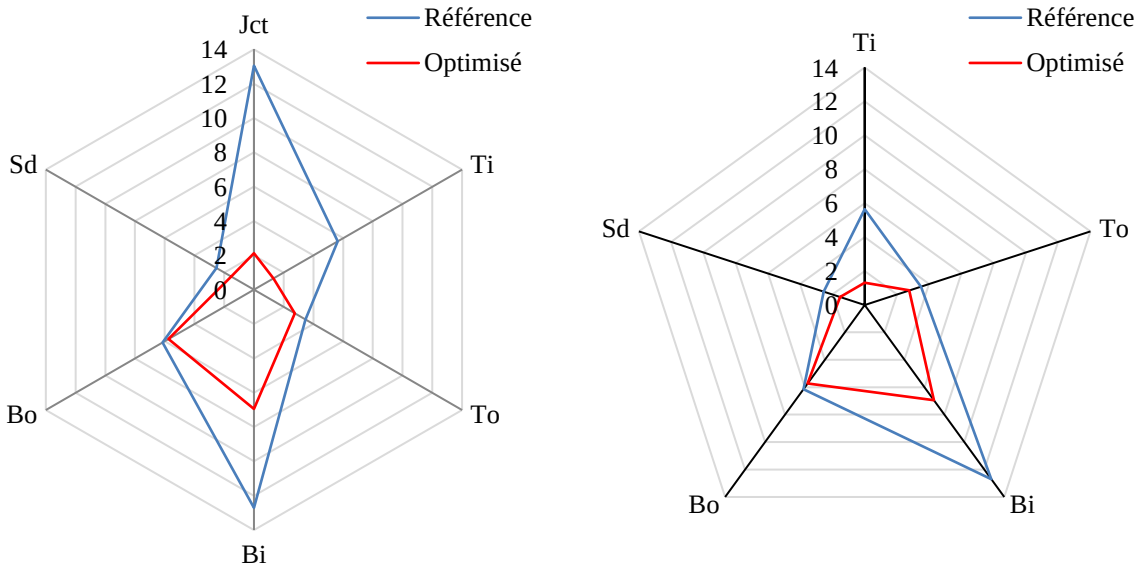
De plus, la valeur optimale de la conductivité équivalente est environ 20 fois inférieure à celle du modèle de référence, et démontre l'impact prédominant des discontinuités thermiques à l'intérieur du composant.

La Table 44 résume les valeurs du score obtenu après optimisation de la conductivité équivalente, pour plusieurs valeurs de k_{eq}.

Table 44 : Score et gain du modèle simplifié 1-C du DFN10 pour plusieurs valeurs de k_{eq}

k_{eq} (W.m^{-1}.K^{-1})	0.66	2.3 (optimisé)	40.3 (référence)	260
Score	0.706	0.927	0.819	0.813
Gain (%)	-13.8	13.2	-	-0.7

On observe un gain significatif de 13% entre le modèle dit « référence » et le modèle optimisé. Les écarts ΔT et ΔH moyens pour les 33 CLs sont résumés dans la Figure 93, en comparaison avec les valeurs du modèle de référence.



ΔT en %

ΔH en %

Figure 93 : ΔT et ΔH (en %) entre le modèle simplifié 1-C référence & optimisé et le modèle détaillé, en régime permanent (DFN10)

L'écart des ΔT et ΔH moyens sont respectivement de 3.4% et de 3.6%, soit une division par deux par rapport au modèle de référence (7.3% & 6.1%). De plus, l'erreur sur la Junction (2.1%) est divisée par 5 du fait d'une optimisation basée sur la fonction score, qui favorise la réduction de l'écart de ce nœud en particulier.

La diminution de la conductivité thermique isotrope permet d'obtenir premièrement un gradient thermique plus important au sein du composant, et part conséquence une température de Junction plus élevée. Ce phénomène est illustré en remplaçant les champs issus du modèle simplifié de la Figure 94, par ceux du nouveau modèle optimisé.

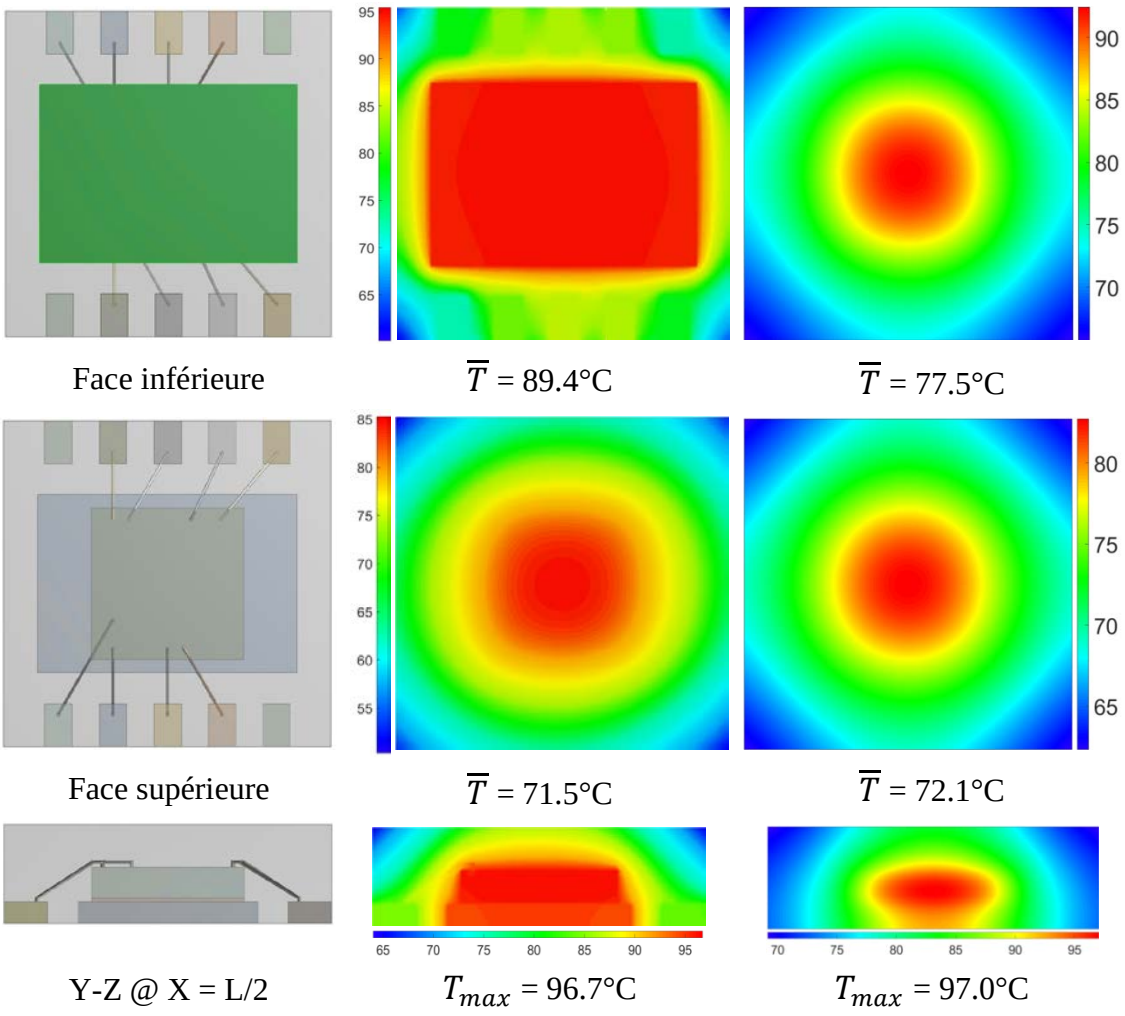


Figure 94 : Champs de température du DFN10 du modèle détaillé (colonne du milieu) et du modèle simplifié 1-C optimisé (colonne de droite)

Une conductivité de 2.3 W.m^{-1}.K^{-1} engendre un δT de 35°C au sein du domaine du modèle simplifié (initialement < 2°C), plus proche du modèle détaillé (δT = 46°C). Cela entraîne également une température de Junction similaire entre les 2 modèles (< 1%).

La deuxième étape d'optimisation se base sur une conductivité thermique orthotrope, en supposant que la conductivité est constante dans le plan ($kx = ky$), et avec une conductivité transversale kz. Deux valeurs de conductivités sont alors optimisées par la méthode de descente des gradients : kxy et kz.

Le score final est donné dans la Table 45, ainsi que les conductivités thermiques issues de l'optimisation présentée Figure 93.

Table 45 : Conductivités et score du modèle simplifié 1-C optimisé du DFN10

kxy (W.m^{-1}.K^{-1})	kz (W.m^{-1}.K^{-1})	Score	ΔT (%)	ΔH (%)
2.4	1.5	0.931	3.2	3.4

La valeur du score n'augmente que de 0.4% ce qui reste marginal face à l'amélioration issue de l'étape 1 d'optimisation, ce qui reflète un optimum global avec une variable (k_{eq}) proche de celui avec deux variables (kxy et kz)

Finalement la répartition de l'erreur du nœud de **Junction** sur les 33 cas test est détaillée dans le graphe suivant. Ce graphe compare le modèle pour lequel la conductivité thermique équivalente a été estimée à celui ayant fait l'objet d'une optimisation (modèle de référence et optimisé). L'erreur sur le 33ème cas test n'est pas représentée car trop importante, dûe au coefficient de transfert thermique élevé (10^9 W.m^{-2}.K^{-1}).

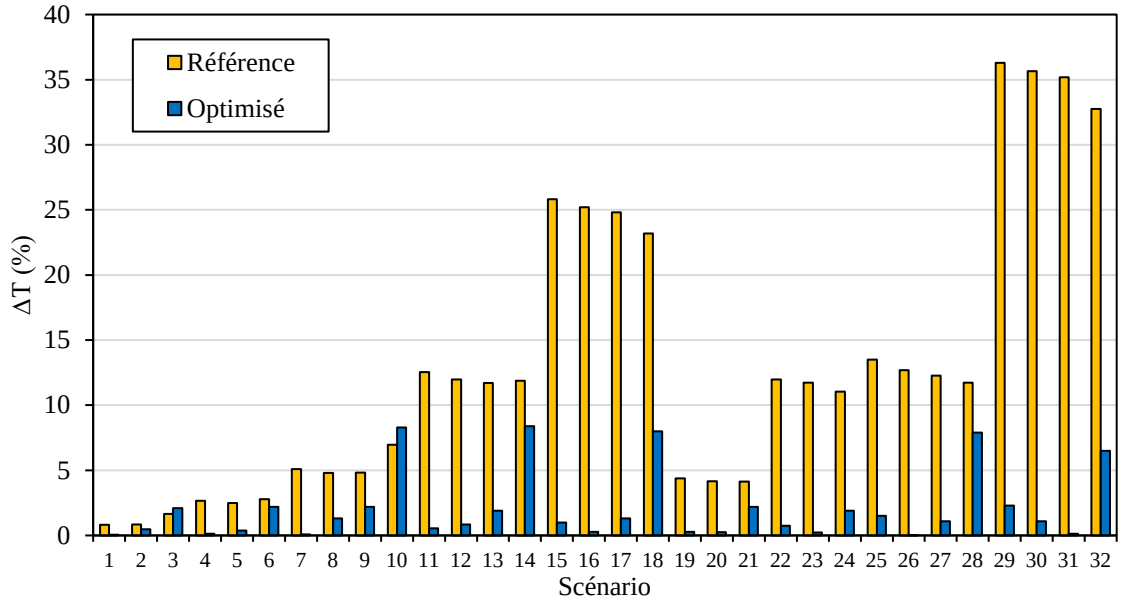


Figure 95 : ΔT du nœud Junction en fonction du scénario pour les modèles simplifiés 1-C de référence et optimisé

Premièrement l'erreur du modèle simplifié est drastiquement réduite pour tous les scénarios en utilisant une valeur de conductivité thermique déterminée par optimisation. L'erreur maximale sur la température de Junction n'excède pas 10%. Les cas où l'erreur est maximum correspondent aux scénarios ou le coefficient d'échange thermique h_{inf} est égal à 200 W.m^{-2}.K^{-1}, soit sa plus forte valeur (en éliminant la CL 33). En effet, la puce du DFN10 est collée à sa plateforme en cuivre, ce qui entraîne une résistance thermique très faible entre la Junction et sa surface inférieure. Or un matériau équivalent possédant une seule couche, en ayant une conductivité normale de 1.5 W.m^{-1}.K^{-1} ne correspond pas à ce cas de figure.

Afin de mieux prendre en compte la forte conductivité transversale sous la puce, le modèle a été découpé en deux couches possédant des matériaux propres.

2.4 Modèle Deux-couches

La décomposition du modèle approximé en deux couches vise à mieux prendre en compte les gradients thermiques inhérents à la constitution du composant. En effet, la partie inférieure comprend un ratio important de cuivre, supérieur à 30%, alors que la partie supérieure est constituée principalement de résine à plus de 90%. Le modèle simplifié est alors divisé en deux, au niveau de l'interconnexion entre la plateforme et la puce, comme indiqué dans la Figure 96.

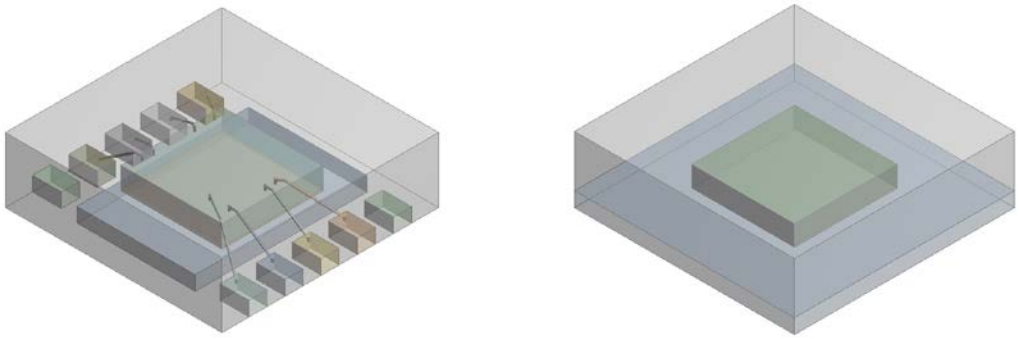


Figure 96 : Décomposition du modèle détaillé en modèle simplifié deux-couches

Les nouvelles propriétés matériaux du modèle simplifié en deux couches sont reportées dans la table suivante :

Table 46 : Propriétés matériau du modèle simplifié 2-C du DFN10

DFN10	k ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	ρ ($kg.m^{-3}$)	cp ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)
Couche inférieure (1)	80.1	4045.2	756.1
Couche supérieure (2)	11.3	1955.6	899.1

Cependant, comme montré dans le modèle 1-C, les valeurs de conductivités thermiques trouvées par les ratios volumiques ne permettent pas de simuler correctement le comportement du composant. Aussi, l'optimisation des conductivités thermiques a été reconduite pour ce nouveau modèle, désigné sous l'appellation modèle 2-C. Le processus de détermination des conductivités thermiques a été mené en deux temps : premièrement pour la couche inférieure et ensuite pour la couche supérieure.

Concernant la couche inférieure, le score optimale est obtenu pour une valeur de conductivité dans le plan kxy de 0.66 $W.m^{-1}.K^{-1}$ et une conductivité transverse kz de 260 $W.m^{-1}.K^{-1}$. Cela correspond au « sens physique » du chemin thermique à l'intérieur du composant, avec une conductivité forte dans l'axe z afin de minimiser la résistance thermique et une conductivité faible dans le plan dûe aux discontinuités du cuivre entre la plateforme et les leads.

En ce qui concerne la deuxième couche, le score maximum est obtenu pour des valeurs de conductivités de kxy de 3.5 $W.m^{-1}.K^{-1}$ et kz de 1 $W.m^{-1}.K^{-1}$. Les longueurs de la puce

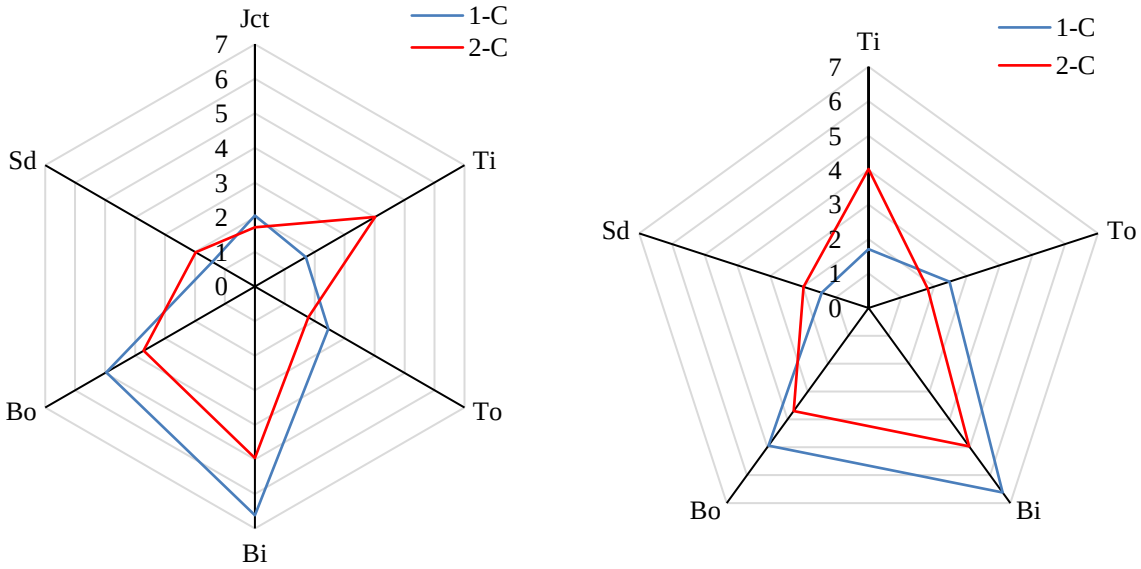
étant plus élevées que sa hauteur, cela se traduit par une conductivité dans le plan 3.5 fois supérieure à celle transversale, et donc une meilleure propagation de la chaleur dans le plan.

Un algorithme de descente de gradient a également été utilisé pour trouver les valeurs optimales des conductivités orthotropes. La Table 47 résume les valeurs des conductivités et du score après optimisation.

Table 47 : Conductivités thermiques et score du modèle 2-C optimisé du DFN10

	kx & ky (W.m^{-1}.K^{-1})	kz (W.m^{-1}.K^{-1})	Score	ΔT (%)	ΔH (%)
Couche inférieure	0.66	260	0.944	3.0	3.3
Couche supérieure	3.5	1			

La répartition de l'erreur sur chaque nœud est montrée dans la Figure 97, pour les deux modèles optimisés : 1-C et 2-C.



ΔT en % ΔH en %

Figure 97 : ΔT et ΔH (en %) entre les modèle simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime permanent (DFN10)

L'erreur globale est réduite en utilisant un modèle 2-C, notamment pour les nœuds situés sur la surface inférieure. Cela est dû à une meilleure prise en compte de l'influence de la plateforme, en utilisant une conductivité égale à celle du cuivre dans l'axe transversale, pour la couche inférieure. Cependant l'erreur pour le nœud **Top inner** est doublée, du fait d'une conductivité transversale plus faible pour la couche supérieure.

Comme pour le modèle 1-C, l'évolution de l'erreur sur le nœud de **Junction**, pour les 33 scénarios est présentée dans la Figure 98.

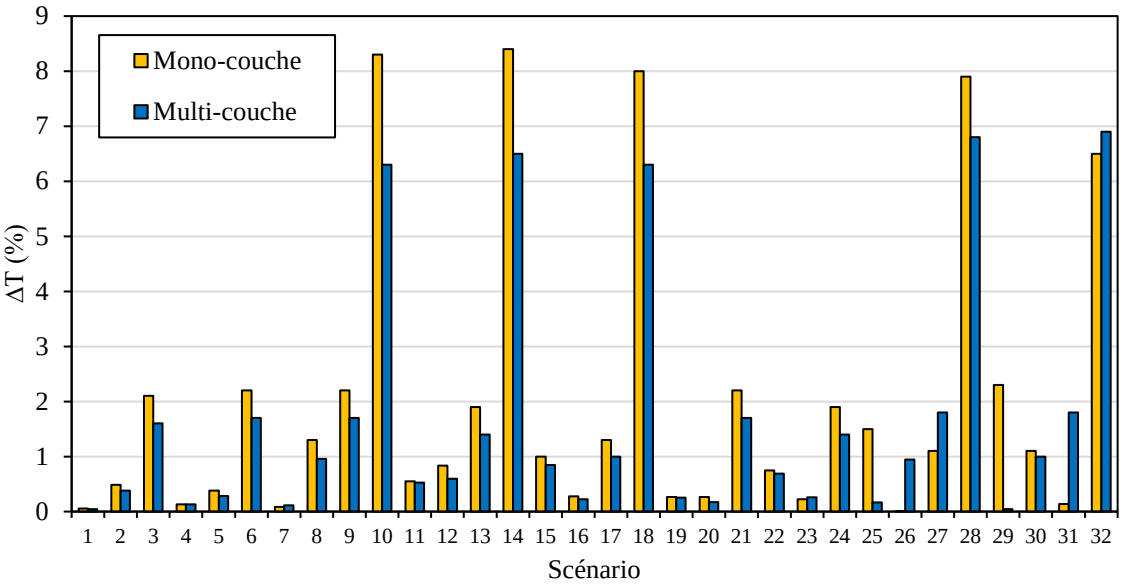


Figure 98 : ΔT du nœud Junction en fonction du scénario pour les modèles simplifiés 1-C et 2-C du DFN10

Ce graphe montre également une diminution de l'erreur dans les cas où le coefficient h_{inf} est à 200 W.m^{-2}.K^{-1}. De plus le ΔT est globalement inférieur sur tous les scénarios du au découpage en deux couches équivalentes.

Un découpage du modèle simplifié en deux couches apparait plus pertinent pour retranscrire le comportement thermique du composant analysé.

Il est désormais nécessaire d'étudier si ce concept de modèle approximé est applicable au domaine temporel.

3 Modèle simplifiée d'un composant électronique mono-puce en régime transitoire

A l'instar de la modélisation simplifiée en régime permanent, la méthode a été étendue pour le régime transitoire. La modélisation analytique temporelle a été abordée dans la partie II. Celle-ci est obtenue à la suite d'une transformation de Laplace pour résoudre les EDP indépendamment du temps puis par la transformée inverse pour exprimer le terme de température dans le domaine temporel. On rappelle qu'une inversion numérique de la transformée de Laplace est nécessaire dans le cadre d'un modèle multicouche, la forme de l'équation n'autorisant pas une inversion directe.

Comme pour le modèle simplifié en régime permanent, les prédictions des températures ont été comparées avec celles extraites du modèle détaillé du DFN10. Les points d'observation sont les mêmes que pour le modèle précédent, soit les nœuds **Junction**, **Top inner**, **Top outer**, **Bottom inner**, **Bottom outer** et le nœud **Sides**.

La précision du modèle détaillé est mesurée avec la fonction score utilisée dans l'élaboration des modèles DCTM. On rappelle que seules les températures sont prises en compte dans l'évaluation du score du modèle réduit, les flux étant trop faibles dans les premiers instants et l'erreur résultante serait trop importante pour ajuster correctement le modèle à approximer.

Les scénarios sont également identiques que ceux utilisés dans la création des DCTMs, soit un nombre de 10 CLs. Les propriétés des matériaux du DFN10, ainsi que sa géométrie sont rappelées Table 17.

3.1 Modèle Monocouche

Dans un premier temps l'évaluation du modèle 1-C a été réalisée. Les caractéristiques matériaux ($\rho \cdot cp$) de ce modèle sont rappelées dans la Table 43. Néanmoins les conductivités thermiques simulées sont celles dérivées du processus d'optimisation.

Le choix du paramètre ω a été établi de la même manière que pour le modèle en régime permanent, c'est-à-dire en choisissant une valeur pour laquelle le ΔT moyen ne dépasse pas 0.1% entre deux valeurs d'ω, soit ω = 5. La valeur du ΔT est basée cette fois-ci sur la NRMSD.

La variation du ΔT pour tous les nœuds est précisée dans la figure suivante :

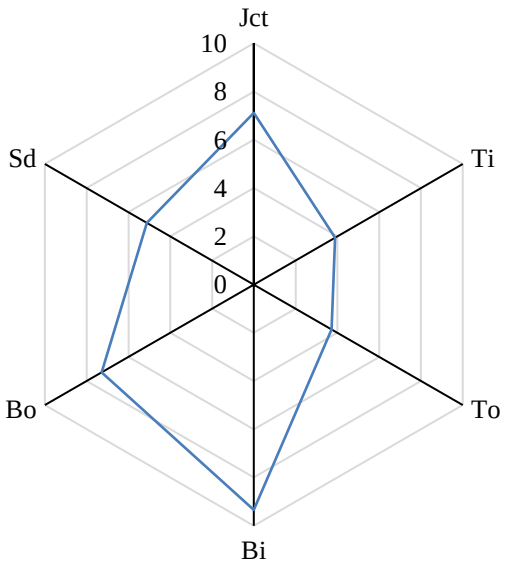


Figure 99 : ΔT (en %) entre le modèle simplifié 1-C et le modèle détaillé, en régime transitoire (DFN10)

La valeur moyenne du ΔT est de 6.1 %, ce qui correspond à un score de 0.967. La répartition de l'erreur entre les différents nœuds est similaire de celle en régime permanent.

Afin de garder le sens physique du modèle de base, les valeurs de ρ et de cp ne sont pas optimisées. En effet, du au faible volume des boitiers électroniques, l'hypothèse d'une valeur moyenne est suffisante pour caractériser la capacité thermique massique de l'ensemble.

3.2 Modèle Deux-couches

Après validation de la valeur d'ω (ω = 5), les prédictions du modèle 2-C ont été comparées avec celles du modèle détaillé. Le score ainsi que le ΔT correspondant sont résumés dans le tableau suivant.

Table 48 : Produit $\rho \cdot cp$, score et ΔT des modèles simplifiés 1-C & 2-C du DFN10, en régime transitoire

	$\rho \cdot cp$ (MJ.m^{-3}.K^{-1})	Score	ΔT (%)
Modèle 1-C	2.34	0.967	6.08
Modèle 2-C	3.06 (inf.) / 1.76 (sup.)	0.976	3.57

La répartition de l'erreur sur les différents nœuds est détaillée dans la Figure 100. Les résultats du modèle 1-C sont aussi rappelés en point de comparaison.

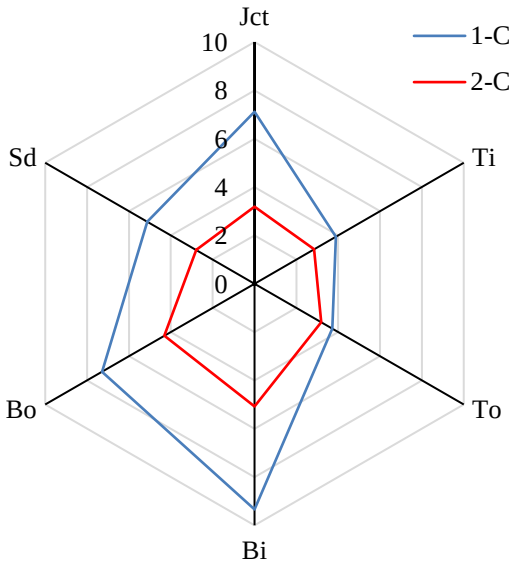
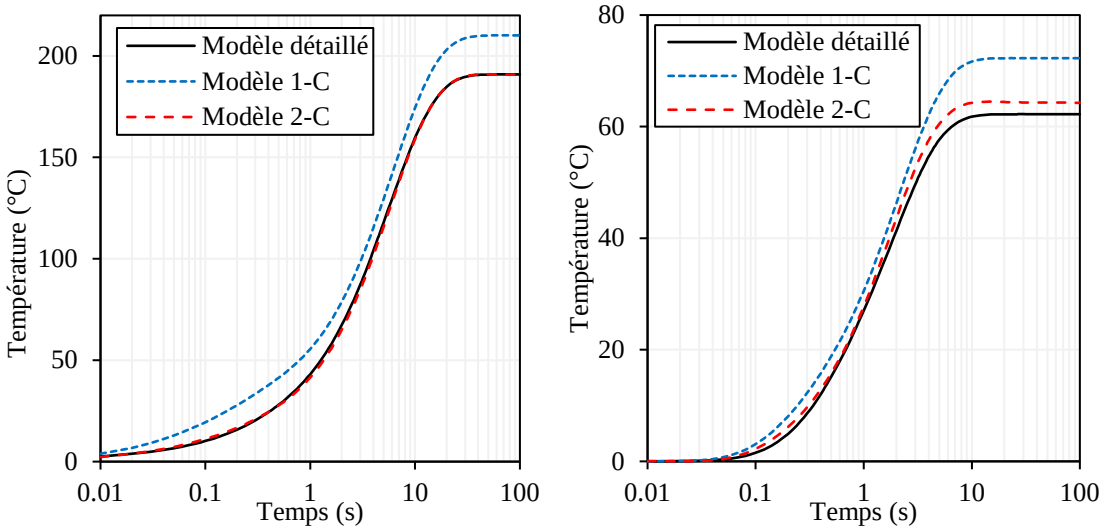


Figure 100 : ΔT (en %) entre les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime transitoire (DFN10)

A l'inverse du régime permanent, la découpe du domaine en deux couches a un impact majeur sur la précision du modèle. En effet, un modèle d'ordre 1 ne permet pas de correctement prédire le comportement dynamique de l'évolution de température d'un système complexe comme le DFN10, notamment dans les premiers pas de temps. La découpe du modèle en deux sous-domaines permet de construire un modèle d'ordre supérieur, et donc de mieux corréler l'évolution temporelle de la température, comme le montre la figure suivante :



CL n°2 – **Junction** CL n°5 – **Top Inner**

Figure 101 : Evolution de la température du nœud Junction et Top Inner en fonction du temps, pour les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé (DFN10)

4 Modèle simplifié d'un composant électronique multi-puce

La modélisation simplifiée d'un composant électronique a été étendue à un composant possédant plusieurs puces, soit plusieurs sources de chaleur. Le composant en question est un DFN12, composé de 2 puces électroniques. Les spécifications géométriques et les propriétés des matériaux du DFN12 sont données dans la Table 11.

De la même manière que pour le composant mono-puce, le modèle simplifié multi-puce (1-C & 2-C) a été évalué par rapport à un modèle détaillé du DFN12. Les nœuds de comparaison du modèle simplifié du DFN12 sont :

- Température au centre de la puce 1 : **Junction 1**
- Température au centre de la puce 2 : **Junction 2**
- Température moyenne de la surface projetée de la puce 1 sur la face supérieure du composant : **Top inner 1**
- Température moyenne de la surface projetée de la puce 2 sur la face supérieure du composant : **Top inner 2**
- Température moyenne du reste de la surface supérieure du composant : **Top outer**
- Température moyenne de la surface projetée de la plateforme sur la face inférieure du composant : **Bottom inner**
- Température moyenne du restant de la face inférieure du composant : **Bottom outer**
- Température moyenne des faces latérales du composant : **Sides**

La représentation visuelle des points d'observation est détaillée dans la figure suivante :

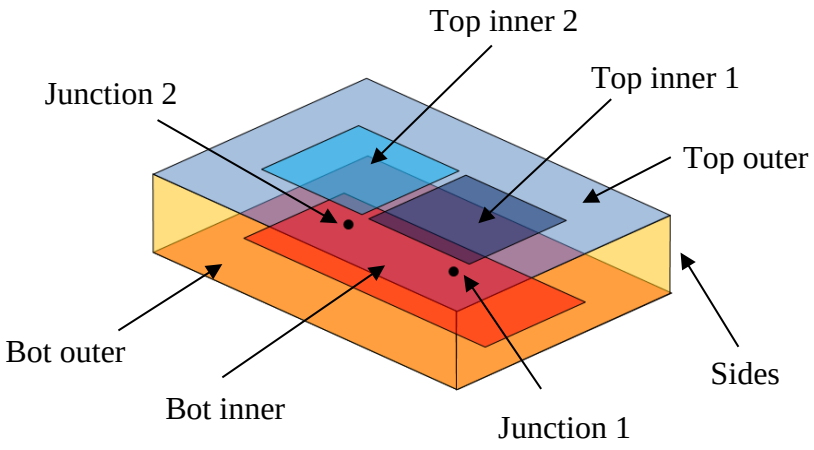


Figure 102 : Représentation des nœuds de contrôle du modèle simplifié du DFN12

4.1 Modèle en régime permanent

Les modèles simplifiés (1-C & 2-C) ont été évalués avec le modèle détaillé pour le régime permanent. Cependant le nombre de CL a été modifié afin de prendre en compte

l'influence de l'échauffement d'une puce sur la puce adjacente, et vice-versa. Le nombre de cas test est alors calculé par la formule suivante :

$$N_{CL} = N_{Sc} \cdot (N_P + 1) \tag{106}$$

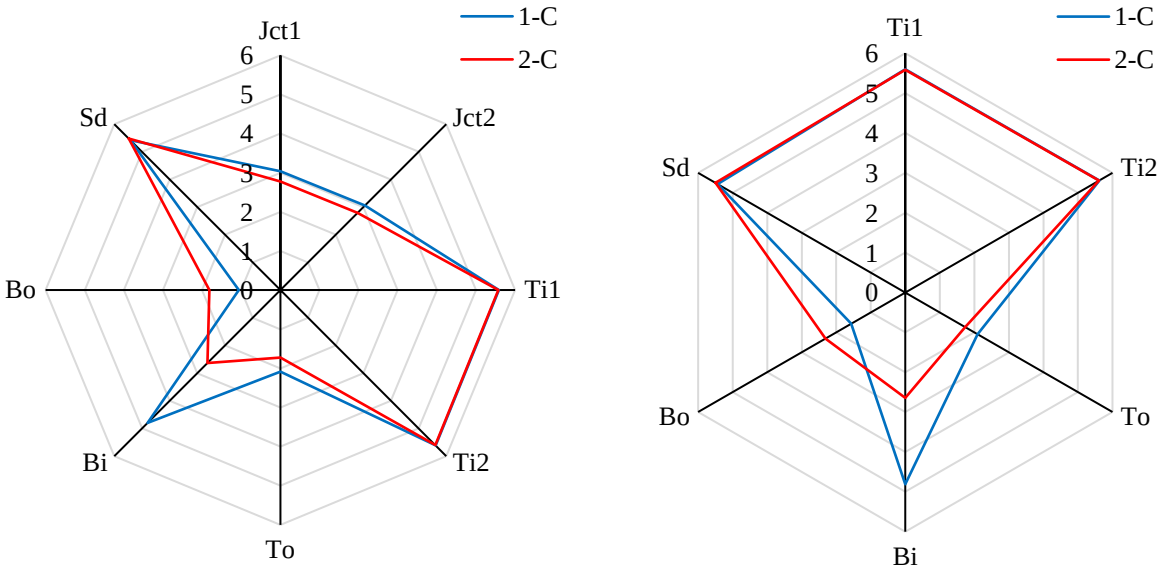
Avec N_{CL} le nombre de CL, N_{Sc} le nombre initial de cas test (issu de Delphi) et N_P le nombre de puce. Dans le cas du DFN12 composé de 2 puces, N_{CL} est égal à 99.

Concernant les propriétés matériaux du modèle simplifié, les conductivités thermiques sont déduites de l'optimisation du score et les valeurs de ρ et cp des ratios volumiques.

Table 49 : Matériaux équivalents des modèles simplifiés 1-C & 2-C du DFN12

	kxy (W.m^{-1}.K^{-1})	kz (W.m^{-1}.K^{-1})	$\rho \cdot cp$ (MJ.m^{-3}.K^{-1})
Modèle 1-C	19.5	0.66	2.58
Modèle 2-C	0.66 (inf.) / 27 (sup.)	260 (inf.) / 0.66 (sup.)	3.70 (inf.) / 1.80 (sup.)

Les erreurs moyennes des températures (ΔT) et des flux (ΔH) des deux modèles simplifiés optimisés (1-C & 2-C) par rapport au modèle détaillé sont résumées dans la Figure 103.



ΔT en % ΔH en %

Figure 103 : ΔT et ΔH (en %) entre les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime permanent (DFN12)

Les scores et ΔT & ΔH moyens sont résumés dans la Table 50. De la même manière que pour le DFN10, le modèle 2-C permet de réduire l'erreur sur le nœud **Bot inner** du fait d'une conductivité plus importante dans l'axe z au-dessous de la puce, et donc d'une résistance thermique plus faible.

Table 50 : Score, ΔT et ΔH des modèles simplifiés 1-C et 2-C optimisés du DFN12

	Score	ΔT (%)	ΔH (%)
1-C optimisé	0.921	3.8	4.2
2-C optimisé	0.924	3.5	3.9

L'utilisation d'un modèle simplifié 2 couches permet d'obtenir une erreur inférieure à 4%, que ce soit sur les températures ou les flux, bien en deçà d'un modèle 2-R classique.

4.2 Modèle en régime transitoire

Le modèle simplifié a été étendue pour le régime transitoire, pour le modèle 1-C et 2-C. L'écart en température, pour tous les nœuds, avec le modèle détaillé est donné dans la Figure 104.

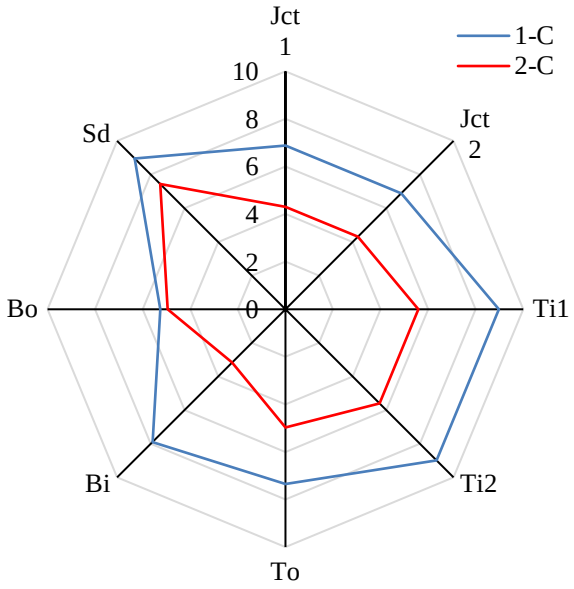


Figure 104 : ΔT (en %) entre les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime transitoire (DFN12)

A l'instar du composant mono-puce, la décomposition de la géométrie en deux couches permet de mieux prendre en compte la montée en température du modèle, ce qui se traduit par un score plus élevé, comme le montre la Table 51.

Table 51 : Score et ΔT des modèles simplifiés 1-C & 2-C du DFN12 en régime transitoire

	Score	ΔT (%)
Modèle 1-C	0.960	7.65
Modèle 2-C	0.971	4.51

5 Modèle simplifié d'un composant électronique complexe : le BGA 208

La méthode de simplification de composant électronique a été testée pour un composant électronique possédant une géométrie complexe : le BGA 208 (**B**all **G**rid **A**rray). Le BGA 208 est un package mono-puce, relié à sa carte électronique par 208 billes de connexion. Une vue du composant est montrée dans la Figure 105, ainsi que les dimensions de ses constituants.

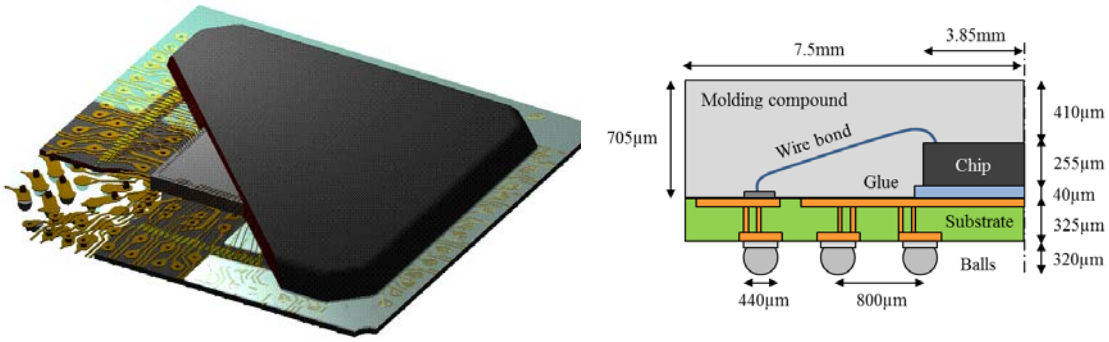


Figure 105 : géométrie du BGA 208 (gauche) et vue schématique en coupe (droite)

Comme aperçu dans la figure précédente, les connexions de la puce à la carte électronique se font au travers d'un substrat possédant deux plans de signaux reliés par des vias métalliques. Une vue du substrat interne est montrée dans la figure suivante.

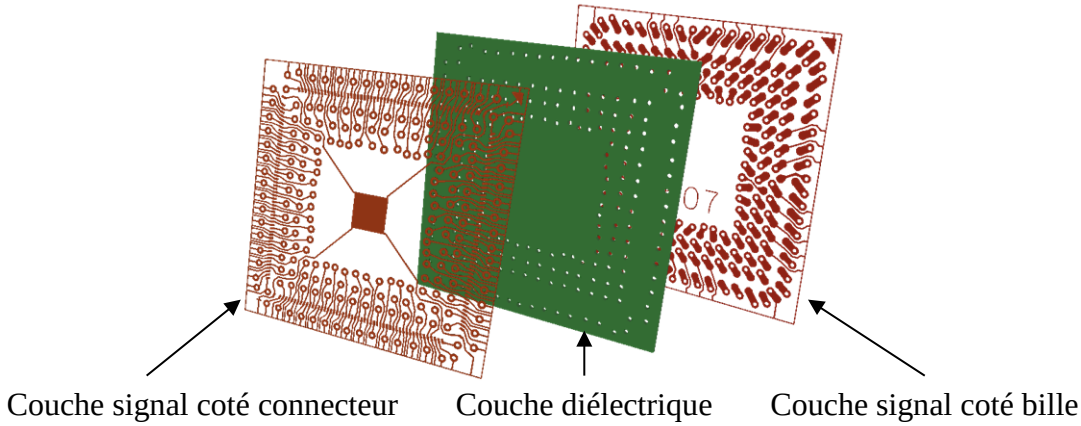


Figure 106 : Vue éclatée des différentes couches du substrat du BGA208

En plus de permettre le passage de l'information électrique, les vias métalliques servent de dissipateurs thermiques entre les différentes couches. La puce et les connecteurs sont eux encapsulés dans une résine pour les protéger de l'environnement extérieur. Les dimensions extérieures du BGA208 sont 15 x 15 x 1.35 mm.

Les propriétés matériaux des composants du BGA208 sont résumées dans la Table 52.

Table 52 : Propriétés matériaux des constituants du BGA208

Constituant	Matériau	k ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	ρ ($kg.m^{-3}$)	cp ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)
Encapsulation	Résine	0.67	1900	920
Connecteurs	Or	313	19281	131
Puce	Silicium	148	2330	770
Colle	Alliage d'argent	2.1	2400	728
Signaux & Vias	Cuivre	400	8933	400
Couche diélectrique	FR-4	0.35	1250	1300
Billes	63Sn37pb2Ag	56.9	8690	239

Un modèle numérique du BGA208 a ensuite été créé dans le but de comparer la précision du modèle simplifié avec un modèle détaillé. La couche d'air se situant entre les billes est remplacée par un matériau solide équivalent possédant les propriétés thermiques de l'air. En effet, la très faible épaisseur de la couche isolante permet de faire l'hypothèse d'un transfert par conduction, notamment dû à l'emprisonnement de la lame d'air.

Les simulations numériques ont été faites avec le logiciel ICEPAK V18.1. Une étude de sensibilité au maillage a été réalisée préalablement afin de s'assurer que le modèle numérique soit fiable avant toute comparaison. Ainsi ce modèle est dit « indépendant » du maillage lorsque les prédictions de températures varient de moins de 0.1% entre deux maillages consécutifs. Le maillage final possède 3.4 millions d'éléments, du fait d'un nombre très élevé d'éléments à l'intérieur du composant.

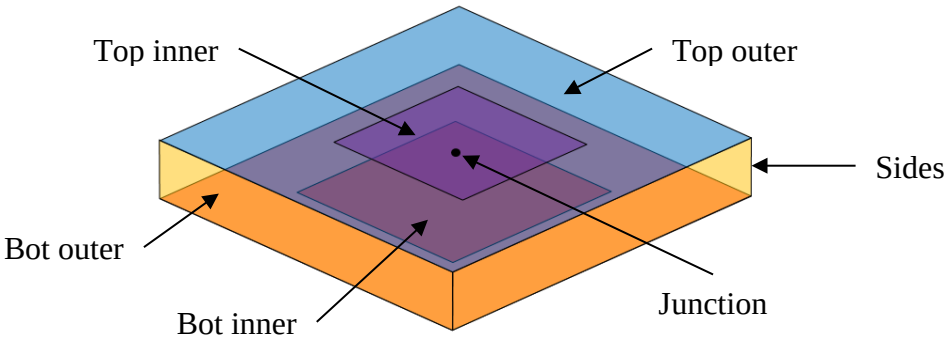


Figure 107 : Représentation des nœuds de contrôle du modèle simplifié du BGA208

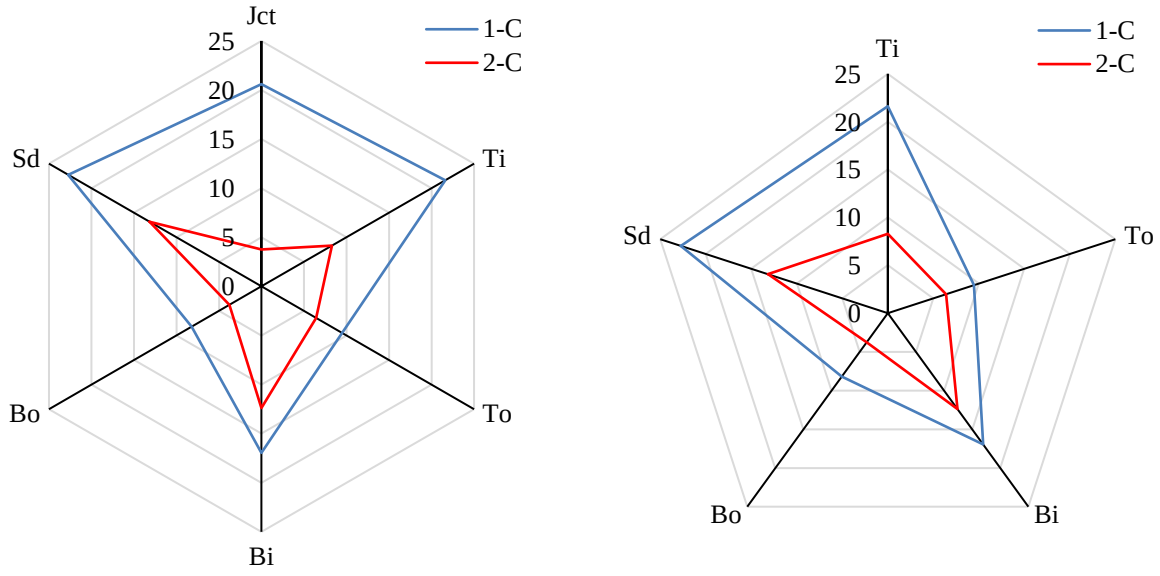
5.1 Modèle simplifié en régime permanent

Suivant la méthodologie décrite dans la section 3, un modèle simplifié 1-C ainsi qu'un modèle 2-C du BGA208 ont été créé. Les propriétés matériaux des modèles simplifiés sont de l'optimisation du score et sont résumées dans la Table 53. Les conductivités sont supposées orthotropes.

Table 53 : Conductivités thermiques des modèles simplifiés 1-C & 2-C du BGA208

Modèle	kxy (W.m^{-1}.K^{-1})	kz (W.m^{-1}.K^{-1})	$\rho \cdot cp$ (MJ.m^{-3}.K^{-1})
1-C	5.4	9	2.58
2-C	2 (inf.) / 5 (sup.)	0.015 (inf.) / 2 (sup.)	3.70 (inf.) / 1.80 (sup.)

La présence d'une lame d'air sous le composant engendre une conductivité thermique transversale très faible pour le modèle 2-C. Cela se traduit par une résistance thermique très élevée entre la Junction et la surface inférieure. La répartition de l'erreur sur les nœuds du BGA208 est représentée dans la figure suivante.



ΔT en % ΔH en %

Figure 108 : ΔT et ΔH (en %) entre les modèle simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime permanent (BGA208)

La non prise en compte de la couche peu conductrice dans le modèle simplifié engendre une erreur importante sur la **Junction**, supérieure à 20%, et ne permet pas de prédire correctement le comportement thermique du BGA208. Une décomposition à deux couches est primordiale afin de convenablement caractériser thermiquement le boitier électronique. Le score et les ΔT et ΔH correspondant sont résumés dans la table suivante.

Table 54 : Score, ΔT et ΔH des modèles simplifiés 1-C et 2-C optimisés du BGA208

	Score	ΔT (%)	ΔH (%)
1-C optimisé	0.699	16.6	15.8
2-C optimisé	0.862	7.90	8.8

Le score est amélioré de 23%, avec une erreur par rapport au modèle détaillé globalement divisé par deux. De plus l'erreur sur la Junction est inférieure à 4%, bien en deçà de l'écart généré par un modèle 2-R JEDEC.

5.2 Modèle simplifié en régime transitoire

Le modèle simplifié a été étendu en régime transitoire. Les valeurs de ρ et de cp sont issues de la Table 53, sans optimisation. La répartition de l'erreur sur tous les nœuds est donnée dans la figure suivante.

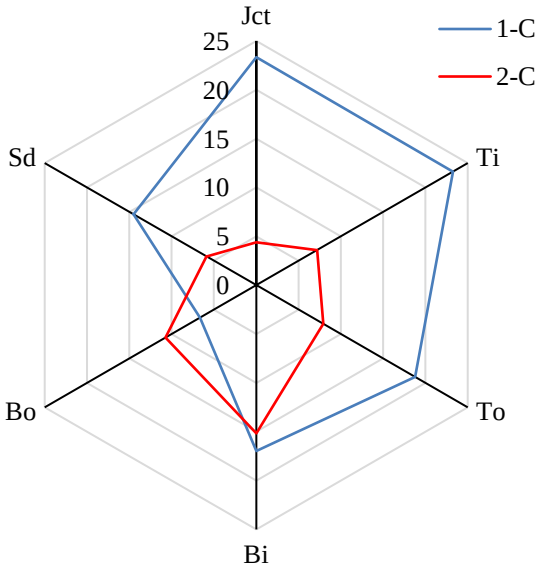


Figure 109 : ΔT (en %) entre les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé, en régime transitoire (BGA208)

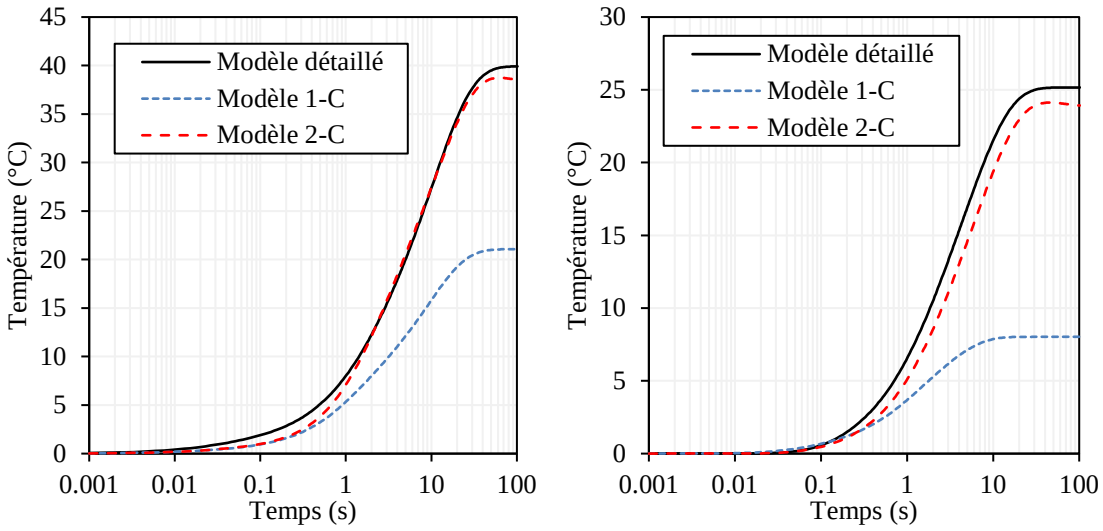
De manière similaire au modèle simplifié en régime permanent, le modèle 2-C possède une erreur moyenne plus faible que le modèle 1-C, ainsi qu'un score plus élevé que le modèle 1-C, comme montré dans la Table 55.

Table 55 : Score et ΔT des modèles simplifiés 1-C & 2-C du BGA208 en régime transitoire

	Score	ΔT (%)
Modèle 1-C	0.962	17.3
Modèle 2-C	0.964	8.55

La décomposition du boitier en deux couches, avec une couche inférieure peu conductrice (principalement composée d'air), en plus d'un modèle d'ordre supérieur permet de réduire l'erreur de prédiction des températures (ΔT) d'un facteur 2, et notamment d'avoir une un ΔT inférieur à 5% au niveau de la **Junction**.

La Figure 110 représente l'évolution de la température de **Junction** et du nœud **Top Inner**, du modèle simplifié, par rapport au modèle détaillé.



CL n°2 – **Junction**

CL n°5 – **Top Inner**

Figure 110 : Evolution de la température du nœud Junction et Top Inner en fonction du temps, pour les modèles simplifiés 1-C & 2-C et le modèle détaillé (BGA208)

A l'instar du modèle simplifié du DFN12, la décomposition en deux couches permet une meilleure prédiction des températures des nœuds du modèle simplifié, par rapport au modèle détaillé, notamment en régime stabilisé.

La prochaine section s'attache sur la génération de modèles simplifiés de boitiers électroniques, sans connaitre leur géométrie interne.

6 Généralisation sur composant électronique

L'optimisation du modèle simplifié des composants électroniques proposée est limitée à la connaissance de la géométrie interne et donc des données issues d'un modèle détaillé. Cependant, les valeurs de conductivités trouvées par optimisation sont similaires (voir égales) en fonction de la famille de boitiers électroniques. Dans le cas ou peu d'informations sont à disposition quant à la géométrie d'un composant « X », l'utilisation des propriétés matériaux trouvées par optimisation sur un composant « Y » peut sembler plus adéquate qu'une conductivité équivalente trouvée à partir des ratios volumiques des matériaux.

Afin de vérifier la validité de l'optimisation pour des composants similaires, un boitier électronique de la famille des QFNs (QFN16) a été réalisé à partir d'un modèle détaillé. Les valeurs des propriétés matériaux issues de cette simplification ont été appliquées à plusieurs boitiers de la même famille : QFN32, QFN48 et le QFN64, lesquels sont représentés dans la Figure 111. Leur description géométrique est donnée dans l'Annexe P.

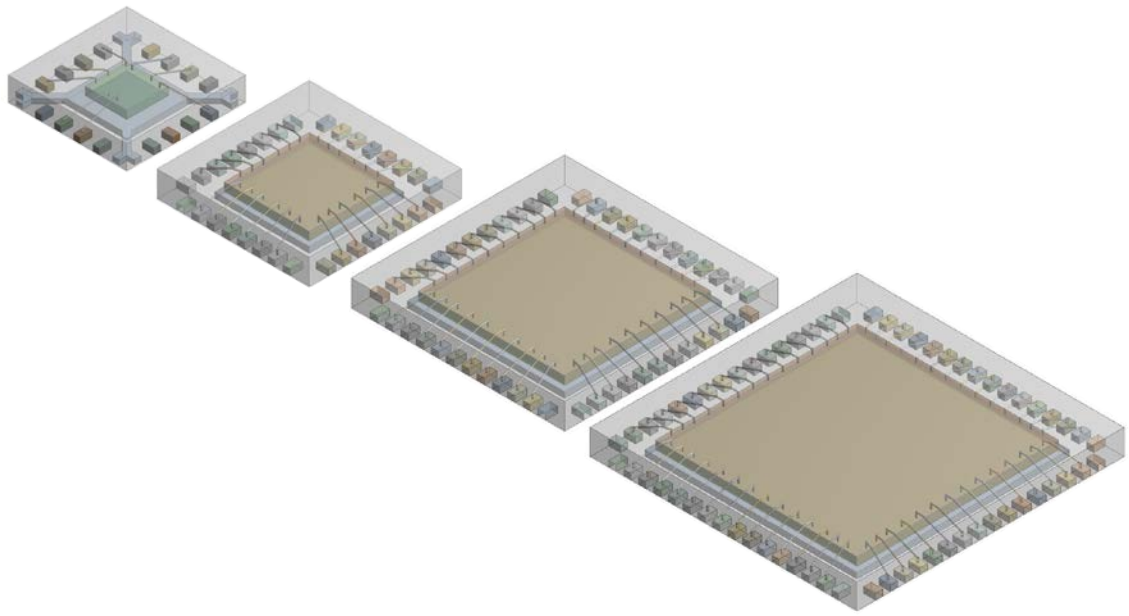


Figure 111 : Modèle 3-D (de gauche à droite) du QFN16, QFN32, QFN48 et QFN64

6.1 Modèle simplifié en régime permanent

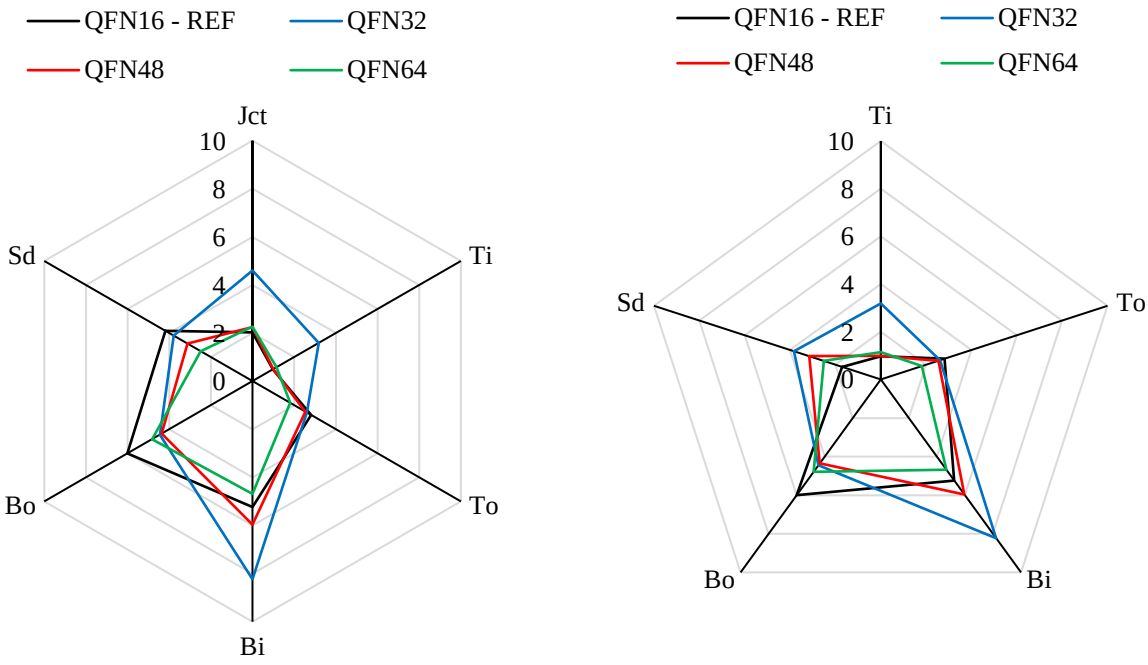
Le modèle simplifié du QFN16 a été réalisé à partir d'un modèle détaillé du boitier électronique. A l'instar du DFN10, les 33 conditions limites ont été appliquées afin d'optimiser le score en fonction des conductivités thermiques. Le modèle simplifié est composé de deux couches, de par ses performances plus élevées que le modèle

monocouche. Les données du modèle simplifié du QFN16 sont résumées dans la Table 56.

Table 56 : Conductivités, score et écarts du modèle simplifié 2-C du QFN16

kxy (W.m^{-1}.K^{-1})	*kz* (W.m^{-1}.K^{-1})	Score	Δ*T* (%)	Δ*H* (%)
0.66 / 5.9	260 / 4.7	0.92	3.5	3.3

A partir de ces valeurs de conductivité thermique (couche 1 / couche 2), les modèles simplifiés des QFN32, QFN48 et QFN64 ont été créés. Les prédictions de températures et de flux ont ensuite été comparées avec leur modèle détaillé dans le but de déterminer leur score. Les écarts de chaque nœud et des quatre modèles sont résumés dans la Figure 112.



Δ*T* en %

Δ*H* en %

*Figure 112 : Δ*T* et Δ*H* (en %) entre les modèles simplifiés 2-C des QFNs et leurs modèles détaillés, en régime permanent*

Les scores respectifs des quatre modèles sont détaillés dans la table suivante.

Table 57 : Score des modèles simplifiés 2-C des QFNs

Composant	QFN16	QFN32	QFN48	QFN64
Score	0.922	0.899	0.925	0.928

Le score ainsi que l'écart en température & flux des QFN32, QFN48 et QFN64 sont similaires, voir meilleur que le score du QFN16, qui est le modèle de référence. Le score moins élevé du QFN32 s'explique par une plateforme plus petite que les autres QFNs, par rapport au volume total du boitier.

On remarque également que le score des boitiers augmente en fonction de l'accroissement du volume des boitiers. En effet, plus le boitier est volumineux, plus les ratios volumiques de la plateforme et de la puce sont importants (respectivement dans la couche 1 et la couche 2). Du fait de l'hypothèse de matériaux équivalents dans les modèles simplifiés, plus le ratio volumique de l'élément principal dans chaque couche est élevé, plus le modèle analytique sera proche du modèle détaillé.

La comparaison des différents modèles simplifiés a été étendue en régime transitoire.

6.2 Modèle simplifié en régime transitoire

Les valeurs du produit $\rho \cdot cp$ pour chaque boitier (y compris le QFN16) ont été calculées à partir de leurs dimensions et du ratio des volumes des matériaux constituants. Ces données sont facilement trouvables dans la littérature ou dans les références des fournisseurs. La prochaine figure représente l'écart moyen en température de chaque nœud des modèles simplifiés, par rapport à leurs modèles détaillés respectifs.

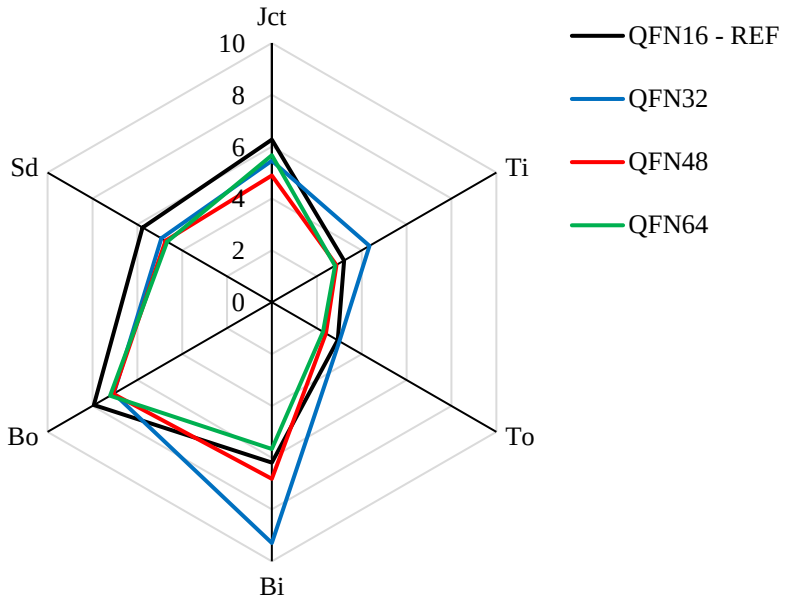


Figure 113 : ΔT (en %) entre les modèles simplifiés 2-C des QFNs et leurs modèles détaillés, en régime transitoire

A l'instar des modèles simplifiés en régime permanent, le ΔT est similaire pour tous les modèles simplifiés des différents boitiers. Le score est donné dans la table suivante.

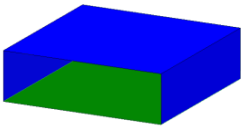
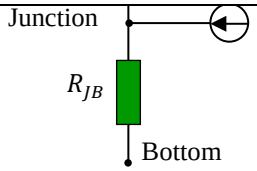
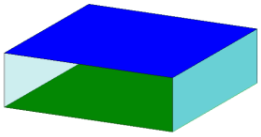
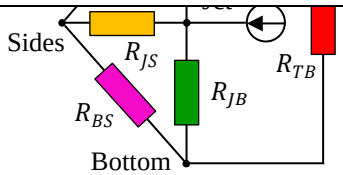
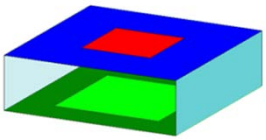
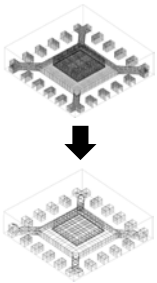
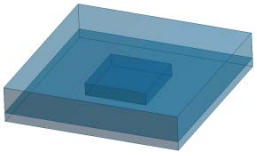
Table 58 : Score des modèles simplifiés 2-C des QFNs, en régime transitoire

Composant	QFN16	QFN32	QFN48	QFN64
Score	0.957	0.982	0.981	0.982

Il est démontré que pour une même famille de boitiers électroniques, une optimisation du modèle simplifié d'un seul modèle permet de calibrer les modèles simplifiés des autres boitiers, et ce pour un $\Delta T < 6\%$ en régime permanent & transitoire.

7 Benchmark des techniques de réduction (mise à jour)

Table 59 : Différentes modélisations compactes d'un QFN16

Modèle	Surfaces	Topologie du réseau	Score
CTM «JEDEC» 2 Résistances			$\overline{\Delta T_j} = 15.8\%$ $\Delta T_{j,max} = 46.3\%$
CTM «JEDEC» 6 Résistances			$\overline{\Delta T_j} = 9.5\%$ $\Delta T_{j,max} = 29.5\%$
CTM «DELPHI» 15 Résistances		J Ti To Bi Bo S J R R R R R Ti - R R R R To - - R R R Bi - - - R R Bo - - - - R S - - - - -	$\overline{\Delta T_j} = 0.5\%$ $\Delta T_{j,max} = 0.9\%$
Modèle réduit «FANTASTIC» (MPMM)		$\begin{pmatrix} X_{1,1} & \cdots & X_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{m,1} & \cdots & X_{m,n} \end{pmatrix}$	$\overline{\Delta T_j} < 0.1\%$ $\Delta T_{j,max} < 0.1\%$
Modèle simplifié 2-couches		Modèle analytique	$\overline{\Delta T_j} = 3.5\%$ $\Delta T_{j,max} = 16.8\%$

8 Application sur carte électronique

Les modèles simplifiés ont été testés en condition « réelle », c'est-à-dire en modélisant les composants des cartes de test par leurs homologues simplifiés.

L'application a été effectuée sur la carte de test n°6 qui se compose d'un DFN10, de deux résistances et d'une inductance. Le cas test ou seul le DFN10 est soumis à une tension électrique (cas test n°2 de la partie III)

Les caractéristiques du modèle simplifié du DFN10 sont résumées dans les Table 47 et Table 48, plus d'information sur la carte de test n°6 sont disponibles dans la partie III.

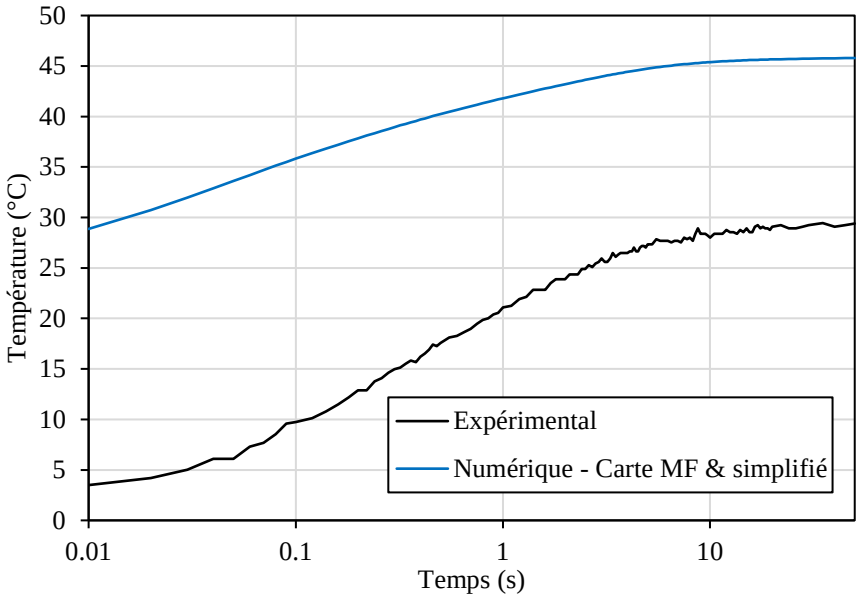


Figure 114 : Evolution de T_J du DFN10 au cours du temps pour l'essai expérimental n°2 et simulation numérique avec composant simplifié 2-C

Il est évident que les prédictions de la température de Junction du modèle simplifié ne correspondent pas à celle des essais expérimentaux. Les raisons de cet écart sont explicitées dans la partie suivante.

9 Limites d'utilisation des modèles simplifiés

De par les résultats de la section 8, le modèle simplifié ne permet pas de prédire correctement le comportement thermique d'un boitier électronique, dans des conditions réelles, c'est-à-dire un composant soudé à une carte électronique. Dans le but d'identifier les sources d'erreur du modèle simplifié, une comparaison avec d'autres modélisations compactes a été faite. Les modèles compacts à l'étude sont : DCTM, modèle 2-R, modèle surfacique (le composant est représenté par une surface disposée sur la carte et dissipant de la chaleur) et modèle simplifié. Le modèle 2-R est explicité dans l'Annexe Q.

En plus d'une représentation « Metal fraction », le PCB a été modélisé par une carte équivalente orthotrope avec $kx = ky = 17.4$ et $kz = 0.44$. Cette distinction permet de différencier l'erreur générée par le modèle compact dans un 1er temps et ensuite de la représentation, ou non, des éléments du PCB (pistes, vias, …). L'écart des modèles compacts par rapport au modèle détaillé, pour les deux modèles de carte, est représenté dans la table suivante.

Table 60 : T_J et ΔT_J des modèles compacts pour 2 représentions de carte

Carte	« Metal Fraction »		Orthotrope	
Modèle	T_J (°C)	ΔT_J (%)	T_J (°C)	ΔT_J (%)
Exp.	53.7	-	53.7	-
Détaillé	53.6	-	77.4	-
DCTM	51.4	7.98	77.1	0.576
2-R	50.0	12.4	65.8	21.8
Surfacique	59.2	18.9	62.9	27.2
Simplifié	75.2	73.3	97.1	37.1

Premièrement l'utilisation d'une carte équivalente orthotrope génère une augmentation d'environ 24°C de T_J du modèle détaillé. Il est clair que l'utilisation d'un PCB équivalent orthotrope ne permet pas de correctement prédire le comportement thermique de composants miniatures tel que le DFN10. On peut en déduire que les éléments en Cuivre (pistes et vias) de la carte possèdent un rôle prépondérant quant au comportement thermique des composants électroniques, et jouent un rôle de dissipateur de chaleur qui diffusent la chaleur au sein du PCB.

En ce qui concerne les modèles compacts, que ce soit pour un PCB orthotrope ou « Metal fraction », le modèle simplifié est le modèle qui possède le plus grand écart avec la modélisation détaillée. La Figure 115 représente l'empreinte thermique du composant pour toutes ses modélisations, pour une carte orthotrope.

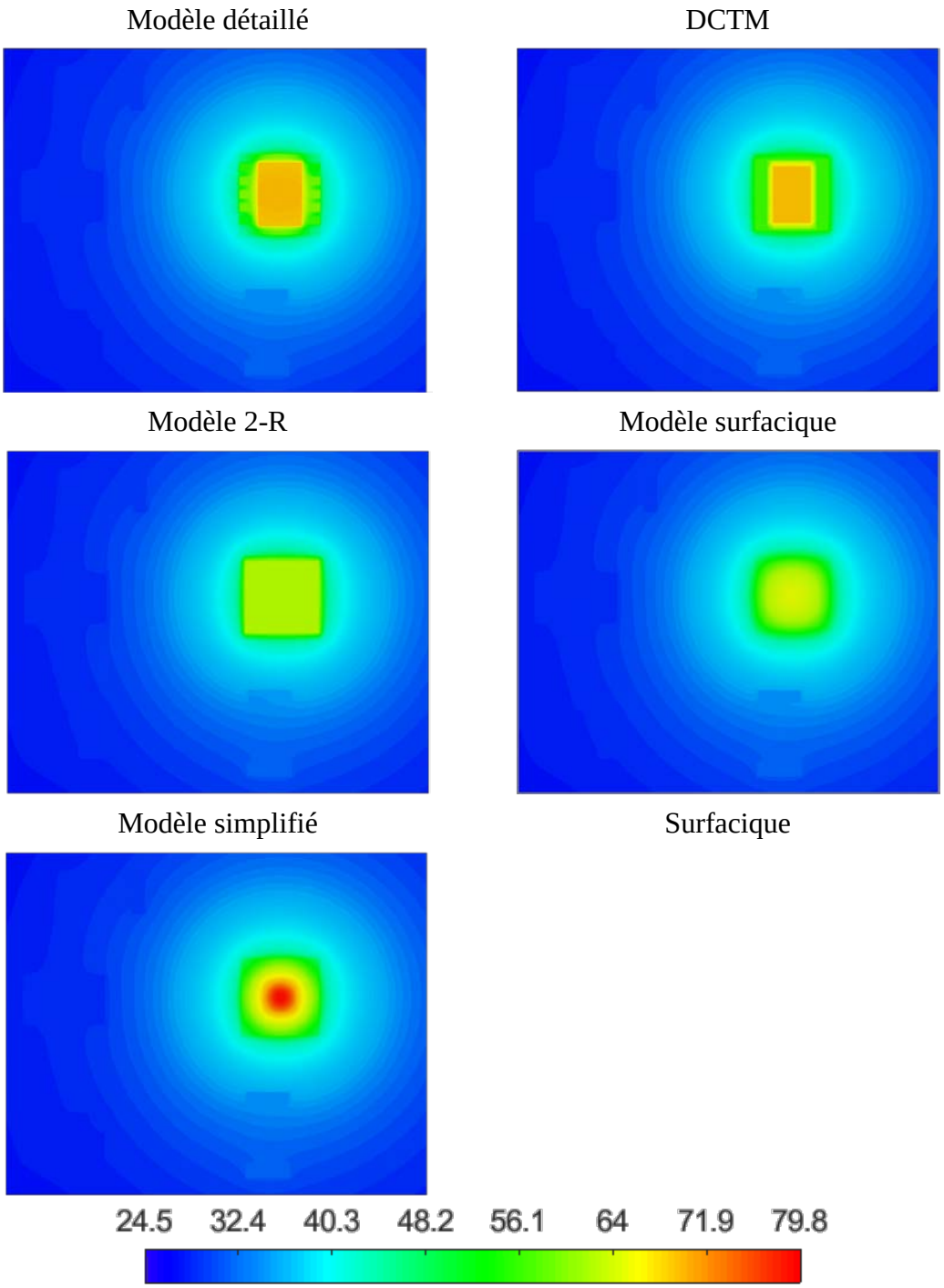


Figure 115 : Empreinte thermique des différentes modélisations du DFN10 sur son PCB

Par rapport au modèle détaillé, le DCTM retranscrit correctement l'empreinte thermique du DFN10. En effet la surface **Bot Inner**, qui correspond à la surface de la plateforme en cuivre en contact avec le PCB, est isotherme de par la forte conductivité du Cuivre. Or le DCTM possède des surfaces isothermes ce qui correspond bien à ce cas de figure.

La surface inférieure du modèle 2-R est également isotherme mais ne distingue pas la plateforme en cuivre, ce qui entraîne une température plus faible.

En ce qui concerne le modèle surfacique, la répartition de température est parabolique, avec le point chaud au centre de la surface chauffante. De plus, du fait d'une concentration de puissance plus faible (sur toute la surface), le modèle surfacique est le modèle le plus optimiste.

Finalement, le modèle simplifié se comporte de la même manière que le modèle surfacique, c'est-à-dire avec une répartition de la température parabolique avec le point chaud au centre de la surface en contact avec le PCB, phénomène déjà mis en lumière dans la Figure 94.

Cependant, à l'inverse du modèle analytique, le coefficient de transfert thermique n'est pas constant aux limites du modèle simplifié. En effet, comme montré dans la Figure 116, le coefficient de transfert thermique n'est pas uniforme à la surface du PCB en contact avec le modèle du DFN10 (détaillé ou simplifié). Ce phénomène est dû à une température de contact non uniforme, au contraire du modèle analytique (ou T_∞ est constant).

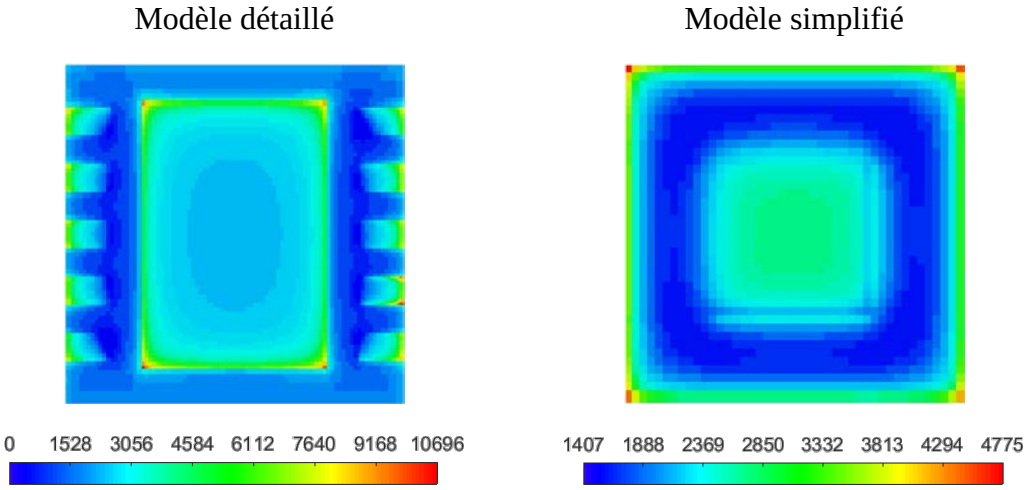


Figure 116 : Champs du coefficient de transfert thermique de la surface en contact entre le PCB et le DFN10 (détaillé ou simplifié)

Que ce soit pour le modèle détaillé ou le modèle simplifié, les zones à coefficient h ≈ constant correspondent à des zones ≈ isothermes. Ces zones isothermes représentent la topologie du modèle, la plateforme et les connecteurs en cuivre par exemple dans le modèle détaillé, ou la projection de la puce dans le modèle simplifié.

Dans le cas où un coefficient de transfert thermique moyen, extrait de la simulation avec composant détaillé, est appliqué au modèle simplifié seul, l'erreur est drastiquement diminuée. Les nouvelles valeurs de température sont précisées dans la Table 61.

Un dernier essai a été réalisé en ajoutant un modèle 1-R entre le modèle simplifié et le la carte électronique. L'ajout d'un modèle 1-R entre les deux géométries permet d'obtenir une surface de contact isotherme, et donc également d'un coefficient de transfert thermique moyen, directement dans la simulation numérique. Le modèle 1-R se compose d'une surface supérieure en contact avec le modèle simplifié, d'une surface inférieure en

contact avec le PCB, et d'une résistance très faible (10^{-6} $K.W^{-1}$) entre les deux pour ne pas générer de gradient thermique.

Les prédictions de température pour les différentes variantes du modèle simplifié, pour une carte orthotrope, sont résumées dans la table suivante.

Table 61 : T_J et ΔT_J des modèles simplifiés avec différentes CLs

Carte	« Metal Fraction »		Orthotrope	
Modèle	T_J (°C)	ΔT_J (%)	T_J (°C)	ΔT_J (%)
Exp.	53.7	-	53.7	-
Détaillé	53.6	-	77.4	-
Simplifié	75.2	73.3	97.1	37.1
Simplifié avec h constant	61.4	26.3	78.5	2.07
Simplifié avec T constant	62.4	29.7	86.1	16.5

L'hypothèse d'une température de contact imposée entre le modèle simplifié et le PCB permet de diviser par deux l'erreur. Cependant, cette condition de 1ère espèce impose un coefficient de transfert thermique « infinie » (voir eq. (45)) à la face inférieure du modèle simplifié et ne correspond pas aux conditions limites du modèle analytique. Le modèle simplifié étant optimisé pour des conditions de 3ème espèce, l'écart reste important (30%).

En ce qui concerne l'hypothèse d'un coefficient h constant, l'écart est inférieur à 9% (quelle que soit le format de la carte électronique), ce qui correspond au score élevé du modèle simplifié lorsqu'il est soumis aux 33 conditions issues du Delphi.

Bilan

Un changement des conditions limites dans le processus de création des modèles simplifiés est à prévoir dans le but de réduire l'écart avec le modèle détaillé. En lieu et place du jeu de coefficients de transfert thermiques issus du Delphi (33 scénarii), un jeu de 49 conditions limites de 1ère espèce peut être utilisé. Les températures moyennes de chaque face externe seront alors extraites du modèle détaillé pour chaque scénario, et serviront de conditions limites dans l'optimisation du score du modèle simplifié.

Un changement de condition limite avec un coefficient de transfert thermique parabolique peut également être envisagé afin de rendre le modèle simplifié sensible au la non-uniformité de h.

10 Bilan et perspectives

Le développement d'une nouvelle technique de réduction basée sur un modèle analytique permet d'obtenir un écart inférieur à 10%, par rapport à un modèle détaillé, ceci quel que soit le niveau de complexité du composant électronique. Le découpage du domaine en deux couches superposables est également une approche bénéfique en termes de précision, notamment en régime temporel, de par un modèle d'ordre supérieur.

Par ailleurs, les valeurs de conductivités thermiques orthotropes obtenues par optimisation, peuvent être transposées aux boitiers d'une même famille ; la précision du modèle simplifié ne variant que peu entre les membres d'une même famille de boitier. Ce constat est intéressant en cas d'absence d'information sur la topologie interne d'un composant électronique, il suffit alors d'appliquer les caractéristiques identifiées sur un composant similaire, pour lequel on connait la géométrie.

Perspectives

Néanmoins la comparaison avec un essai expérimental souligne la faiblesse du modèle simplifié en condition réelle, c'est-à-dire composant posé sur carte électronique, notamment au niveau des conditions d'interfaces composant/carte.

Les conditions limites du modèle analytique (condition de 3ème espèce) s'inspirant de la méthode Delphi, ne sont pas réalistes du fait de surfaces non isothermes, au contraire des modèles compacts (modèle 2-R, DCTM), et montrent leurs limites pour ce type de modélisation.

Cependant, un changement du type de conditions limites dans l'optimisation du modèle détaillé peut être envisagé, telles que des conditions de 1ere espèce (températures imposées), dans le but de réduire l'erreur lors de simulations dites « réalistes ».

La problématique de modèles approximés (que ce soit compacts, réduits ou simplifiés) de composants électroniques a été commentée dans les quatre premières parties de cette thèse. La cinquième et dernière partie est axée sur un modèle compact de cartes électroniques possédant des composants enterrés. Cette étude est basée sur la modélisation analytique de la partie 2, en prenant en compte les spécificités géométriques des cartes électroniques, telles que les profils minces et le haut niveau de couches des substrats.

Reference

[90] P. Karayacoubian, M.-M. Yovanovich, R.-R. Culham, Thermal Resistance-Based Bounds for the Effective Conductivity of Composite Thermal Interface Materials, Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, 2006 IEEE Twenty-Second Annual IEEE, pp 28-36, 2006.

[91] Etsuro Yamada, Terukazu Ota, Effective thermal conductivity of dispersed materials, Wârme-und Stoffübertragung, Vol. 13, Issue 1-2, pp 27-37, 1980.

PARTIE V. MODELE SIMPLIFIE DE CARTE ELECTRONIQUE AVEC COMPOSANTS ENTERRES

Cette partie se concentre sur la modélisation analytique de la diffusion de la chaleur au sein des cartes électroniques possédant des composants enterrés.

Le modèle analytique de composant électronique a été étendu pour prendre en compte un nombre de couche plus élevé, de manière à modéliser plus fidèlement la structure réelle d'une carte électronique. L'analyse numérique a été testée sur une carte de test, appelée HERMES, laquelle a permis d'analyser le concept d'enfouissement de composants dans la structure d'un substrat. Le modèle analytique établi a ensuite été comparé à un modèle numérique afin d'analyser sa représentativité et évaluer son niveau de performance.

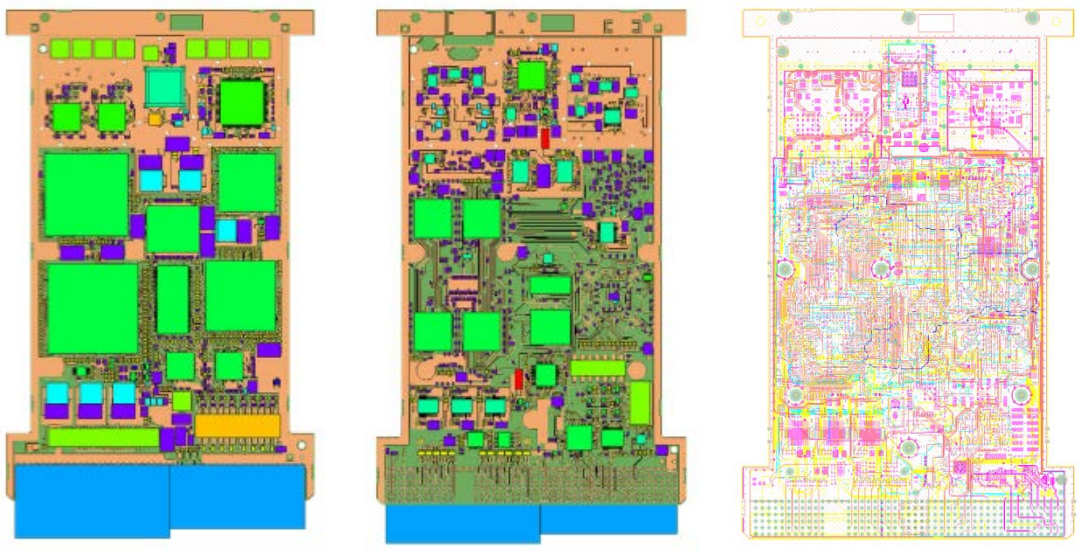
A l'issue de cette analyse, le modèle analytique a été optimisé afin de réduire son temps de calcul. Une méthodologie de regroupement des couches ayant un faible impact sur les prédictions de température est proposée.

Finalement cette approche a été validée sur différentes structures représentatives de cartes électroniques industrielles.

1 Carte électronique avec composants enterrés

La miniaturisation des composants électroniques, ainsi que la demande constante de fonctions électroniques de plus en plus complexes dans des espaces de plus en plus restreints (smartphone, laptop, …) entraîne une densification extrême des cartes. Ces dernières années le développement de cartes dites HDI (High Density Interconnect) a permis d'obtenir une densité de composant supérieure à 10 composants par cm², pour un nombre de couches supérieure à 20.

La Figure 117 montre l'exemple d'une carte HDI (160 x 100 x 1.6 mm) possédant 1675 composants et 20000 points de connexion soit une densité supérieure à 5 composants/cm² et plus de 780 connections/cm^3.



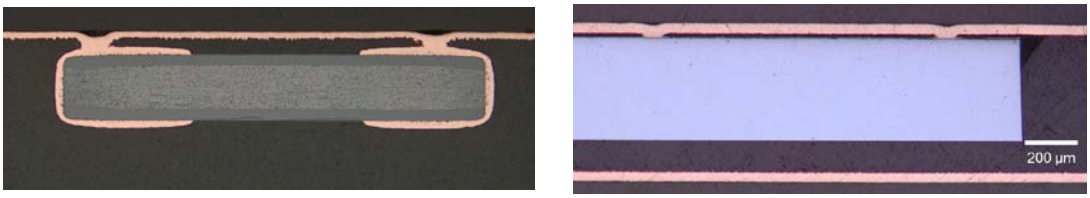
Face supérieure Face inférieure Connections

Figure 117 : Vue schématique d'une carte HDI

En plus de la haute densification des composants sur les faces de la carte électronique, des nouveaux concepts d'implantation tels que les composants enterrés sont apparus ces dernières années [92]-[96]. Cette technologie permet de libérer de l'espace en intégrant des fonctions électroniques directement au sein des couches de diélectriques et non plus seulement en surface. L'enfouissement des composants possède d'autres avantages tels que :

- Chemins électriques plus court,
- Protection face aux risques extérieurs,
- Pas de soudures,
- Pas d'accès au design de la carte électronique.

La Figure 118 représente un exemple de composants enterrés au sein d'une carte électronique.



Condensateur, relié par µ-vias Puce nue, reliée par µ-vias

Figure 118 : Exemples de composants enterrés (Würth Elektronik)

De nombreuses études ont favorisé le développement de cette technologie tels que les projets européens HIDING DIES et HERMES. HERMES (**H**igh density integration by **E**mbedding chips for **R**educed size **M**odules and **E**lectronic **S**ystems) est un projet regroupant plusieurs industriels (AT&S, Bosch, Thales …) avec pour vocation de mettre en œuvre un prototype de carte électronique possédant plusieurs composants enterrés. Une vue schématique d'une des cartes résultantes du projet HERMES est représenté dans la Figure 119.

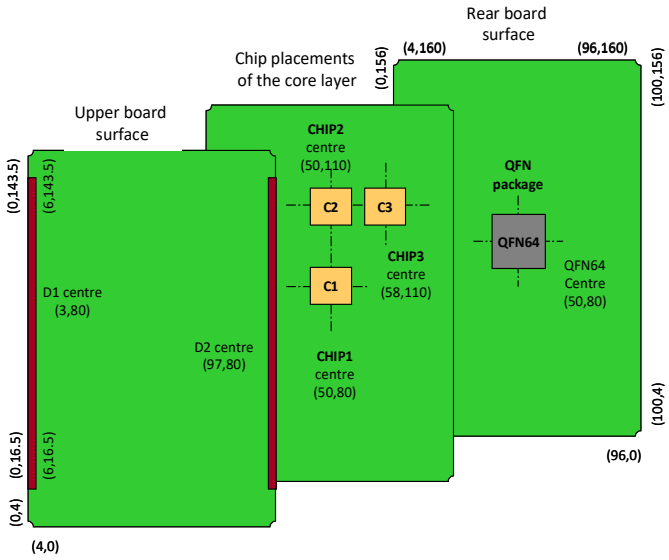
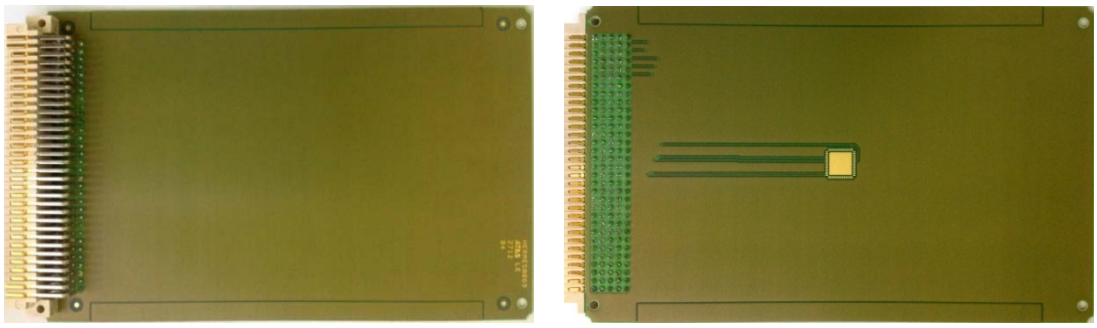


Figure 119 : Vue schématique de la carte HERMES

La carte électronique possède une longueur (L) de 100 mm, une largeur (W) de 160 mm et une épaisseur (H) de 1.13 mm. Trois puces électroniques sont enterrées dans la couche centrale, ainsi qu'un composant en surface (QFN64), voir figure ci-contre.



Face supérieure Face inférieure

Figure 120 : Vue des faces supérieure et inférieure de la carte HERMES

La localisation des puces enterrées est donnée dans la table ci-contre :

Table 62 : Positions et dimensions des puces enterrées au sein de la carte HERMES

Puce	Position du centre (mm)	Dimensions (mm)
C1	[50, 80, 0.565]	[7, 7, 0.27]
C2	[50, 110, 0.565]	[7, 7, 0.27]
C3	[58, 110, 0.565]	[7, 7, 0.27]

Le substrat ou PWB (**P**rinted **W**ired **B**oard) est composé d'une succession de 9 couches de diélectriques et de 10 couches de cuivre, reliées entre elles par des vias métalliques. La couche centrale dénommée Core est elle composée de 3 sous-couches, deux de diélectrique prenant en sandwich la couche possédant les puces électroniques. Au final, la structure complète de la carte présente un total de 21 couches. L'empilage des couches du PWB est décrit dans la figure suivante.

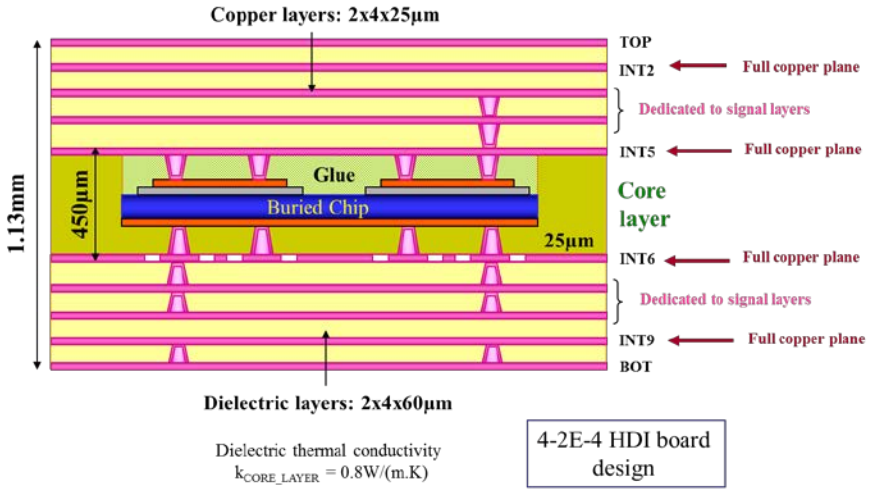


Figure 121 : Coupe transversale des couches du PWB

Il est clair que l'intégration d'éléments chauffant à l'intérieur du substrat va engendrer des contraintes thermiques de plus en plus fortes, avec un nombre très limité de solutions de refroidissement.

Dans le but de procurer aux designers de cartes électroniques un moyen d'analyse rapide sur des choix de technologie où de placement des composants, une étude analytique a été développée Celle-ci est destinée à analyser l'influence de composants enterrés sur les températures de fonctionnement de la carte et garantir sa fiabilité.

2 Modélisation analytique de carte électronique multicouche avec composants enterrés

La modélisation analytique d'une carte électronique avec composants enterrés s'appuie sur le développement analytique des composants électroniques issus de la Partie II. L'expression de l'équation de la chaleur pour un milieu multicouche, anisotrope, est rappelée ci-dessous.

$$\frac{kx_i}{L}\cdot\frac{\partial^2\theta_i(x,y,z)}{\partial x^2}+\frac{ky_i}{W}\cdot\frac{\partial^2\theta_i(x,y,z)}{\partial y^2}+\frac{kz_i}{H}\cdot\frac{\partial^2\theta_i(x,y,z)}{\partial z^2}+\lambda\cdot\dot{q}=0 \qquad (107)$$

Cette fois ci le domaine est divisé en $И$ couches, avec $И \in [1;+\infty[$. Les sources de chaleurs volumiques sont localisées dans n'importe quelle couche du domaine. Le contact entre deux couches consécutives est dans un premier temps supposé parfait, ce qui n'entraîne pas de modification de la CL inter-couche (conservation de la température et du flux thermique à l'interface).

Afin de simplifier la modélisation analytique, les transferts thermiques sur les faces latérales de la carte sont supposés adiabatiques, du fait de la très faible dimension de H par rapport aux longueurs L et W. En effet, la prise en compte des transferts thermiques sur les faces latérales ont un impact sur les prédictions de température inférieur à 0.1% [76].

Le modèle analytique d'une carte électronique possédant $И$ couches, et avec une source volumique enterrée est représentée dans la Figure 122.

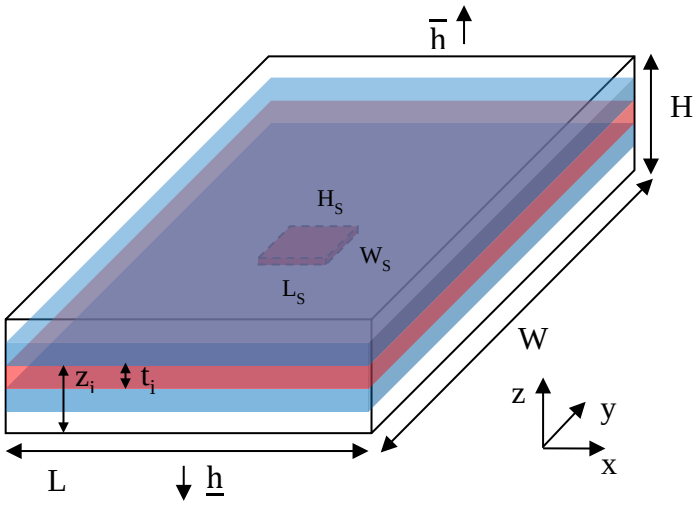


Figure 122 : Modèle 3-D d'une carte électronique multicouche possédant une source volumique de chaleur

L'expression de la température en tout point du domaine est similaire à celle du modèle du composant de la partie II :

$$\theta_i(x,y,z) = \sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}\sum_{r=0}^{R} G_{mnr,i}\cdot X_m(x)\cdot Y_n(y)\cdot Z_{mnr,i}(z) \qquad (108)$$

Les profils de température selon l'axe x et l'axe y varient par rapport au modèle de la partie I du fait des conditions adiabatiques latérales. Les CLs deviennent :

$$-\frac{\partial\theta_i(x,y,z)}{\partial x}\bigg|_{x=0\ ou\ L} = 0 \quad \& \quad -\frac{\partial\theta_i(x,y,z)}{\partial y}\bigg|_{y=0\ ou\ W} = 0 \qquad (109)$$

Ces nouvelles conditions limites entraînent une nouvelle définition des paramètres α_m et β_n qui se calculent par l'équation suivante :

$$\alpha_m = \frac{m\cdot\pi}{L} \quad \& \quad \beta_n = \frac{n\cdot\pi}{W} \qquad (110)$$

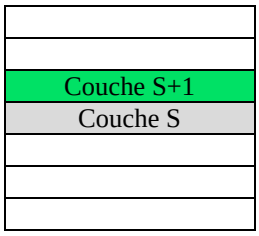
Les profils des températures selon les axes x et y s'expriment alors :

$$X_m(x) = \cos(\alpha_m\cdot x) \quad \& \quad Y_n(y) = \cos(\beta_n\cdot y) \qquad (111)$$

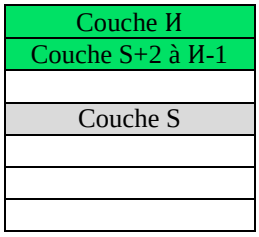
La CL adiabatique latérale entraîne une indépendance des profils de température de la couche où la température est exprimée, au contraire du profil $Z_{r,i}(z)$ et du coefficient d'intégration $G_{mnr,i}$.

2.1.1 Calcul des équations de récurrence

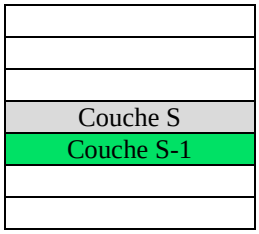
L'expression du coefficient $G_{mnr,i}$ pour la couche 's' ou se situe la source de chaleur est similaire au modèle monocouche. Cependant son expression varie en fonction de la position de la couche par rapport à la couche 's' et s'obtient de manière itérative par les équations dites de récurrence ci-contre :



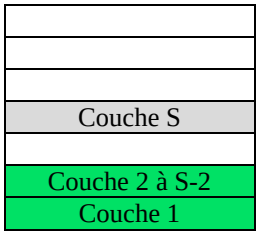
$$G_{mnr,s+1} = \frac{G_{mnr,s} \cdot Z_{mnr,s}(z_s)}{\lambda_{mn,s+1} \cdot e^{r_{mn,s+1} \cdot (z_s - H)} + e^{-r_{mn,s+1} \cdot (z_s + H)}} \quad (112)$$



$$G_{mnr,i} = G_{mnr,i-1} \cdot \nu_{i,i-1} \cdot \frac{\lambda_{mn,i-1} + e^{-2 r_{mn,i-1} z_{i-1}}}{\lambda_{mn,i} + e^{-2 \cdot r_{mn,i} \cdot z_{i-1}}} \quad (113)$$



$$G_{mnr,s-1} = \frac{G_{mnr,s}}{\lambda_{mn,s-1} e^{r_{mn,s-1}(z_{s-1} - H)} + e^{-r_{mn,s-1}(z_{s-1} + H)}} \quad (114)$$



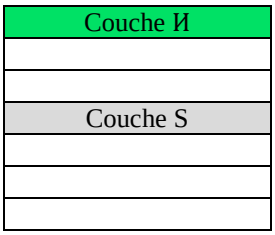
$$G_{mnr,i} = G_{mnr,i+1} \cdot \nu_{i,i+1} \cdot \frac{\lambda_{mn,i+1} + e^{-2 \cdot r_{mn,i+1} \cdot z_i}}{\lambda_{mn,i} + e^{-2 \cdot r_{mn,i} \cdot z_i}} \quad (115)$$

avec l'expression de $\nu_{i,j}$:

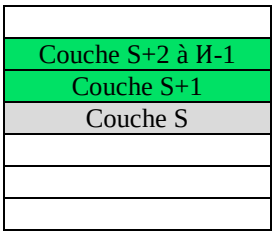
$$\nu_{i,j} = e^{(r_{mn,j} - r_{mn,i}) \cdot (z_i - H)} \quad (116)$$

Afin d'obtenir le coefficient $G_{mnr,i}$ pour la première ou la dernière couche, toutes les valeurs du coefficient doivent être calculées pour chaque couche, à partir de la couche s. On parle donc d'équation de récurrence ou itérative.

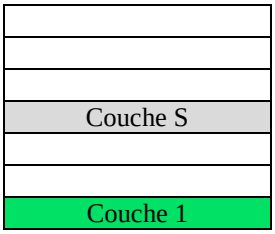
Les valeurs du coefficient de récurrence $\lambda_{mn,i}$ dépendent également de la localisation de la couche i par rapport à la couche s :



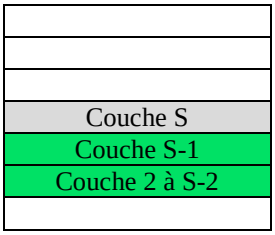
$$\lambda_{mn,\text{И}} = e^{-2\cdot\mu_{mn,\text{И}}} \cdot \frac{\mu_{mn,\text{И}} - \overline{Bi}}{\mu_{mn,\text{И}} + \overline{Bi}} \tag{117}$$



$$\lambda_{mn,i} = \frac{\kappa_{mn,i,i+1} + \lambda_{mn,i+1} \cdot e^{2\cdot t_i \cdot r_{mn,i+1}}}{\kappa_{mn,i,i+1} \cdot \lambda_{mn,i+1} + e^{-2\cdot t_i \cdot r_{mn,i+1}}} \cdot \xi_{i+1,i} \tag{118}$$



$$\lambda_{mn,1} = \frac{\mu_{mn,1} + \underline{Bi}}{\mu_{mn,1} - \underline{Bi}} \tag{119}$$



$$\lambda_{mn,i} = \frac{\kappa_{mn,i,i-1} + \lambda_{mn,i-1} \cdot e^{2\cdot t_{i-1} \cdot r_{mn,i-1}}}{\kappa_{mn,i,i-1} \cdot \lambda_{mn,i-1} + e^{-2\cdot t_{i-1} \cdot r_{mn,i-1}}} \cdot \xi_{i-1,i} \tag{120}$$

avec les coefficients :

$$\mu_{mn,i} = H \cdot r_{mn,i} = H \cdot \sqrt{\frac{kx_i}{kz_i} \cdot {\alpha_m}^2 + \frac{ky_i}{kz_i} \cdot {\beta_n}^2} \tag{121}$$

$$\kappa_{mn,i,j} = \frac{kz_i \cdot \mu_{mn,i} - kz_j \cdot \mu_{mn,j}}{kz_i \cdot \mu_{mn,i} + kz_j \cdot \mu_{mn,j}} \tag{122}$$

$$\xi_{i,j} = e^{-2\cdot t_i \cdot (r_{mn,i} + r_{mn,j})} \tag{123}$$

Afin de déterminer la valeur du coefficient de récurrence $\lambda_{mn,i}$ de la couche située au-dessus ou au-dessous de la source s, la valeur du coefficient aux couches soumises aux conditions externes (couche 1 ou И) doit être calculée en premier. Les formules de récurrences (117) à (120) permettent de déterminer le coefficient dans les autres couches du domaine.

2.1.2 Calcul du profil de température sur l'axe transversal

Le profil de température sur l'axe z dépend lui de la présence d'une source de chaleur ou non, de la même manière que pour le modèle 2-couches de la partie II.

- Dans le cas d'une couche sans source de chaleur ($0 \leq z < z_{s-1}$ & $z_s < z \leq H$) :

$$Z_{mn,i}(z) = \lambda_{mn,i} \cdot e^{r_{mn,i} \cdot (z-H)} + e^{-r_{mn,i} \cdot (z+H)} \tag{124}$$

- Dans le cas d'une couche avec source de chaleur ($z_s \leq z \leq z_{s-1}$) :

$$Z_{mnr,s}(z) = cos[\vartheta_{mnr} \cdot (z - z_{s-1})] + \underline{\chi}_{mn} \cdot \frac{z - z_{s-1}}{H} \cdot sinc[\vartheta_{mnr} \cdot (z - z_{s-1})] \tag{125}$$

La dernière inconnue reste le paramètre ϑ_{mnr} qui se trouve numériquement par la résolution de l'équation transcendante suivante :

$$tan(\zeta_{mnr}) = \frac{\zeta_{mnr} \cdot \left(\overline{\chi}_{mn} + \underline{\chi}_{mn}\right)}{{\zeta_{mnr}}^2 - \overline{\chi}_{mn} \cdot \underline{\chi}_{mn}} \quad \text{avec} \quad \vartheta_{mnp} = \zeta_{mnr} \cdot \frac{H}{t_s} \tag{126}$$

avec les deux coefficients :

$$\overline{\chi}_{mn} = \mu_{mn,s+1} \cdot \frac{kz_{s+1}}{kz_s} \cdot \frac{-\lambda_{mn,s+1} + e^{-2 \cdot r_{mn,s+1} \cdot t_s}}{\lambda_{mn,s+1} + e^{-2 \cdot r_{mn,s+1} \cdot t_s}} \tag{127}$$

$$\underline{\chi}_{mn} = \mu_{mn,s-1} \cdot \frac{kz_{s-1}}{kz_s} \cdot \frac{\lambda_{mn,s-1} - e^{-2 \cdot r_{mn,s-1} \cdot t_{s-1}}}{\lambda_{mn,s-1} + e^{-2 \cdot r_{mn,s-1} \cdot t_{s-1}}} \tag{128}$$

Afin de calculer la température en tout point, l'algorithme suivant doit être appliqué.

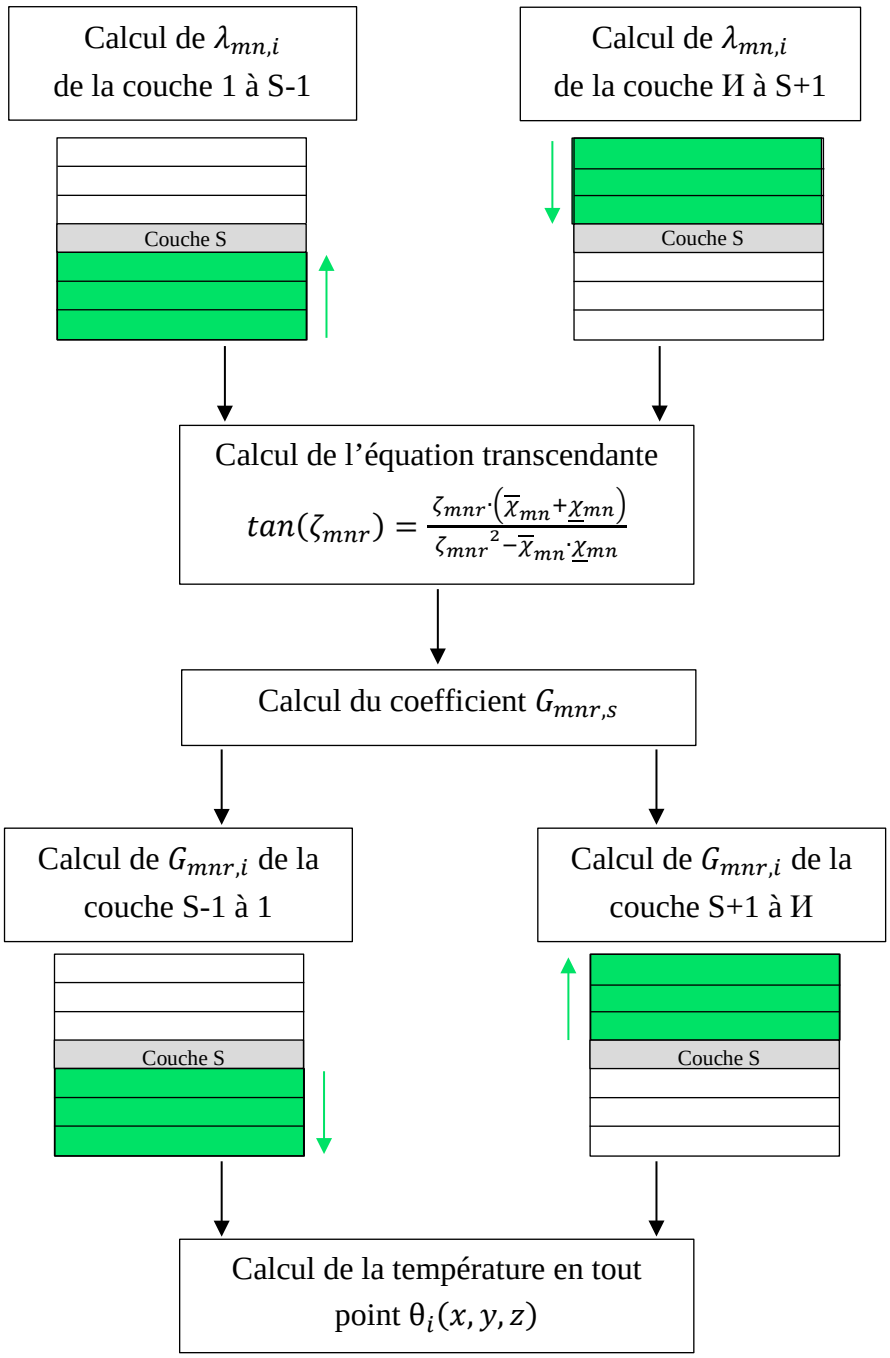


Figure 123 : Schéma de calcul pour un modèle analytique multicouche

2.1.3 Résistance inter-couche

Dans le but de prendre en compte la résistance de contact entre deux couches successives, la CL de conservation de température a été modifiée.

$$\left.\frac{\partial\theta_i(x,y,z)}{\partial z}\right|_{z=t_i} = \frac{H}{R_{i,i+1}\cdot kz_i}\cdot\left(\theta_{i+1}(x,y,t_1)-\theta_i(x,y,t_1)\right) \qquad (129)$$

avec $R_{i,i+1}$ la résistance d'interface (K.m^2.W^{-1}). Le développement du modèle analytique est présenté dans l'Annexe R.

3 Validation numérique du modèle de carte avec composants enterrés

Un modèle numérique de la carte HERMES, abordée dans la partie 2, a été réalisé utilisant le logiciel ICEPAK v18.1. Ce modèle a pour but de valider l'approche analytique retenue pour la modélisation d'une carte multicouche possédant des sources de chaleur internes. Une comparaison en termes de prédiction de température, mais aussi en rapidité de calcul a été exécutée.

3.1 Calcul des conditions limites en convection naturelle

Les deux modèles mis en œuvre pour étudier la carte HERMES sont désignés respectivement par MA pour le **M**odèle **A**nalytique et MN pour le **M**odèle **N**umérique. Les 21 couches du substrat sont simulées, chacune possède une conductivité thermique isotrope, déterminée en fonction au prorata du pourcentage de cuivre (ou CC pour **C**opper **C**oncentration) de chaque couche. Les dimensions de chacune des couches et leur CC respectif sont reportées dans l'Annexe S.

Les conditions limites imposées aux deux modèles sont déterminées par l'équation (46) de la partie II, laquelle fournit une évaluation du coefficient de transfert thermique, en fonction de l'orientation de la carte.

$$h = \frac{k_a}{L^*} \cdot F(Pr) \cdot G_{L^*} \cdot (Ra_{L^*})^n + \varepsilon_f \cdot \sigma \cdot F_{f\to\infty} \cdot S_f \cdot \left(T^2 + {T_\infty}^2\right) \cdot (T + T_\infty)$$

Afin de calculer le coefficient h aux faces inférieure et supérieure du substrat, une estimation de la température moyenne de la carte doit être préalablement établie. Le calcul du coefficient de transfert thermique se fait de la manière suivante :

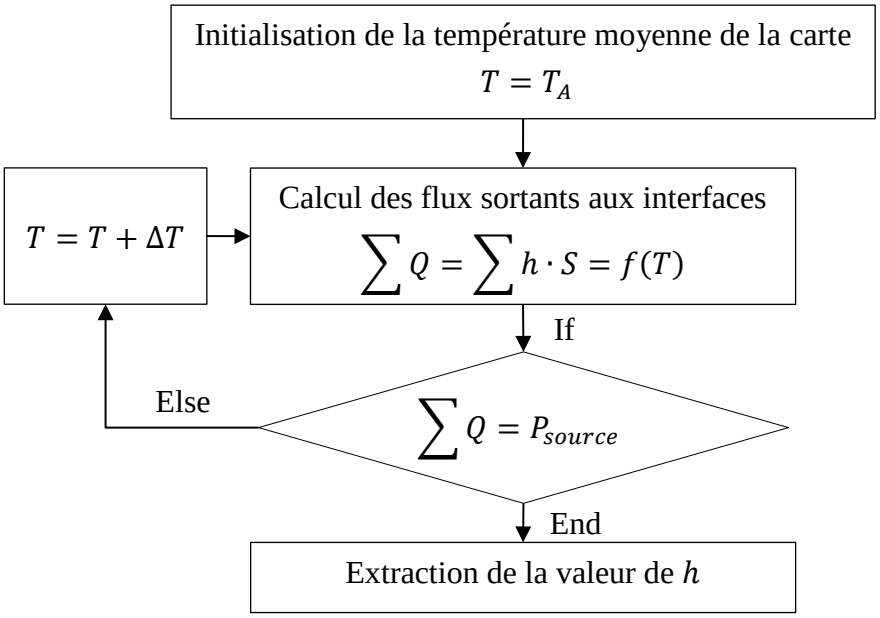


Figure 124 : Algorithme de calcul de la valeur du coefficient de transfert thermique

La Figure 125 décrit l'évolution des valeurs du coefficient de transfert thermique, issu du processus itératif, en fonction de la puissance totale imposée par la présence de sources encastrées au sein de la carte, et ce quelle que soit la position de la carte, vertical ou horizontale.

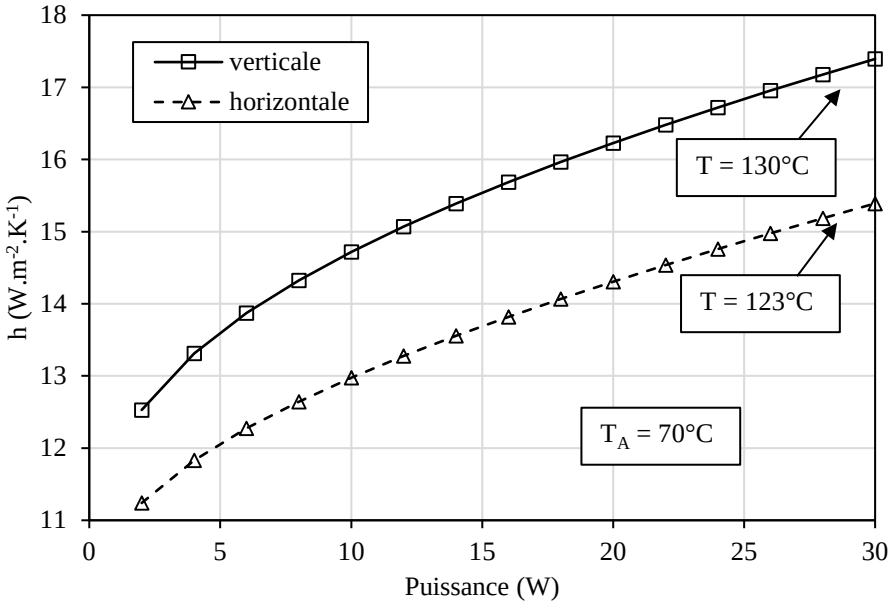


Figure 125 : Evolution du coefficient de transfert thermique en fonction de la puissance injectée à la carte électronique, en convection naturelle

Dans le cas d'une plaque mince, le coefficient de transfert thermique est indépendant des propriétés matériaux de la carte, à l'exception de son émissivité ε, choisie dans ce cas égale à 0.95 (émissivité du vernis).

En supposant une température ambiante élevée qui correspond à un environnement extrême (comme à bord d'un avion ou sur satellite) la température moyenne atteint rapidement les 130°C pour une puissance de 30W soit 1.6 $W.cm^{-3}$. Il est donc primordial de garder la puissance injectée aux composants enterrés sous un seuil critique de fonctionnement, pour éviter des dégradations irréversibles, telle que la délamination des couches du substrat.

Dans un premier temps une comparaison des deux modèles dans le cas où une seule puce est activée (puce C1) est effectuée.

3.2 Comparaison des modèles avec une source de chaleur

Une puissance de 1.5W a été imposée à la puce C1 (0.11 $W.mm^{-3}$), pour une température ambiante de 70°C. Les CLs issues de l'équation (46) sont appliquées pour le cas de la carte en position verticale et horizontale. Les coefficients de transferts thermiques appliqués aux modèles analytiques et numériques sont résumés dans la Table 63.

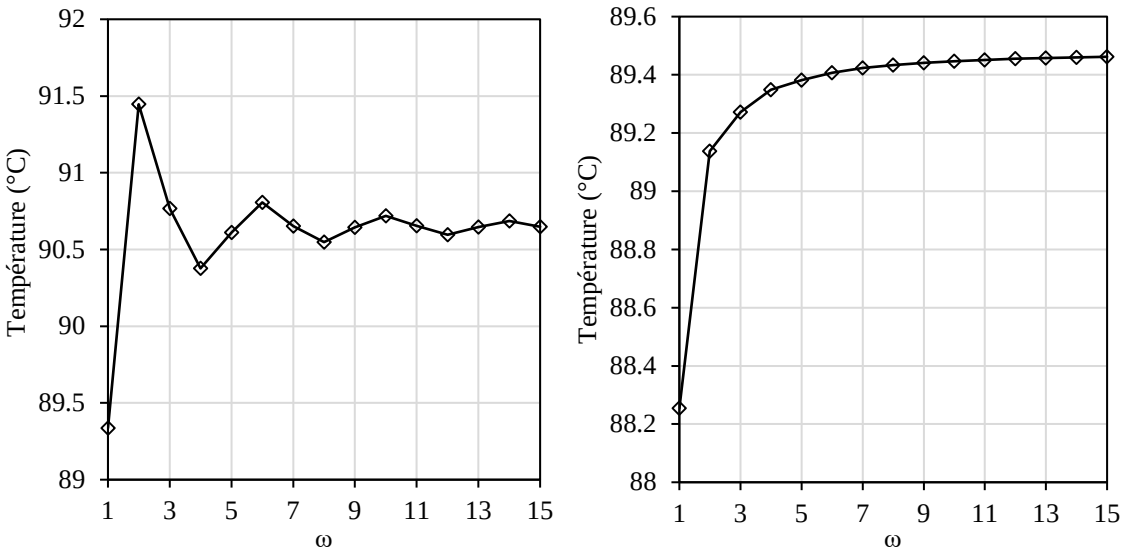
Table 63 : Coefficient de transfert thermique pour une puce active (C1)

	h ($W.m^{-2}.K^{-1}$)	
Orientation	Radiation	Convection
Horizontale	8.9 (80%)	2.2 (20%)
Verticale	8.9 (72%)	3.4 (28%)

En ce qui concerne le modèle numérique, au minimum 3 mailles ont été assujetties à l'épaisseur de chacune des couches, afin de s'assurer d'une discrétisation suffisante. Le modèle final après vérification de l'indépendance au maillage est composé de 10 millions d'éléments. Le maillage est extrêmement raffiné afin d'obtenir une différence inférieure à 0.1% entre le MN et le MA.

La simulation en conduction pure converge en moins d'une heure, avec un résidu inférieur à 1^{e-15}. Le calcul s'effectue sur 4 cœurs d'un Intel Xeon E5-2680 (2.7 Ghz) et 256GB de RAM.

Pour le modèle analytique, le coefficient de convergence ω a été fixé à 15, afin d'avoir une variation des prédictions de température inférieure à 0.1% entre deux itérations successives. La variation de la température au centre de la puce C1 (T_C) et de sa température moyenne $(\overline{T})$ est représentée dans la Figure 126.



Température T_C Température $\overline{T}$

Figure 126 : Evolution de la température (centrale & moyenne) en fonction d'ω

La comparaison des températures entre les deux modèles est résumée dans la table suivante :

Table 64 : Comparaison des prédictions de températures des MA et MN pour une puce active (C1)

	MA (°C)		MN (°C)		ΔT (%)	
Orientation	T_C	$\overline{T}$	T_C	$\overline{T}$	T_C	$\overline{T}$
Horizontale	90.65	89.46	90.67	89.47	*0.08*	*0.02*
Verticale	91.18	89.90	91.20	89.90	*0.08*	*0.03*

La différence entre les deux modèles est inférieure à 0.1%, ce qui confirme la convergence des résultats issus des deux modèles.

En ce qui concerne le temps de calcul, le modèle numérique converge en environ une heure alors que le modèle analytique converge en 10 minutes, soit un gain de temps d'un facteur 6. Cependant le temps de calcul du MA reste prohibitif dans le cadre de processus d'optimisation, comme la détermination d'un placement optimum des composants d'un point de vue thermique par exemple.

Dans le but réduire les délais d'exécution de l'approche analytique (MA), une optimisation du nombre de couches minimum nécessaire pour avoir un modèle rapide et fiable a été menée.

4 Optimisation du nombre de couches dans le modèle analytique

Modéliser toutes les couches d'un substrat dans le modèle analytique revient à prendre en compte toutes les discontinuités thermiques entre les différents niveaux d'une carte électronique.

Cependant, certaines couches d'un PWB ne comportent que très peu de cuivre (présence de micro-vias) et servent d'isolant électrique (Résine époxy). De plus si les couches ayant un CC faible (< 5%) se retrouvent juxtaposées, les regrouper en couches équivalentes n'altère que très peu le comportement thermique global de la carte.

Dans le cas d'un regroupement des couches, les conductivités thermiques équivalentes sont calculées à partir des relations des propriétés effectives des matériaux hétérogènes. Les conductivités thermiques dans le plan (kx & ky) et transverse (kz) des couches équivalentes sont calculées à partir des équations (130) et (131).

$$kx_i \; ou \; ky_i = \frac{1}{t_i} \cdot \sum_{j=1}^{Nc} \left[(k_C - k_D) \cdot cc_j + k_D \right] \cdot t_j \tag{130}$$

$$kz_i = t_i \cdot \sum_{j=1}^{Nc} \left[(k_C - k_D) \cdot cc_j + k_D \right] / t_j \tag{131}$$

Les paramètres k_C et k_D sont respectivement les conductivités thermiques du Cuivre et FR-4 (diélectrique) avec une valeur de 385 $W.m^{-1}.K^{-1}$ et de 0.66 $W.m^{-1}.K^{-1}$. *Nc* est le nombre de couches comprises dans la couche équivalente, cc_j et t_j respectivement le taux de Cuivre (%) et l'épaisseur (mm) de la couche j.

Deux processus de regroupement sont explorés dans cette partie : le regroupement dit « élitiste » et le regroupement dit « pyramidal ».

4.1 Le regroupement dit « élitiste »

Le regroupement dit « élitiste » consiste en une séparation prioritaire des couches possédant un ratio de cuivre élevé, par ordre décroissant des valeurs de CC, par rapport aux autres couches du substrat.

Les couches à fort taux de cuivre sont dites « élitistes » du fait de leur impact prépondérant sur le comportement thermique global de la carte. En effet, les plans de masse avec un ratio de cuivre élevé jouent essentiellement le rôle de diffuseur thermique afin de diriger la chaleur au dehors du domaine, dans le but de réduire sa température. L'impact de la décomposition de la carte HERMES par la méthode élitiste est démontré pour plusieurs configurations possibles :

N°	3 couches (a1)	7 couches (b1)	11 couches (c1)	21 couches (d1)
1	5	5	5	5
2	0.1	0.1	0.1	0.1
3	95	95	95	95
4	0.1	0.1	0.1	0.1
5	5	5	5	5
6	0.1	0.1	0.1	0.1
7	5	5	5	5
8	0.1	0.1	0.1	0.1
9	95	95	95	95
10	0.1	0.1	0.1	0.1
11	0.3	0.3	0.3	0.3
12	0.1	0.1	0.1	0.1
13	95	95	95	95
14	0.1	0.1	0.1	0.1
15	5	5	5	5
16	0.1	0.1	0.1	0.1
17	5	5	5	5
18	0.1	0.1	0.1	0.1
19	95	95	95	95
20	0.1	0.1	0.1	0.1
21	5	5	5	5

Figure 127 : 4 configurations élitistes pour un MA 3, 7, 11 et 21 couches

Les chiffres à l'intérieur de la Figure 127 représente les ratios de cuivre de chaque couche. La première couche à être décomposée est la couche où se situe la source de chaleur, ce qui équivaut un modèle initial composé de 3 couches.

Les prédictions de température des 4 configurations élitistes sont comparées au modèle numérique pour caractériser l'évolution de ΔT en fonction du nombre de couches.

Table 65 : Prédictions des températures en fonction du nombre de couche du MA pour le regroupement élitiste

		MN	Nombre de couche du MA			
			3	7	11	21
Horizontale	T_C (°C)	91.2	91.0	90.8	91.2	91.2
	ΔT_C (%)		*-0.9*	*-1.9*	*< 0.1*	*< 0.1*
	$\overline{T}$ (°C)	90.0	89.8	89.7	90.0	90.0
	$\Delta\overline{T}$ (%)		*-1.1*	*-1.5*	*< 0.1*	*< 0.1*
Verticale	T_C (°C)	90.7	90.5	90.3	90.6	90.7
	ΔT_C (%)		*-0.9*	*-2.0*	*< 0.1*	*< 0.1*
	$\overline{T}$ (°C)	89.5	89.2	89.2	89.5	89.5
	$\Delta\overline{T}$ (%)		*-1.1*	*-1.5*	*< 0.1*	*< 0.1*

Bien évidemment, l'erreur devient inférieure à 0.1% pour un nombre de couche égal à 11. En se référant à la Figure 127, la configuration à 11 couches correspond à la séparation de toutes les couches possédant un fort taux de cuivre (CC de 95%) par rapports aux couches faiblement conductrices.

Une division supplémentaire des couches faiblement conductrices apparait superflue du fait d'une stabilisation des résultats du MA, également montré dans [97] où les couches avec un CC inférieur à 60% ne sont pas considérées comme conductrices de chaleur. De plus, le temps de calcul du MA est directement lié au nombre de couche du fait des équations de récurrence (voir Figure 123) ; augmenter le nombre de couche ne ferait que ralentir le modèle sans apporter de bénéfice quant à la qualité des résultats.

Afin d'illustrer la différence entre le MN ayant 21 couches et le MA réduit à 11 couches, le profil de température au long de l'épaisseur de la carte étudiée est reproduit dans la Figure 128, pour les deux modèles (carte verticale). Le profil a pour origine [50, 80, 0] mm et comme fin [50, 80, 1.13] mm.

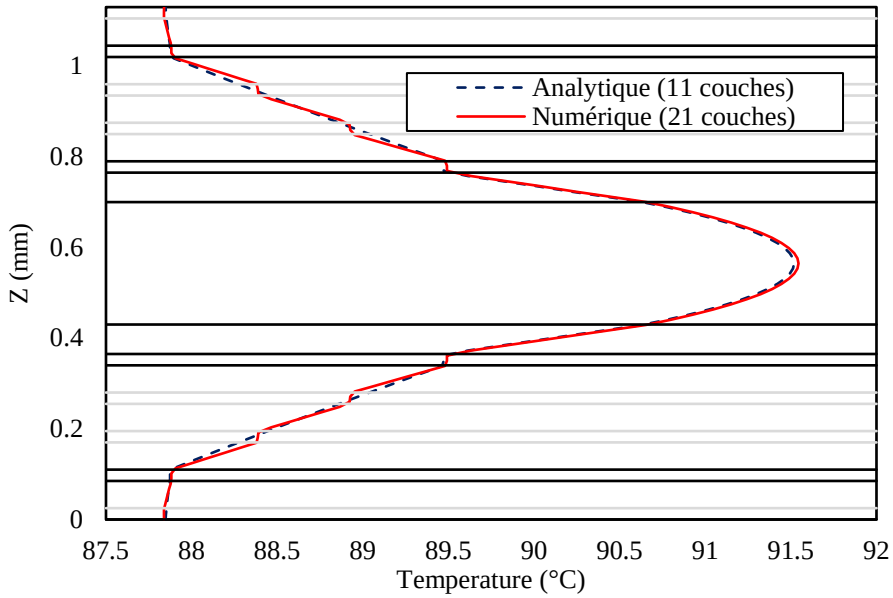


Figure 128 : Profils de température (selon axe z) du MA 11 couches et du MN

On observe une très bonne superposition des profils de température des deux modèles, à l'exception des zones où les couches à faibles conductivité thermique sont regroupées. La non-conformité des deux profils provient de l'hypothèse d'une couche équivalente englobant les couches {4-8} et une autre couche équivalente pour {14-18}, ce qui engendre une variation linéaire de la température. Dans le MN, des paliers de températures apparaissent du fait de la discontinuité thermique entre les couches à 0.1% et 5% de CC. En effet, plus la conductivité thermique de la couche est élevée, plus le gradient thermique est faible et donc la pente du profil élevée (qui correspond à une différence de température faible), ce qui explique la forme en escalier du profil du MN.

Cependant le profil de température du MA moyenne efficacement le comportement des paliers physiques du MN, en raison d'une faible différence de CC entre les couches successives.

Dans le but d'explorer les solutions d'optimisation du MA, une autre méthode de regroupement a été envisagée, celle-ci est dite « pyramidale ».

4.2 Le regroupement dit « pyramidal »

Au contraire de la méthode élitiste, ce ne sont plus les couches possédants la plus forte concentration de cuivre qui sont séparées en premier mais les couches les plus proches de la source de chaleur. En effet les gradients thermiques les plus forts se situent généralement à proximité de la source de chaleur, une discrétisation du modèle plus fine à cet endroit permet de mieux prendre en compte la dissipation de chaleur à partir de la source vers le milieu extérieur.

La Figure 129 représente 4 configurations du regroupement pyramidal en fonction du nombre de couches présentes dans le MA.

N°	3 couches (a1)	11 couches (b1)	15 couches (c1)	21 couches (d1)
1	5	5	5	5
2	0.1	0.1	0.1	0.1
3	95	95	95	95
4	0.1	0.1	0.1	0.1
5	5	5	5	5
6	0.1	0.1	0.1	0.1
7	5	5	5	5
8	0.1	0.1	0.1	0.1
9	95	95	95	95
10	0.1	0.1	0.1	0.1
11	0.3	0.3	0.3	0.3
12	0.1	0.1	0.1	0.1
13	95	95	95	95
14	0.1	0.1	0.1	0.1
15	5	5	5	5
16	0.1	0.1	0.1	0.1
17	5	5	5	5
18	0.1	0.1	0.1	0.1
19	95	95	95	95
20	0.1	0.1	0.1	0.1
21	5	5	5	5

Figure 129 : 4 configurations pyramidales pour un MA 3, 11, 15 et 21 couches

La décomposition s'effectue à partie de la couche ou se situe la source (couche n°11) pour s'étendre symétriquement aux autres couches du modèle, sous la forme d'une pyramide.

La Table 66 a été mise à jour en remplaçant les résultats du MA par la méthode issue de la décomposition pyramidale.

Table 66 : Prédictions des températures en fonction du nombre de couche du MA pour le regroupement pyramidal

		MN	Nombre de couche du MA			
			3	11	15	21
Horizontale	T_C (°C)	91.2	91.0	91.0	91.1	91.2
	ΔT_C (%)		*-0.9*	*-1.1*	*-0.4*	*< 0.1*
	$\overline{T}$ (°C)	90.0	89.8	89.8	89.9	90.0
	$\Delta\overline{T}$ (%)		*-1.1*	*-0.9*	*-0.3*	*< 0.1*
Verticale	T_C (°C)	90.7	90.5	90.4	90.6	90.7
	ΔT_C (%)		*-0.9*	*-1.2*	*-0.4*	*< 0.1*
	$\overline{T}$ (°C)	89.5	89.2	89.3	89.4	89.5
	$\Delta\overline{T}$ (%)		*-1.1*	*-0.9*	*-0.3*	*< 0.1*

A l'instar du regroupement élitiste, les résultats du MA fluctuent jusqu'à convergence des prédictions de températures entre les deux modèles. Néanmoins le MA converge pour un nombre de couches plus élevées que pour le regroupement élitiste, notamment avec un écart supérieur à 1% pour le MA 11 couches.

La discrétisation prioritaire des couches à fort taux de cuivre, ou la méthode dite « élitiste » est une solution simple pour réduire le nombre couche du MA et donc son temps de calcul.

4.3 Caractérisation du temps de calcul du modèle analytique

Le temps de calcul du modèle analytique est dépendant de deux paramètres : le coefficient de convergence ω et le nombre de couches présentes dans le modèle analytique.

4.3.1 Influence du paramètre de convergence ω

Le coefficient de convergence ω est lui-même dépendant du ratio entre la taille de la source de chaleur et la taille du domaine, comme vu dans l'équation (67). Plus le ratio est élevé, plus le nombre de termes dans la série de Fourier sera grand et par conséquence son temps de calcul couteux.

L'influence du terme ω sur l'erreur (en %) entre le MA et le MN et le temps de calcul du MA 21 couche est matérialisé par la Figure 130. La carte est placée en position verticale avec une puissance de 1.5W imposée à la puce C1.

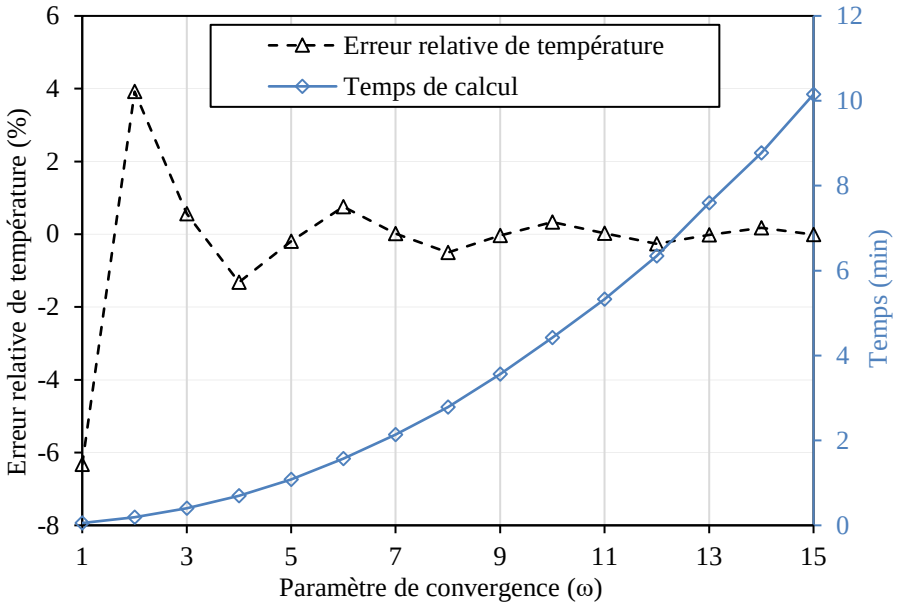


Figure 130 : Evolution de l'erreur relative et du temps de calcul en fonction d'ω

L'erreur décroit rapidement, elle fluctue autour de 0 dès que la valeur de ω est supérieure à 7. On remarque également que le décroissement est périodique, avec l'erreur minimum quand ω est une valeur impaire. Cela s'explique par la nature de la série de Fourier qui est une somme de fonctions périodiques simples (cosinus et sinus). Plus la valeur d'ω est élevée, plus la série de Fourier tend vers la valeur réelle.

Afin de réduire le temps de calcul qui croit de façon exponentielle en fonction de l'augmentation de la valeur d'ω, une valeur plus faible du paramètre de convergence peut être choisi. Par exemple pour $\omega = 7$, le temps de calcul est d'environ 2 minutes, soit une division d'un facteur 5 par rapport au temps initial.

L'influence du nombre de couches présentes dans le modèle analytique est étudiée dans la section suivante.

4.3.2 Influence du nombre de couche dans le modèle analytique

Comme démontré précédemment, le nombre de couche présent dans le MA peut être optimisé sans influencer le résultat du modèle. Cela est bénéfique pour la vitesse du modèle analytique, en effet plus le nombre de couche est faible, plus le modèle sera rapide du fait des équations de récurrence.

L'influence du nombre de couche sur le temps de calcul du MA est analysée dans la Figure 131, et ce pour plusieurs valeurs d'ω. Le cas test est le même que précédemment.

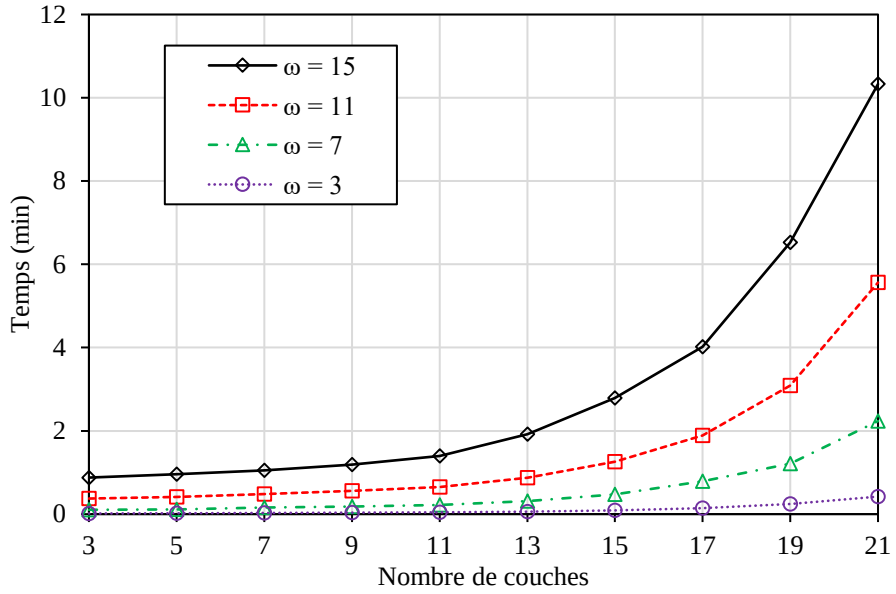


Figure 131 : Influence du nombre de couche sur le temps de calcul du MA, pour différentes valeurs d'ω

Comme anticipé, plus le nombre de couche est conséquent plus le temps de calcul s'accroit, et ce de façon exponentielle. C'est pourquoi une optimisation du nombre de couche est primordiale afin d'obtenir un MA précis mais surtout rapide.

Le choix de la précision du MA est le facteur clé dans la rapidité de calcul. La table suivante représente 3 configurations ou :

a) La précision est prioritaire,
b) Compromis entre précision et temps de calcul,
c) Temps de calcul est prioritaire.

Table 67 : Prédictions des températures & temps de calcul pour plusieurs configurations du MA

	MN	MA		
		a) 21 couches, $\omega = 15$	b) 11 couches, $\omega = 7$	c) 3 couches, $\omega = 5$
T_C (°C)	90.7	90.7	90.6	90.4
ΔT_C (%)	-	< 0.1	0.1	1
Temps (s)	3640	610	14	< 1

Le temps de calcul du MA peut descendre sous une seconde pour une erreur correspondante de 1% avec le modèle MN, ce qui reste acceptable en phase d'exploration d'une conception. Cela représente un gain de temps conséquent par rapport au MN, et donc la possibilité de réaliser des études d'optimisation comme : placement des composants à l'intérieur du substrat, dimensions des puces, propriétés matériau, etc.

4.4 Influence de la résistance d'inter-couche

L'hypothèse d'un contact thermique parfait implique que le contact mécanique entre deux faces des objets soit parfait. C'est-à-dire que chaque point de la surface A possède une liaison physique avec la surface B. Dans le cas contraire, la qualité du contact est alors définie par la rugosité (Ra) des surfaces, représenté Figure 132.



Figure 132 : Schéma du contact entre deux matériaux imparfaits

Le contact peut être amélioré en utilisant un matériau d'interface (TIM, colle, …) lequel viendra combler les cavités remplies d'air entre les deux surfaces.

En ce qui concerne la carte électronique, les diverses couches du PWB sont associées en appliquant une charge de chaque côté du substrat, à haute température, afin d'homogénéiser les contacts inter-couche. Cependant des défauts peuvent apparaître dans le processus de fabrication tel que l'apparition de bulles d'air, etc. Ce contact imparfait, peut être caractérisé par une résistance d'inter-couche $R_{i,i+1}$ (K.m^2.W^{-1}).

Afin d'analyser l'influence de la valeur de la résistance inter-couche sur les prédictions de température, une résistance a été ajoutée au modèle MA réduit à 11 couches (optimisé par méthode élitiste). La valeur de la résistance est supposée constante entre toutes les couches. Les valeurs de la température de la puce (T_C) et de sa température moyenne $(\overline{T})$ sont reportées dans la Figure 133, en fonction de la valeur de *R*.

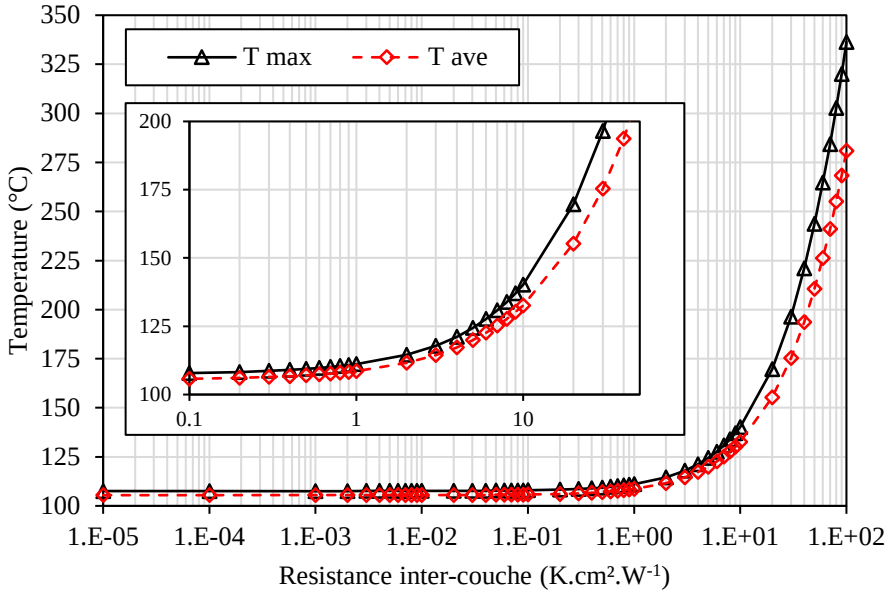


Figure 133 : Evolution des températures en fonction de la résistance inter-couche

La valeur des prédictions de température reste constante tant que la résistance reste inférieure à 0.1 $K.cm^2.W^{-1}$ (variation de température < 0.5%) puis évolue de manière exponentielle plus la valeur de *R* augmente. Cette évolution illustre les conséquences d'une délamination des couches de la carte.

La délamination d'une carte est un phénomène visible à l'œil nu, on peut supposer que dans la majorité des cas la résistance thermique est bien inférieure à la valeur seuil de 0.1 $K.cm^2.W^{-1}$ et faire l'hypothèse d'une résistance nulle afin de simplifier l'analyse analytique.

4.5 Modèle analytique pour plusieurs sources de chaleur

Le modèle analytique développé dans la partie II permet de prendre en compte la présence de plusieurs sources de chaleurs au sein du domaine. L'équation donnant la température en tout point se réécrit de la même manière que pour le modèle de composant, du fait du principe de superposition de l'équation de la chaleur :

$$\theta_i(x,y,z) = \sum_{s=1}^{Ns} \sum_{m=0}^{M} \sum_{n=0}^{N} \sum_{r=0}^{R} G_{mnr,i}(s) \cdot X_m(x) \cdot Y_n(y) \cdot Z_{mnr,i}(z) \qquad (132)$$

Une comparaison du MA optimisé (11 couches, élitiste) a été établie avec le MN ayant 21 couches. Les coefficients de transfert thermique en convection naturelle pour une température ambiante de 70°C sont résumés dans la Table 68. La puissance appliquée à chacune des puces est de 2W (0.15 $W.mm^{-3}$).

Les prédictions de températures de chaque puce et pour les deux modèles sont résumées dans la table suivante :

Table 68 : Prédictions des températures des trois puces enterrées

		MN			MA		
		C1	C2	C3	C1	C2	C3
Horizontal	T_C (°C)	110.2	120.6	120.5	110.1	120.5	120.5
	ΔT_C *(%)*	-	-	-	*-0.2*	*-0.1*	*-0.1*
	$\overline{T}$ (°C)	108.6	119.0	119.0	108.5	118.9	118.9
	$\Delta\overline{T}$ *(%)*	-	-	-	*-0.1*	*-0.1*	*-0.1*
Vertical	T_C (°C)	108.1	118.2	118.2	108.0	118.2	118.1
	ΔT_C *(%)*	-	-	-	*-0.2*	*-0.1*	*-0.1*
	$\overline{T}$ (°C)	106.5	116.7	116.6	106.5	116.6	116.6
	$\Delta\overline{T}$ *(%)*	-	-	-	*-0.1*	*-0.1*	*-0.1*

Avec les valeurs du coefficient de transfert thermique :

Table 69. Coefficient de transfert thermique pour toutes les puces actives

	h ($W.m^{-2}.K^{-1}$)	
Orientation	Radiation	Convection
Horizontale	9.3 (75%)	3.0 (25%)
Verticale	9.2 (66%)	4.6 (34%)

L'écart entre les deux modèles reste faible pour les trois puces, inférieur à 0.2%. L'ajout de sources de chaleur à l'intérieur du modèle augmente très peu l'erreur des prédictions de température.

On observe une différence de température d'environ 10°C entre la puce C1 et les puces C2 & C3. Cela est dû à la proximité des puces C2 et C3 séparées de seulement 1mm (selon l'axe y) et donc d'une influence accrue de leur échauffement sur leur voisinage. Ce phénomène est représenté dans la Figure 134, ou le profil de température selon l'axe y est tracé pour : puissance appliquée à chaque puce indépendamment et puissance appliquée à toutes les puces. La carte est placée verticalement, la puissance appliquée pour une puce est de 2W. Le profil a pour origine [50, 0, 0.7] mm et comme extrémité [50, 160, 0.7] mm.

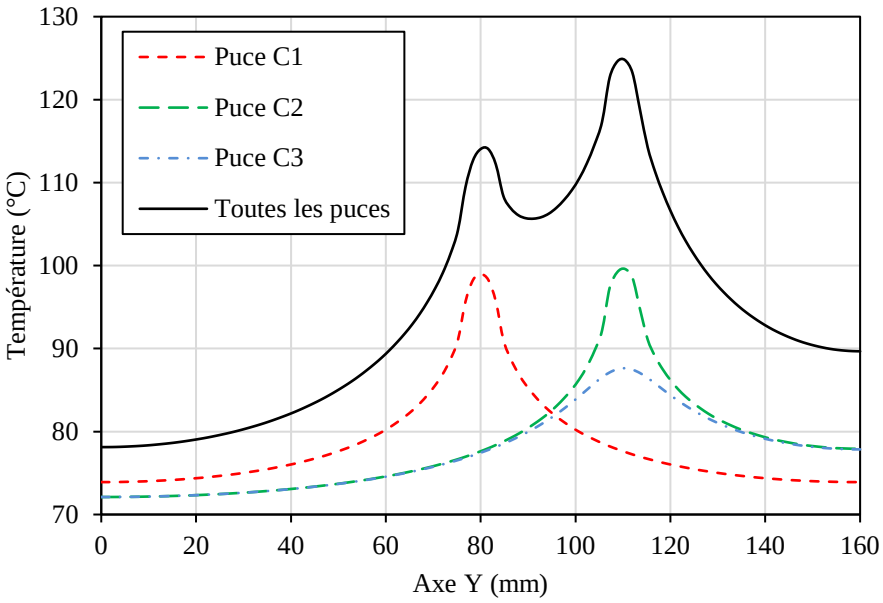


Figure 134 : Profil de températures (selon axe y) du MA 11 couches pour différents scénarios de puissance

Le profil de température pour toutes les puces actives correspond à la somme des profils ou chaque puce est activée. De la même manière, l'écart total entre le MA et le MN est la somme de l'écart pour chaque puce activée. Il est alors important de s'assurer d'un MA précis et d'une décomposition des couches intelligente.

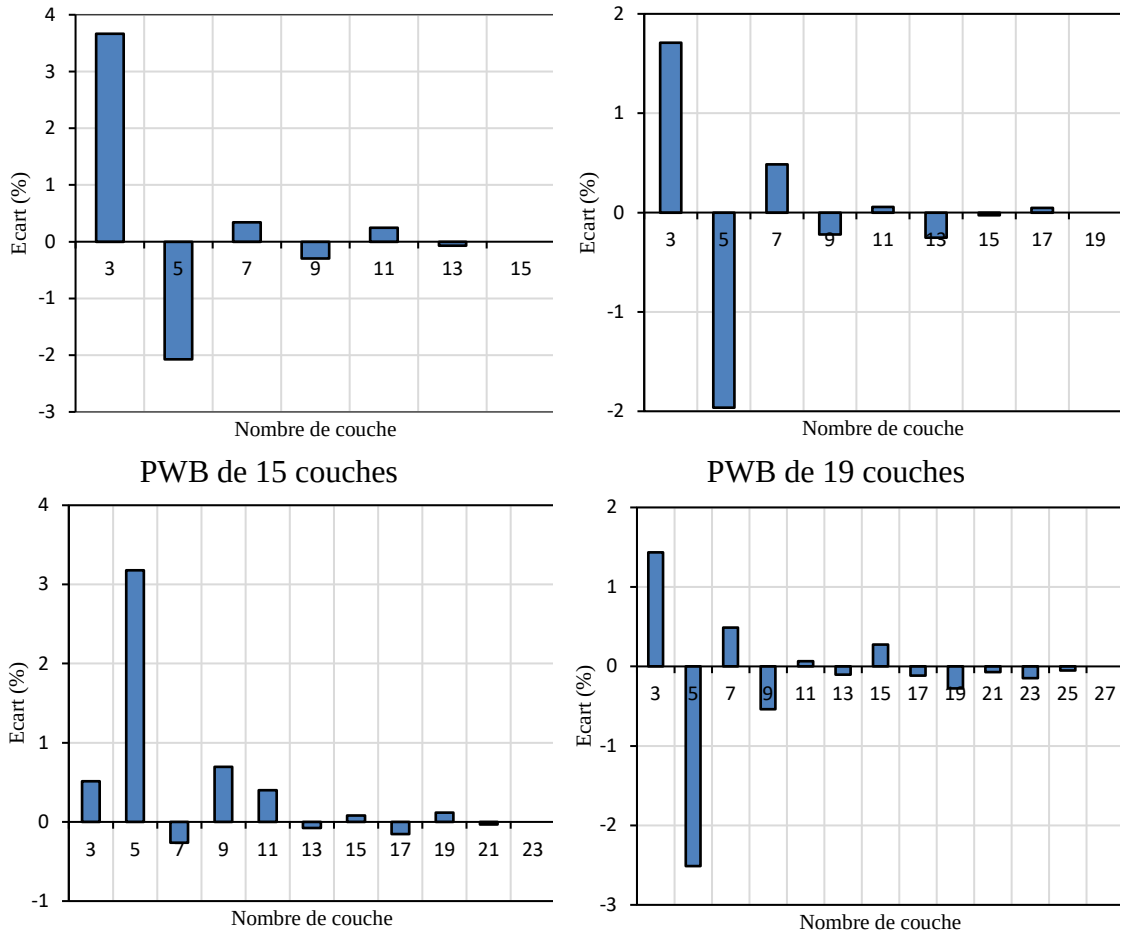
5 Généralisation du modèle analytique optimisé sur des cartes industrielles

L'optimisation du modèle analytique multicouche a été étudiée à l'aide d'une carte électronique spécifique appelée HERMES. La méthode développée a été étendue à des cartes électroniques conventionnelles, possédant plusieurs niveaux de couches. Bien sur les cartes industrielles ne sont pas toutes conçues pour intégrer des composants dans les couches internes du substrat, cette analyse a abouti à la définition d'une méthodologie visant à optimiser le nombre de couches pour n'importe quel type de carte électronique comme le démontre les cas exposés ci-dessous.

Les cartes électroniques testées correspondent aux standards industriels. Trois cartes possédant 4 couches de signaux (CC de 80%) avec 15, 19 et 23 couches ont été choisies, ainsi qu'une carte avec 6 couches de signaux pour un total de 27 couches. Le détail des cartes de test est donné dans l'Annexe T.

Un modèle numérique de chaque carte a été conçu. La température ambiante est de 20°C, avec un coefficient de transfert thermique de 10 $W.m^{-2}.K^{-1}$ appliqué aux couches supérieure et inférieure des cartes électroniques. Une source de chaleur a été placée au centre de la couche central de chaque carte, avec comme dimension [10 x 10 x ep (couche s)] mm. La puissance appliquée à la puce est fixée à 1W.

Une comparaison de la température au centre de la puce pour le MN et le MA a été effectuée pour chacune des 4 cartes. Une optimisation du nombre de couche par la méthode élitiste a aussi été réalisée afin d'analyser la variation de l'écart sur les prédictions de température en fonction du nombre de couche dans la MA.



PWB de 15 couches | PWB de 19 couches

PWB de 23 couches | PWB de 27 couches

Figure 135 : Evolution de l'erreur entre le MA et le MN pour différents PWB

De la même manière que pour la carte HERMES, l'écart de température entre le MN et le MA fluctue avant de devenir négligeable quand toutes les couches à fort taux de cuivre sont isolées dans le MA.

Le regroupement en couches équivalentes des couches à faible conductivité thermique (CC < 20%) influence peu le résultat du MA. Un regroupement élitiste permet de réduire le nombre de couche dans le MA, sans affecter la précision des résultats tout en diminuant le temps de calcul, et ce pour n'importe quel type de cartes électroniques industrielles.

6 Bilan et perspectives

Un modèle analytique de carte électronique possédant des composants enterrés a été développé. Ce type de modélisation a pour avantage de prendre en compte un nombre quelconque de couches du substrat, ainsi que de sources de chaleur en son sein. Une résistance de contact peut également être prise en compte entre les différentes couches de la carte, dans le cas de contacts imparfaits.

Un découpage intelligent du nombre de couches dans le modèle analytique, en fonction de leur taux de cuivre, est proposé dans le but de réduire le temps de calcul sans altérer toutefois la précision du modèle. Il est démontré que l'utilisation d'un modèle analytique optimisé est 250 plus rapide qu'un modèle numérique, et ce pour un écart inférieur à 0.1%.

Finalement ce concept de modèles compacts de cartes électroniques a été étendu pour le cas de cartes industrielles possédant plusieurs niveaux de nombres de couches.

Perspectives

Le modèle compact de cartes électroniques avec composants enterrés peut être couplé avec un modèle pour composants en surface, grâce au principe de superposition. Cela permettra de donner plus de marges aux concepteurs de cartes électroniques, notamment en phase d'exploration de design, ce qui est le but de ce type de modèles.

Reference

[92] P. Palm, J. Moisala, A. Kivikero, R. Tuominen, & A. Iihola, Embedding active components inside printed circuit board (PCB)-a solution for miniaturization of electronics, Advanced Packaging Materials: Processes, Properties and Interfaces, 2005, Proceedings. International Symposium on (pp. 1-4), IEEE.

[93] W. Jillek, W.K.C. Yung, Embedded components in printed circuit boards: a processing technology review, International Journal of Advanced Manufacturing Technoogy, 2005, Vol. 25, pp. 350–360.

[94] W.-C. Maia Filho, M. Brizoux, A. Grivon, Optimization of PCB build-up layer configuration for electronic assemblies with active embedded components in the board, 11th Thermal, Mechanical & Multi-Physics Simulation, and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), 2010.

[95] C. E. Bauer, H. J. Neuhaus, Buried parts simplify fine geometry electronic packaging, interconnect, & assembly, 14th International Conference on Electronic Packaging Technology, 2013

[96] W. Kpobie, M. Martiny, S. Mercier, F. Lechleiter, L. Bodin, A. Le Cavalier des Etangs-Levallois, M. Brizoux, Thermo-mechanical simulation of PCB with embedded components, Microelectronic Reliability, 2016, Vol. 65, pp. 108-130.

[97] R. Monti, P. Gasbarri, U. Lecci, M. Lopatriello, Thermal properties characterization of space electronic circuits via image-based visual techniques, 2nd IAA conference on DYCOSS, 2014 Roma, Italy.

CONCLUSION

La modélisation thermique des composants électroniques est devenue un point clé dans le dimensionnement des systèmes électroniques. La sensibilité des performances des fonctions électroniques par rapport à leurs niveaux de température a été magnifiée de par une compacité de plus en plus extrême, le smartphone en étant l'exemple le plus représentatif.

L'étude thermique d'un système reste complexe, malgré l'évolution de la puissance de calcul disponible, de par le nombre croissant de composants électroniques ainsi que de leurs miniaturisations. D'autre part la complexité des substrats des cartes électroniques, sur lesquels les composants sont reportés, a été accrue avec une explosion du nombre de connections, de couches, pour une taille de gravure toujours plus fine.

La création de modèles, dits « compacts », permet de s'affranchir de la complexité géométrique des systèmes électroniques (composants & PCB) tout en garantissant un écart en deçà de 5% par rapport à une représentation numérique détaillée de ceux-ci.

En se basant sur les travaux de la thèse de C. Dia, la méthodologie de création des modèles compacts temporels a été optimisée dans le but de réduire le temps de création de ces modèles compacts. Des modèles dits « réduits », se substituants aux modèles détaillés dans le processus création des modèles compacts, ont permis de réduire le temps de création des modèles compacts temporels de plus de 90%, sans altérer leur précision. Cette évolution est particulièrement bénéfique dans le cas de composants complexes, où la création de modèles compacts dynamiques est susceptible de s'étirer sur plusieurs jours. Cette étude a d'ailleurs été gratifiée du prix du « best paper award » de la conférence THERMINIC 2017 à Amsterdam, ce qui révèle l'intérêt de l'hybridation des modèles compacts avec les Modèles d'Ordre Réduit.

Dans un deuxième temps, les travaux menés ont conduit à la validation expérimentale du concept de modèles compacts temporels. Plusieurs cartes électroniques de tests ont été spécialement conçues dans l'optique de caractériser expérimentalement le comportement thermique de plusieurs composants électroniques (passifs, actif mono-puce, actif multi puces) et de comparer ces résultats avec ceux issus de la simulation numérique avec l'utilisation de modèles compacts temporels. Il en résulte que l'écart moyen est inférieur à 10%, avec calibration du modèle numérique, ceci quel que soit le type de composants, et ce pour plusieurs configurations de cartes électroniques. De plus, la validation

expérimentale d'un DCTM double-puce justifie le protocole de création des modèles compacts possédant plusieurs sources de chaleur. En effet, aucune validation expérimentale de ce type de modélisation n'avait été réalisée jusqu'alors.

Un autre axe de cette thèse s'est attaché sur la définition d'une nouvelle modélisation approximée des composants électroniques. Cette étude a été motivée par le manque fréquent d'information sur la géométrie interne des composants électroniques, et donc l'impossibilité d'en faire une modélisation détaillée puis d'en dériver une forme compacte. Les modèles dits « simplifiés » sont créés à partir de modèles analytiques de composants électroniques, possédant une source de chaleur volumique. La conductivité thermique orthotrope des modèles analytiques a été optimisée en utilisant la fonction cout des modèles compacts afin de garantir un écart inférieur à 10% (température & flux) avec une modélisation détaillée.

D'autre part, il a été démontré que les valeurs de conductivité orthotrope issue de l'optimisation du modèle simplifié à partir du modèle détaillé d'un composant électronique peuvent être appliquées aux autres composants de la même famille, tout en garantissant une précision similaire.

Cependant le modèle simplifié possède des faiblesses, notamment lorsque les conditions limites ne sont pas linéaires, ce qui limite encore son utilisation lors d'une simulation numérique complète avec composants & carte électronique. Un changement de condition limite du modèle analytique est à prévoir dans le but de satisfaire cette exigence.

Par ailleurs la modélisation analytique avec source de chaleur volumique a été étendue dans la cadre de cartes électroniques à multiples couches possédant des composants enterrés. Il en résulte l'établissement d'une méthodologie visant à calculer d'une manière intelligente la décomposition des couches de la carte électronique, laquelle permet d'accélérer le temps de calcul sans variation des prédictions de température.

Au final, cette thèse a permis d'évaluer un nombre conséquent de concepts de modélisation des composants électroniques tels que les modèles détaillés, les modèles réduits, les modèles compacts et les modèles simplifiés. Chaque modèle possède une application propre, en fonction du degré de précision souhaité, de la puissance de calcul disponible et des informations à disposition du thermicien.

En effet il faut rappeler que tous les modèles numériques sont faux par définition mais peuvent être pertinents pour statuer entre plusieurs options d'une conception de cartes électroniques.

Perspectives

L’utilisation de modèles réduits a permis de drastiquement diminuer le temps de création des modèles compacts, de par leur taille réduite par rapport aux modèles détaillés dont ils sont dérivés. De récents travaux sur les modèles d’ordre réduit ont démontrés la faisabilité de minimiser la représentation de chaque élément d’une carte électronique (composants & PCB) puis de les réassembler dans le but d’avoir un modèle précis mais également indépendant aux conditions limites.

Cette philosophie permet d’envisager à termes l’extension d’une modélisation compacte à l’ensemble carte & composants électroniques. En effet, grâce à la réduction du temps des simulations dites « systèmes » apportée par les modèles réduits, un jeu de conditions limites inspiré par le consortium Delphi peut être mis en place.

Pour finir, cette thèse est un exemple de collaboration réussie entre partenaires académiques et partenaires industriels. Les travaux développés au cours de cette thèse serviront aux ingénieurs du groupe Thales qui sont confrontés tous les jours à des challenges toujours plus complexes, lesquels sont à ne pas douter sources de prochaines études et de passionnants sujets de recherche.

Dissémination des résultats

Les travaux de cette thèse ont été présentés et discutés lors de nombreuses conférences internationales telles que :

- SFT, Congrès annuel de la Société Française de Thermique (Toulouse),
- SEMI-THERM, annual IEEE Symposium on Semiconductor Thermal and Temperature Measurement (San-Jose, USA),
- EUROTHERM, European Thermal-Sciences conference (Cracovie, Pologne),
- EUROSIME, annual IEEE international Conference on Thermal, Mechanical and Multi-physics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-Systems (Montpellier),
- ITHERM, bi-annual IEEE international conference for scientific and engineering exploration of thermal, thermo-mechanical and emerging technology issues associated with electronic devices, packages and systems (Orlando, USA),
- THERMINIC, annual IEEE international workshop on Thermal investigation of ICs and Systems (Paris, Budapest & Amsterdam),
- CIFQ, Colloque Interuniversitaire Franco-Québécois (Saint-Lô).

Celles-ci ont été une opportunité d'exposer nos concepts aux membres de la communauté scientifique française et internationale mais également de créer des liens avec d'autres universités, telle que l'école polytechnique de Milan.

De plus, ces travaux ont également fait l'objet de publications dans des revues scientifiques internationales à comité de lecture, en tant que co-auteur puis en tant qu'auteur principal (3 publications) :

- Microelectronics Reliability,
- International Journal of Thermal Science,
- IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology
- International Journal of Numerical Methods for Heat and Fluid Flow
- Journal of Physics Conference Series

Les diverses publications issues des travaux de cette thèse sont résumées ci-après :

[1bis] E. Monier-Vinard, B. Rogié, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, M.-C. Kotelon, State of the Art of Numerical Thermal Characterization of Electronic Component, EuroSime XVII, 2016, Montpellier, France, 10.1109/EuroSimE.2016.7463296

[2bis] B. Rogié, E. Monier-Vinard, N. Laraqi, V. Bissuel, Modélisation électro-magnéto-thermique de composants électroniques passifs miniaturisés, Congrès SFT, 2016, Toulouse, France, 10.13140/RG.2.1.1416.4083

[3bis] E. Monier-Vinard, V. Bissuel, B. Rogié, N. Laraqi, O. Daniel, M.-C. Kotelon, Evolution of the DELPHI compact thermal modelling method: An investigation on the boundary conditions scenarios, THERMINIC XXII, 2016, Budapest, Hungary, 10.1109/THERMINIC.2016.7748651

[4bis] B. Rogié, E. Monier-Vinard, N. Laraqi, V. Bissuel, M.-N. Nguyen, Modélisation thermique des composants électroniques "System-In-Package", CIFQ XIII, 2017, Saint Lô, France

[5bis] B. Rogié, E. Monier-Vinard, M.-N. Nguyen, N. Laraqi, V. Bissuel, O. Daniel, Three dimensional steady-state temperature prediction of volumetric heating sources embedded into multi-layer electronic board substrate, ITHERM XVI, 2017, Orlando, USA, 10.1109/ITHERM.2017.7992528

[6bis] B. Rogié, L. Codecasa, E. Monier-Vinard, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, D. d'Amore, A. Magnani, V. d'Alessandro, N. Rinaldi, Delphi-like dynamical compact thermal models using model order reduction, THERMINIC XXIII, 2017, Amsterdam, Netherlands, 10.1109/THERMINIC.2017.8233812

[7bis] B. Rogié, S. Grosjean, E. Monier-Vinard, V. Bissuel, F. Joly, O. Daniel, K. Vera, Delphi-like dynamical compact thermal models using model order reduction based on modal approach, SEMI-THERM 34th, 2018, San-Jose, USA

[8bis] V. Bissuel, E. Monier-Vinard, A. Olivier, B. Rogié, A. Mahe, N. Laraqi, C. Gougis, Investigation of DELPHI-inspired compact thermal model for modeling planar transformer - Network concept, EuroSime XIX, 2018, Toulouse, France

[9bis] E. Monier-Vinard, O. Daniel, V. Bissuel, B. Rogié, M.-N. Nguyen, N. Laraqi, I. Aliouat, Hybridizing Nature-Inspired Algorithms to Derive Accurate Surrogate Thermal Model: Genetic and Particle Swarm Optimization, ITHERM XVII, 2018, San Diego, USA

[10bis] E. Monier-Vinard, B. Rogié, M.-N. Nguyen, N. Laraqi, V. Bissuel, O. Daniel, Practical steady- state temperature prediction of active embedded chips into high density electronic board, Journal of Physics Conference Series, vol. 745, 2016, 10.1088/1742-6596/745/3/032095

[11bis] E. Monier-Vinard, B. Rogié, C.-T. Dia, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, M.-C. Kotelon, A.-I. Fahad, Experimental Characterization of the Predictive Thermal Behaviour Model of a Surface- Mounted Soft Magnetic Composite Inductor, Microelectronics Reliability, vol. 67, pages 54-63, Dec. 2016, https://doi.org/10.1016/j.microrel.2016.09.020

[12bis] E. Monier-Vinard, B. Rogié, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, M.-C. Kotelon, State of the Art of Thermal Characterization of Electronic Components using

Computational Fluid Dynamic tools, International Journal of Numerical Methods for Heat and Fluid Flow, vol. 27, Sept. 2016, 10.1108/HFF-10-2016-0380

[13bis] E. Monier-Vinard, V. Bisseul, B. Rogié, N. Laraqi, O. Daniel, Investigation on Steady-State and Transient Boundary Condition Scenarios for Optimizing the Creation of Multiport Surrogate Thermal Models, IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, vol. 99, pages 1-14, 2017, 10.1108/HFF-10-2016-0380

[14bis] B. Rogié, E. Monier-Vinard, M.-N. Nguyen, V. Bissuel, N. Laraqi, Practical analytical modeling of 3D multi-layer Printed Wired Board with buried volumetric heating sources, International Journal of Thermal Science, Vol. 129, 2018.

[15bis] B. Rogié, L. Codecasa, E. Monier-Vinard, V. Bissuel, N. Laraqi, O. Daniel, D. d'Amore, A. Magnani, V. d'Alessandro, N. Rinaldi, Multi-port dynamic compact thermal models of dual-chip package using model order reduction and metaheuristic optimization, Microelectronics Reliability, Vol. 87, 2018.

ANNEXES

Annexe A : Table des cas test Delphi et THALES

(a) Table des coefficients de transfert thermique des 38 scénarios Delphi

		Coefficient de transfert thermique ($W.m^{-2}.K^{-1}$)			
Condition	Scénario	Surface Top	Surface Bottom	Surface Sides	Surface Leads
Convection naturelle	1	10	10	10	10
	2	10	10	10	100
	3	10	10	10	1000
	4	10	10	10	10000
	5	30	30	30	30
Convection forcée	6	50	50	50	10000
	7	10	100	10	1000
	8	100	10	10	1000
	9	10	100	10	100
	10	100	10	10	100
	11	50	50	50	50
	12	100	100	100	100
	13	100	100	100	500
Convection naturelle & Dissipateur thermique	14	500	10	10	1000
	15	1000	10	10	1000
	16	10	500	10	1000
	17	10	1000	10	1000
	18	500	10	10	100
	19	1000	10	10	100
	20	10	500	10	100
	21	10	1000	10	100
Convection forcée & Dissipateur thermique	22	100	100	100	1000
	23	100	1	100	1000
	24	1	100	100	1000
	25	200	200	200	1000
	26	50	50	50	1000
	27	200	200	200	10000
	28	100	100	100	10000
Plaque froide	29	10000	10	10	100
	30	10	10000	10	100
	31	10000	10	10	1000
	32	10	10000	10	1000
	33	1	10000	1	10000
	34	10000	1	1	10000
Fluide parfait	35	1000000000	1000000000	1000000000	1000000000
	36	10000	10000	10000	10000
	37	1000	1000	1000	1000
	38	500	500	500	500

(b) Table 49 cas test THALES

		Coefficient de transfert thermique ($W.m^{-2}.K^{-1}$)			
Condition	Scénario	Surface Top	Surface Bottom	Surface Sides	Surface Leads
Convection naturelle	1	5	1	5	1
	2	5	10	5	10
	3	5	25	5	50
	4	5	50	5	50
	5	5	50	5	100
	6	5	100	5	200
	7	15	1	15	1
	8	15	10	15	10
	9	15	25	15	50
	10	15	50	15	50
	11	15	50	15	100
	12	15	100	15	200
Convection forcée	13	30	5	30	5
	14	30	30	30	30
	15	30	50	30	50
	16	30	200	30	200
	17	80	5	80	5
	18	80	30	80	30
	19	80	50	80	50
	20	80	200	80	200
	21	200	5	200	5
	22	200	30	200	30
	23	200	50	200	50
	24	200	200	200	200
Convection naturelle & Dissipateur thermique	25	25	1	25	1
	26	25	10	25	10
	27	25	25	25	50
	28	25	50	25	50
	29	25	50	25	100
	30	25	100	25	200
	31	75	1	75	1
	32	75	10	75	10
	33	75	25	75	50
	34	75	50	75	50
	35	75	50	75	100
	36	75	100	75	200
Convection forcée & Dissipateur thermique	37	150	5	30	5
	38	150	30	30	30
	39	150	50	30	50
	40	150	200	30	200
	41	500	5	200	5
	42	500	30	200	30
	43	500	50	200	50
	44	500	200	200	200
Plaque froide	45	10	50	10	1000
	46	10	1000	10	10000
	47	1000	5	10	50
	48	10000	50	10	500
Infinie	49	1000000000	1000000000	1000000000	1000000000

Annexe B : Table des cas test transitoire pour la création d'un DCTM

	Coefficient de transfert thermique ($W.m^{-2}.K^{-1}$)			
Scénario	Surface Top	Surface Bottom	Surface Sides	Surface Leads
1	15	100	5	100
2	50	250	15	250
3	800	20	5	20
4	0.1	0.1	0.1	0.1
5	40	1000	15	1000
6	0.1	100	50	100
7	1000	40	100	40
8	100	0.1	5	0.1
9	15	200	200	200
10	30	200	50	200

Annexe C : Définition des exposants n et paramètre C

Orientation	L	C	n
Verticale ($10^4 < Ra_{L^*} < 10^9$)	Hauteur	0.59	0.25
Horizontale - face chaude en haut	Surface/Périmètre	0.54	0.25
Horizontale – face chaude en bas	Surface/Périmètre	0.27	0.2

Annexe D : Coefficients $\varepsilon_{mn,i}$ et $\vartheta_{mn,i}$ du modèle analytique deux-couche

Les expressions des coefficients $\varepsilon_{mn,i}$ et $\vartheta_{mn,i}$ dépendent de la localisation de la source.

- Dans le cas d'une source présente dans la couche 1 on a :

$$\varepsilon_{mn} = Z_{mn} \cdot \underline{Bi_z} \cdot {e_1}^2$$

$$\vartheta_{mn} = \left(\underline{Bi_z} + Z_{mn}\right) \cdot e_1$$

avec le coefficient Z_{mn} :

$$Z_{mn} = \frac{kz_2}{Kz_1} \cdot \frac{\left(\overline{Bi_z} - \gamma_{r,2}\right) \cdot \mathrm{e}^{2 \cdot \gamma_{r,2} \cdot (z_1 - 1)} + \gamma_{r,2} + \overline{Bi_z}}{\mathrm{e}^{2 \cdot \gamma_{r,2} \cdot (z_1 - 1)} + \frac{\overline{Bi_z}}{\gamma_{r,2}} \cdot \left(1 - \mathrm{e}^{2 \cdot \gamma_{r,2} \cdot (z_1 - 1)}\right) + 1}$$

- Dans le cas d'une source présente dans la couche 2 on a :

$$\varepsilon_{mn} = Z_{mn} \cdot \overline{Bi_z} \cdot {e_2}^2$$

$$\vartheta_{mn} = \left(\overline{Bi_z} + Z_{mn}\right) \cdot e_2$$

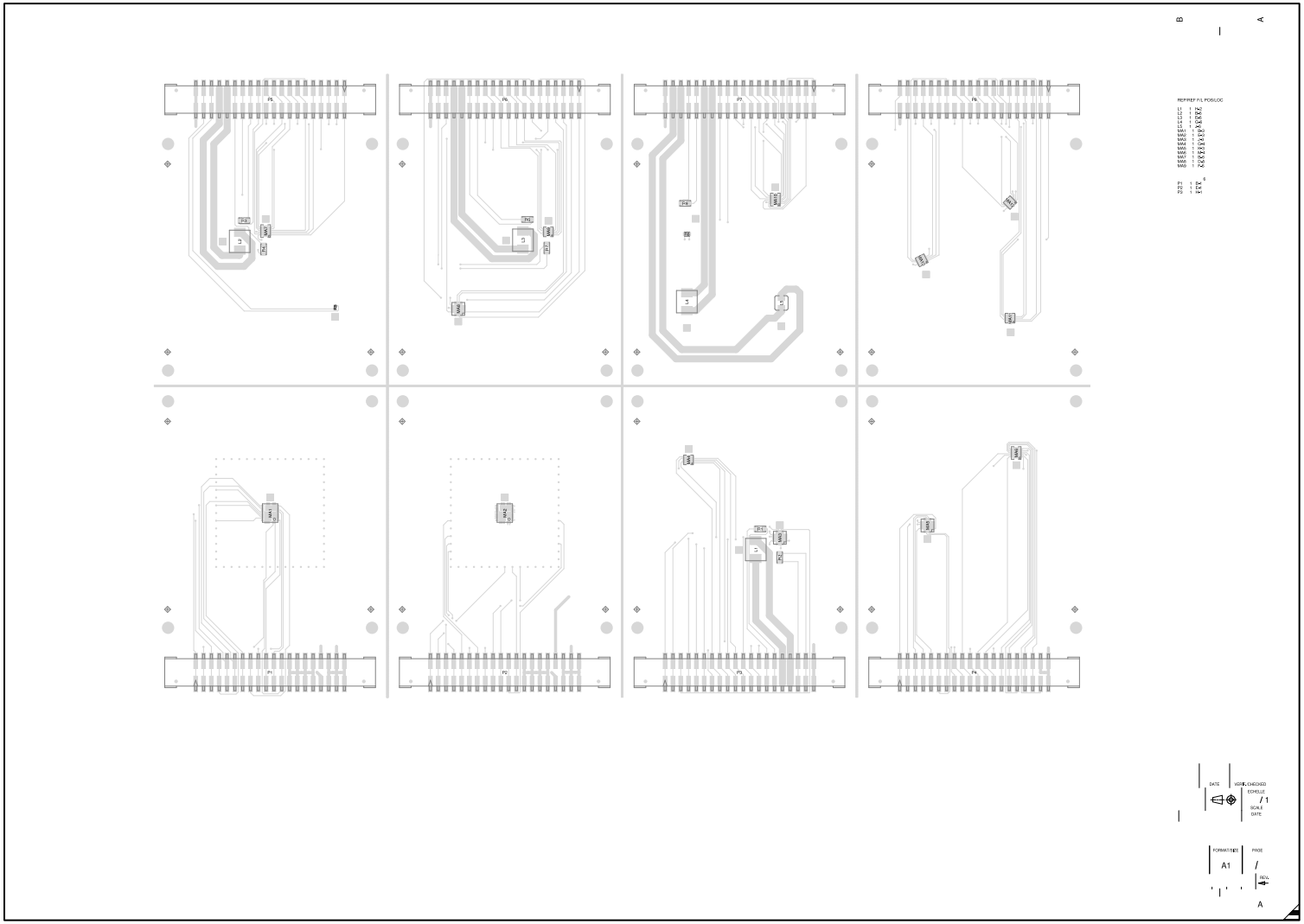
avec le coefficient Z_{mn} :

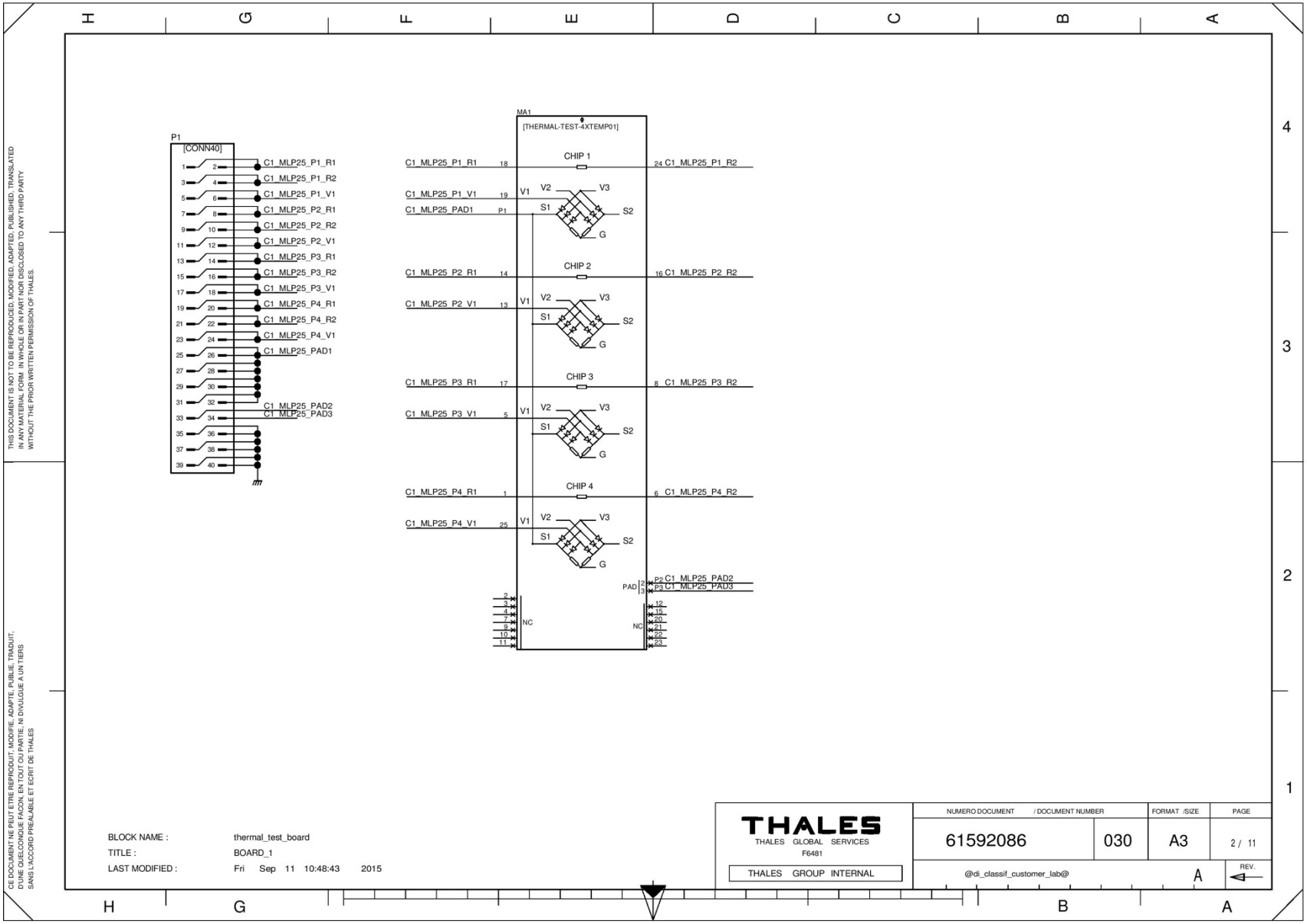
$$Z_{mn} = \frac{kz_1}{Kz_2} \cdot \frac{\gamma_{r,1} + \underline{Bi_z} - \gamma_{r,1} \cdot \mathrm{e}^{-2 \cdot \gamma_{r,1} \cdot z_1} + Bi_b \cdot \mathrm{e}^{-2 \cdot \gamma_{r,1} \cdot z_1}}{1 + \frac{\underline{Bi_z}}{\gamma_{r,1}} \cdot (1 - \mathrm{e}^{-2 \cdot \gamma_{r,1} \cdot z_1}) + \mathrm{e}^{-2 \cdot \gamma_{r,1} \cdot z_1}}$$

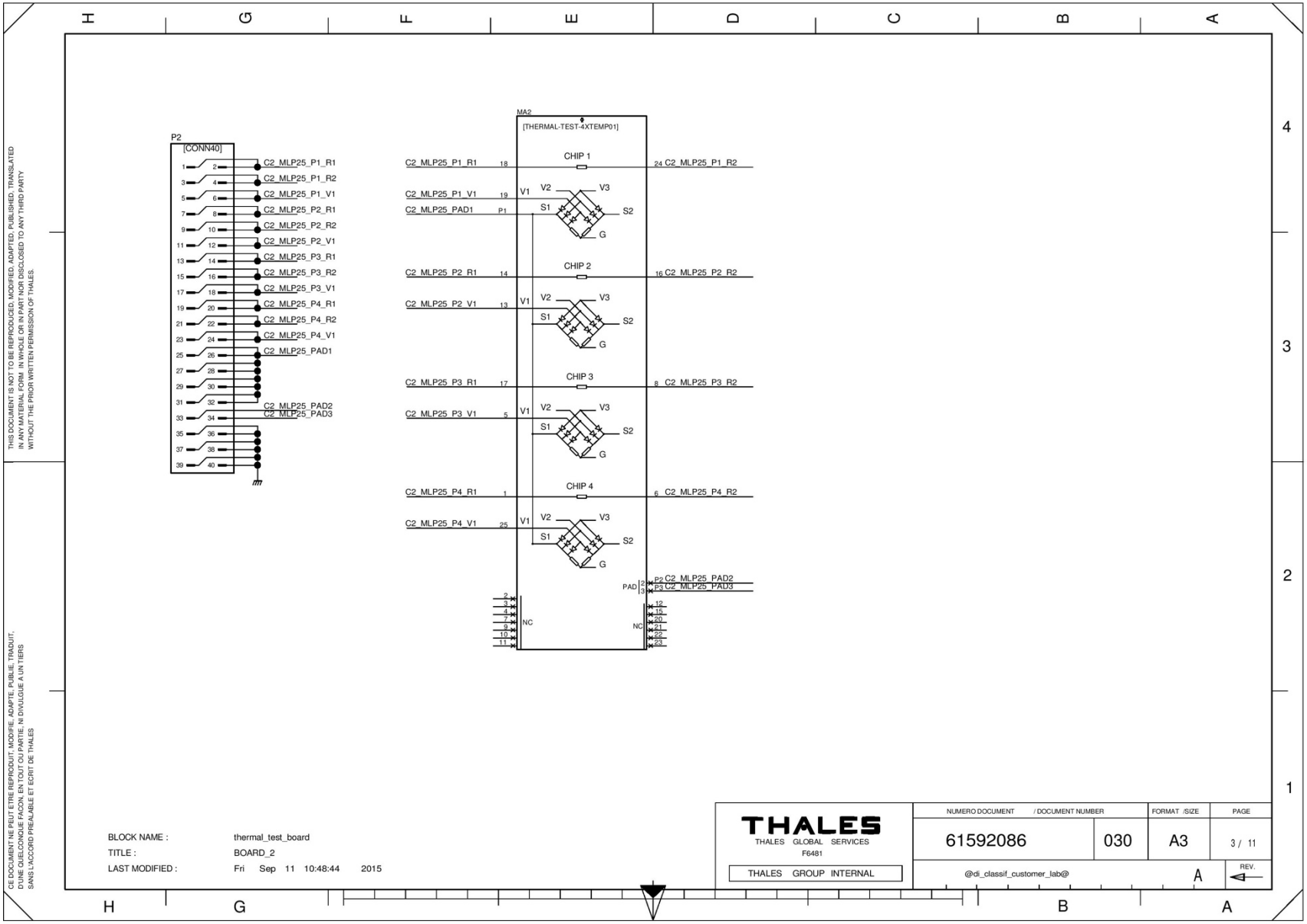
Annexe E : Taux de Cuivre et de Résine dans chaque couche du PCB de la carte de test

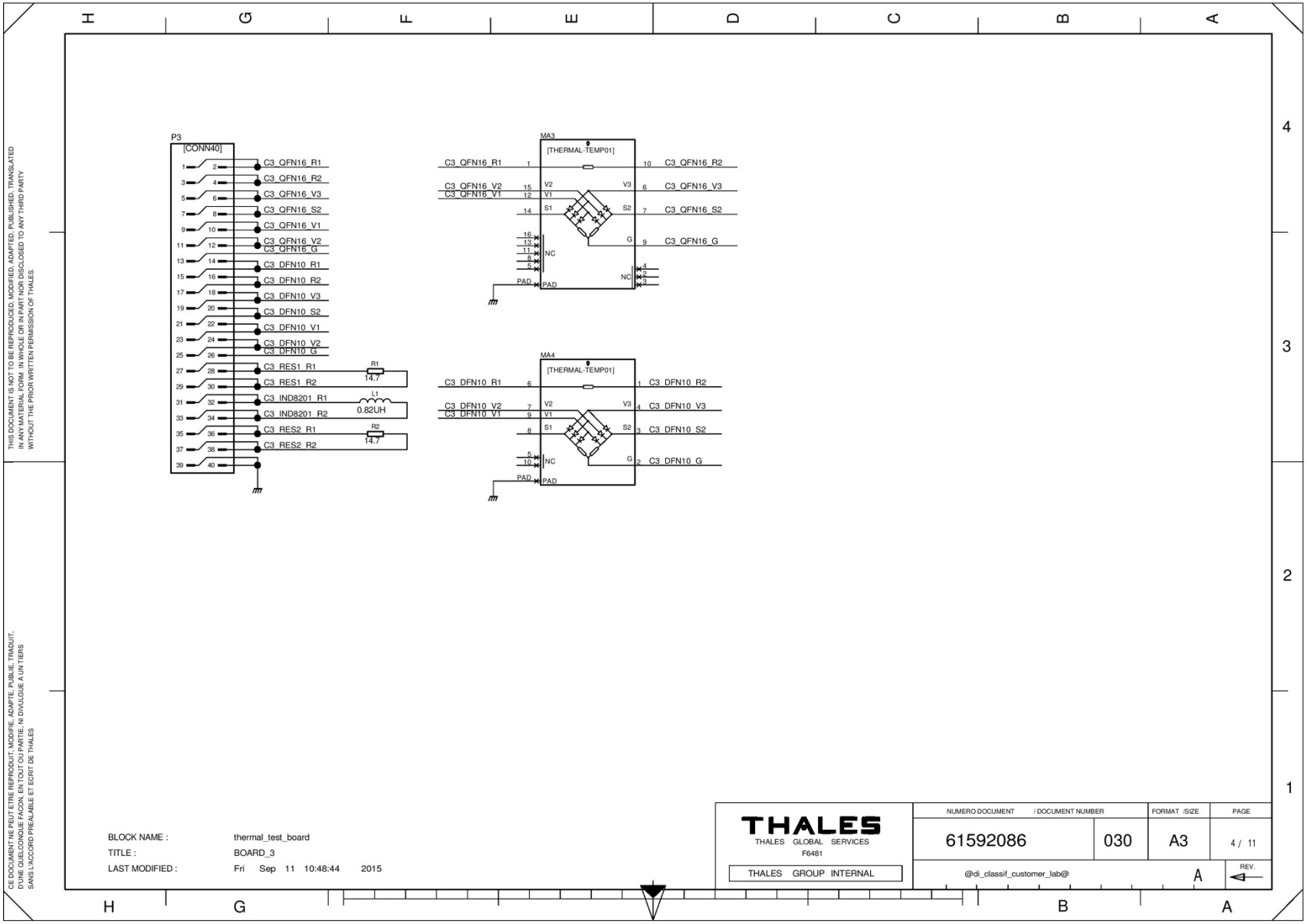
Couche	Type	Epaisseur (µm)	Taux cuivre (%)	Taux Résine (%)
1	Signal	35	9.59	90.41
2	Isolant	80	0.03	99.97
3	Plan de masse	35	96.33	3.67
4	Isolant	1300	0.03	99.97
5	Plan de masse	35	97.16	2.84
6	Isolant	80	0.03	99.97
7	Signal	35	0.6	99.4

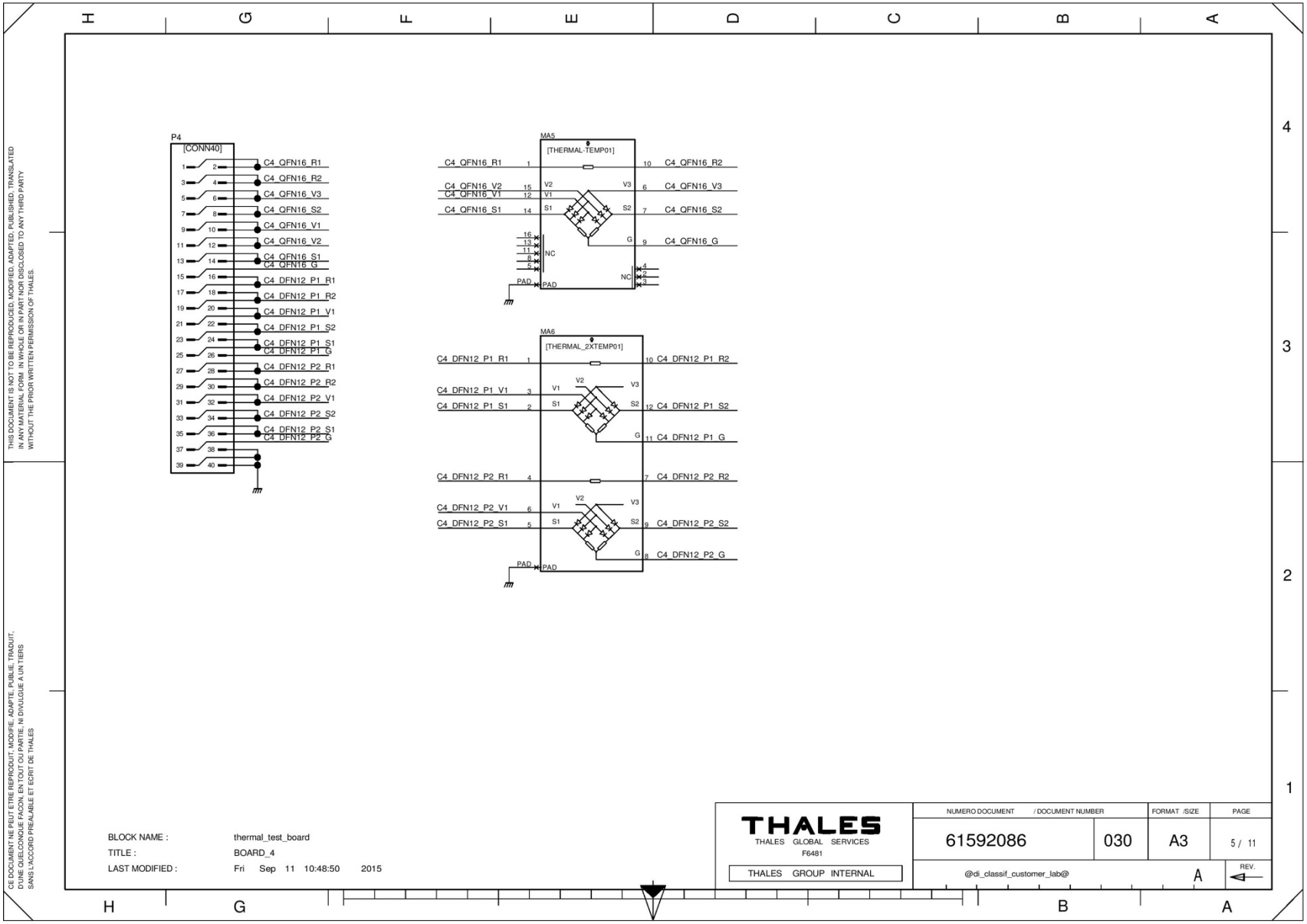
Annexe F : Schéma et dossier de définition des cartes de test

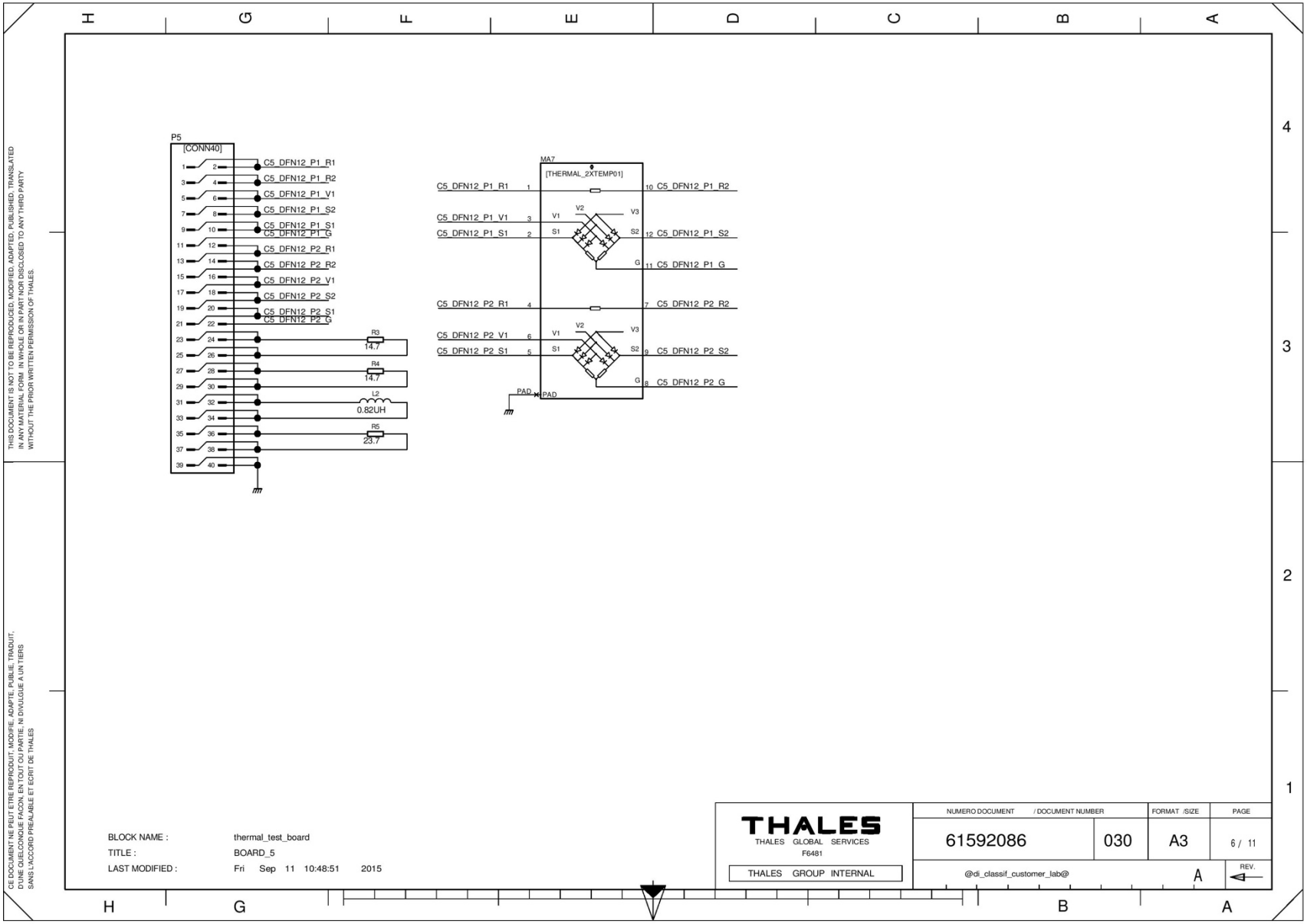


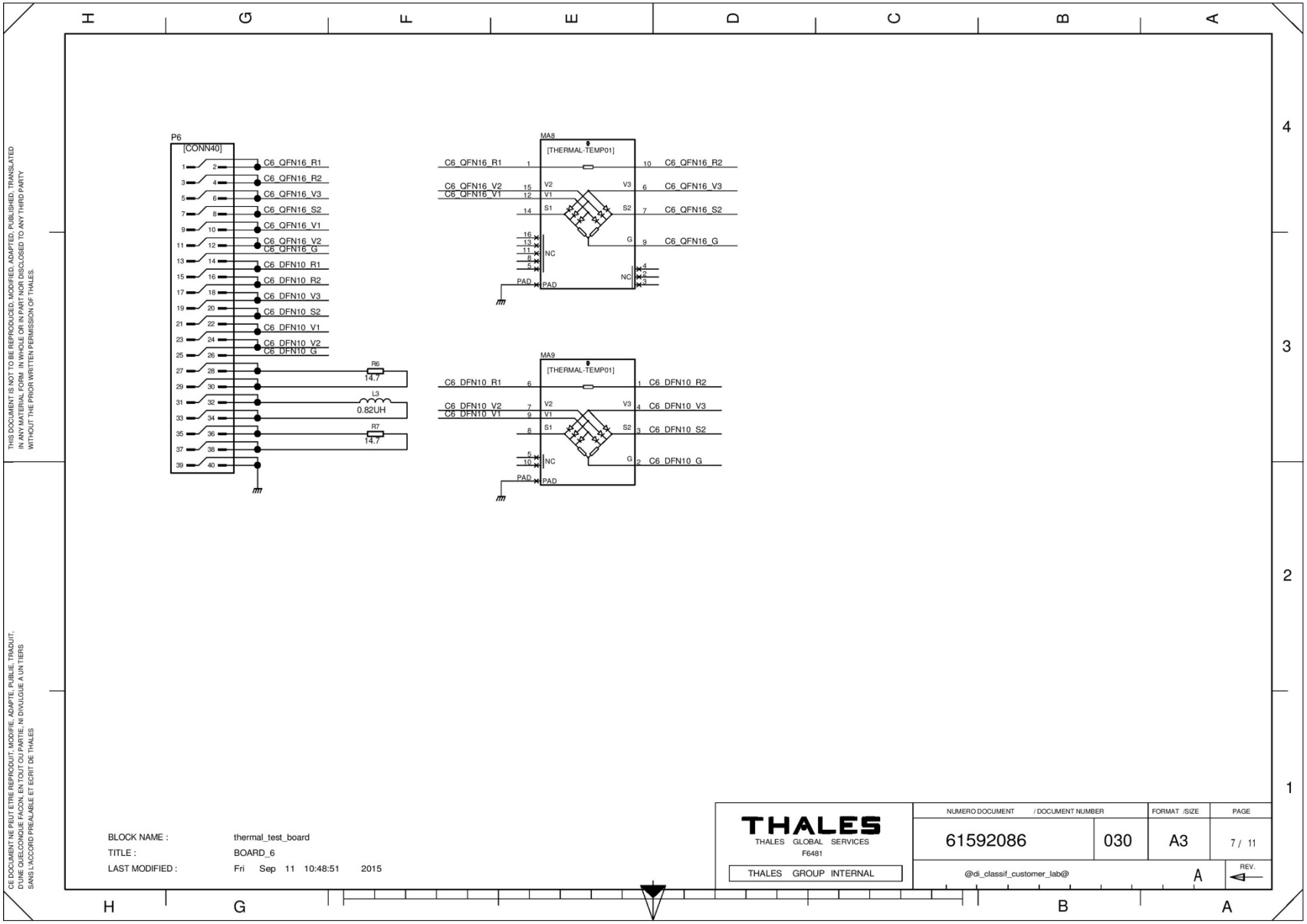

P1
[CONN40]
C1_MLP25_P1_R1
C1_MLP25_P1_R2
C1_MLP25_P1_V1
C1_MLP25_P2_R1
C1_MLP25_P2_R2
C1_MLP25_P2_V1
C1_MLP25_P3_R1
C1_MLP25_P3_R2
C1_MLP25_P3_V1
C1_MLP25_P4_R1
C1_MLP25_P4_R2
C1_MLP25_P4_V1
C1_MLP25_PAD1
C1_MLP25_PAD2
C1_MLP25_PAD3
MA1
[THERMAL-TEST-4XTEMP01]
CHIP 1
CHIP 2
CHIP 3
CHIP 4
V1
V2
V3
S1
S2
G
NC
PAD
THIS DOCUMENT IS NOT TO BE REPRODUCED, MODIFIED, ADAPTED, PUBLISHED, TRANSLATED IN ANY MATERIAL FORM IN WHOLE OR IN PART NOR DISCLOSED TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN PERMISSION OF THALES.
CE DOCUMENT NE PEUT ETRE REPRODUIT, MODIFIE, ADAPTE, PUBLIE, TRADUIT, D'UNE QUELCONQUE FACON, EN TOUT OU PARTIE, NI DIVULGUE A UN TIERS SANS L'ACCORD PREALABLE ET ECRIT DE THALES
BLOCK NAME : thermal_test_board
TITLE : BOARD_1
LAST MODIFIED : Fri Sep 11 10:48:43 2015
THALES
THALES GLOBAL SERVICES
F6481
THALES GROUP INTERNAL
NUMERO DOCUMENT / DOCUMENT NUMBER
61592086
030
FORMAT /SIZE
A3
PAGE
2 / 11
@di_classif_customer_lab@
A
REV.

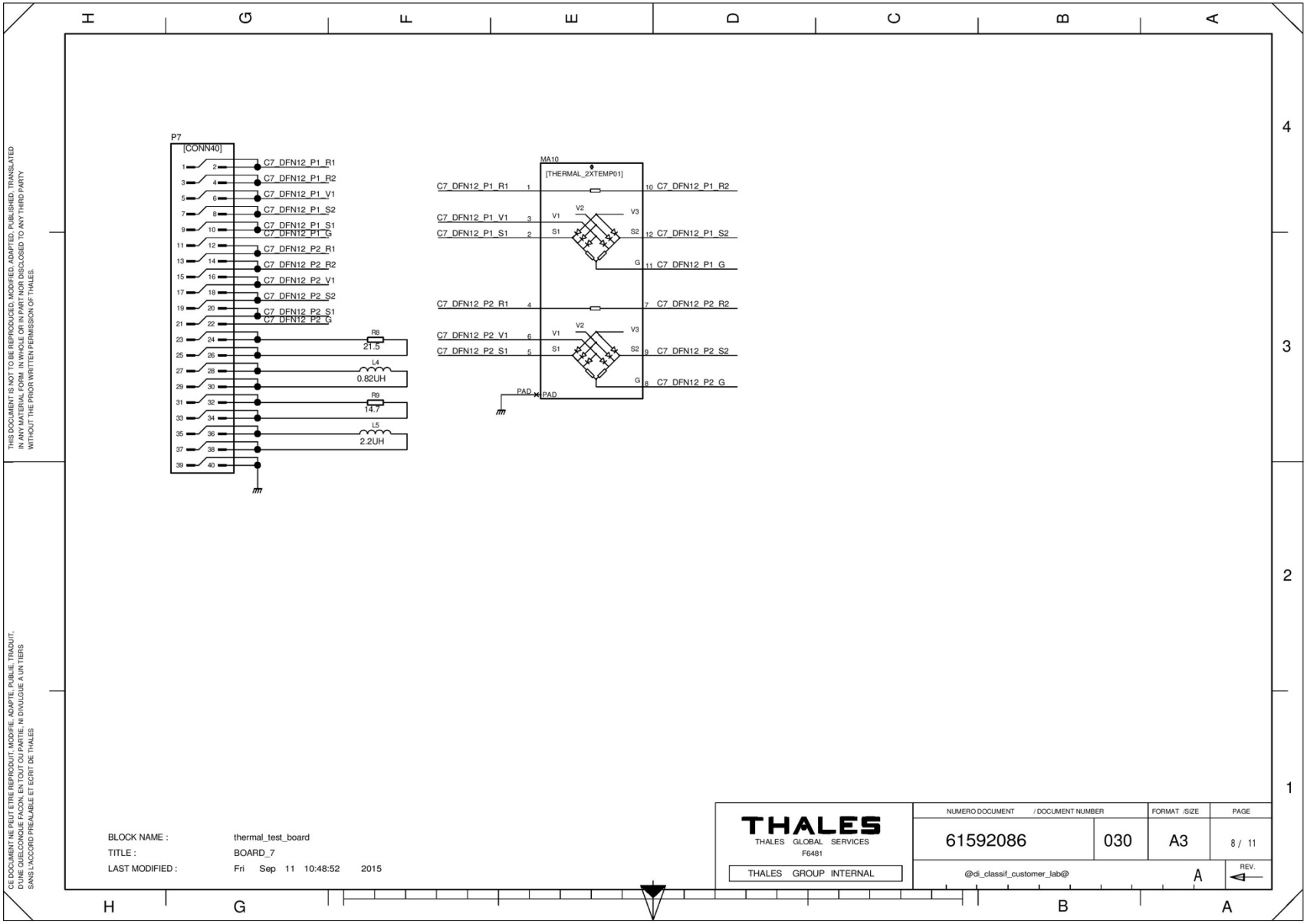

H
G
F
E
D
C
B
A
4
3
2
1
P2
[CONN40]
C2_MLP25_P1_R1
C2_MLP25_P1_R2
C2_MLP25_P1_V1
C2_MLP25_P2_R1
C2_MLP25_P2_R2
C2_MLP25_P2_V1
C2_MLP25_P3_R1
C2_MLP25_P3_R2
C2_MLP25_P3_V1
C2_MLP25_P4_R1
C2_MLP25_P4_R2
C2_MLP25_P4_V1
C2_MLP25_PAD1
C2_MLP25_PAD2
C2_MLP25_PAD3
MA2
[THERMAL-TEST-4XTEMP01]
CHIP 1
CHIP 2
CHIP 3
CHIP 4
V1
V2
V3
S1
S2
G
NC
PAD
THIS DOCUMENT IS NOT TO BE REPRODUCED, MODIFIED, ADAPTED, PUBLISHED, TRANSLATED IN ANY MATERIAL FORM IN WHOLE OR IN PART NOR DISCLOSED TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN PERMISSION OF THALES.
CE DOCUMENT NE PEUT ETRE REPRODUIT, MODIFIE, ADAPTE, PUBLIE, TRADUIT, D'UNE QUELCONQUE FACON, EN TOUT OU PARTIE, NI DIVULGUE A UN TIERS SANS L'ACCORD PREALABLE ET ECRIT DE THALES
BLOCK NAME : thermal_test_board
TITLE : BOARD_2
LAST MODIFIED : Fri Sep 11 10:48:44 2015
THALES
THALES GLOBAL SERVICES
F6481
THALES GROUP INTERNAL
NUMERO DOCUMENT / DOCUMENT NUMBER
61592086
030
FORMAT /SIZE
A3
PAGE
3 / 11
@di_classif_customer_lab@
A
REV.

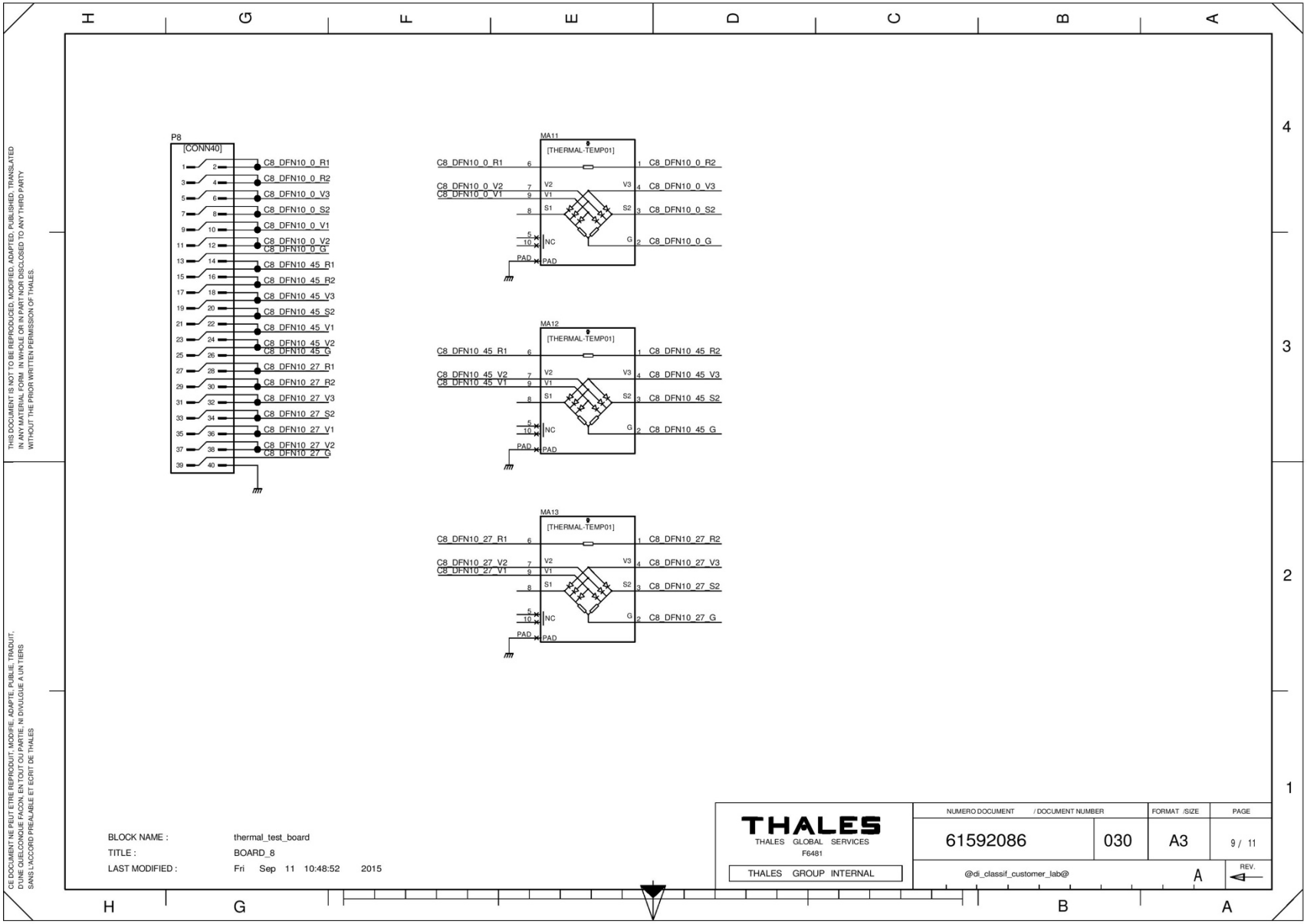

H
G
F
E
D
C
B
A
4
3
2
1
P3
[CONN40]
C3_QFN16_R1
C3_QFN16_R2
C3_QFN16_V3
C3_QFN16_S2
C3_QFN16_V1
C3_QFN16_V2
C3_QFN16_G
C3_DFN10_R1
C3_DFN10_R2
C3_DFN10_V3
C3_DFN10_S2
C3_DFN10_V1
C3_DFN10_V2
C3_DFN10_G
C3_RES1_R1
C3_RES1_R2
C3_IND8201_R1
C3_IND8201_R2
C3_RES2_R1
C3_RES2_R2
R1
14.7
L1
0.82UH
R2
14.7
MA3
[THERMAL-TEMP01]
V1
V2
V3
S1
S2
G
NC
PAD
MA4
[THERMAL-TEMP01]
V1
V2
V3
S1
S2
G
NC
PAD
THIS DOCUMENT IS NOT TO BE REPRODUCED, MODIFIED, ADAPTED, PUBLISHED, TRANSLATED IN ANY MATERIAL FORM IN WHOLE OR IN PART NOR DISCLOSED TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN PERMISSION OF THALES.
CE DOCUMENT NE PEUT ETRE REPRODUIT, MODIFIE, ADAPTE, PUBLIE, TRADUIT, D'UNE QUELCONQUE FACON, EN TOUT OU PARTIE, NI DIVULGUE A UN TIERS SANS L'ACCORD PREALABLE ET ECRIT DE THALES
BLOCK NAME : thermal_test_board
TITLE : BOARD_3
LAST MODIFIED : Fri Sep 11 10:48:44 2015
THALES
THALES GLOBAL SERVICES
F6481
THALES GROUP INTERNAL
NUMERO DOCUMENT / DOCUMENT NUMBER
61592086
030
FORMAT /SIZE
A3
PAGE
4 / 11
@di_classif_customer_lab@
A
REV.


H
G
F
E
D
C
B
A
4
3
2
1
P4
[CONN40]
C4_QFN16_R1
C4_QFN16_R2
C4_QFN16_V3
C4_QFN16_S2
C4_QFN16_V1
C4_QFN16_V2
C4_QFN16_S1
C4_QFN16_G
C4_DFN12_P1_R1
C4_DFN12_P1_R2
C4_DFN12_P1_V1
C4_DFN12_P1_S2
C4_DFN12_P1_S1
C4_DFN12_P1_G
C4_DFN12_P2_R1
C4_DFN12_P2_R2
C4_DFN12_P2_V1
C4_DFN12_P2_S2
C4_DFN12_P2_S1
C4_DFN12_P2_G
MA5
[THERMAL-TEMP01]
MA6
[THERMAL_2XTEMP01]
NC
PAD
THIS DOCUMENT IS NOT TO BE REPRODUCED, MODIFIED, ADAPTED, PUBLISHED, TRANSLATED IN ANY MATERIAL FORM IN WHOLE OR IN PART NOR DISCLOSED TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN PERMISSION OF THALES.
CE DOCUMENT NE PEUT ETRE REPRODUIT, MODIFIE, ADAPTE, PUBLIE, TRADUIT, D'UNE QUELCONQUE FACON, EN TOUT OU PARTIE, NI DIVULGUE A UN TIERS SANS L'ACCORD PREALABLE ET ECRIT DE THALES
BLOCK NAME : thermal_test_board
TITLE : BOARD_4
LAST MODIFIED : Fri Sep 11 10:48:50 2015
THALES
THALES GLOBAL SERVICES
F6481
THALES GROUP INTERNAL
NUMERO DOCUMENT / DOCUMENT NUMBER
61592086
030
FORMAT /SIZE
A3
PAGE
5 / 11
@di_classif_customer_lab@
A
REV.


P5
[CONN40]
C5_DFN12_P1_R1
C5_DFN12_P1_R2
C5_DFN12_P1_V1
C5_DFN12_P1_S2
C5_DFN12_P1_S1
C5_DFN12_P1_G
C5_DFN12_P2_R1
C5_DFN12_P2_R2
C5_DFN12_P2_V1
C5_DFN12_P2_S2
C5_DFN12_P2_S1
C5_DFN12_P2_G
R3
14.7
R4
14.7
L2
0.82UH
R5
23.7
MA7
[THERMAL_2XTEMP01]
C5_DFN12_P1_R1
C5_DFN12_P1_V1
C5_DFN12_P1_S1
C5_DFN12_P2_R1
C5_DFN12_P2_V1
C5_DFN12_P2_S1
C5_DFN12_P1_R2
C5_DFN12_P1_S2
C5_DFN12_P1_G
C5_DFN12_P2_R2
C5_DFN12_P2_S2
C5_DFN12_P2_G
V1
V2
V3
S1
S2
G
PAD
THIS DOCUMENT IS NOT TO BE REPRODUCED, MODIFIED, ADAPTED, PUBLISHED, TRANSLATED IN ANY MATERIAL FORM IN WHOLE OR IN PART NOR DISCLOSED TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN PERMISSION OF THALES.
CE DOCUMENT NE PEUT ETRE REPRODUIT, MODIFIE, ADAPTE, PUBLIE, TRADUIT, D'UNE QUELCONQUE FACON, EN TOUT OU PARTIE, NI DIVULGUE A UN TIERS SANS L'ACCORD PREALABLE ET ECRIT DE THALES
BLOCK NAME : thermal_test_board
TITLE : BOARD_5
LAST MODIFIED : Fri Sep 11 10:48:51 2015
THALES
THALES GLOBAL SERVICES
F6481
THALES GROUP INTERNAL
NUMERO DOCUMENT / DOCUMENT NUMBER
61592086
030
FORMAT /SIZE
A3
PAGE
6 / 11
@di_classif_customer_lab@
A
REV.


H
G
F
E
D
C
B
A
4
3
2
1
P6
[CONN40]
C6_QFN16_R1
C6_QFN16_R2
C6_QFN16_V3
C6_QFN16_S2
C6_QFN16_V1
C6_QFN16_V2
C6_QFN16_G
C6_DFN10_R1
C6_DFN10_R2
C6_DFN10_V3
C6_DFN10_S2
C6_DFN10_V1
C6_DFN10_V2
C6_DFN10_G
R6
14.7
L3
0.82UH
R7
14.7
MA8
[THERMAL-TEMP01]
V1
V2
V3
S1
S2
G
NC
PAD
MA9
[THERMAL-TEMP01]
THIS DOCUMENT IS NOT TO BE REPRODUCED, MODIFIED, ADAPTED, PUBLISHED, TRANSLATED IN ANY MATERIAL FORM IN WHOLE OR IN PART NOR DISCLOSED TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN PERMISSION OF THALES.
CE DOCUMENT NE PEUT ETRE REPRODUIT, MODIFIE, ADAPTE, PUBLIE, TRADUIT, D'UNE QUELCONQUE FACON, EN TOUT OU PARTIE, NI DIVULGUE A UN TIERS SANS L'ACCORD PREALABLE ET ECRIT DE THALES
BLOCK NAME : thermal_test_board
TITLE : BOARD_6
LAST MODIFIED : Fri Sep 11 10:48:51 2015
THALES
THALES GLOBAL SERVICES
F6481
THALES GROUP INTERNAL
NUMERO DOCUMENT / DOCUMENT NUMBER
61592086
030
FORMAT /SIZE
A3
PAGE
7 / 11
@di_classif_customer_lab@
A
REV.


P7
[CONN40]
C7_DFN12_P1_R1
C7_DFN12_P1_R2
C7_DFN12_P1_V1
C7_DFN12_P1_S2
C7_DFN12_P1_S1
C7_DFN12_P1_G
C7_DFN12_P2_R1
C7_DFN12_P2_R2
C7_DFN12_P2_V1
C7_DFN12_P2_S2
C7_DFN12_P2_S1
C7_DFN12_P2_G
R8
21.5
L4
0.82UH
R9
14.7
L5
2.2UH
MA10
[THERMAL_2XTEMP01]
V1
V2
V3
S1
S2
G
PAD
THIS DOCUMENT IS NOT TO BE REPRODUCED, MODIFIED, ADAPTED, PUBLISHED, TRANSLATED IN ANY MATERIAL FORM IN WHOLE OR IN PART NOR DISCLOSED TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN PERMISSION OF THALES.
CE DOCUMENT NE PEUT ETRE REPRODUIT, MODIFIE, ADAPTE, PUBLIE, TRADUIT, D'UNE QUELCONQUE FACON, EN TOUT OU PARTIE, NI DIVULGUE A UN TIERS SANS L'ACCORD PREALABLE ET ECRIT DE THALES
BLOCK NAME : thermal_test_board
TITLE : BOARD_7
LAST MODIFIED : Fri Sep 11 10:48:52 2015
THALES
THALES GLOBAL SERVICES
F6481
THALES GROUP INTERNAL
NUMERO DOCUMENT / DOCUMENT NUMBER
61592086
030
FORMAT /SIZE
A3
PAGE
8 / 11
@di_classif_customer_lab@
A
REV.


H
G
F
E
D
C
B
A
4
3
2
1
P8
[CONN40]
C8_DFN10_0_R1
C8_DFN10_0_R2
C8_DFN10_0_V3
C8_DFN10_0_S2
C8_DFN10_0_V1
C8_DFN10_0_V2
C8_DFN10_0_G
C8_DFN10_45_R1
C8_DFN10_45_R2
C8_DFN10_45_V3
C8_DFN10_45_S2
C8_DFN10_45_V1
C8_DFN10_45_V2
C8_DFN10_45_G
C8_DFN10_27_R1
C8_DFN10_27_R2
C8_DFN10_27_V3
C8_DFN10_27_S2
C8_DFN10_27_V1
C8_DFN10_27_V2
C8_DFN10_27_G
MA11
[THERMAL-TEMP01]
MA12
[THERMAL-TEMP01]
MA13
[THERMAL-TEMP01]
V1
V2
V3
S1
S2
G
NC
PAD
THIS DOCUMENT IS NOT TO BE REPRODUCED, MODIFIED, ADAPTED, PUBLISHED, TRANSLATED IN ANY MATERIAL FORM IN WHOLE OR IN PART NOR DISCLOSED TO ANY THIRD PARTY WITHOUT THE PRIOR WRITTEN PERMISSION OF THALES.
CE DOCUMENT NE PEUT ETRE REPRODUIT, MODIFIE, ADAPTE, PUBLIE, TRADUIT, D'UNE QUELCONQUE FACON, EN TOUT OU PARTIE, NI DIVULGUE A UN TIERS SANS L'ACCORD PREALABLE ET ECRIT DE THALES
BLOCK NAME : thermal_test_board
TITLE : BOARD_8
LAST MODIFIED : Fri Sep 11 10:48:52 2015
THALES
THALES GLOBAL SERVICES
F6481
THALES GROUP INTERNAL
NUMERO DOCUMENT / DOCUMENT NUMBER
61592086
030
FORMAT /SIZE
A3
PAGE
9 / 11
@di_classif_customer_lab@
A
REV.

Annexe G : Caractéristiques technique de la plaque froide

AAVID THERMALLOY

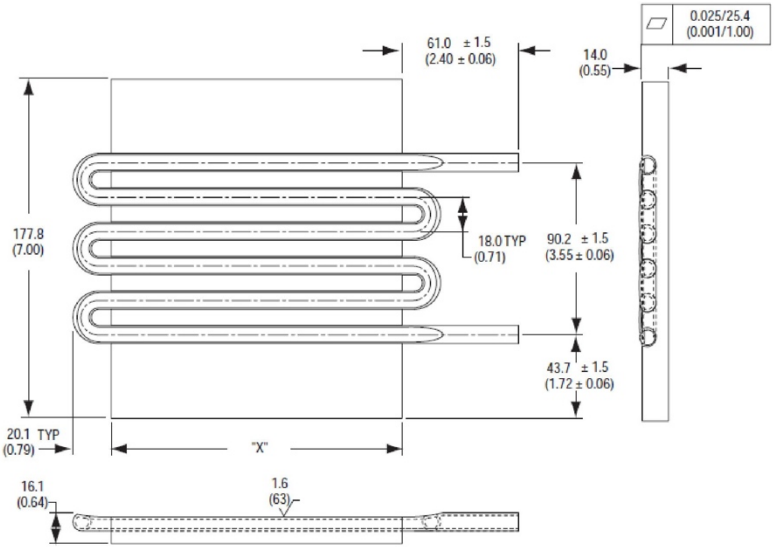
DATASHEET

HI-CONTACT™ 6-PASS COLD PLATE

MECHANICAL

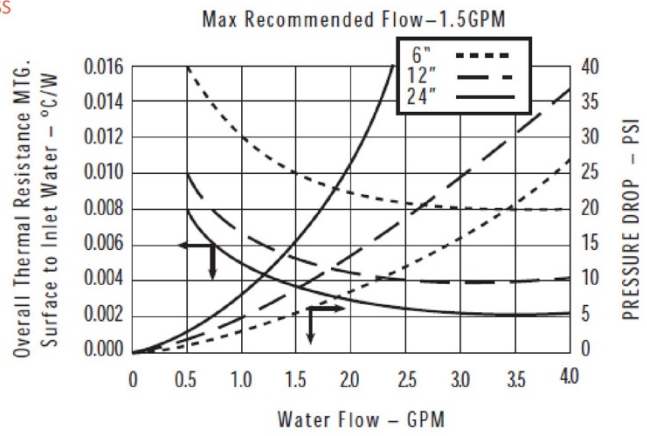
Dimensions are shown in mm

Figure 1



PERFORMANCE – 6 PASS

Figure 2



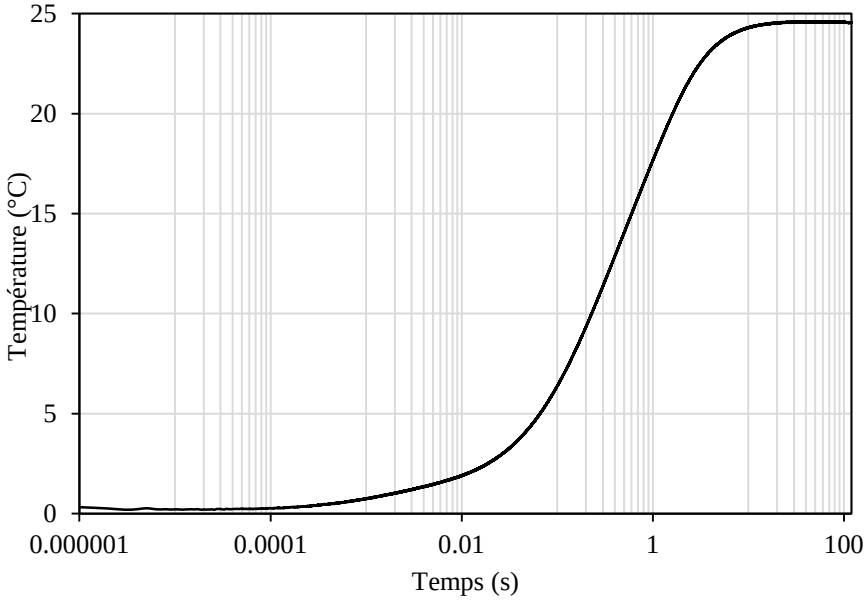
Aavid reserves the right to make changes to the products or information contained herein without notice. No liability is assumed as a result of their use or applications. For additional information, please contact Aavid directly.

USA: 1.855.322.2843
EUROPE: 39.051.764002
ASIA: 86.21.6115.2000 x8122

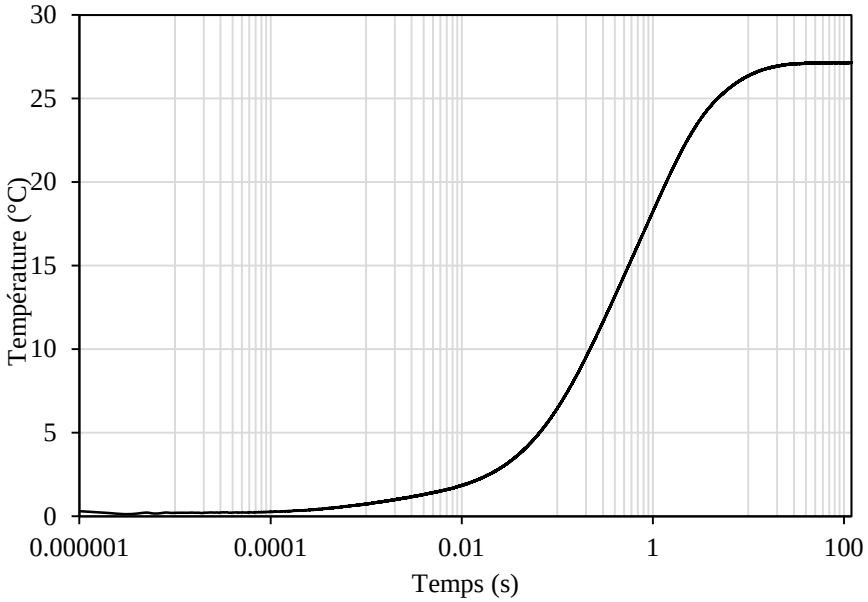
AAVID THERMALLOY

Hi-Contact™ 6-Pass Cold Plate
www.aavid.com
January 2016 A01

Annexe H : Résultats expérimentaux de la carte de test n°8

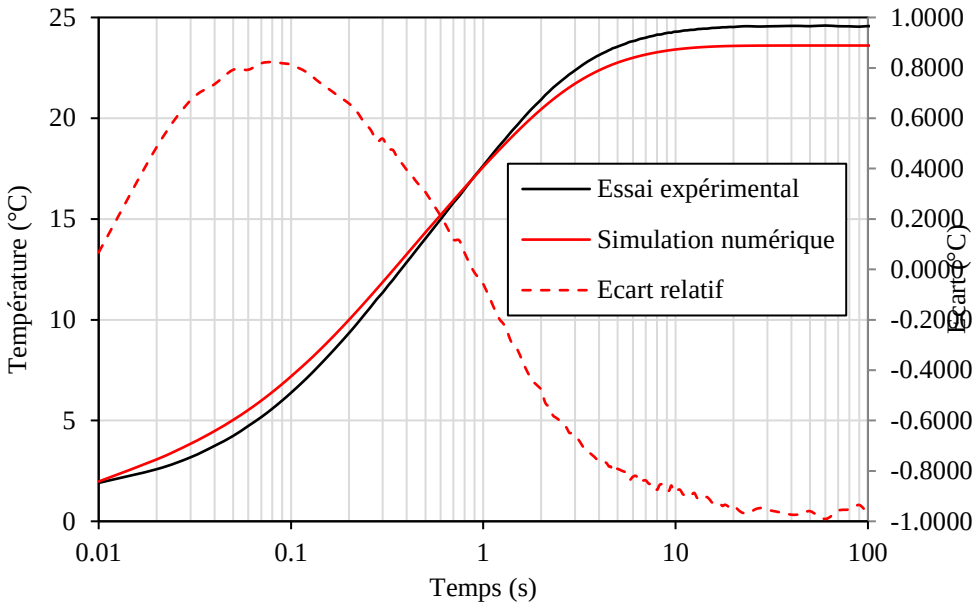


Evolution de la température de Junction (T_J) du DFN10 (27°) au cours du temps pour essai expérimental

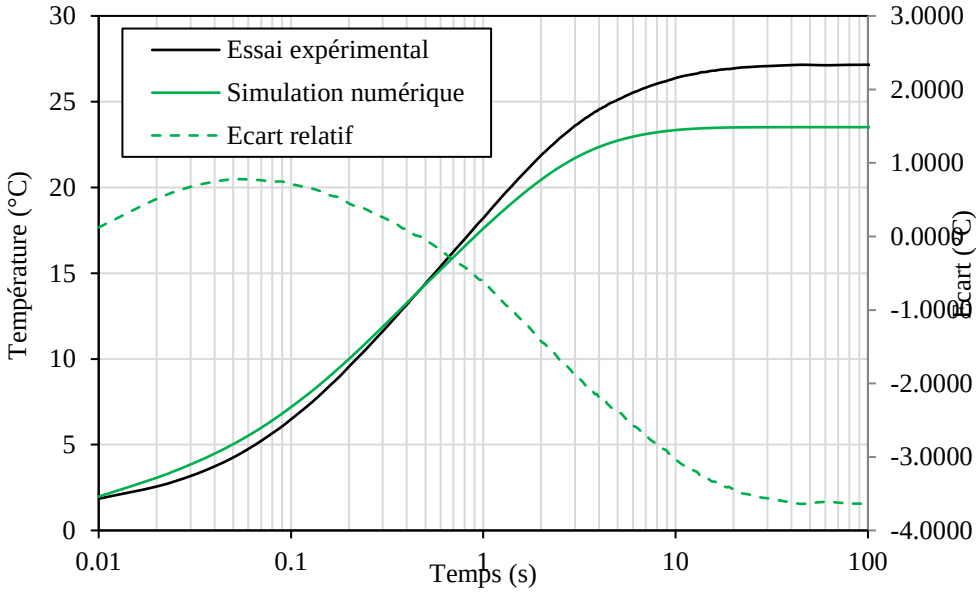


Evolution de la température de Junction (T_J) du DFN10 (45°) au cours du temps pour essai expérimental

Annexe I : Comparaison essais expérimentaux et simulation numérique « de base » de la carte de test n°8

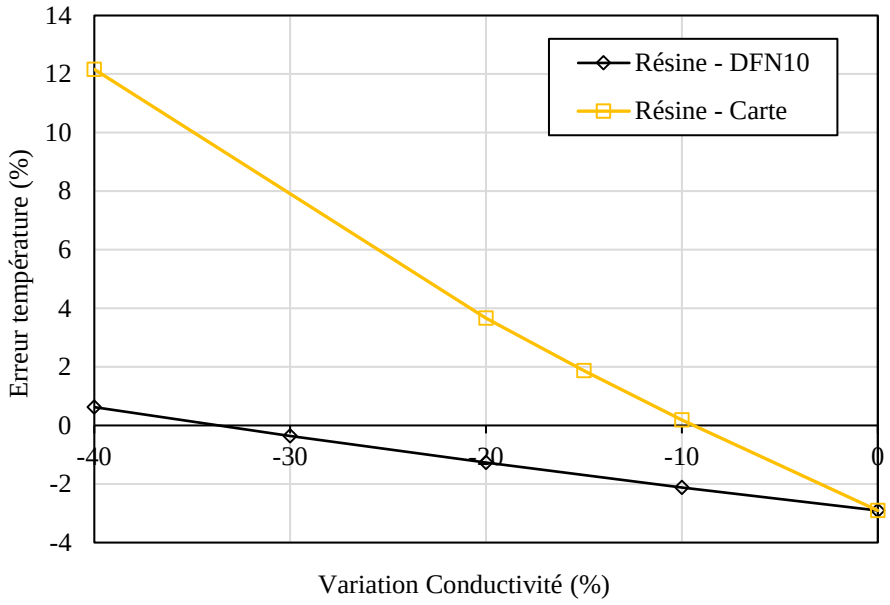


Evolution de T_J du DFN10 (27°) au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique de base ainsi qu'écart entre les deux modèles

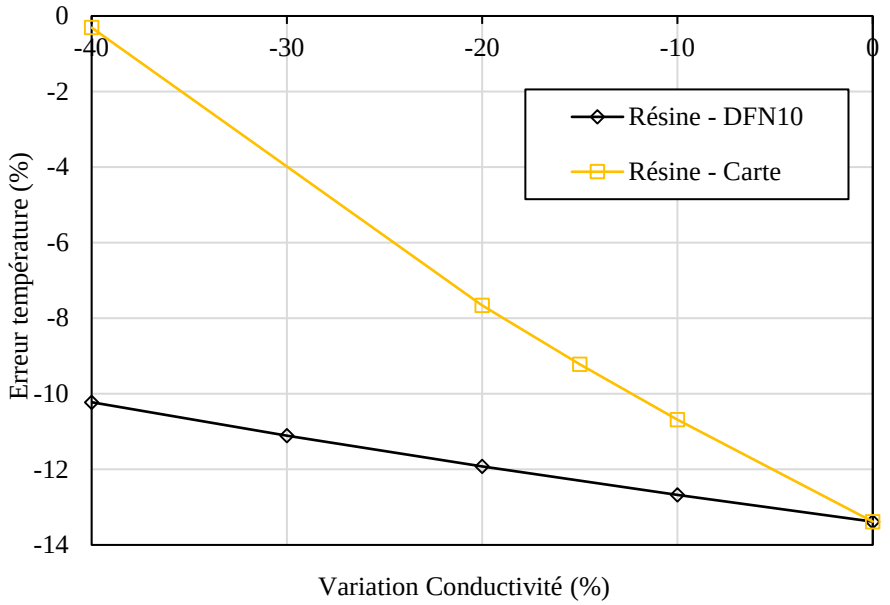


Evolution de T_J du DFN10 (45°) au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique de base ainsi qu'écart entre les deux modèles

Annexe J : Calibration de la résine du DFN10 et du PCB de la carte de test n°8

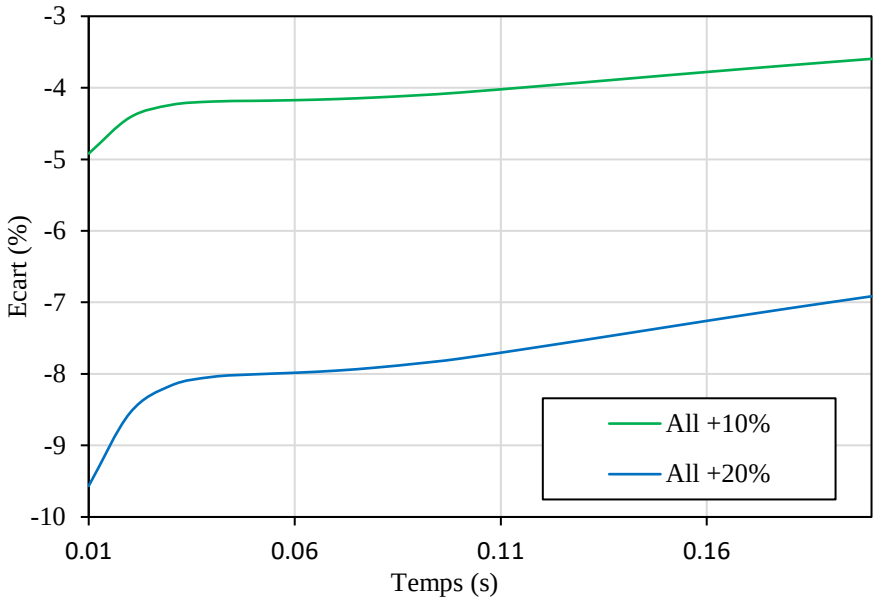


Variation de T_J avec la simulation de base pour le DFN10 (27°) en fonction de la variation de conductivité



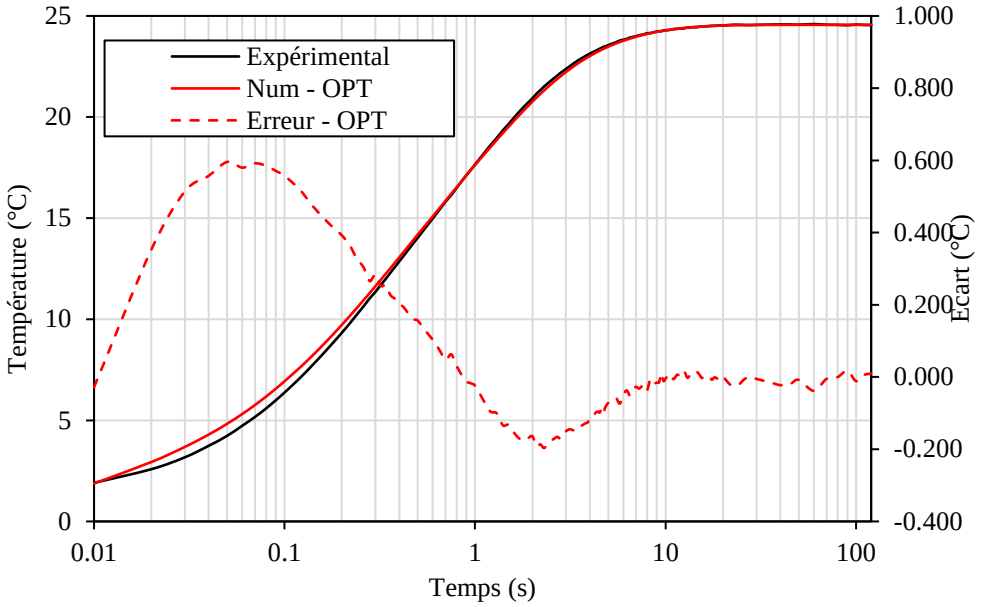
Variation de T_J avec la simulation de base pour le DFN10 (45°) en fonction de la variation de conductivité

Annexe K : Variation de l'écart de température en fonction de la variation de la conductivité thermique des matériaux

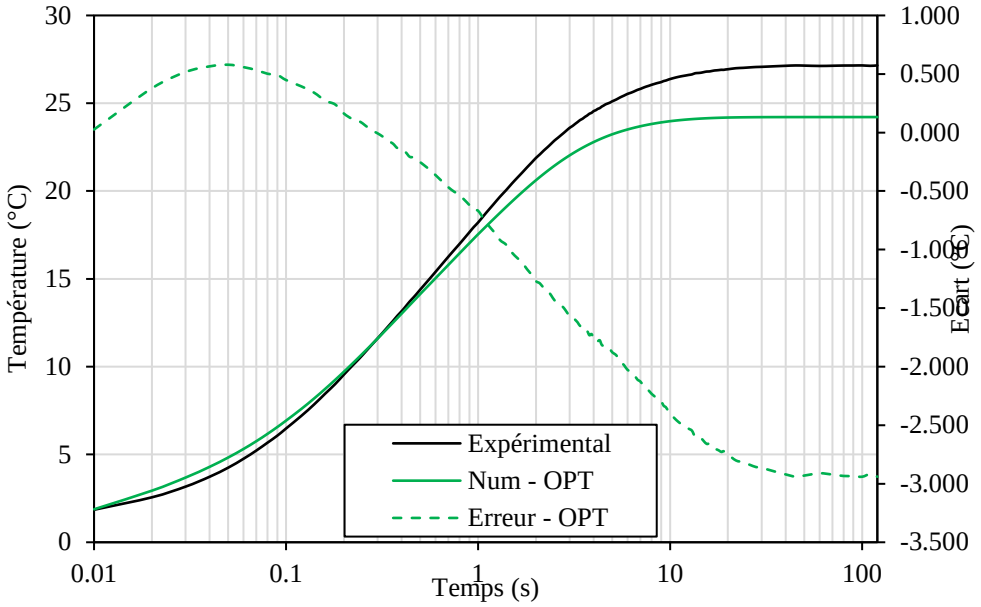


Ecart (%) entre la simulation de référence et les simulations avec augmentation de la capacité thermique de 10% et 20%.

Annexe L : Comparaison essais expérimentaux et simulation numérique « optimisée » de la carte de test n°8

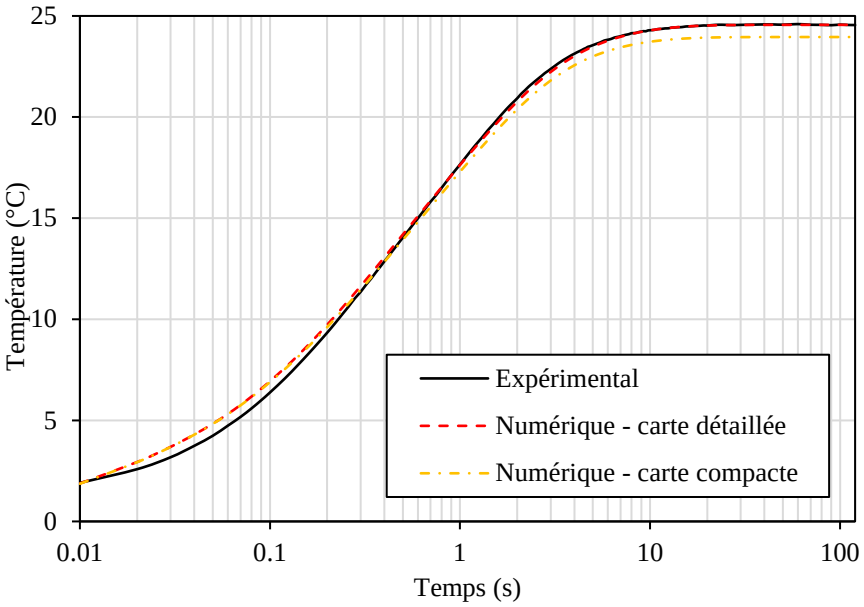


Evolution de T_J du DFN10 (27°) au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique optimisée

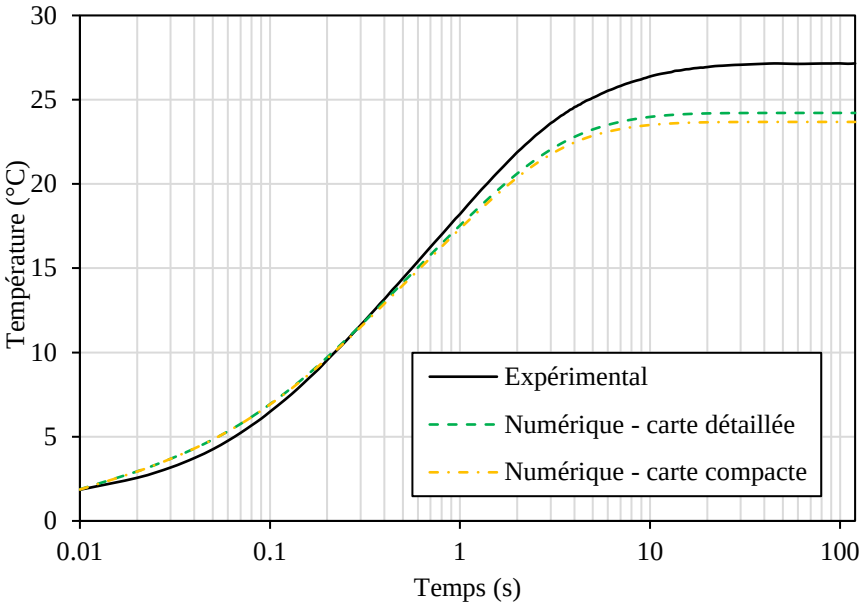


Evolution de T_J du DFN10 (45°) au cours du temps pour essai expérimental et simulation numérique optimisée

Annexe M : Comparaison essais expérimentaux et simulation numérique avec carte équivalente de la carte de test n°8

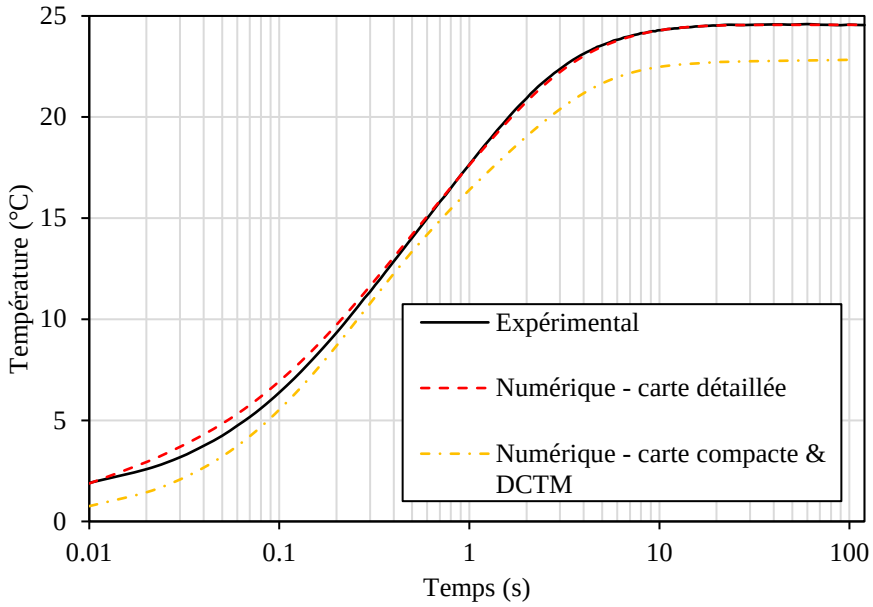


Evolution de T_J du DFN10 (27°) au cours du temps pour essai expérimental, simulation numérique détaillée et simulation numérique avec carte équivalente

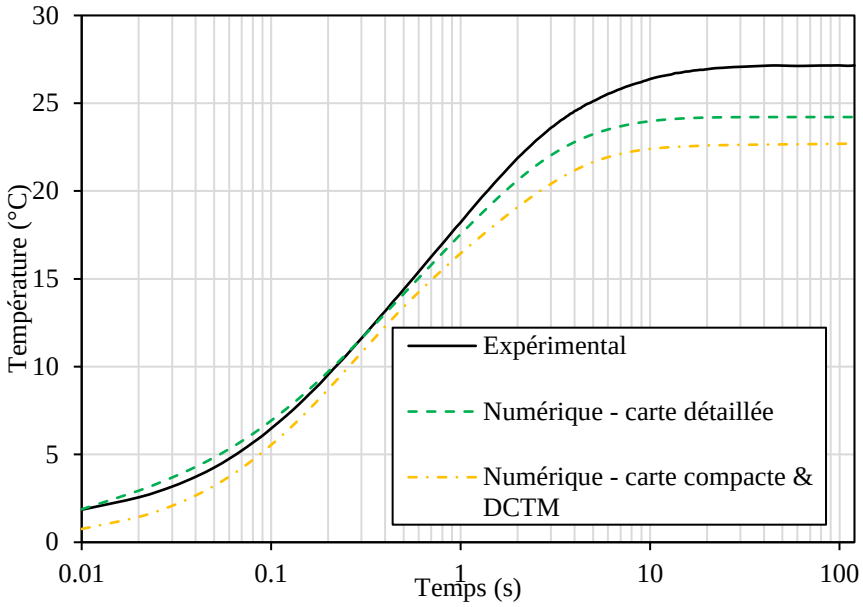


Evolution de T_J du DFN10 (45°) au cours du temps pour essai expérimental, simulation numérique détaillée et simulation numérique avec carte équivalente

Annexe N : Comparaison essais expérimentaux et simulation numérique avec carte équivalente et composants DCTM de la carte de test n°8



Evolution de T_J du DFN10 (27°) au cours du temps pour essai expérimental, simulation numérique détaillée et simulation numérique avec carte équivalente & DCTM



Evolution de T_J du DFN10 (45°) au cours du temps pour essai expérimental, simulation numérique détaillée et simulation numérique avec carte équivalente & DCTM

Annexe O : Propriété matériau de L'IPD XX et des résistances RES XX

Propriété matériau de l'inductance IPD 2525

Éléments	Solénoïde	Support (Leads)	Noyau
Matériau	Cuivre		Ferrite
k ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	390		2.1
ρ ($kg.m^{-3}$)	8900		5467
cp ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)	380		763

Propriété matériau de la résistance RES 1206

Éléments	Noyau	Support (Leads)	Couche résistive
Matériau	Alumine	Nickel	Oxide de Ruthenium
k ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	20	91	-
ρ ($kg.m^{-3}$)	3970	8900	6970
cp ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)	910	440	-

Annexe P : Tables des dimensions des QFN32, QFN48 et QFN64

Boitier QFN32

Composant	L (mm)	W (mm)	H (mm)	Matériau
Puce	2.8	2.8	0.25	Silicium
Colle	2.8	2.8	0.03	Résine/Argent
Plateforme	3.1	3.1	0.2	Cuivre
Leads	0.25	0.4	0.2	Cuivre
Connecteur	-	-	-	Or
Corps	5	5	0.85	Résine

Boitier QFN48

Composant	L (mm)	W (mm)	H (mm)	Matériau
Puce	4.8	4.8	0.25	Silicium
Colle	4.8	4.8	0.03	Résine/Argent
Plateforme	5.15	5.15	0.2	Cuivre
Leads	0.25	0.4	0.2	Cuivre
Connecteur	-	-	-	Or
Corps	7	7	0.85	Résine

Boitier QFN64

Composant	L (mm)	W (mm)	H (mm)	Matériau
Puce	6.8	6.8	0.25	Silicium
Colle	6.8	6.8	0.03	Résine/Argent
Plateforme	7.15	7.15	0.2	Cuivre
Leads	0.25	0.4	0.2	Cuivre
Connecteur	-	-	-	Or
Corps	9	9	0.85	Résine

Annexe Q : Modèle 2-R du DFN10

Modèle 2-R du DFN10 créé à partir de 25 conditions limites

Modèle	R_{JC}	R_{JB}
R ($W.K^{-1}$)	68.7	8.90
Score	0.96	
ΔT (%)	3.8	

Annexe R : Développement analytique d'une carte électronique multi-couche avec résistance d'interface

La condition limite entre deux couches successives, avec une résistance de contact est rappelé dans l'équation suivante :

$$\left.\frac{\partial \theta_i(x,y,z)}{\partial z}\right|_{z=t_i} = \frac{H}{R_{i,i+1}\cdot kz_i}\cdot\left(\theta_{i+1}(x,y,t_1)-\theta_i(x,y,t_1)\right)$$

Après séparation des variables, la condition limite sur l'axe z s'exprime :

$$\left.\frac{\partial h_i(z)}{\partial z}\right|_{z=t_i} = \frac{H_b}{R_{i,i+1}\cdot kz_i}\cdot\left(h_{i+1}(t_i)-h_i(t_i)\right)$$

Le flux traversant la carte étant constant entre deux couches successives, la condition limite suivante reste inchangée.

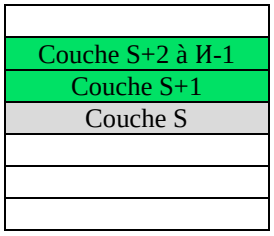
$$kz_i\cdot\left.\frac{\partial h_i(z)}{\partial z}\right|_{z=t_i} = kz_{i+1}\cdot\left.\frac{\partial h_{i+1}(z)}{\partial z}\right|_{z=t_i}$$

En adimensionalisant les résistances de contact par la formule suivante :

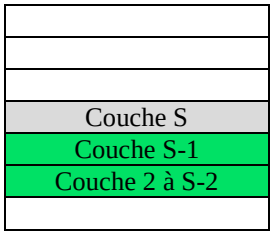
$$R_{i,i+1}{}^{+} = 1 + R_{i,i+1}\cdot kz_i\cdot r_{mn,i}$$

$$R_{i,i+1}{}^{-} = 1 - R_{i,i+1}\cdot kz_i\cdot r_{mn,i}$$

On obtient, de manière similaire au modèle sans résistance de contact, l'expression des coefficients de récurrence :



$$\lambda_{mn,i} = \xi_{i+1,i}\cdot\frac{\varkappa_{mn,i}-\varkappa_{mn,i+1}\cdot R_{i,i+1}{}^{-}+\lambda_{mn,i+1}\cdot e^{2\cdot z_i\cdot r_{mn,i+1}}\cdot\left(\varkappa_{mn,i}+\varkappa_{mn,i+1}\cdot R_{i,i+1}{}^{-}\right)}{\lambda_{mn,i+1}\cdot\left(\varkappa_{mn,i}-\varkappa_{mn,i+1}\cdot R_{i,i+1}{}^{+}\right)+e^{-2\cdot z_i\cdot r_{mn,i+1}}\cdot\left(\varkappa_{mn,i}+\varkappa_{mn,i+1}\cdot R_{i,i+1}{}^{+}\right)}$$



$$\lambda_{mn,i} = \xi_{i-1,i}\cdot\frac{\varkappa_{mn,i}\cdot R_{i-1,i}{}^{-}-\varkappa_{mn,i-1}+\lambda_{mn,i-1}\cdot e^{2\cdot z_{i-1}\cdot r_{mn,i-1}}\cdot\left(\varkappa_{mn,i-1}+\varkappa_{mn,i}\cdot R_{i-1,i}{}^{+}\right)}{\lambda_{mn,i-1}\cdot\left(\varkappa_{mn,i}\cdot R_{i-1,i}{}^{+}-\varkappa_{mn,i-1}\right)+e^{-2\cdot z_{i-1}\cdot r_{mn,i-1}}\cdot\left(\varkappa_{mn,i-1}+\varkappa_{mn,i}\cdot R_{i-1,i}{}^{-}\right)}$$

Les coefficients $\lambda_{mn,1}$ et $\lambda_{mn,И}$ restent inchangés, les conditions limites restant les mêmes avec le modèle sans résistance inter-couche.

On rappelle que :

$$\mu_{mn,i} = H\cdot r_{mn,i} = H\cdot\sqrt{\frac{kx_i}{kz_i}\cdot{\alpha_m}^2+\frac{ky_i}{kz_i}\cdot{\beta_n}^2}$$

Et avec :

$$\varkappa_{mn,i} = kz_i \cdot \mu_{mn,i}$$

$$\xi_{i,j} = e^{-2 \cdot z_i \cdot (r_{mn,i} + r_{mn,j})}$$

L'équation transcendante possède la même forme que le modèle sans résistance, seulement les coefficients $\overline{\chi}_{mn}$ et $\underline{\chi}_{mn}$ deviennent dépendants de la résistance inter-couche.

$$tan(\zeta_{mnr}) = \frac{\zeta_{mnr} \cdot \Xi_{mn}}{{\zeta_{mnr}}^2 - \varrho_{mn}}$$

Avec les coefficients suivants :

$$\Xi_{mn} = \frac{\underline{\chi}_{mn} \cdot \overline{\chi}_{mn}}{1 + \overline{\chi}_{mn} \cdot \frac{R_{s,s+1} \cdot kz_s}{H}} \cdot {t_s}^2$$

$$\varrho_{mn} = \frac{\underline{\chi}_{mn} + \overline{\chi}_{mn} + \underline{\chi}_{mn} \cdot \overline{\chi}_{mn} \cdot \frac{R_{s,s+1} \cdot kz_s}{H}}{1 + \overline{\chi}_{mn} \cdot \frac{R_{s,s+1} \cdot kz_s}{H}} \cdot t_s$$

Et la nouvelle expression des coefficients $\underline{\chi}_{mn}$ et $\overline{\chi}_{mn}$:

$$\underline{\chi}_{mn} = \frac{kz_{s-1} \cdot \mu_{mn,s-1}}{kz_s} \cdot \frac{\lambda_{mn,s-1} - \mathrm{e}^{-2 \cdot \mu_{mn,s-1} \cdot z_{s-1}}}{{R_{s-1,s}}^+ \cdot \lambda_{mn,s-1} + {R_{s-1,s}}^- \cdot \mathrm{e}^{-2 \cdot \mu_{mn,s-1} \cdot z_{s-1}}}$$

$$\overline{\chi}_{mn} = -\frac{kz_{s+1} \cdot \mu_{mn,s+1}}{kz_s} \cdot \frac{\lambda_{mn,s+1} \cdot \mathrm{e}^{\mu_{mn,s+1} \cdot (z_s - 1)} - \mathrm{e}^{-\mu_{mn,s+1} \cdot (z_s + 1)}}{\lambda_{mn,s+1} \cdot \mathrm{e}^{\mu_{mn,s+1} \cdot (z_s - 1)} + \mathrm{e}^{-\mu_{mn,s+1} \cdot (z_s + 1)}}$$

Les coefficients d'intégration se trouvent de manière similaire que pour le modèle sans résistances de contact, il suffit d'appliquer la condition limite inter-couche en prenant en compte la résistance.

Annexe S : Propriété des 21 couches de la carte électronique HERMES

Définition des 21 couches de la carte électronique HERMES

Numéro Couche	Epaisseur (mm)	Taux de Cuivre (%)
1	0.025	5
2	0.06	0.1
3	0.025	95
4	0.06	< 0.1
5	0.025	5
6	0.06	< 0.1
7	0.025	5
8	0.06	< 0.1
9	0.025	95
10	0.065	< 0.1
11	0.27	0.3
12	0.065	< 0.1
13	0.025	95
14	0.06	< 0.1
15	0.025	5
16	0.06	< 0.1
17	0.025	5
18	0.06	< 0.1
19	0.025	95
20	0.06	0.1
21	0.025	5

Annexe T : Propriété des cartes électroniques industrielles 15, 19, 23 et 27 couches

Définition des 15 couches de la carte électronique n°1

Numéro Couche	Epaisseur (mm)	Taux de Cuivre (%)
1	0.04	20
2	0.22	< 0.1
3	0.035	80
4	0.15	< 0.1
5	0.035	20
6	0.22	< 0.1
7	0.035	80
8	0.15	< 0.1
9	0.035	80
10	0.22	< 0.1
11	0.035	20
12	0.15	< 0.1
13	0.035	80
14	0.22	< 0.1
15	0.04	20

Définition des 19 couches de la carte électronique n°2

Numéro Couche	Epaisseur (mm)	Taux de Cuivre (%)
1	0.04	20
2	0.09	< 0.1
3	0.018	20
4	0.15	< 0.1
5	0.018	80
6	0.18	< 0.1
7	0.018	20
8	0.15	< 0.1
9	0.018	80
10	0.18	< 0.1
11	0.018	80
12	0.15	< 0.1
13	0.018	20
14	0.18	< 0.1
15	0.018	80
16	0.15	< 0.1
17	0.018	20
18	0.09	< 0.1
19	0.04	20

Définition des 23 couches de la carte électronique n°3

Numéro Couche	Epaisseur (mm)	Taux de Cuivre (%)
1	0.04	20
2	0.143	< 0.1
3	0.035	80
4	0.1	< 0.1
5	0.035	20
6	0.094	< 0.1
7	0.035	20
8	0.1	< 0.1
9	0.035	80
10	0.114	< 0.1
11	0.035	20
12	0.1	< 0.1
13	0.035	20
14	0.114	< 0.1
15	0.035	80
16	0.1	< 0.1
17	0.035	20
18	0.094	< 0.1
19	0.035	20
20	0.1	< 0.1
21	0.035	80
22	0.143	< 0.1
23	0.04	20

Définition des 27 couches de la carte électronique n°4

Numéro Couche	Epaisseur (mm)	Taux de Cuivre (%)
1	0.04	20
2	0.14	< 0.1
3	0.018	80
4	0.01	< 0.1
5	0.018	20
6	0.12	< 0.1
7	0.018	80
8	0.1	< 0.1
9	0.018	20
10	0.12	< 0.1
11	0.018	20
12	0.1	< 0.1
13	0.018	80
14	0.12	< 0.1
15	0.018	80
16	0.1	< 0.1
17	0.018	20
18	0.12	< 0.1
19	0.018	20
20	0.1	< 0.1
21	0.018	80
22	0.12	< 0.1
23	0.018	20
24	0.01	< 0.1
25	0.018	80
26	0.14	< 0.1
27	0.04	20