

**UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN OUTAOUAIS**

**Nouvelle approche pour la gestion thermique du SiP**

THÈSE PRÉSENTÉE

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DU PROGRAMME DE DOCTORAT EN SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE

L'INFORMATION

PAR

**Djallel eddine Touati**

Mars 2025

## **Jury d'évaluation**

Président du Jury : Dr. Michael L. Korwin

Membre du Jury : Dr. Tinko Eftimov

Directeur de recherche : Dr. Ahmed Lakhssassi

Codirecteur de recherche : Dr. Emmanuel Kengne

Codirecteur de recherche : Dr. Yvon Savaria (École Polytechnique)

Thèse acceptée le : 21 janvier 2025

## **Dédicace**

## **Remerciements**

Je remercie le professeur monsieur Ahmed LAKHSSASSI, directeur du laboratoire LIMA (Laboratoire d'Ingénierie des Microsystèmes Avancés), pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant l'encadrement de ce doctorat. J'exprime toute ma gratitude pour son encadrement efficace, ses précieux conseils, son support moral, la confiance qu'il m'a accordée et son assistance bienveillante qui m'ont permis de passer à travers toutes les difficultés. Par la même occasion, je rends hommage à sa rigueur scientifique et technique et à son professionnalisme. Également, mes sincères remerciements au professeur Yvon Savaria de l'École Polytechnique pour ses conseils pour les publications et tous le membre de l'équipe VairCRAFT. Mes remerciements s'adressent aussi à mes ami(e)s et à tous ceux et celles qui, de près ou de loin, m'ont permis de bien mener à terme mes activités.

## Contents

<b>Jury d'évaluation .....</b>	<b>ii</b>
<b>Dédicace .....</b>	<b>iii</b>
<b>Remerciements .....</b>	<b>iii</b>
<b>Liste des figures.....</b>	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
<b>Liste des tableaux .....</b>	<b>xi</b>
<b>Résumé .....</b>	<b>1</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>4</b>
<b>1 Introduction .....</b>	<b>6</b>
Motivation.....	6
Objectif de la thèse.....	9
Contribution de la thèse .....	11
Plan de la thèse.....	14
<b>2 Revue de la littérature .....</b>	<b>15</b>
2.1 Introduction.....	15
2.2 Généralités.....	16
2.2.1 La mise en boîtier des puces .....	16
2.2.2 Aperçu sur les systèmes dynamiques de gestion thermique .....	17
2.3 Modèles thermiques des systèmes électroniques .....	19
2.3.1 Transfert de chaleur dans les systèmes électroniques .....	21
2.3.2 Impédance thermique .....	22
2.3.3 État de l'art de la modélisation thermique des IC .....	29
2.4 Mesure de température en fonctionnement.....	34
2.4.1 Problème inverse de conduction de chaleur.....	35
2.4.2 GDS.....	37

2.5 Capteur de température .....	42
2.5.1 Capteur en anneau .....	43
2.6 Monitoring thermique.....	50
2.6.1 Contributions en dehors du laboratoire LIMA de l'UQO .....	55
2.6.2 Contributions au sein du laboratoire LIMA à l'UQO .....	57
2.7 Conclusion .....	63
<b>3 Modèle thermique en régime transitoire de SiP .....</b>	<b>65</b>
3.1 Introduction.....	65
3.2 Problèmes thermiques du modèle étudié.....	66
3.3 Interaction thermique entre puces .....	69
3.4 Méthodologie proposée d'extraction et validation de modèle thermique .....	72
3.5 Modélisation de couplage thermique .....	73
3.6 Modèle thermique en 3D via COMSOL .....	77
3.7 Implémentation du modèle sur SIMULINK .....	80
3.8 Validation de modèle .....	84
3.9 Caractérisation des paramètres thermiques en fonction des conditions aux limites	87
3.10 Comparaison d'efficacité aux modèles existants.....	96
3.11 Analyse de l'effet des couches sur le modèle thermique .....	97
3.12 Conclusion .....	97
<b>4 Algorithme de poursuite et localisation des pics thermiques .....</b>	<b>99</b>
4.1 Introduction .....	99
4.2 Modèle thermique d'IC.....	100
4.3 Détection des zones et pics thermique .....	102
4.3.1 Algorithme basé sur la suppression récursive des zones inutiles.....	102
.....	104
4.3.2 Critère d'arrêt .....	107
Dans le cadre de cet algorithme, on se contente de techniques classiques et détermine la zone finale d'arrêt expérimentalement. ....	108
4.3.3 Schéma correctif .....	108

4.4 Expériences et résultats .....	113
4.4.1 Expériences .....	113
4.4.2 Résultats et discussion .....	114
4.5 Conclusion .....	119
<b>5 Étude et implémentation d'une technique optimisée de détection des pics thermiques .....</b>	<b>121</b>
5.1 Introduction .....	121
5.2 Analyse numérique et validation de GDS .....	122
5.3 Algorithme automatique de recherche de couplet ( $\mathbf{h}, \mathbf{R}$ ) .....	125
5.3.1 Formation du problème .....	127
5.3.2 Expérimentation et résultats .....	129
5.4 RSFM basé sur GDS .....	131
5.4.1 Expérimentation et résultats du RSFM-GDS .....	135
5.5 Conclusion .....	138
<b>6 Conclusion .....</b>	<b>140</b>
<b>Annexe A Article de l'auteur .....</b>	<b>142</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>144</b>

## Liste des figures

Figure 1. 1 : Intégration au-delà de la loi de Moore [30].	7
Figure 1. 2 : Pourcentage de défaillance des composants électriques.	8
Figure 2. 1 : Exemple de mise en boîtier de puces 3D.	17
Figure 2. 2 : Techniques de gestion thermique [59].	18
Figure 2. 3 : Formes des cellules de maillage traditionnelles.	20
Figure 2. 4 : L'impédance thermique comme réponse à un échelon de puissance.	23
Figure 2. 5 : Impédances thermiques d'un module de puissance [7].	24
Figure 2. 6 : passage de régime transitoire au régime permanent.	25
Figure 2. 7 : Le réseau thermique représente les chemins de dissipation de chaleur [2].	26
Figure 2. 8 : Équivalent circuit thermique de type Foster.	26
Figure 2. 9 : Équivalent circuit thermique de type Cauer.	27
Figure 2. 10 : cellule de base Foster.	27

Figure 2. 11 : cellule de base Cauet. ....	28
Figure 2. 12 : Modèle thermique transitoire de HotSpot. ....	30
Figure 2. 13 : Modèle de circuit équivalent à la distribution de chaleur dans VLSI. .	31
Figure 2. 14 : Schéma illustratif de N-puces en 3D et le réseau thermique équivalent. .....	32
Figure 2. 15 : La géométrie IC étudiée. ....	34
Figure 2. 16 : Répartition classique [13]. ....	37
Figure 2. 17 : Répartition suggérée avec l'unité de contrôle [13]. ....	38
Figure 2. 18 : Détection de source de chaleur basée sur le triplet de capteurs. ....	39
Figure 2. 19 : Détection des isothermes basée sur GDS. ....	40
Figure 2. 20 : Calcul de distance entre capteur et source de chaleur et sa valeur de température. ....	41
Figure 2. 21: capteur de température à base d'oscillateur en anneau[33]. ....	44
Figure 2. 22 : Implémentation d'un capteur à RO sur FPGA. ....	45
Figure 2. 23: Le placement et le fonctionnement des tranches du capteur [55]. ....	46
Figure 2. 24: Connexion des capteurs à base RO. ....	47



Figure 2. 25: Capteur à base de RO équipé d'un contrôleur de IR-drop [35]. .....	48
Figure 2. 26 : Diagramme de flux de l'algorithme STPDA [13]. .....	57
Figure 2. 27: Modèle en FEM de 2 cellules de capteurs [57]. .....	58
Figure 2. 28 : L'implémentation du modèle sur ALTERA [21]. .....	59
Figure 2. 29: diffusion de chaleur dans le CI avec quatre sources de chaleurs [42]. ..	60
Figure 2. 30: Diagramme de flux Algorithme MHSODA [42]. .....	61
Figure 2. 31: Prototype de validation de l'algorithme « GDSCAN ». .....	63
Figure 3. 1 :Placement des TSV dans un CI 3D [60]. .....	66
Figure 3. 2 : La structure de l'empilement 3D hybride [61]. .....	68
Figure 3. 3: Exemple de layout d'empilement 3D [61]. .....	69
Figure 3. 4 : Principe de modèle d'impédance thermique ( auto+couplage ). .....	70
Figure 3. 5: Seule puce alimentée par une puissance de dissipation de 45 W. ....	71
Figure 3. 6 : Toutes les puces sont alimentées simultanément. ....	71
Figure 3. 7: Méthodologie proposée d'extraction et de validation du modèle thermique. .....	73

Figure 3. 8 : Structure géométrique d'un segment 3D et configuration des impédances.....	74
Figure 3. 9 : Modèle thermique proposés. ....	75
Figure 3. 10 : Exemple de modèle de réseau thermique pour calculer $T_j$ d'une puce.	76
Figure 3. 11: Bloc-diagramme de l'interface de capteur étudié [64].....	77
Figure 3. 12: Distribution de la chaleur. ....	78
Figure 3. 13: L'influence de la distance sur la distribution de chaleur.....	78
Figure 3. 14: Impédances thermiques dues à la puissance dissipée par le convertisseur DC-DC. ....	79
Figure 3. 15 : Modèle d'une seule paire RC sur SIMULINK. ....	82
Figure 3. 16 : Modèle SIMULINK de trois paires RC. ....	82
Figure 3. 17 : Impédance d'auto-échauffement thermique.....	83
Figure 3. 18 : Calcul de la température de jonction de convertisseur DC-DC.....	84
Figure 3. 19: Validation du modèle par impédance pour le die 2 . ....	85
Figure 3. 20 : Validation du modèle par impédance pour le die 2. ....	85
Figure 3. 21: La distribution transitoire de la température de die 2.....	86

Figure 3. 22 : La distribution transitoire de la température de die 3.....	87
Figure 3. 23 : La distribution transitoire de la température des couches. ....	87
Figure 3. 24 : Impact de <b>htc</b> sur le modèle : impédance transitoire sensible à <b>htc</b> ..	88
Figure 3. 25 : Impact de <b>htc</b> sur le modèle : impédance transitoire non sensible à <b>htc</b> .....	89
Figure 3. 26 : Branche thermique inclut la condition aux limites <b>htc</b> .....	90
Figure 3. 27 : Impact de la variation des puissances de perte sur l'impédance entre TSV et die1.....	90
Figure 3. 28 : Impact de la variation des puissances de perte sur l'impédance entre TIM et HS.....	91
Figure 3. 29 : Variation de l'impédance entre TIM et HS en fonction de la température ambient.....	91
Figure 3. 30 : Variation de l'impédance entre die et TSV en fonction de la température ambiante. ....	92
Figure 3. 31: Impulsion variable dans le temps utilisée pour modéliser une source de chaleur. Pour la première et la deuxième expérience. (b) troisième expérience.	93
Figure 3. 32 : Impulsion variable dans le temps utilisée pour modéliser une source de chaleur. Pour la troisième expérience. ....	93

Figure 3. 33 : Variation de l'impédance entre TIM et HS en fonction de la température ambiante. ....	94
Figure 3. 34 : Variation de l'impédance entre TIM et HS en fonction de la température ambiante. ....	94
Figure 3. 35 : Variation de l'impédance entre TIM et HS en fonction de la température ambiante. ....	95
Figure 4. 1 : Quatre sources de chaleur agissent sur le IC. ....	101
Figure 4. 2 : Répartition spatiale de la température entre deux sources. ....	101
Figure 4. 3 : Division d'IC et repère au centre de chaque carré. ....	103
Figure 4. 4 : Illustration du mode de lecture de température. ....	104
Figure 4. 5 : Détermination de la prochaine zone à balayer. ....	105
Figure 4. 6 : Localisation de zone de pic thermique. ....	105
Figure 4. 7 : Procédure de sélection de zone de balayage. ....	106
Figure 4. 8 : Sélection de prochaine zone à balayer. ....	106
Figure 4. 9 : Calcul de centre géométrique de zone à balayer. ....	107
Figure 4. 10 : Illustration de décision erronée. ....	109

Figure 4. 11: Pseudo code de l'algorithme proposé. ....	113
Figure 4. 12 : Comparaison du temps d'allocation moyen pour différents nombres de capteurs. ....	115
Figure 5. 1 : Configuration des paramètres GDS.....	122
Figure 5. 2 : Pseudo code pour chercher les meilleurs paramètres. ....	129
Figure 5. 3 : Diagramme de flux Algorithme RSFM-GDS.....	135
Figure 5. 4 : Comparaison de l'erreur moyenne entre différentes méthodes d'allocation thermique. ....	137

## Liste des tableaux

Tableau 2. 1: Principales contributions au domaine de détection thermique dans les CI. [42].	54
Tableau 2. 2 : Comparaison entre les résultats obtenus par STPDA et FEM [13].	58
Tableau 3. 1: Paramètres thermiques et dimension des matériaux.	80
Tableau 3. 2 : Comparaison d'efficacité computationnelle.	96
Tableau 3. 3 : Impact des couches intérieures sur la précision du modèle.	97
Tableau 4. 1 : Relation entre $DP_{min}$ et la précision de détection.	116
Tableau 4. 2: L'impact du <i>critère d'arrêt</i> sur la précision de détection	118
Tableau 5. 1 : L'influence de R sur la précision d'estimation de température par GDS.	123
Tableau 5. 2 : L'influence de H sur la précision d'estimation de température par GDS.	124
Tableau 5. 3 : Changement de <i>paramètres</i> (H,R) vs $T_s$ et $E_{min}$ .	130

Tableau 5. 4 : Comparaison des résultats de détections des pics par RSFM-GDS vs RSFM.....	136
Tableau 5. 5: La validation de l’algorithme en détection de différents pics thermiques. .....	138

## Résumé

Récemment, on assiste à une tendance d'intégration très élevée des systèmes sur puce (System in Package, SiP) avec la miniaturisation de la taille de puce, ce qui provoque une augmentation de la densité de puissance dissipée par unité de surface, et à son tour cause une augmentation de la température de systèmes. Les systèmes sur la même puce sont de différentes propriétés électriques et fréquences de fonctionnement, donc la puissance dissipée par chaque sous-système intégré est différente, ce qui entraînent des gradients thermiques sur la même puce. Le fonctionnement des systèmes sur puce sous des températures très élevées et avec un changement de gradients de température rapide et abrupt impose de nombreux effets indésirables et nuisibles, dont on cite : la dégradation des performances, un système de refroidissement coûteux, La détérioration de fiabilité menant à la défaillance et à l'endommagement de système ou à sa vieillesse avancée se produit si le système de gestion de température est inadéquat et inapproprié. En conséquence, la gestion et le profilage thermique deviennent cruciaux et nécessaires dans les différentes phases de conception de SiP. En effet, les systèmes de gestion thermique se basent sur les modèles thermiques et les systèmes de monitoring thermique, et agissent suivant une température de seuil prédéfinie, d'où vient l'importance d'avoir des modèles thermiques et de monitoring thermique précis. Malheureusement, les travaux traitant des aspects thermiques dans les SiP ont leurs limitations en termes de précision et de coût de développement.

La modélisation thermique est une méthode utilisée par les concepteurs pour prévoir la température dans les premières étapes de design. La majorité des travaux de modélisation et de simulation de comportement thermique dans les SiP s'intéressent au régime permanent pour prédire la température de fonctionnement et ne prennent pas en considération la non-idéalité de distribution et propagation de chaleur pour calculer les paramètres thermiques du modèle. Le premier objectif de cette thèse est de développer



un modèle thermique original qui peut prévoir la température de jonction et la distribution de chaleur dans différents emplacements critiques dans les SiP. Le modèle thermique proposé combine la méthode d'analyse par éléments finis et les circuits thermiques équivalents, prend en considération l'effet de couplage thermique et extrait les paramètres thermiques à partir des résultats de simulation en exploitant la méthode d'interpolation de courbes. Le modèle thermique proposé s'avère important pour les concepteurs de système intégré pour précisément prévoir la température dans des points critiques de système ainsi que pour guider le "floor-plan" plan de placement sur le dé, pour limiter notamment le nombre de pics thermiques.

Bien que la modélisation thermique soit importante et décisive pour la conception des SiP, elle n'est pas suffisante, vu que la consommation de puissance et la chaleur engendrée au sein de la puce dépendent fortement des tâches à exécuter et également des propriétés thermiques des matériaux qui constituent le système, qui changent au fil des jours. Donc, il y a un besoin vital de monitoring de température en temps réel lors du fonctionnement de systèmes. D'où vient l'importance du monitoring thermique des systèmes de grande taille en temps réel lors de son fonctionnement. Dans cette perspective vient le deuxième objectif de notre thèse. En effet, plusieurs auteurs ont essayé de résoudre le problème de pic thermique en proposant des algorithmes prometteurs basés sur la technique dite GDS (Gradient Direction Sensors). Mais dans ces travaux, les auteurs ont traité le problème d'une seule source de chaleur, ne discutent pas la relation entre la source de température et la distance idéale entre cette dernière et les capteurs permettant des mesures thermiques précises, et si la distance est une fonction de la valeur de température de la source de chaleur ; donc ces algorithmes manquent de précision et ne résolvent pas le problème dans le cas de plusieurs sources [13-19]. Le travail qui va traiter le problème de multi-sources de chaleur présente quatre grands défis. Premièrement, le nombre élevé de capteurs de température nécessaire pour détecter approximativement l'emplacement des sources.

Deuxièmement, la nécessité de préciser des disponibilités des ressources pour insérer les capteurs thermiques. Troisièmement, le travail doit discuter de la distance entre les cellules de capteurs de température qui peut précisément déterminer la température de source et son emplacement. En effet, dans ce sens, le deuxième objectif de cette thèse est de surmonter les inconvénients des techniques de détection de pic thermique dans le cas de multi-sources de chaleur en proposant une technique basée sur le suivi de gradient thermique sur la totalité de la surface de puce et d'appliquer la GDS pour localiser exactement la source de chaleur et mesurer précisément sa température. À cet fin, nous allons concevoir et développer une solution algorithmique permettant ainsi le monitoring en temps réel de la température. Alors, dans la première étape, on va proposer un algorithme qui fait le balayage thermique pour poursuivre la source de chaleur. Lors de la détection de points dont la température est au maximum sur la puce, on applique la technique GDS pour localiser le pic et estimer précisément sa température. Dans la deuxième étape, on va valider la technique proposée sur un prototype sur un FPGA. L'avantage de notre technique est de réduire l'intervalle de temps pour la détection de pic thermique dans le cas de multi-sources de chaleur et de réduire également le cout en minimisant le nombre de capteurs requis pour la détection et l'estimation de pic.

## Abstract

System-in-Package (SiP) enables innovative solutions for microsystems assemblies. Compared to monolithic ASICs, it can offer several advantages, such as shorter time to market and lower cost through heterogeneous integration. Their features make them suitable for applications requiring small modules integrating mixed-signal circuits and passive devices. They are appealing for integrating versatile sensor and interface applications. However, due to the high level of integration offered by SiP, which may imply stacking dies and layers comprising heterogeneous materials, issues may arise when the various parts of a SiP have different coefficients of thermal expansion. This may induce critical thermo-mechanical stress. Thermo-mechanical issues can degrade SiP reliability, lead to module failures, and shorten system lifetime in the absence of proper thermal management and reliability analysis.

The reliability and lifetime of systems-on-chip (SiPs) are being seriously threatened by thermal issues. In modern SiPs, dynamic thermal management (DTM) uses the thermal data captured by thermal sensors to constantly track the hot spots and thermal peak locations in real time. Estimating peak temperatures and the location of these peaks can play a crucial role for DTM systems, as temperature underestimation can cause SiPs to fail and have a shortened lifetime. To tackle the thermal challenges associated with SiP implementation, designers commonly use thermal-aware floorplanning techniques to reduce thermal peaks and equally distribute temperature across a die. Many researchers in the field of thermal design combine thermal-network-based methods and Finite Element Analysis (FEA)-based methods to benefit from the advantages of these two methods. The combination of methods is widely used. It allows for effective prediction of the temperature distribution in complex structure geometry.

Existing models cannot predict inter-layer temperatures, only accept simplified boundary conditions, and are limited to modeling steady-state conditions. By contrast, modeling the transient heat transfer response is critical to avoid detrimental thermal peaks. Therefore, when studying reliability, a fast and accurate transient thermal model for 3D SiPs that predicts temperatures in junction and critical layers such as solder bumps and joints is required. These features are vital for thermal management and reliability analysis tools. To solve these problems, a method is proposed to develop SiP's thermal networks that takes into consideration the heat transfer between layers and the boundary conditions and that accurately predicts the temperatures of all layers of interest in an acceptable time. The models obtained from that modeling method permit effective thermo-mechanical analysis of packages, and time-efficient transient analysis is proposed to detect localized stress that could arise in complex multi-layer structures.

Given the harmful impact of hot spots and the variations in their values and locations, a number of thermal sensor allocation approaches that use integrated thermal sensors have been presented for measuring runtime thermal behavior and then assisting DTM systems. From this perspective comes the second objective of the thesis. Actually, the gradient direction sensor (GDS) technique was used to detect overheating spots on FPGAs; however, the authors did not address the problem of multiple overheating spots and did not discuss the influence of technique parameters on accuracy and sensor number. To overcome the aforementioned limitations, we propose in this study a hybrid sensor allocation algorithm based on the GDS and thermal gradient tracker (TGT) techniques. The TGT approach recursively eliminates all regions with no thermal peaks and tracks the locations of thermal peaks.

## **1 Introduction**

Les systèmes microélectroniques exigent l'énergie électrique pour leur fonctionnement. La résistance au courant dans les matériaux constituant ces systèmes et le flux de courant électrique génèrent une grande quantité de chaleur lors de l'opération de ces systèmes. L'absence de système de gestion dynamique de température et de refroidissement permet l'augmentation de température avec un taux très élevé jusqu'à atteindre des valeurs critiques dans lesquelles le système microélectronique cesse de fonctionner correctement ou peut être endommagé. Les points dont la température atteint certaines valeurs sont appelés hot spots et quand ils dépassent certaines valeurs prédéfinies, ils sont appelés pics thermiques.

### **Motivation**

Les systèmes SiP ont suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années comme un moyen d'améliorer efficacement les performances tout en miniaturisant les circuits intégrés (IC). SiP c'est une technologie émergente qui trouve son application dans plusieurs industries, comme l'industrie de l'aérospatial, l'industrie des automobiles hybrides, l'industrie de la télécommunication, l'industrie du divertissement et pratiquement dans tous les aspects de la vie humaine. La miniaturisation et la convergence sont la clé qui guide le design des SiP pour les applications dans le champ des télécommunications, notamment la nouvelle génération 5G et, bientôt, la 6G. La recherche de meilleure performance a conduit à une intégration très condensée de transistors sur une puce de taille assez réduite, de l'ordre de quelques nanomètres. Cette intégration élevée offre au SoC d'aller au-delà de la loi de Moore qui prédit empiriquement le doublement tous les deux ans du nombre de transistors (Figure 1.1). Dans toutes les applications de SiP dans les différentes industries, la fiabilité constitue encore un point critique. C'est notamment le cas dans les systèmes de télécommunication de la 5G ou, bientôt, la 6G,

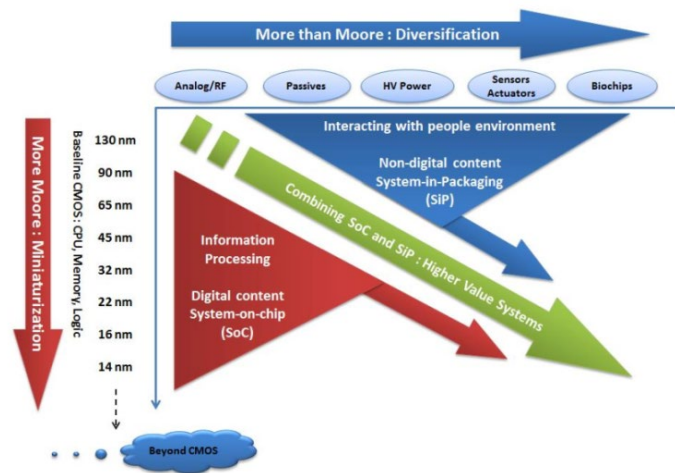


Figure 1. 1: Intégration au-delà de la loi de Moore [30].

où les puces sont exposées à de fortes contraintes thermiques et mécaniques pouvant conduire à leur défaillance.

Comme le montre la figure 1.2, Le pourcentage de défaillances dues aux contraintes thermiques est le plus élevé dans les composants électriques d'une façon générale. Donc, le facteur le plus limitant de la performance des SiPs, notamment pour les systèmes de télécommunication de 5G ou 6G bientôt, est la chaleur dissipée par les puces multifonctions. La densité de puissance dissipée par les transistors est d'autant plus élevée que le nombre de transistors augmente et que la surface de la puce est de plus en plus miniaturisée. Bien que le voltage d'alimentation de SiP soit réduit, la consommation de puissance est augmentée selon ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductors), les processeurs en silicium de dernière génération peuvent dissiper 198 W. Cette situation est pire dans le cas des systèmes de radiofréquence RF. Les SiPs sont constitués de différents modules dont la consommation de puissance est différente d'un module à un autre. Ceci conduit au développement de points chauds et gradients thermiques extrêmes ou différentiels de températures spatio-temporelles. En effet, en l'absence de systèmes de gestion

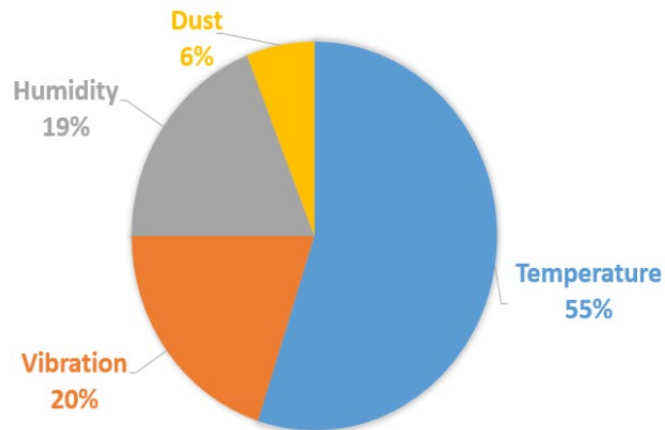


Figure 1. 2 : Pourcentage de défaillance des composants électriques.

thermique et de systèmes de refroidissement assez efficaces, les points chauds sur la puce peuvent accroître d'une manière rapide et significative jusqu'à atteindre des valeurs très élevées et devenir un pic thermique local, ce que chaque concepteur travaille dur pour éviter. Par conséquent, les contraintes thermiques doivent être prises en considération dès les premiers pas de la conception des circuits. Ceci est possible grâce aux modèles thermiques qui peuvent aider les concepteurs à guider le « floorplanning » ou placement sur la puce électronique et la répartition des ressources, dont le but est bien sûr de réduire le nombre de pics et les gradients thermiques. Bien que les modèles thermiques puissent aider les concepteurs à diminuer le nombre de pics et les gradients thermiques, ou en général les contraintes thermomécaniques, ils ne sont pas suffisants parce que les caractéristiques thermiques des modules sont fortement dépendantes de la tâche à exécuter et des propriétés thermiques de matériaux qui changent de plus en plus à mesure que le système avance dans l'âge. Donc, un système de monitoring thermique précis est fortement exigé pour la surveillance en transitoire de la température de jonction sur puce.

Pour résoudre les problèmes thermiques, contrôler les températures de jonction et éviter ainsi les contraintes thermomécaniques, le développement des systèmes de monitoring de température en temps réel et des modèles thermiques précis sont exigés.

### **Objectif de la thèse**

Les SiP sont de plus en plus sollicités dans notre vie quotidienne, notamment dans l'industrie de télécommunication de dernière génération 5G et bientôt, la 6G. La technologie 5G pousse l'industrie de la microélectronique aux limites en fréquence, densité de puissance et, par le fait même, à une limite au niveau thermique et thermomécanique. L'une des questions importantes dans le domaine des problèmes thermiques est de savoir comment effectuer la surveillance thermique, afin d'indiquer les situations de surchauffe, sans circuits de contrôle compliqués et nombre de capteurs thermiques élevé. Les microsystèmes d'aujourd'hui manquent de la précision pour la gestion de puissance et les mesures thermiques en temps réel avec l'utilisation d'une carte précise de température. Par conséquent, un modèle thermique précis de microsystèmes utilisés dans la 5G et leur surveillance thermique en temps réel est devenu primordial dès le premier départ de conception de ces microsystèmes. L'objectif de notre travail est de développer un module de détection thermique multi-sources servant pour les systèmes de télécommunication très rapide, comme c'est le cas pour les modules SerDes (Serial-Deserial). Ces travaux de thèse comportent ainsi deux volets.

Le premier volet consiste à développer un modèle thermique précis servant à guider le « floorplanning ». Les questions encore épineuses dans la littérature à adresser dans ce premier volet concernant les problèmes thermiques dans les systèmes de 5G sont comme suit :



1. Comment devrait être le modèle thermique au niveau système approprié qui répond aux besoins et exigences des systèmes de la 5G ?
2. Comment prendre en considération la non-linéarité de transfert thermique dans les circuits ?
3. Comment on peut obtenir des valeurs précises des paramètres thermiques ?

Pour atteindre ce premier objectif, on va suivre le plan suivant :

1. Développer un modèle thermique de modules SerDes en utilisant un simulateur de circuit électrique.
2. Développer un modèle de modules SerDes en utilisant la méthode d'analyse par élément fini (FEA).
3. Développer un nouvel algorithme pour l'extraction des paramètres de réseau thermique.
4. Comparer les résultats de notre nouveau modèle thermique avec ceux obtenus à l'aide d'outils de simulation thermique (FEA).
5. Implémenter en SIMULINK le nouveau modèle thermique.

Le deuxième volet, qui est le plus important, peut être considéré comme la préoccupation essentielle de nos travaux de recherche. Nous visons, dans ce deuxième volet, à développer et valider sur un prototype l'algorithme de détection de pic thermique dans les systèmes de multiples sources de chaleur permettant au système de gestion thermique d'agir à temps et convenablement pour répondre aux risques de contraintes thermiques. Les questions d'une manière générale et importantes qui font encore l'objet de recherche dans la littérature à répondre dans ce volet sont les suivantes :

1. Est-il possible de développer un algorithme qui peut caractériser la réponse thermique de microsystèmes en fonctionnement avec un nombre limité de capteurs thermiques ?

2. Comment l'algorithme doit agir dans le cas d'indisponibilité des ressources pour l'emplacement des capteurs thermiques?
3. Les capteurs thermiques utilisés sont fiables en termes de précision et de rapidité ?
4. Quelle est la distance requise entre les capteurs thermiques et les cellules pour procurer des mesures thermiques précises ?
5. Est-ce que les distances sont fonction des sources de chaleurs ?
6. Quelle est la méthode qu'on peut suivre pour la validation de l'algorithme ?

Pour atteindre notre deuxième objectif, on va procéder comme suit :

1. Construction d'un modèle thermique de SiP d'un module de SerDes en utilisant la plateforme multiphysique ANSYS.
2. Développer un algorithme qui peut poursuivre les sources de chaleur avec un nombre de capteurs thermiques optimisé.
3. L'application de la technique GDS pour localiser l'emplacement exact des sources de chaleur et mesurer précisément leurs températures.
4. Développement d'un algorithme basé sur les heuristiques afin d'automatiser la recherche des meilleurs paramètres de la technique GDS.
5. Implémentation de la technique dans SIMULINK.
6. Validation matérielle sur FPGA de la technique proposée.

### **Contribution de la thèse**

Dans les SiPs l'analyse thermique est gouvernée par la topologie des circuits, les composants électroniques, les systèmes de refroidissement, etc. Les courants de fuite au niveau des transistors contribuent fortement à engendrer l'énergie thermique dans les SiP. Par conséquent, l'énergie thermique change les caractéristiques électriques

des composants électroniques et peut causer la défaillance totale de SiP. Le premier pas à considérer pour éviter telles situations est de séparer les modules qui génèrent une énergie thermique très élevée. Dans cette optique, le modèle thermique est primordial à considérer dans la boucle de design. Donc, procurer un modèle thermique précis est devenu essentiel dans la conception de systèmes SiPs. Dans la littérature, il existe plusieurs approches de modélisation du comportement thermique de SiP. Ces approches, on peut les scinder en trois groupes principaux, à savoir l'approche analytique, l'approche numérique et l'approche basée sur circuit thermique équivalent. L'approche analytique est convenable pour les systèmes avec une simple géométrie et simples conditions aux limites thermiques. L'approche analytique exige une meilleure connaissance des propriétés thermiques des matériaux dont le système est fait et de leurs vraies dimensions. Malheureusement telles informations sont souvent inconnues pour des raisons de propriété intellectuelle (intellectual property, IP). La deuxième approche est beaucoup plus générale, elle implique la discrétisation de systèmes en éléments finis et la résolution numérique des équations caractérisant le transfert de chaleur entre ces éléments. Bien que cette approche procure des résultats d'analyse satisfaisants et puisse être appliquée aux systèmes dont la géométrie et les conditions aux limites thermiques sont trop compliquées, elle est très coûteuse en termes de temps. Dans la troisième approche basée sur les circuits RC thermiques, les valeurs R et C sont calculées à partir des expressions analytiques, ce qui marque la précision. D'autre part, les modèles thermiques proposés pour simuler le comportement thermique de SiP ne considèrent pas l'effet de couplage entre les puces et entre les couches. Dans ce premier volet de recherche, notre première contribution consiste à proposer un modèle thermique pour les SiP qui prend en considération l'effet de couplage thermique et à obtenir les valeurs RC de circuit thermique simulant le comportement thermique de SiP à l'aide d'analyse par éléments finis.

Jusqu'ici, notre première contribution consiste à fournir un modèle thermique précis pour aider les systèmes de gestion thermique à diminuer le nombre de pics thermiques. Cependant, le pic thermique est inévitable sur les puces, donc le monitoring thermique est nécessaire. Des chercheurs ont proposé des techniques de placement statique de capteurs thermiques pour surveiller la température et détecter s'il y a une surchauffe thermique. Ces techniques sont inefficaces vu qu'elles ne permettent pas de localiser la position exacte du pic thermique et sa réelle valeur d'un côté. D'autre côté, ces techniques nécessitent un nombre élevé de capteurs thermiques, ce qui diminue les sources disponibles pour effectuer d'autres tâches et contribue à augmenter la température des systèmes par l'effet de l'auto-échauffement. C'est bien connu que la consommation d'énergie dans les SiP est dynamique c'est-à-dire qu'elle dépend des tâches à exécuter, d'où vient l'importance du monitoring thermique de SiP en temps réel lors de son fonctionnement. Un travail important fait dans le laboratoire LIMA (Laboratoire d'Ingénierie des Microsystèmes Avancés) sert à détecter le pic thermique en temps réel à l'aide d'un algorithme basé sur la technique GDS. Le travail proposé utilise un nombre de capteurs thermiques relativement élevé, ne discute pas de la distance entre cellules permettant une estimation des valeurs de températures, ne discute pas de la disponibilité des ressources pour insérer les capteurs thermiques. Dans ce contexte vient notre contribution en proposant un nouvel algorithme de balayage thermique qui donne des résultats assez précis tout en diminuant le nombre de capteurs thermiques qui couvrent les points chauds sur la puce. Notre algorithme ajuste automatiquement la distance entre les cellules de capteurs thermiques en se basant sur la lecture de température des points chauds. Notre troisième contribution consiste à développer un algorithme qui résout le problème d'indisponibilité des ressources.

## **Plan de la thèse**

Ce travail de thèse sera construit en passant par trois grandes étapes traduites dans trois parties. La première partie s'étend sur deux chapitres. Dans le premier chapitre, on a présenté l'introduction et la motivation de la recherche, dans lequel la problématique de la recherche et les objectifs sont présentés. Le deuxième chapitre présente une étude de l'état de l'art sur la modélisation thermique de SiP et ainsi sur le monitoring thermique de ces systèmes ; les avantages et les inconvénients de chaque approche sont discutés en détail. Des notions de base sur la modélisation thermique, la détection des sources de chaleur en se basant sur l'approche de problème inverse, notamment la technique dite GDS, et le fondamental des capteurs thermiques en anneau sont présentés dans ce premier chapitre.

## **2 REVUE DE LA LITTÉRATURE**

Dans ce chapitre, on présentera une revue de la littérature sur les techniques de modélisation et de monitoring thermique.

### **2.1 Introduction**

Le taux de défaillance des équipements électroniques dépend fortement des contraintes thermiques. Il a été bien documenté que plus de 50 % de défaillance dans les SoC sont liées à la chaleur. Selon le National Electronics Manufacturing Report (NEMI 2000), la gestion thermique est clé pour le développement de SiP et a contribué à maintenir les tendances technologiques prévues par la loi de Moore. Bien que la demande pour des systèmes de gestion thermique plus efficaces des SiPs ait augmenté au cours des dernières décennies en raison de la microminiaturisation des tailles de transistors accompagnée de densités de dissipation de puissance plus élevées, la gestion thermique de ces systèmes est encore une question épineuse et constitue un défi majeur pour les concepteurs afin d'améliorer la fiabilité des SiP. En effet, l'objectif principal des systèmes de gestion thermique est de diminuer les gradients thermiques et de ne pas permettre à la température d'atteindre ou de dépasser certains seuils critiques. Dans cette recherche, on s'intéresse à deux aspects de base pour chaque système de gestion thermique qui sont : (1) la modélisation thermique afin de prévoir le comportement thermique de SiP lors de son fonctionnement pour aider les systèmes de gestion thermique à mener une gestion efficace et meilleure ; (2) le monitoring thermique, qui gère l'emplacement de capteurs thermiques et fournit constamment aux unités de gestion dynamique les lecteurs nécessaires et précis de température lors du fonctionnement de SiP. Dans ce chapitre, on discute en détail de ces deux aspects et on

présente l'état de l'art et les derniers travaux qui abordent ces deux sujets assez importants.

## **2.2 Généralités**

Dans cette section, on présente des généralités sur la technologie de mise en boîtier des microsystèmes et une vue globale sur les systèmes dynamiques de gestion thermique.

### **2.2.1 La mise en boîtier des puces**

Depuis l'invention des circuits intégrés (IC) vers la fin des années 1950, on assiste à une progression constante et rapide du développement de nouveaux circuits intégrés avec plus de fonctionnalités et une meilleure encapsulation. Généralement, la chaleur est générée par les transistors déposés sur le die de silicium ; ce dernier est trop fragile. La technologie de mise en boîtier joue un rôle important dans les SiPs, elle sert d'un côté à protéger les dies des facteurs externes comme l'humidité et d'autre côté sert à transférer la chaleur générée sur le die vers le dissipateur de chaleur et aide à garder la température de jonction sous une valeur permmissible. Aussi, elle joue le rôle d'un support mécanique solide pour le die et un isolateur galvanique entre celui-ci et le dissipateur de chaleur pour des raisons de sécurité. La figure 2.1 représente un empilement de puces en technologie d'intégration 3D sur lequel a été fixé un dissipateur de chaleur refroidi par l'air.

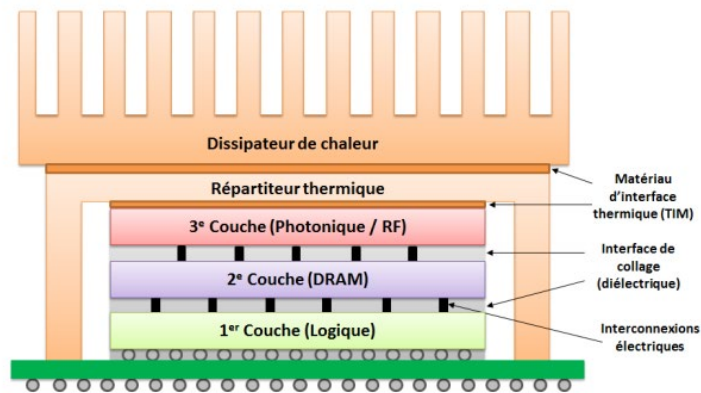


Figure 2. 1: Exemple de mise en boîtier de puces 3D

Chaque puce dans l'empilement augmente la chaleur générée à l'intérieur du système ; les interfaces thermiques servent à conduire la chaleur pour arriver à la surface avec le dissipateur.

### 2.2.2 Aperçu sur les systèmes dynamiques de gestion thermique

La gestion thermique en réponse aux mesures de température dans les microsystèmes a été introduite pour la première fois par [58], où les auteurs explorent les compromis de performance entre divers mécanismes de gestion thermique. La gestion thermique de produits électroniques n'est pas et ne doit pas être considérée comme un problème uniquement matériel, c'est un problème de système qui inclut l'expertise de trois domaines: électrique, mécanique et conception algorithmique travaillant ensemble pour créer une solution [59]. Bien que les processeurs deviennent de plus en plus performants et que les produits de gestion thermique tels que les ventilateurs, les dissipateurs de chaleur et les pads deviennent plus efficaces, il appartient toujours aux algorithmes de gestion de décider du moment convenable pour passer à un mode de consommation de puissance faible, d'éteindre les horloges, ou augmenter la fréquence et la tension pour répondre aux demandes de calcul sur le système. Le rôle des algorithmes de gestion dans l'utilisation des fonctionnalités du matériel et du



processeur est illustré à la figure 2.2. Au centre du diagramme se trouve l'unité de microcontrôleur (MCU). Les catégories des algorithmes de gestion thermique incluent la mise à l'échelle dynamique de la tension et de la fréquence (DVFS), la mise à l'échelle adaptative de la tension (AVS), la gestion des fuites statiques (SLM) et la consigne de l'horloge et de la puissance (CPG).

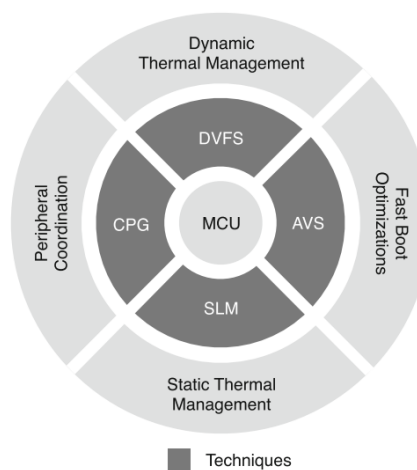


Figure 2. 2 : Techniques de gestion thermique [59].

La mise à l'échelle dynamique de la tension et de la fréquence (DVFS) est une technique par laquelle la fréquence d'un microprocesseur peut être automatiquement ajustée pour économiser l'énergie, augmenter ou diminuer les performances ou pour réduire la quantité de chaleur générée. DVFS est également utilisé pour des raisons environnementales pour réduire les coûts d'énergie et de refroidissement. Moins de puissance signifie une production de chaleur réduite, et cet effet permet au système de fonctionner à une température admissible et de consommer moins d'énergie. Le DVFS est également efficace pour réduire la chaleur lorsqu'un seuil de chaleur supérieur est atteint. En réduisant les performances du processeur, la capacité de calcul peut être entravée, mais peut aider à garantir que les conditions de fonctionnement recommandées (ROC) et les valeurs maximales absolues (AMR) du processeur ne sont

pas violées. CPG est une combinaison de techniques utilisée pour réduire la consommation de puissance dynamique et statique et la chaleur en coupant les horloges (clock gating) ou en coupant l'alimentation (power gating) des principaux périphériques ou parties d'un circuit lorsqu'ils ne sont pas utilisés ou lorsque la température atteint une valeur maximale prédéfinie par le fabricant.

### 2.3 Modèles thermiques des systèmes électroniques

La modélisation thermique de microsystèmes fournit l'outil de base pour les systèmes de gestion thermique et d'optimisation. Elle requiert la compréhension précise de la distribution spatiale et temporelle de la température résultante de l'opération des transistors et des propriétés des matériaux. L'estimation de la température des puces revient à résoudre l'équation de diffusion de chaleur [1,2] :

$$\Delta^2 T + \frac{\dot{q}}{K} = \frac{1}{\alpha} \frac{\partial T}{\partial t} \quad 0.1$$

Où  $T$  est la température,  $q$  est le flux de chaleur (en  $\frac{W}{m^2}$ ),  $K$  est la conductivité thermique du matériel en ( $\frac{W}{mK}$ ), et  $\alpha = \frac{K}{\rho c}$  est la diffusivité thermique correspondant, au ratio de la conductivité thermique à la capacité volumique.  $\Delta^2 T$  est l'opérateur Laplacien de  $T$  et correspondant dans le cas de diffusion en 3 dimensions (3D) à  $\frac{\partial T^2}{x} + \frac{\partial T^2}{y} + \frac{\partial T^2}{z}$ .

Toutefois, ce n'est pas une tâche facile à accomplir, car la solution finale dépend de la géométrie du système, des conditions aux limites thermiques, du phénomène de non-linéarité des matériaux.

L'équation 2.1 peut être résolue en utilisant les méthodes :

1. Les méthodes numériques : comme les éléments finis, les volumes finis et les différences finies [3, 4]. Elles discrétisent spatialement le système considéré en petits éléments de différente forme régulière, appelés cellules. Les formes les plus classiques des maillages traditionnels sont montrées dans la figure 2.3. L'avantage des méthodes numériques est la possibilité de considérer des géométries assez complexes, la détermination naturelle des conditions aux limites spécialement de type Neumann. L'inconvénient de ces méthodes pour la modélisation numérique de microsystèmes est la complexité de mise en œuvre et requiert un grand coût en temps de calcul et en mémoire.

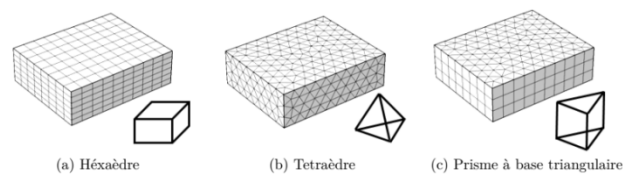


Figure 2. 3 : Formes des cellules de maillage traditionnelles.

2. Les méthodes analytiques : les modèles thermiques analytiques permettent de résoudre l'équation de la chaleur de manière exacte en formulant analytiquement le champ de la température associé au système considéré et en se basant sur les séries de Fourier ou les fonctions de Green. Les méthodes analytiques sont limitées pour certaines géométries simples, en présence de conditions frontières simples. Ceci est l'inconvénient majeur des méthodes analytiques. Dans la pratique, il est impossible de résoudre analytiquement l'équation différentielle aux dérivées partielles, notamment dans les SoC quand le modèle thermique considère la conduction et la convection thermique ensemble.

### 2.3.1 Transfert de chaleur dans les systèmes électroniques

La chaleur ou l'énergie thermique est engendrée par des mouvements des molécules et des atomes. Plus, les mouvements sont rapides, plus l'énergie thermique engendrée par le matériau est considérable. Il y a trois mécanismes de transfert de chaleur où la chaleur est transférée d'un milieu chaud à un autre milieu froid ; conduction, convection et radiation [5]. Dans les systèmes électroniques, seulement la conduction et la convection sont prises en considération, le plus souvent la radiation est ignorée.

La conduction est l'énergie transférée due au mouvement des molécules et à l'interaction, c'est-à-dire le transfert de chaleur entre les substances qui sont en contact direct les unes avec les autres. Elle est proportionnelle au gradient de la température et est donnée par la loi de Fourier.

$$q = -k \frac{\partial T}{\partial x} \quad 0.2$$

où  $q$  est le flux de chaleur le long de l'axe  $x$  (en  $\frac{W}{m^2}$ ),  $K$  est la conductivité thermique du matériau ( en  $\frac{W}{mK}$ ), et  $\frac{\partial T}{\partial x}$  est le gradient de température. Les matériaux de haute conductivité peuvent transférer la chaleur rapidement et efficacement.

La convection est le transfert d'énergie lorsque des groupes de molécules passent d'un milieu chaud à un autre froid par écoulement de fluide, qui se produit généralement entre un corps solide et un fluide ; elle est exprimée par l'équation 2.3.

$$q_c = h_c A_c (T_s - T_m) \quad 0.3$$

Où  $h_c$  est le coefficient de la chaleur convective,  $T_s$  est la température de la surface solide en [°C], et  $T_m$  est la température du fluide en [°C].

Les caractéristiques thermiques de chaque couche affectée par le flux thermique doivent être déterminées avec précision pour une modélisation thermique précise. L'équation de diffusion de chaleur peut être utilisée pour décrire la distribution du flux thermique à travers n'importe quelle couche de matériau en fonction de son emplacement et des propriétés thermiques du matériau. Elle peut être utilisée pour trouver la solution aux variations de la température dans le domaine temporel causées par la convection, comme illustre l'équation 2.1. Une forme simplifiée de 2.1 est donnée ci-dessous.

$$D \left( \frac{\partial T^2}{x} + \frac{\partial T^2}{y} + \frac{\partial T^2}{z} \right) = sT - T_0 \quad 0.4$$

Où  $D$  dénote le coefficient de diffusion,  $T$  est la transformée de Laplace de la température, et  $T_0$  la température initiale. La résistance thermique et la capacitance thermique sont fonction des propriétés thermiques des matériaux et sont données respectivement par les équations 2.5 et 2.6.

$$C_i = c_i p_i V_i \quad 0.5$$

Où  $d_i$  est l'épaisseur de la couche,  $A_i$  est la surface chauffée, et  $V_i$  est le volume effectif traversé par la chaleur.

### 2.3.2 Impédance thermique

D'après la définition, l'impédance thermique  $Z_{th}$  est la réponse de système à l'application d'un échelon de puissance. La valeur finale de l'impédance thermique atteint toujours la valeur de régime permanent  $R_{th}$ , comme indiqué sur la figure 2.4.

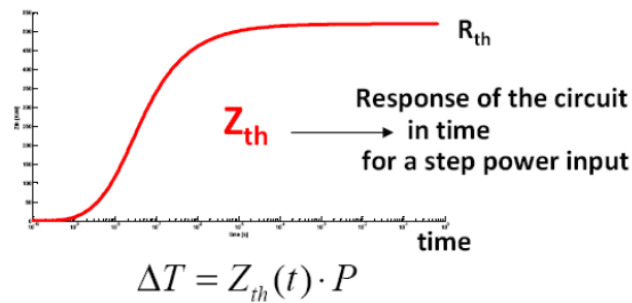


Figure 2. 4 : L'impédance thermique comme réponse à un échelon de puissance.

Dans le but de la déterminer, une source de chaleur constante est appliquée au système jusqu'à ce que la température atteigne l'état de régime permanent. Ensuite, le ratio de la différence de la température finale  $T_F$  et la température initiale  $T_S$  à la puissance totale appliquée de la source de chaleur représente l'impédance thermique, comme montre l'équation 2.7.

$$R_{th} = \frac{T_F - T_S}{P_0} \quad 0.6$$

La figure 2.5 montre la structure d'un module de puissance et les impédances thermiques correspondantes à chaque couche dans le module. Les impédances thermiques permettent de calculer la température de jonction et de dissipateur de chaleur, comme montrent les équations 2.8 et 2.9 respectivement.

$$T_j(t) = T_h + P_{loss}(Z_{thjc} + Z_{thch}) \quad 0.7$$

$$T_h = T_a + (p_{loss} \times Z_{thha}) \quad 0.8$$

Où  $T_a$  est la température de l'ambiante.

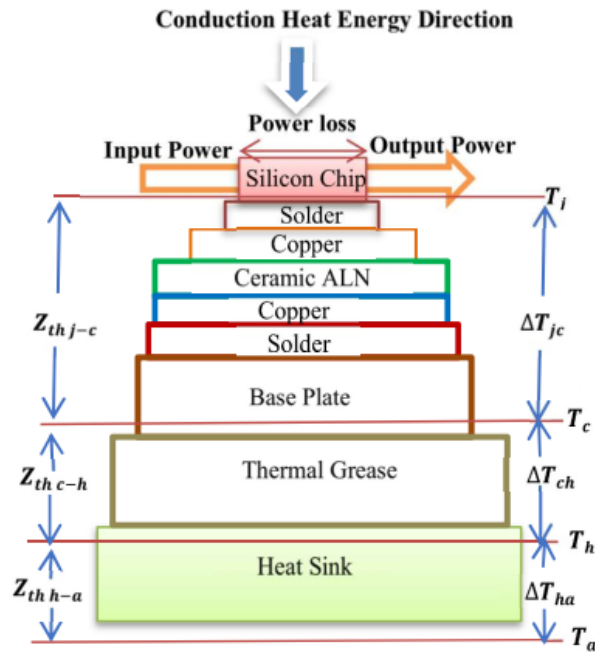


Figure 2. 5 : Impédances thermiques d'un module de puissance [7].

Puisqu'une équivalence des grandeurs électriques et thermiques existe, un moyen courant d'approximer l'impédance thermique est au moyen de l'infinité de paires RC. Cependant, pour des raisons de temps de calcul, il n'est pas possible d'inclure un infini de paires RC dans un simulateur de circuit ; dans ce cas, un compromis raisonnable entre le temps de calcul et la précision doit être trouvé. Les méthodes d'analyse thermique par les circuits RC sont divisées selon le paramètre de temps en deux principaux groupes : l'analyse thermique en régime permanent et l'analyse thermique en régime transitoire, présentées à la figure 2.6.

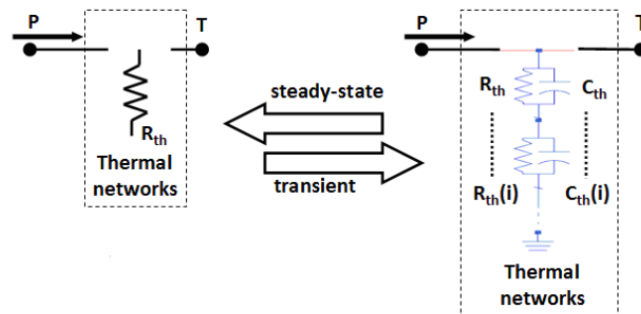


Figure 2. 6 : passage de régime transitoire au régime permanent.

La figure 2.7 montre la représentation thermique en régime permanent par un réseau de résistances d'un circuit intégré fabriqué suivant la technique dite « Flip Chip » pour assurer l'interconnexion. Ceci est montré à gauche de la figure 2.7. Dans cette technologie « Flip Chip », une grande quantité de chaleur générée par les transistors est transférée à l'ambiante via le dissipateur de chaleur attaché à l'arrière du substrat via le matériau d'interface thermique (TIM). Ce chemin est considéré comme le chemin principal de dissipation de chaleur. Une petite quantité de chaleur est conduite à travers les couches d'interconnexion vers l'emboite d'encapsulation et le circuit imprimé (printed circuit boards,PCB). Le circuit thermique montré à gauche de la figure 2.7 est la modélisation thermique de IC en régime permanent, qui représente les chemins principaux de la dissipation de chaleur. La chaleur est principalement transférée par la conduction dans le IC et, la convection vers l'ambiante.



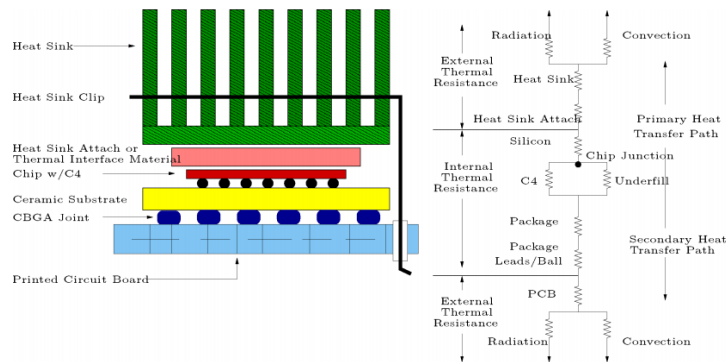


Figure 2. 7 : Le réseau thermique représente les chemins de dissipation de chaleur [2].

Une représentation bien connue de l'impédance thermique est par des séries de paires RC de type Foster (figure 2.8) et de type Cauer (figure 2.9). Les deux circuits thermiques peuvent être facilement transformés entre eux [6]. L'équivalent de la source de courant est la puissance instantanée dissipée par le die. La tension de voltage instantanée dans chaque nœud de la figure 2.9 est équivalente numériquement à l'augmentation de la température au-delà de l'ambiante représentée par le voltage de référence  $T_{case}$ .

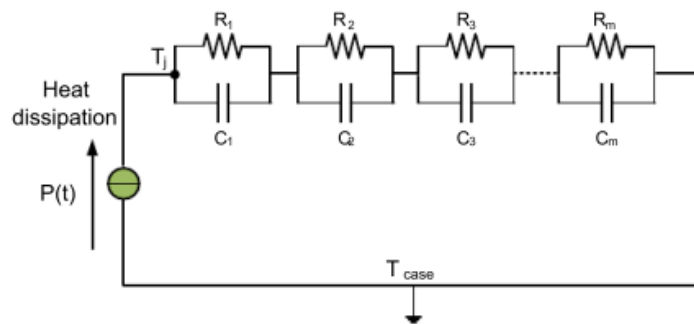


Figure 2. 8 : Équivalent circuit thermique de type Foster.

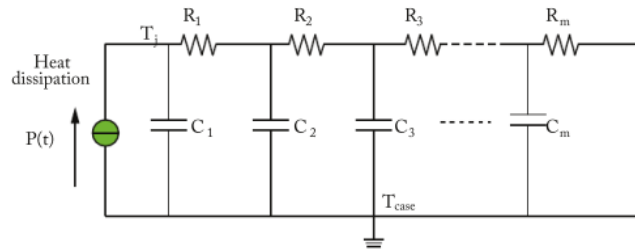


Figure 2. 9 : Équivalent circuit thermique de type Cauer.

La figure 2.10 montre la cellule de base de réseau thermique basé sur la configuration Foster. Elle est la connexion parallèle d'un résistor et une capacitance.

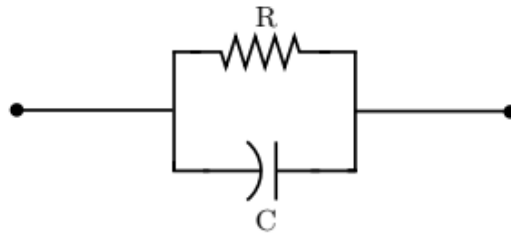


Figure 2. 10 : cellule de base Foster.

L'équation 2.10 montre la transformée de Laplace de la cellule.

$$Z_{th}(s) = R \parallel \frac{1}{sC} = \frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{R}{1 + sRC} = \frac{\frac{1}{C}}{s + \frac{1}{RC}} \quad 0.9$$

En effectuant la transformée inverse de Laplace de l'équation 2.10, l'avantage de la configuration de Foster devient clair.

$$Z_{th}(t) = R(1 - e^{-\frac{t}{R_{th}C_{th}}}) \quad 0.10$$

En introduisant la constante thermique et considérant les  $n$  cellules, l'impédance thermique est décrite dans l'équation 2.12.

$$Z_{thjc}(t) = \sum_{i=1}^n R_i(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}) \quad 0.11$$

La figure 2.11 montre la cellule de base de réseau thermique basé sur la configuration Cauer.

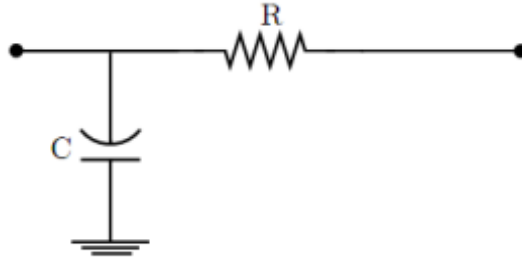


Figure 2. 11 : cellule de base Cauer.

La configuration Cauer est intéressante du point de vue thermique, car chaque cellule représente physiquement la couche de matériau et la distribution de tension dans chaque nœud représente la température de chaque couche dans le système. La configuration de Cauer est facile à représenter dans le domaine de Laplace, mais difficile à trouver dans le domaine temporel en utilisant la transformée inverse de Laplace. Dans le cas simple de la figure 2.11, l'impédance thermique représentée dans le domaine de Laplace est montrée dans l'équation 2.13.

$$Z(s) = \frac{1}{sC + \frac{1}{R}} \quad 0.12$$

Dans le cas de  $n$  cellules, l'impédance thermique du circuit est :

$$Z_N(s) = \frac{1}{SC_1 + \frac{1}{R_1 + \frac{1}{SC_N + \frac{1}{R_N + \dots}}}} \quad 0.13$$

### 2.3.3 État de l'art de la modélisation thermique des IC

L'intérêt croissant d'améliorer les performances des circuits intégrés IC a permis de développer un nombre abondant de modèles pour simuler le comportement thermique de circuits intégrés IC. Les modèles thermiques sont divisés en trois classes principales selon l'approche adoptée pour résoudre l'équation de la chaleur : les modèles analytiques, les modèles numériques et les modèles basés sur les circuits équivalents. Dans cette section, on présente une revue de la littérature de modélisation thermique des circuits intégrés IC, les avantages et les limitations sont aussi discutés.

Les problèmes thermiques liés aux circuits intégrés ont été abordés récemment dans plusieurs travaux de recherche témoignant de l'ampleur de leurs impacts sur la continuité d'évolution de ces circuits et leurs performances. Par conséquent, le profilage thermique des circuits intégrés IC revêt une importance croissante au sein de la communauté scientifique.

Hotspot [9] est largement appliqué pour simuler la distribution de la chaleur dans les circuits intégrés, développé initialement par Huang et al. C'est un modèle thermique automatisé du régime transitoire et permanent basé sur les circuits équivalents de capacités et de résistances thermiques. Un schéma illustratif de la modélisation par HotSpot est montré dans la figure 2.12. Les circuits thermiques RC modélisent les blocs de circuits intégrés au niveau micro-architectural. Les éléments de la boîte d'encapsulation (substrat, répartiteur thermique et dissipateur de chaleur) sont associés

à un nombre réduit et fixe de nœuds du circuit thermique, ce qui ne permet pas de capturer précisément le comportement thermique au niveau de la boîte d'encapsulation. Pour améliorer la précision et support de circuits intégrés de géométrie irrégulière comme par exemple 3D-IC. Plusieurs travaux de développement de ce simulateur ont été effectués. Un de ces travaux vise la flexibilité : les éléments thermiques RC peuvent être déterminés par l'utilisateur. Cette amélioration permet d'augmenter la précision.

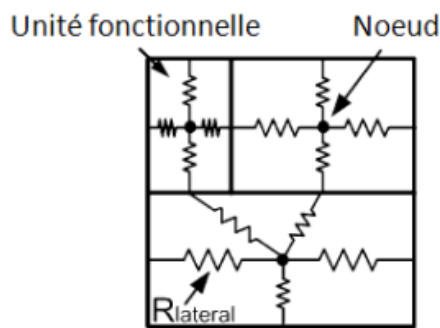


Figure 2. 12 : Modèle thermique transitoire de HotSpot.

Cependant, le nombre d'équations à résoudre peut devenir assez important. Un autre travail important au niveau du calcul de la température propose la méthode numérique de Runge-Kutta pour résoudre les équations de la chaleur et modélise l'échappement latéral de la chaleur dans les IC en trois dimensions [11]. Dans sa version la plus récente [10] HotSpot se base sur un solveur numérique FDM et des circuits thermiques RC dont l'utilisateur peut fixer le nombre de cellules RC qui représente les couches. Au contraire de FEM utilisé dans les anciennes versions, FDM est plus pratique et facile à implémenter; cependant, il reste moins flexible pour manipuler des géométries irrégulières comme IC-3D.

Dans [12], les auteurs proposent un modèle thermique pour les circuits à large intégration VLSI afin d'analyser l'impact de la température sur ces circuits. Dans cette

étude, les auteurs montrent que la température assez élevée de la puce diminue la performance de ce type de circuits en général, qu'elle ralentit le fonctionnement des transistors, augmente la puissance dissipée et la résistance de la puce de silicium. Les auteurs tirent la conclusion que le problème de chaleur dans les VLSI doit être pris en considération à différentes étapes durant le design, la fabrication, le test, et lors de fonctionnement (run time). Le modèle thermique proposé par les auteurs se base sur les circuits thermiques équivalents RC; le modèle est montré dans la figure 2.13. Chaque nœud  $n_i$ , dans le circuit, représente un bloc de circuit, par exemple une cellule logique. La consommation de puissance par chaque bloc est représentée par une source de courant  $i_k$  dans le circuit équivalent associé au nœud correspondant. Les résistances  $r_{ij}$  sont ajoutées pour modéliser le chemin latéral de chaleur entre chaque deux nœuds. Malheureusement, les auteurs ne montrent pas l'architecture de circuit étudiée. Plus précisément, aucune considération à l'effet de couplage thermique entre les couches de VLSI n'a été prise en considération. Donc ce modèle thermique est assez fiable pour prévoir la distribution de chaleur dans les circuits VLSI.

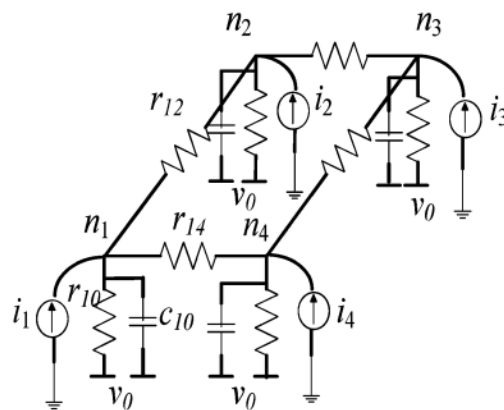


Figure 2. 13 : Modèle de circuit équivalent à la distribution de chaleur dans VLSI.

Un modèle thermique comportemental du régime permanent basé sur un réseau de résistance thermique a été proposé par [8] pour analyser l'impact de la géométrie et les paramètres thermo-physiques sur le comportement thermique d'un empilement de multi-puces en technologie 3D. La figure 2.14 montre le circuit étudié et son modèle thermique équivalent. L'auteur tire profit de l'analogie existant entre les lois thermiques et les lois électriques.

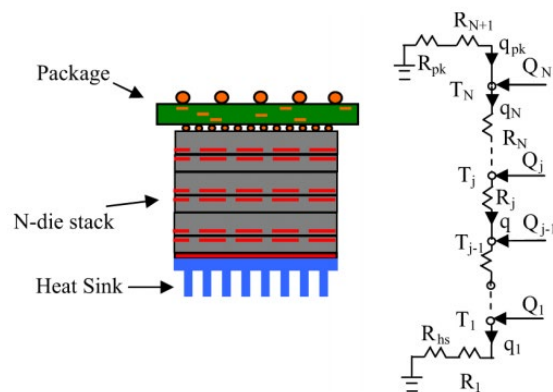


Figure 2. 14 : Schéma illustratif de N-puces en 3D et le réseau thermique équivalent.

Chaque matériau est représenté par une résistance thermique. Quand il y a un flux de chaleur entre deux matériaux, leurs résistances thermiques sont reliées.  $R_j$  est la résistance thermique entre la jonction  $j$  et  $j - 1$ .  $T_j$  et  $Q_j$  représentent respectivement la température et la chaleur générée au nœud  $j$ .  $q_j$  représente le flux de chaleur du nœud  $j$  vers le nœud  $j - 1$ . Pour déterminer la température aux nœuds, le problème revient à appliquer la loi de conservation d'énergie de Kirchhoff en assumant que le courant

électrique est équivalent au flux de chaleur et la tension au nœud est équivalente à la température dans ce nœud. Le modèle thermique proposé a l'avantage d'être rapide à simuler et permet l'accès direct à la température de jonction. L'auteur se contente de régime permanent ; assume des conditions aux limites très simples qu'on ne croise pas dans la pratique ; considère l'échappement de chaleur seulement sur le plan vertical ; l'effet de couplage a été ignoré ; et enfin, les résultats ne sont pas suffisants. Par conséquent, ce modèle est insuffisant pour simuler le comportement thermique de IC.

[3] propose un modèle thermique du régime permanent basé sur les fonctions de Green d'un empilement en technologie 3D IC-3D afin de mesurer sa température. Les méthodes basées sur la fonction de Green sont des approches semi-analytiques qui analysent seulement les couches intéressantes. Ceci permet de réduire le temps d'analyse thermique mais bien sûr, au détriment de la précision. Les auteurs, dans leur étude, ont simplifié la géométrie et les couches du modèle étudié en assumant des couches homogènes ayant les mêmes dimensions latérales, et également ont supposé des conditions aux limites trop simples qu'on ne croise pas pratiquement, comme le montre la figure 2.15. Pour calculer la température, les auteurs ont calculé premièrement la transformée en cosinus discrète de la distribution de la puissance. Dans la deuxième étape, les auteurs multiplie les composantes de la réponse fréquentielle d'IC calculée par la fonction de Green par les composantes de la densité de puissance. Dans la troisième étape, les auteurs appliquent l'inverse de la transformée en cosinus discrète au



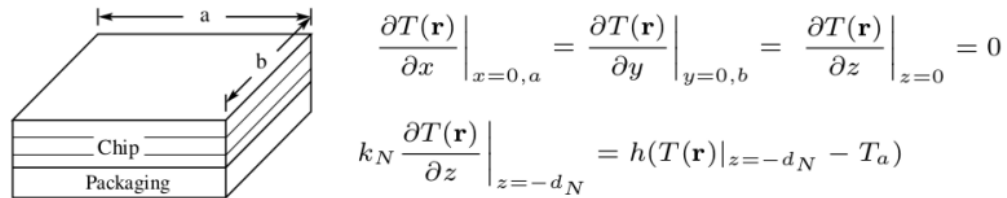


Figure 2. 15 : La géométrie IC étudiée.

Résultat de la dernière étape afin de trouver la représentation temporelle de la température. Les résultats de simulation de modèle thermique sont encourageants en termes de précision et de temps de calcul. Cependant, ce modèle ignore le flux latéral de chaleur et impose une géométrie et des conditions aux limites simplifiées.

#### 2.4 Mesure de température en fonctionnement

Un résultat immédiat de la puissance dissipée est le gradient thermique (différentiel thermique) qui peut atteindre 50°C au-dessus de l'ambiante et la température très élevée à travers la surface de die [41]. La température très élevée sur la puce a un effet néfaste sur la vitesse de commutation des transistors et l'interconnexion entre résistances. La température très élevée sur la puce peut également provoquer des contraintes (stress) thermiques qui peuvent à leur tour mettre en danger le SiP et sa fiabilité à long terme. En plus, la température très élevée peut augmenter le coût de refroidissement et mettre en package les puces. Donc l'importance et la nécessité de monitoring thermique interne de ces microsystèmes complexes viennent du fait :

1. La température de transistor ou de circuit en fonctionnement peut dépasser facilement la température critique de die, ce qui provoque des contraintes thermiques (thermal stress).

2. Le courant de fuite augmente exponentiellement avec l'augmentation de la température et donc peut amener le système à un état instable de rétroaction (la température augmente le courant de fuite et le courant de fuite augmente la température).
3. La collection des données thermiques au niveau logique est importante pour caractériser une application, en particulier lorsqu'elle est utilisée pour le prototypage et l'émulation rapide et aussi pour guider le floorplan.

Il est porté dans plusieurs références [12,13,14,15,16,17,18,24] étudiant la chaleur dans les systèmes électroniques, l'importance de mesurer et de contrôler la température au temps d'exécution et de le faire d'une manière précise et adéquate, due à la large variation de la distribution temporelle et spatiale de la chaleur dans les microsystèmes et à l'utilisation des différentes ressources; par exemple, dans les systèmes reconfigurables le point chaud causé par le type de calcul en virgule est différent de celui causé par le type entier. Dans cette étude, on s'intéresse au monitoring thermique des systèmes microélectroniques reconfigurables ; l'état de l'art pour la compréhension du monitoring thermique et sa limitation sont introduits dans la prochaine section. En commençant par le principe de détection de la source de température par la résolution des problèmes inverses, puis on passe à la mesure de température à l'aide des capteurs thermiques à base d'oscillateur d'anneau, et enfin, on discute les techniques de détection de pic thermique proposées dans la littérature, spécialement au laboratoire LIMA à l'UQO.

#### **2.4.1 Problème inverse de conduction de chaleur**

Il existe plusieurs phénomènes physiques où une mesure directe d'une température surfacique ou d'un flux de chaleur est délicate et parfois impossible à réaliser. La détermination d'un flux de chaleur (cause dans ce cas) par exemple inconnu à partir des mesures faites quelque part (effets) constitue un problème inverse de conduction de chaleur (inverse heat conduction problem IHCP). La méthode de mesure indirecte

IHCP [67] consiste à déterminer une ou plusieurs causes de ce problème en ayant connaissance des effets. Ce type de problème s'impose quand des quantités inconnues apparaissent dans le modèle mathématique de l'équation de transfert de chaleur. Des paramètres comme le flux de chaleur et les valeurs de températures sur une surface sont mesurés pour trouver les quantités inconnues afin de résoudre le problème inverse IHCP. L'application des problèmes inverses est en croissance constante et rapide dans de nombreuses branches de l'ingénierie, en particulier dans le génie chimique, mécanique, aérospatial [28], et le monitoring thermique dans les microsystèmes, où la localisation des sources de chaleurs et leurs intensités sont essentielles pour identifier et résoudre les problèmes de performance des microsystèmes [13,14,15,16,19,20].

La modélisation du transfert de chaleur peut être divisée en deux catégories : le problème direct et le problème inverse [29]. Les propriétés thermo-physiques les conditions aux limites et l'état initial du système sont tous bien connus dans les problèmes directs. Les problèmes directs de transfert de chaleur nous semblent plus naturel, car les mêmes causes conduisent aux mêmes effets, donc ce sont des problèmes dits bien posés. Inversement, IHCP sont de type mal-posé dans ce cas, il y a un manque de connaissance des conditions aux limites, des conditions initiales, de propriété thermo-physique et de la source de chaleur, de son emplacement, et de son intensité. Ces inconnus sont à estimer en utilisant des échantillons de température à un endroit ou plusieurs endroits dans le système étudié (par exemple, mesure des températures à l'aide des capteurs thermiques dans les microsystèmes). En général, la solution du problème inverse nécessite des efforts de calcul considérables et ne donne pas toujours le résultat exact. Ceci est à cause de la nature du problème inverse mal conditionné. Dans certains cas, nous pourrions déterminer la fonction de distribution d'un certain phénomène sur la partie du système sous étude. Alors, pour obtenir les paramètres de la source, nous avons besoin de déterminer à partir d'où le phénomène est distribué et comment il change avec le temps. Les auteurs dans [13,26] ont résolu le problème

IHCP en appliquant la technique GDS pour obtenir les coordonnées géométriques d'une source de chaleur sur une puce.

### 2.4.2 GDS

GDS [13,26] est une méthode de monitoring thermique des circuits qui peut efficacement résoudre le problème inverse de transfert de chaleur; elle a pour objectif de détecter une seule source sur une surface d'IC en se basant sur la détection des isothermes. GDS, initialement introduite par [26], afin de diminuer le nombre de capteurs thermiques utilisé habituellement pour contrôler la chaleur sur une surface chauffante. La figure 2.16 montre la distribution classique des capteurs thermiques sur la totalité de la surface sous contrôle, et la figure 2.17 montre clairement l'avantage porté par la méthode GDS pour détecter la surchauffe. L'application de la méthode impose 4 hypothèses :

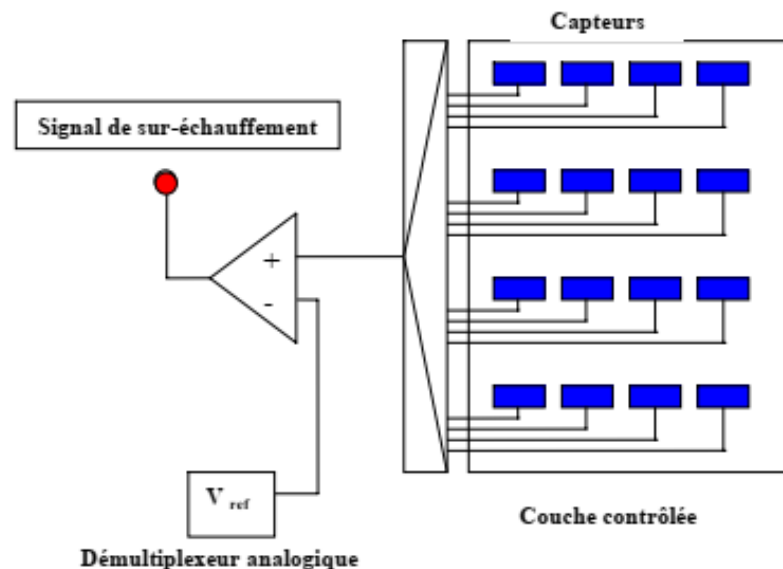


Figure 2. 16 : Répartition classique [13].

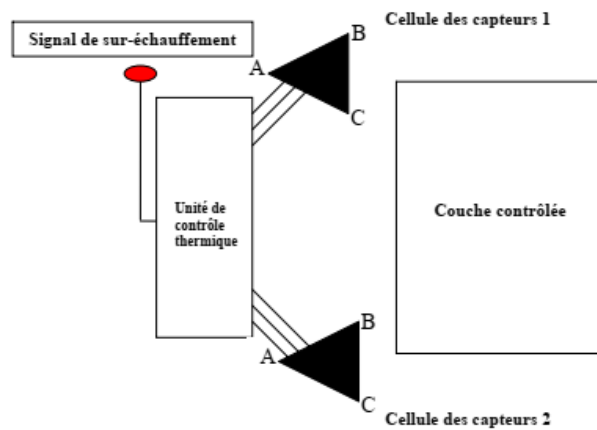


Figure 2. 17 : Répartition suggérée avec l'unité de contrôle [13].

1. Il y a seulement une source de chaleur ponctuelle dominante sur la plaque contrôlée.
2. La température est linéairement distribuée par-dessus la surface de la couche de silicium. Il faut noter que, dans ce travail, nous considérerons cette hypothèse.
3. Les détecteurs de température utilisés dans cette méthode donnent des tensions linéairement proportionnelles à la température.
4. Les capteurs dans les deux cellules des détecteurs sont suffisamment placés proches l'un à l'autre afin que les isothermes les traversant puissent être représentés par des lignes droites.

Un schéma illustratif de la cellule de capteur montrée dans la figure 2.17 est donné dans la figure 2.18.

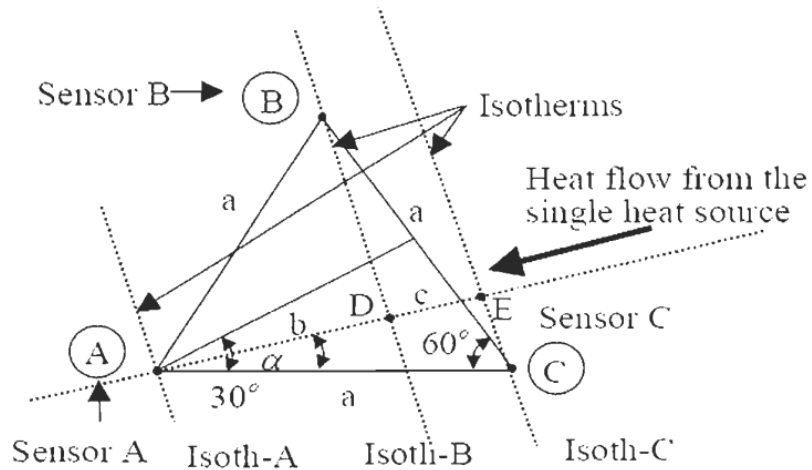


Figure 2. 18 : Détection de source de chaleur basée sur le triplet de capteurs.

Dans le cas où une source de chaleur se situe sur la ligne reliant les deux capteurs A, et C, la différence de température  $\Delta T$  enregistrée au niveau du capteur A et celle enregistrée au niveau capteur C séparé d'une distance  $a$  du capteur A, contrôle la différence de voltage entre ces deux capteurs. Autrement dit, la différence entre leurs voltages fournis est proportionnelle aux changements de la température de valeur  $\Delta T$  seulement si les deux capteurs et la source de chaleur sont sur la même ligne, sinon la valeur de l'angle  $\alpha$  doit être prise en considération pour le calcul approprié du  $\Delta T$ . Pour une source de chaleur située à distance  $r$  du capteur A, la différence de température  $\Delta T$  est donnée par l'équation 2.15.

$$\frac{\Delta T}{r} = \frac{T_C - T_A}{a \cdot \cos \alpha} \leftrightarrow \frac{V_C - V_A}{a \cdot \cos \alpha} \quad 0.14$$

$$b = \overline{AD}, \overline{AD} \leftrightarrow T_B - T_A \leftrightarrow V_B - V_A \quad 0.15$$

$$b + c = \overline{AE}, \overline{AE} \leftrightarrow T_C - T_A \leftrightarrow V_C - V_A \quad 0.16$$

De l'équation (2.15) et (2.16) et de la Figure 2.17, on obtient l'équation 2.18.

$$\tan \alpha \leftrightarrow \frac{2 V_B - V_A}{\sqrt{3} V_C - V_A} - \frac{1}{2} \quad 0.17$$

L'équation 2.18 nous permet de déduire la valeur de l'angle  $\alpha$ , donc maintenant la position de la source est connue; il nous reste maintenant à calculer sa valeur de température.

La figure 2.19 décrit deux cellules de capteur thermique séparées par une distance  $H$ . La première cellule comprend les trois capteurs A, B, C formant l'angle  $\alpha_1$  avec la droite reliant la source de chaleur à la cellule, et la deuxième cellule comprend les capteurs E, F, F formant l'angle  $\alpha_2$ , (voir la figure 2.20). À l'aide de deuxième cellule, on peut calculer la valeur de température de la source en calculant la distance entre la source et la cellule de capteur.

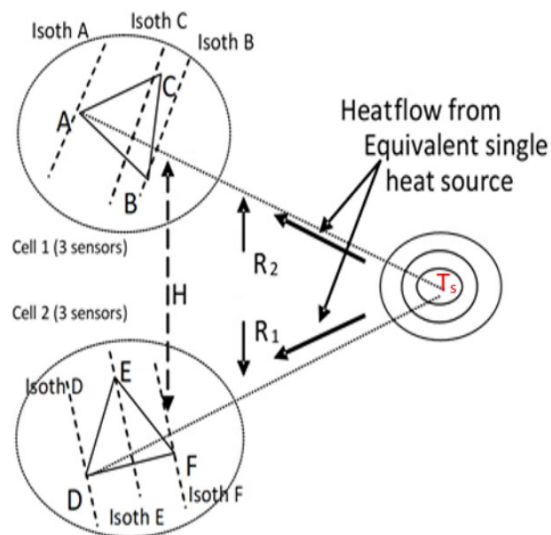


Figure 2. 19 : Détection des isothermes basée sur GDS.

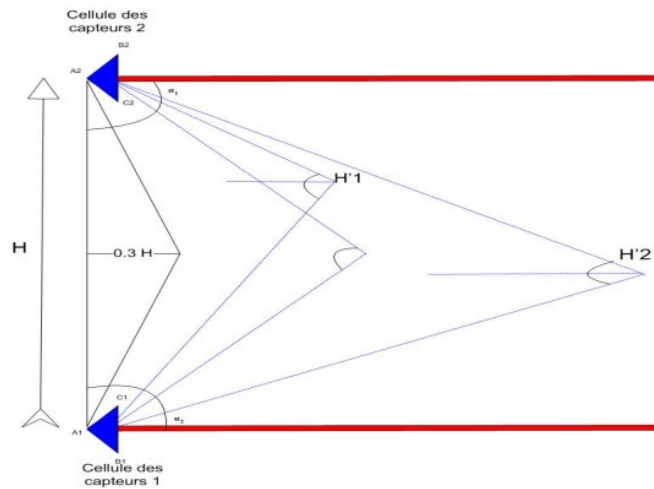


Figure 2. 20 : Calcul de distance entre capteur et source de chaleur et sa valeur de température.

La source de chaleur et les cellules forment un triangle dans lequel la longueur d'un côté et les valeurs des angles sont connues entre la source de chaleur et les cellules. Ceci signifie que nous pouvons calculer les distances entre la source de chaleur et les capteurs. Maintenant, nous pouvons calculer le gradient de la température le long d'une distance connue. D'après les équations 2.15, 2.16, 2.17, 2.18 et les propriétés géométriques de la figure 2.19, on peut déduire la valeur  $T_s$  de la source de chaleur décrite ainsi par l'équation 2.19.

$$\begin{aligned}
 T_s &\leftrightarrow V_s \\
 &= \frac{H}{a} (V_{C1} \\
 &\quad - V_{A1}) \cdot \frac{(\tan^2 \alpha_1 + 1) \cdot (\sqrt{3} + \tan \alpha_2)}{\sqrt{3} \cdot (1 - \tan \alpha_1 \cdot \tan \alpha_2) - (\tan \alpha_1 + \tan \alpha_2)} \\
 &\quad + V_{A1} \cdot 0.18
 \end{aligned}$$

La méthode GDS qui est une méthode basée sur la détection des isothermes à l'aide de deux cellules, a été appliquée avec succès par [13] pour la détection d'une seule source de chaleur dans l'IC. D'un point de vue théorique, les auteurs de [13] ne discutent pas



l'influence de paramètres  $H$  et  $R$  et sur la précision de calcul de la valeur de chaleur.

Egalement, une autre question importante à poser est si les deux paramètres  $H$  et  $R$  sont fonction de la valeur  $T_s$  de la source de chaleur.

## 2.5 Capteur de température

Les capteurs thermiques font partie intégrante des microsystèmes, ils servent à fournir les mesures de température au système de gestion thermique afin que ce dernier intervienne pour garder la sécurité du système et de ses opérations. La mesure de température dans les circuits intégrés IC se fait à l'aide des composants de base : résistance, diode, transistor bipolaire, etc. Cependant, ces composants occupent un espace important dans le dessin de masque et causent parfois le problème d'auto-échauffement.

Les capteurs de température intégrés sont d'une grande importance dans des applications telles que les dispositifs d'implants médicaux, les capteurs intelligents pour la surveillance de l'environnement et la surveillance de la température de jonction des systèmes d'intégration à très grande échelle (VLSI), pour n'en nommer que quelques-uns. Les capteurs de température intégrés peuvent se classer essentiellement en trois catégories basées respectivement sur la mesure de la tension, de la fréquence ou du temps.

Traditionnellement, les capteurs de température intégrés à base de mesure de tension sont réalisés en utilisant un circuit en mode de tension proportionnel à la température absolue (PTAT) dont la tension de sortie est une fonction linéaire de la température, un circuit de référence de température dont la tension de sortie est indépendante de la température et peut être ajustée, et une tension comparatrice qui compare la tension de sortie du circuit PTAT et celle de la température [32]. La diminution continue de la

tension d'alimentation dans les circuits VLSI réduit considérablement la résolution des capteurs de température basée sur la mesure de tension, rendant l'amélioration de la résolution de plus en plus difficile. En revanche, les capteurs de température à base de temps où la température est représentée par la largeur d'une impulsion dont cette dernière est proportionnelle à la température offrent l'immunité souhaitée contre les effets de la mise à l'échelle nanométrique des circuits VLSI, ce qui les rend particulièrement aptes à être au premier rang des capteurs de température intégrés les plus utilisés dans les systèmes VLSI. Il existe plusieurs types de capteurs de température à base de la mesure de temps: capteur en oscillateurs à relaxation, capteur basé sur la conversion analogique-numérique, et capteur en oscillateur en anneau (ring oscillator, RO). Les avantages de capteur de température à base de RO leur permettent d'être sélectionnés dans notre projet. Dans le reste de cette section, on introduit le capteur à base de RO.

### **2.5.1 Capteur en anneau**

Les oscillateurs en anneau peuvent également être utilisés comme capteurs de température pour profiter des avantages de leur configuration simple et de leur faible consommation d'énergie. Le schéma simplifié du capteur de température basé sur un oscillateur en anneau proposé par [33] est montré dans la figure 2.21.

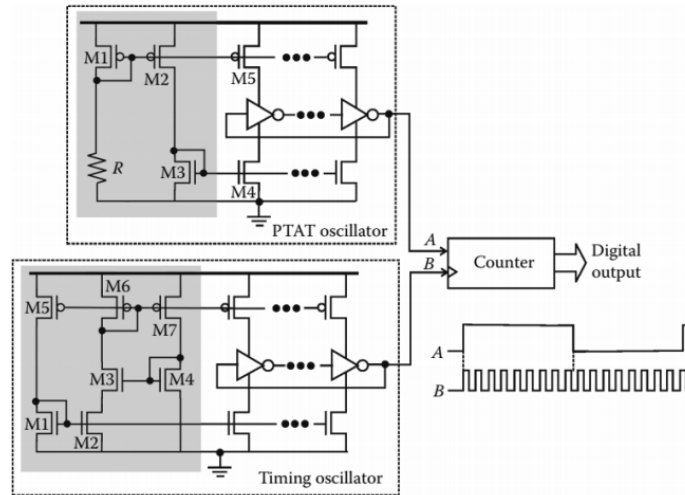


Figure 2. 21: capteur de température à base d'oscillateur en anneau[33].

La fréquence de l'oscillateur en anneau avec un courant de polarisation PTAT est directement proportionnelle à la température, tandis que celle de l'oscillateur en anneau avec un courant de polarisation constant, la fréquence de l'oscillateur de synchronisation, est indépendante de la température. Pour plus de détails sur la façon de générer des courants PTAT et des courants indépendants de la température, veuillez-vous référer à [34] où une couverture complète des caractéristiques dépendantes de la température des semi-conducteurs et une compilation exhaustive de références récemment rapportées des circuits sont fournies. La fréquence de l'oscillateur PTAT est inférieure à celle de l'oscillateur de synchronisation, de sorte que le nombre de cycles de l'oscillateur de synchronisation dans chaque cycle de l'oscillateur PTAT, qui dépend de la température, donne la représentation numérique de la température. La fréquence d'oscillation est directement liée au nombre d'inverseurs. Plus on a d'inverseurs, et plus la fréquence diminue. Pour contrôler l'oscillation, on peut remplacer un inverseur par une porte NAND.

Une méthode directe d'implémentation de capteurs thermiques sur des FPGA est basée sur un oscillateur en anneau. Un oscillateur en anneau est une boucle de rétroaction qui comprend un nombre impair d'onduleurs connectés en chaîne pour générer le déphasage à sa sortie, comme le montre la figure 2.22.

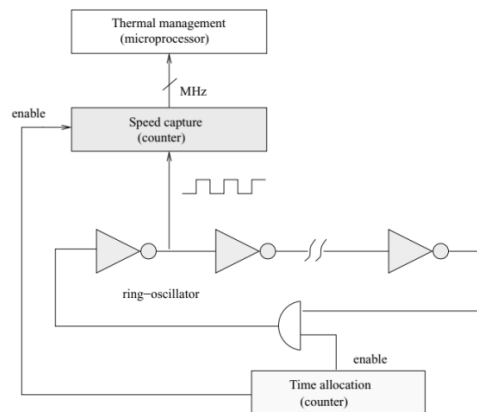


Figure 2. 22 : Implémentation d'un capteur à RO sur FPGA.

Notez que la période du signal de sortie de l'oscillateur est le double du délai de propagation total (les délais aux niveaux d'inverseurs + les délais d'interconnexion) sur la boucle de rétroaction. Notez également que la fréquence du signal de sortie doit être maintenue basse pour éviter l'auto-échauffement et une grande taille de compteur. Le compteur dont l'entrée est connectée à l'oscillateur de la figure 2.22 capture la fréquence (en MHz) de l'oscillateur. Étant donné que la température est un paramètre clé qui affecte la vitesse de commutation des transistors, c'est-à-dire ralentir la vitesse pour les températures élevées et l'accélérer pour les basses températures, la fréquence capturée sera modifiée lorsque la température du circuit entourant l'oscillateur est modifiée. Le compteur illustré en bas sur la figure 2.22 est utilisé pour activer périodiquement l'oscillateur en anneau lorsqu'une mesure thermique est nécessaire, tandis que le compteur illustré en haut sur la figure 2.22 interprétera la fréquence capturée en une valeur de température, et en fonction de cette valeur, il peut contrôler

les exécutions actuelles et futures pour éviter tout dommage éventuel par la chaleur. La figure 2.23 montre le mappage d'un capteur à base RO avec tous les circuits auxiliaires.

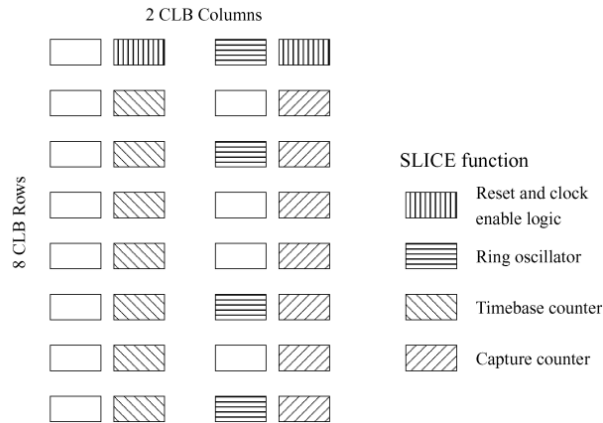


Figure 2. 23: Le placement et le fonctionnement des tranches du capteur [55].

Chaque tranche représente la demi d'un bloc logique reconfigurable CLB (Configurable Logic Blocs) et a la fonction qui est montrée sur la figure 2.23. La taille typique d'un seul capteur est de 8 CLB (en hauteur) sur 2 CLB (en largeur), ce qui peut couvrir la plus petite famille Virtex, XCV50 (taille de matrice 16x24 CLB) avec moins de 5 % d'utilisation de CLB. Notez que l'oscillateur en anneau est placé de manière dispersée pour augmenter le délai de routage, c'est-à-dire que la fréquence de sortie de l'oscillateur en anneau est abaissée et l'auto-échauffement supplémentaire est réduit. La figure 2.24 montre comment les capteurs

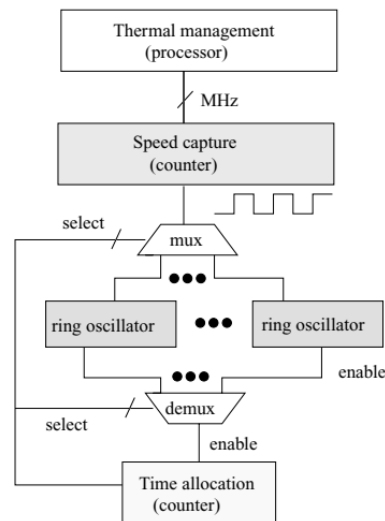


Figure 2. 24: Connexion des capteurs à base RO.

sont connectés avec les compteurs d'allocation de temps et de compteurs de fréquence. Pour implémenter  $n$  capteurs,  $n$  oscillateurs en anneau sont nécessaires, mais le compteur d'allocation de temps et le compteur de fréquence peuvent être partagés. Néanmoins, même si le mappage de chaque oscillateur en anneau sur le FPGA nécessite au plus 4 CLB [17], car le nombre de capteurs  $n$  devient grand, l'effet de l'auto-réchauffement et le coût de contrôle de la surface, de la puissance et de la chaleur ne seraient pas triviaux. Par exemple, dans [56], les auteurs ont alloué 32 capteurs pour couvrir uniformément la totalité d'un FPGA Virtex XCV800HQ240-4C dont la taille de la matrice est  $56 \times 84$  CLB. Ainsi, le nombre total de CLB occupés par les capteurs est d'au moins 128, même sans inclure les blocs de logique auxiliaire, tels que l'allocation de temps, les compteurs de fréquence et la logique de multiplexage et de démultiplexage. Même si un placement de capteur uniformément distribué en forme de grille est simple et est raisonnablement bon pour surveiller le comportement thermique global de FPGA, le nombre de capteurs requis augmente exponentiellement avec la taille de la matrice CLB. Par conséquent, il est important d'allouer et de placer les

capteurs de manière à minimiser le nombre de capteurs nécessaires alors que chaque pic thermique est détecté.

C'est bien connu que la variation de tension (IR-drop) a une influence sur la fréquence d'oscillation et, par conséquent, sur la précision de mesure de la température. Dans [35], les auteurs montrent que la fréquence de l'oscillateur diminue en fonction de la chute de tension, alors qu'elle aussi diminue en fonction de la température de circuit, ce qui ne permet pas une mesure exacte de la température de circuit. Pour éliminer l'effet de chute de tension sur la mesure réelle de la température, un mécanisme de monitoring de chute de tension a été mis en place pour mesurer la température de circuit sans être biaisée par la chute de tension. Le capteur proposé est constitué de blocs totalement numériques et faciles à implémenter sur FPGA. L'architecture du capteur est montrée dans la figure 2.25.

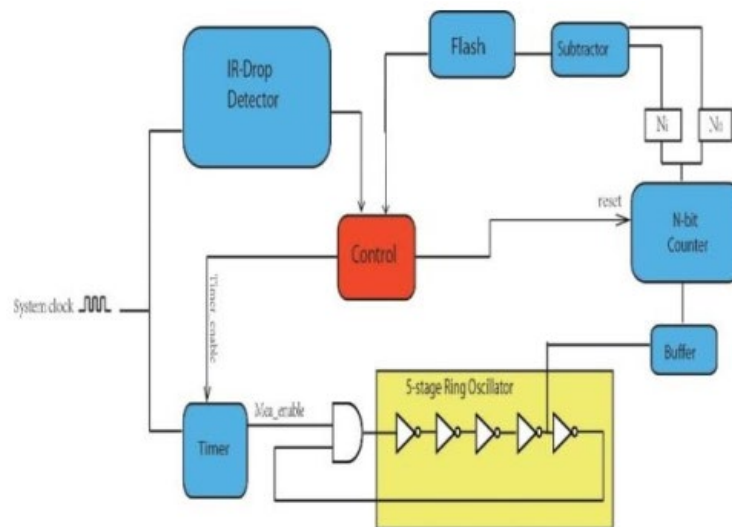


Figure 2. 25: Capteur à base de RO équipé d'un contrôleur de IR-drop [35].

Comme le montre la figure, le capteur est constitué principalement d'oscillateur en anneau avec cinq inverseurs, d'un timer, d'un détecteur de chute de tension, d'un compteur et d'un contrôleur. Le détecteur de chute de tension est constitué de deux branches de différentes charges. Une branche est composée de buffers de grande charge mis en série et l'autre de buffers de charge moins que la première, connectés également en série. Quand on n'a pas une chute de tension, le signal d'horloge de deux branches arrive simultanément au port logique XOR. Le signal de sortie donné par le port XOR est égal à zéro dans ce cas. Lors de chutes de tension, la branche de moins de charge introduit un retard, dans ce cas, le port logique XOR donne un glitch; à son tour, le glitch, va activer une bascule de type D, ce qui va nous permettre de détecter la chute de tension. Par conséquent le détecteur envoie un signal de désactivation au timer pour lui permettre de désactiver le RO. Dans le cas où la sortie de bascule est égale à zéro, le timer reste désactivé. Le RO est activé seulement s'il n'y a pas une chute de tension. La fréquence d'oscillation varie proportionnellement suivant la variation de température dans l'intervalle de -40 jusqu'à +140. Le compteur est activé par le contrôleur, ensuite le compteur reçoit la fréquence d'oscillation de RO et la convertit en signal numérique. À chaque fois que le timer est activé, la valeur du compteur est envoyée au registre  $N_1$ . Ensuite, le soustracteur calcule la différence entre le contenu du registre  $N_1$  et le registre  $N_0$ . Le registre  $N_0$  contient une valeur mesurée par le compteur à une température connue. L'étude faite par l'article [35] montre l'importance de prendre en considération le paramètre d'avalanche de tension lors de mesure de température.

Les avantages des capteurs thermiques à base d'oscillateurs sont multiples :

1. Ils peuvent être facilement mises en œuvre avec seulement quelques ressources de la puce.
2. Certaines familles de FPGA incluent des oscillateurs à l'intérieur.
3. Mesure de la température au niveau de la jonction.



4. Tous les signaux sont numériques, de sorte qu'ils peuvent être traités en utilisant les ressources générales de la carte.
5. Les capteurs peuvent être placés n'importe où sur la puce, ce qui rend possible la construction d'une cartographie thermique de la puce.
6. Les capteurs peuvent être dynamiquement insérés, déplacés ou éliminés.

## 2.6 Monitoring thermique

La densité de puissance et les températures de fonctionnement élevées dans les systèmes SoC imposent un certain nombre d'effets indésirables, notamment une dégradation des performances, des coûts de refroidissement très élevés et une détérioration de la fiabilité conduisant à la défaillance de systèmes. Les systèmes SiP offrent la possibilité de fournir 10 à 100 fois la capacité de traitement par rapport aux systèmes traditionnels, tout en introduisant de nouveaux défis en raison de leur complexité et de la variété de consommation de puissance par les opérations très variables qui devraient s'exécuter sur ces systèmes. Une densité de puissance élevée génère une grande quantité de chaleur. Ce fait, combiné à la diffusion latérale relativement lente de la chaleur dans le silicium, produit des points chauds thermiques localisés [13,36,37]. En conséquence, la forte corrélation entre la température et divers mécanismes de défaillance de la puce dégrade considérablement la fiabilité et la durée de vie de la puce. En fait, une petite différence de température de fonctionnement (c'est-à-dire  $10^{\circ}\text{C}$  -  $15^{\circ}\text{C}$ ) peut entraîner une différence de deux fois dans la durée de vie de ces microsystèmes [38,39]. Les auteurs dans [40] estiment que les besoins d'amélioration de la technologie de mise en boîtier pour des raisons thermiques augmentent le coût total par puce de 1 \$ /W, lorsque la puissance de la puce est de 35 à 40 W. En plus, le courant de fuite au niveau du transistor augmente la puissance dissipée, ce courant de fuite augmente exponentiellement avec l'augmentation de la température et donc peut amener le système à un état instable de

rétroaction (électrothermique). Par conséquent, il est essentiel de surveiller, gérer et contrôler les températures sur la puce afin de maximiser la durée de vie des microsystèmes et d'assurer leurs bons fonctionnements.

Plusieurs chercheurs ont essayé de couvrir la totalité de la puce par des capteurs thermiques pour détecter la violation de température. Les approches développées de détection de pic se répartissent en deux catégories principales : les approches basées sur le placement uniforme et les approches basées sur le placement non uniforme des capteurs.

Les approches du placement de capteur uniforme sont destinées à être utilisées avec des puces qui ont un modèle thermique typique inconnu. Les capteurs sont placés statiquement et uniformément dans une grille sur toute la puce avec l'intention de pouvoir détecter toutes les violations de température, quel que soit l'endroit où elles se produisent sur la puce. En raison des restrictions de coûts importantes associées au nombre élevé de capteurs placés, la granularité de la grille doit être limitée, ce qui limite la précision de ce modèle [50]. Un avantage de la mise en œuvre d'une technique d'allocation de capteur thermique uniforme est qu'elle ne repose pas sur des données de profilage thermique. Aucune connaissance des emplacements des points chauds et de la distribution de chaleur à travers la puce n'est à acquérir avant de mettre en œuvre une technique de ce type. Cette caractéristique limite cependant la précision du modèle de grille uniforme, car les distances entre les emplacements des capteurs et les points chauds ne peuvent pas être minimisées ou ajustées. Sans la connaissance des cartes thermiques, les capteurs disposés en une grille uniforme ne pourront toujours détecter les points chauds et le pic thermique aussi précisément que le même nombre de capteurs situés à proximité des points chauds communs.

Les approches de placement non uniformes de capteurs sont destinées à être utilisées lorsque des cartes thermiques issues de l'exécution de plusieurs applications sur la puce

sont disponibles pour analyse. Ces types de techniques tirent profit de la connaissance préalable des points chauds sur la puce pour déterminer les emplacements les plus avantageux pour les capteurs à placer. Une approche naïve consiste à placer un capteur sur chaque point chaud trouvé grâce au profilage thermique à travers plusieurs applications exécutées sur la puce. Malheureusement, cette approche n'est pas pratique, car un grand nombre de points chauds est très susceptible de se produire et l'utilisation d'un grand nombre de capteurs n'est pas pratique. Idéalement, un nombre minimum de capteurs serait disposé sur la puce afin de couvrir tous les points chauds possibles. Il a été montré dans [51] que les points chauds ne resteront pas toujours aux mêmes emplacements sur la puce pendant l'exécution d'un seul programme, et diverses applications fonctionnant sur la même puce montreront des points chauds dans différentes régions. Les emplacements des points chauds et la distribution de températures dépendent de l'application, et il est peu probable qu'une solution optimisée pour une seule application soit suffisante pour d'autres applications. Une politique de placement de capteur doit suffire pour tous les points chauds qui peuvent survenir lors de l'exécution d'une application. Pour remédier à ce caractère aléatoire associé à l'estimation du profil thermique, plusieurs chercheurs ont étudié la possibilité de placer des capteurs thermiques sur puce, afin de détecter et localiser la source de chaleur. Les lectures de ces capteurs sont utiles dans les stratégies dynamiques de gestion thermique. Les approches de ces chercheurs diffèrent les unes des autres par plusieurs aspects, dont :

1. Les fondements théoriques et mathématiques qui décrivent la variation thermique sur les «CI» (l'équation de Hough, la fonction de Green, la méthode de GDS avec toutes ses équations).
2. Le type de capteurs utilisés dans la détection thermique sont du type standard ou RO (Ring Oscillator ou Oscillateur en Anneau).

3. Le positionnement des capteurs par rapport au CI (à l'intérieur ou à l'extérieur du CI).
4. Le mode expérimental utilisé pour étudier la détection, soit par modélisation et simulation numérique (Méthode des Éléments Finis FME ou autre) ou autre.
5. Le mode d'implémentation dans un système réel de capteurs sur les CI tel que Michel Saydé dans [16] a réalisé, ou sur une plateforme numérique Xilinx ou Altera.
6. Le raisonnement algorithmique utilisé.

Le laboratoire LIMA à l'université (UQO), dirigé par Le professeur Ahmed Lakhssassi est à la tête des travaux de recherche visant la détection de pics thermiques et la diminution des effets des contraintes thermomécaniques. Au sein du laboratoire, plusieurs travaux ont été réalisés pour faire pousser les barrières de la littérature de monitoring thermique. Un tableau récapitulatif (II-1) qui a été établi par [42] en se référant à une étude bibliométrique faite par [43] sur la citation des chercheurs du monde entier qui ont contribué d'une façon distinctive et importante à l'étude de la détection de pic thermique dans les CI et notamment ceux parmi eux qui ont utilisé la méthode GDS.

Chercheurs	Contribution distinctive
Boemo E.	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Boemo a vérifié l'insertion, l'exploitation et l'élimination dynamiques des différentes configurations de systèmes munis de capteurs thermiques RO implémentés dans un FPGA.</li> <li>❖ Il a réalisé un système de détection de sources de chaleur sur les CI et de monitoring thermique en ligne en installant une unité de traitement des données en dehors de la puce (CI)[17,44].</li> </ul>

Napieralski A.	❖ Napieralski a traité la problématique de la détection d'une seule source de chaleur et par après, celle de multiples sources de chaleur. Pour ses simulations thermiques et pour la génération de résultats, Napieralski s'est basé sur son propre « solutionneur thermique tridimensionnel utilisant la solution de la fonction de Green de l'équation de la chaleur » [45], [46], [47], [48], [49].
Boustany CH.	❖ Il a été le premier à concevoir un modèle et valider l'algorithme STPDA de détection d'une seule source de chaleur basée sur la méthode de GDS en utilisant des capteurs RO [13].
Bougataya M.	❖ il a implémenté le modèle dans une puce VLSI et a validé matériellement (dans le hardware) l'algorithme de détection d'une seule source de chaleur STPDA basé sur la méthode du GDS et utilisant des capteurs de type RO [14].
Saydé M.	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Contribution Michel Saydé s'est distinguée par les réalisations suivantes :</li> <li>❖ Il a utilisé les mesures d'une caméra infrarouge pour tester un algorithme de détection thermique de sources de chaleur dans un espace spatiotemporel.</li> <li>❖ Il a montré, caractérisé et étalonné un capteur de température à base d'un oscillateur en anneau (RO) dans un FPGA;</li> <li>❖ Il a étudié, adapté et appliqué des algorithmes d'amélioration et de linéarisation sur la réponse d'un capteur en anneau (RO)[16].</li> </ul>
Oukaira A.	❖ Sur une plateforme ALTERA, il a implémenté un modèle de détection d'une seule source de chaleur utilisant l'algorithme STPDA dans une FPGA munie de deux cellules incluant six capteurs RO. [19]

Tableau 2. 1: Principales contributions au domaine de détection thermique dans les CI. [42].

Dans les sections II-4-3-1 et II-4-3-2 on présente les principales contributions des travaux attachés au problème de détection de pic de température basés sur GDS qui ont été faites au sein du laboratoire LIMA, et les travaux contributifs en dehors de ce laboratoire.

### 2.6.1 Contributions en dehors du laboratoire LIMA de l'UQO

Une des approches les plus intéressantes pour résoudre le problème de détection de pic thermique dans les circuits intégrés IC a été proposée par [13,52]. Les auteurs ont considéré ce problème comme un problème inverse de conduction de chaleur (inverse heat conduction problem IHCP) déjà introduit dans la section II-4-1. Dans ces travaux, les auteurs se contentent de détecter une seule source de chaleur.

Il est bien connu que le retard de propagation des signaux électriques dans les systèmes microélectroniques augmente avec l'augmentation de chaleur. En conséquence, un moyen d'estimer la température de jonction consiste à construire un oscillateur et à calibrer sa sortie en MHz par °C ou °F [54]. Le capteur thermique à base d'oscillateur pourrait être approprié dans les systèmes dynamiques de gestion thermique qui contrôlent localement le fonctionnement des ressources matérielles, car il mesure la température de jonction plutôt que la température du boîtier. Lopez-Buedo et al. [55] ont utilisé les capteurs à base des oscillateurs en anneau, combinés avec leurs blocs auxiliaires (par exemple, compteurs numériques, contrôleurs), pour le monitoring thermique dans les systèmes FPGA. Les FPGA reconfigurable offre une fonctionnalité unique pour implémenter des capteurs thermiques dans l'application cible. Il permet aux oscillateurs en anneau d'être insérés, déplacés ou éliminés dynamiquement par un concepteur de système [17]. Comme autre type de capteur thermique, les diodes thermiques intégrées sur les cartes FPGA peuvent être utilisées. Cependant, il n'est pas possible de trouver, en phase de fabrication, les meilleurs emplacements sur le dispositif où sont insérées les diodes thermiques, car un même type de dispositif peut être utilisé très différemment selon les applications visées. D'autre part, les capteurs à oscillateur en anneau présentent de nombreux avantages par rapport aux diodes thermiques, tels qu'une action programmable, la signalisation numérique et les caractéristiques linéaires, même si les diodes thermiques sont meilleures en termes de sensibilité élevée à la variation de la tension d'alimentation [17, 55].

Dans [17], les auteurs insèrent, mettent en marche et éliminent les capteurs à base d'oscillateurs en anneau (RO) d'une façon dynamique en se basant sur la technologie de reconfigurabilité au temps d'exécution. Dans cet article, les auteurs présentent la conception et l'implémentation d'un réseau de capteurs à base RO sur FPGA . L'oscillateur en anneau utilisé dans le capteur proposé comporte sept inverseurs. Chaque inverseur est implémenté dans une table de conversion (LUT). Les LUTs sont séparés par un bloc logique reconfigurable (CLB) pour éviter l'échauffement et le débordement de compteur de fréquence. L'implémentation a été faite à l'aide de l'interface JBits. JBits permet l'accès à la description au niveau plus bas et supporte la reconfiguration partielle au temps d'exécution. Le capteur a été créé à l'aide d'une librairie, et il est facile à instancier autant de fois que nécessaire. Le JBits commence par lire le fichier binaire déjà existant. Ce fichier est utilisé comme une base pour le comparer aux nouveaux fichiers binaires à télécharger ultérieurement. Le fichier binaire est inspecté pour trouver des espaces libres pour insérer les capteurs. Lors de la création d'un nouveau fichier binaire correspondant à un nouveau design, seules les parties qui ont été changées dans le fichier de base sont mises à jour (configuration partielle). Ceci permet de réduire le temps de reconfiguration et d'éviter d'arrêter le système. Le compteur de base est de longueur de 14 bits. Les quatre bits MSB de compteur de base sont envoyés à trois LUT des quatre entrées chaqu'un pour générer les trois signaux de mise en marche de capteur. Le premier signal RINGENAB sert à activer l'oscillateur pour générer des oscillations. Le deuxième signal CapEn détermine l'intervalle de temps accordé au compteur de fréquence pour mesurer la fréquence d'oscillation. Le troisième signal TiEn pour désactiver le compteur de base quand la mesure est terminée et, par conséquent, tous les blocs constitués le capteur sont arrêtés. Ensuite, la valeur de température est récupérée sans besoin d'utiliser un port d'entrée/sortie de plus pour renvoyer la lecture de température. Pour pouvoir lire la température, le capteur a été calibré et les résultats montrent que la fréquence varie linéairement en fonction de la température. L'emplacement aléatoire des capteurs ne

permet pas de localiser le pic thermique précisément et ainsi sa valeur de température. Outre le problème de trouver les meilleurs emplacements des capteurs avec un nombre minimum de capteurs, un autre problème à résoudre est l'utilisation « pratique » d'un oscillateur en anneau dans les systèmes reconfigurables. Ce problème se pose en raison du fait de l'état programmable de l'oscillateur en anneau. Même si la taille de l'oscillateur en anneau est relativement petite, placer un grand nombre de capteurs pour surveiller le comportement thermique de la totalité de la carte FPGA peut entraîner une surcharge de ressources importante ou peut ne pas être faisable en raison de l'espace limité pour la mise en œuvre des capteurs, en particulier lorsque la logique reconfigurable est étroitement occupée par l'application sous surveillance thermique.

### 2.6.2 Contributions au sein du laboratoire LIMA à l'UQO

Dans le but de diminuer le nombre de capteurs nécessaires lors du monitoring thermique en temps d'exécution, les auteurs [13] ont proposé un algorithme SPTDA (surface peak thermal detector algorithm) basé sur la technique GDS et les oscillateurs à base RO. Le diagramme de flux de cet algorithme est montré dans la figure 2.26.

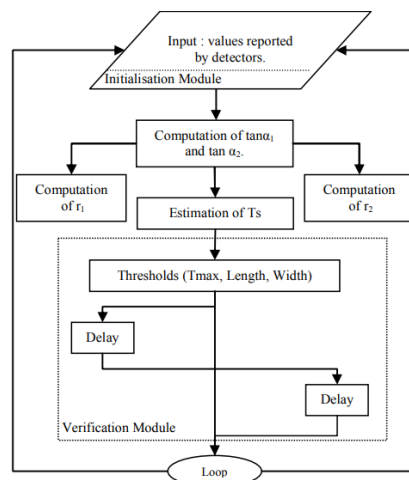


Figure 2. 26 : Diagramme de flux de l'algorithme STPDA [13].



L'implantation matérielle a été faite en visant 2 familles différentes de 2 producteurs différents : Xilinx<sup>TM</sup> et Altera<sup>TM</sup>, afin d'étudier la différence et d'évaluer la performance sur chacune des cartes. Également, deux types de calcul ont été testé : le calcul en virgule flottante et le calcul en virgule fixe. L'algorithme a été validé par rapport à l'étude faite en [14,57] en se basant sur la méthode des éléments finis, comme le montre la figure 2.27. La comparaison entre les résultats obtenus par STPDA et ceux obtenus par FEM est montrée dans le tableau 2.2.

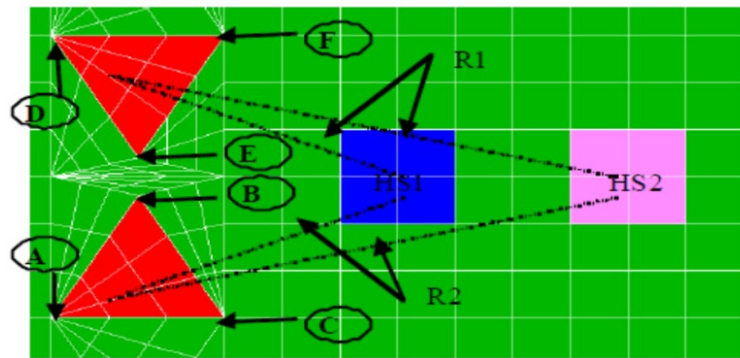


Figure 2. 27: Modèle en FEM de 2 cellules de capteurs [57].

Valeurs des capteurs <sup>0</sup> C						Température de la source estimée <sup>0</sup> C		
V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	V <sub>C</sub>	V <sub>D</sub>	V <sub>E</sub>	V <sub>F</sub>	FEM	SPTDA float	SPTDA sfix
68.655	70.248	71.325	69.365	70.325	72.318	82.115	85.32	84.06
98.655	100.248	101.325	99.365	100.325	102.318	115.213	115.3	114.1
75.324	76.324	77.055	75.603	76.540	78.649	84.632	85.73	84.19

Tableau 2. 2 : Comparaison entre les résultats obtenus par STPDA et FEM [13].

Dans cette étude, les auteurs ne discutent pas si la distance entre cellules et entre capteurs au sein de la même cellule (H, R) peuvent influencer la précision de la mesure de température; également si (H, a) dépendent de la température de source, c'est à dire

que pour une meilleure précision de la mesure de la température, les deux paramètres (H, R) se changent quand la valeur de la température de la source se change. En outre, les auteurs abordent seulement le problème d'une source de chaleur, la situation peut être délicate lors de la détection des sources multiples sur l'IC. Un point aussi important à discuter, c'est la performance des capteurs à fournir des résultats fiables. Autrement dit, la vérification de l'effet de variation de la tension d'alimentation a un impact sur la précision des capteurs, comme discuté dans [35]. Les auteurs dans [16] ont étudié la problématique de contrainte thermomécanique en proposant un algorithme basé sur GDS et RO. Une matrice de capteurs de température RO (Ring Oscillator) est intégrée dans le CI et configurée pour effectuer les mesures en espace spatiotemporel. Le travail proposé s'est exceptionnellement distingué par le fait qu'il a installé une caméra infrarouge spécialement conçue pour visionner l'évolution thermique sur le circuit intégré dans lequel il a implémenté ses capteurs RO. Cependant, seulement le cas d'une seule source de chaleur a été traité dans ce travail et sans aucune considération des paramètres (H, R). Le travail fait dans [21] se distingue par la modélisation en SIMULINK et l'implantation matérielle de l'algorithme STPDA en visant un FPGA de famille ALTERA, comme le montre la figure 2.28. Les auteurs décrivent en détail le niveau système

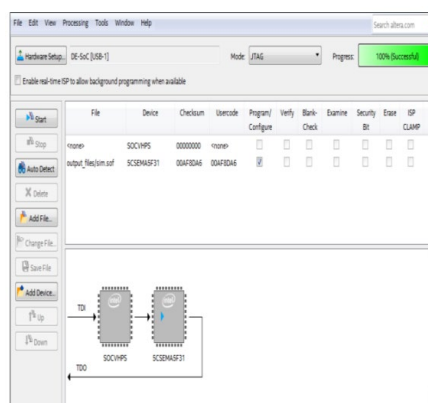


Figure 2. 28 : L'implémentation du modèle sur ALTERA [21].

Jusqu'à l'implémentation matérielle des procédures nécessaires pour le test et la validation du modèle proposé. Les résultats obtenus sont encourageants. Un travail récemment fait au sein du laboratoire LIMA qui est très intéressant, visant la détection des sources multiples de chaleur [42]. Les auteurs ont proposé des solutions algorithmiques inspirées des domaines de l'ingénierie et du génie logiciel, également un algorithme basé sur GDS nommé GDSCAN qui offre des estimations de températures très précises avec une marge d'erreur ne dépassant pas les 1.5 %. Dans le cadre des travaux présentés dans [42], les auteurs ont fixé un nombre de sources de chaleur à quatre sources. Dans un premier lieu, les auteurs ont commencé par la construction d'un modèle thermique de IC en 3D et faire une simulation de ce modèle en régime transitoire par NISA (voir la figure 2.29)

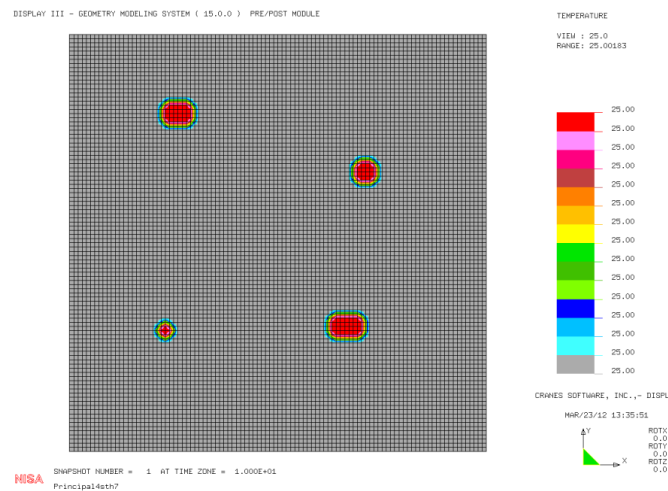


Figure 2. 29: diffusion de chaleur dans le CI avec quatre sources de chaleurs [42].

Les résultats de simulation sont ensuite enregistrés pour l'analyse. Les deux algorithmes les plus intéressants proposés sont L'algorithme MHSODA, basé sur le balayage thermique de la surface du CI. L'algorithme (GDSCAN) de balayage thermique basé sur le GDS. Le premier algorithme consiste à faire un balayage

thermique progressif suivant les deux plans horizontal et vertical du IC, en mettant à la fois trois capteurs en marche pour éviter la surchauffe du CI causée par l'allumage des capteurs. À chaque fois, un point dont la valeur de température est plus élevée que son précédent et son suivant sera sauvegardé. La confirmation de détection des Sources Multiples après comparaison de chaque pic thermique détecté à la suite du balayage selon l'axe des (X) à un autre pic thermique détecté à la suite du balayage des (Y). Si ces deux pics thermiques possèdent les mêmes caractéristiques, on confirme qu'on a détecté le même pic thermique et qu'il est « une seule source de chaleur ». De la même manière, on compare tous les pics thermiques et on confirme la détection de ceux qui sont « sources de chaleur ». Le principe de cet algorithme est montré dans la figure 2.30.

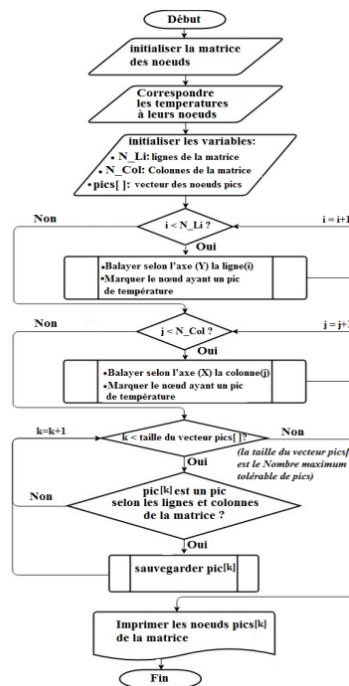


Figure 2. 30: Diagramme de flux Algorithme MHSODA [42].

Les résultats de l'exécution du code MHSODA sont très satisfaisants, mais le problème avec l'algorithme proposé, c'est qu'il demande un nombre très élevé de capteurs, ce qui est impossible à réaliser d'un point de vue pratique. Le deuxième algorithme « GDSCAN » basé sur GDS, est également un algorithme de détection de multi-sources de chaleur. Les auteurs ont supposé que chaque source de température appartient à une région; ce qui revient à résoudre le problème en faisant un balayage thermique de chaque région par GDS, pour estimer la valeur de température de la source et sa position. Les deux cellules de capteurs sont placées à proximité de la source. Quand le balayage de la première source se termine et les résultats sont obtenus, « GDSCAN » passe à la prochaine région, et agit de même pour la détection de la deuxième. Le balayage thermique par l'algorithme « GDSCAN » continue jusqu'à détecter la quatrième source. La figure 31 montre un prototype de validation de l'algorithme « GDSCAN ». Dans ces travaux, les auteurs ont aussi validé numériquement dans MATLAB l'algorithme proposé. En effet, les auteurs ont placé les cellules de capteurs à proximité des sources de chaleur en se basant sur les résultats obtenus par l'algorithme « MHSODA », qui exige un nombre exhaustif de capteurs. Lors du placement des cellules de capteur, un problème qui s'élève est la disponibilité des ressources logiques programmables; les auteurs, n'ont pas traité ce point aussi important. Autrement dit, comment réagirait l'algorithme si les ressources ne sont pas disponibles?

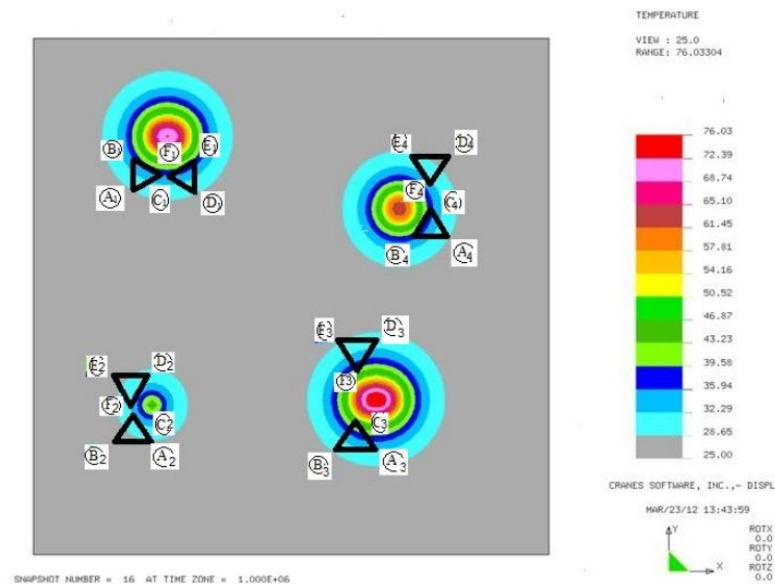


Figure 2. 31: Prototype de validation de l'algorithme « GDSCAN ».

## 2.7 Conclusion

La gestion thermique est un problème de conception intéressant et stimulant pour les microsystèmes de nouvelle génération. Les gradients thermiques augmentent avec chaque nouvelle génération de technologie, obligeant les concepteurs à penser sérieusement à trouver des solutions aux problèmes de dissipations thermiques en transitoire. Chacune des phases de conception abordées (modélisation et monitoring thermique en temps réel dans ce chapitre) est interdépendante et soutient les systèmes dynamiques de gestion thermique. Les inconvénients des modèles thermiques dans les IC-3D nous ont inspirés à proposer un modèle thermique combinant les circuits thermiques et l'analyse par éléments finis. Ce modèle prend en considération l'effet de couplage entre les couches et également entre les composants. La deuxième étape

consiste à continuer le travail de mes collègues au sein du laboratoire LIMA qui ont déjà abordé le problème de détection des pics thermiques dans les circuits intégrés IC. Il s'agit d'améliorer les techniques proposées et d'introduire un nouveau perspectif dans le champ de détection des pics thermiques dans les nouvelles générations de microsystemes et les générations futures. Dans les perspectives d'améliorer les algorithmes de détection des pics thermiques, dans une première étape, on propose un algorithme de poursuivre des sources de chaleur avec un nombre de capteurs le moins possible; dans une deuxième étape, on propose d'étudier le rapport entre les paramètres de la technique GDS et la valeur de température de sources de chaleur, d'un côté, d'un autre coté, on propose de trouver une solution à l'indisponibilité des ressources programmables. En appliquant les solutions révolutionnaires proposées dans cette thèse, les microsystemes de cette génération et de prochaine génération peuvent en bénéficier davantage.

### **3 MODÈLE THERMIQUE EN RÉGIME TRANSITOIRE DE SiP**

Dans ce chapitre, on présentera un modèle thermique en régime transitoire de SiP qui prend en considération l'échange thermique entre les couches et les conditions aux limites.

#### **3.1 Introduction**

Les problèmes thermiques viennent dans les circuits intégrés modernes comme 3D-SiP en raison de la génération de chaleur des composants non idéaux et par couplage thermique des puces. Tout les 3D-SiP nécessitent des solutions de gestion thermique pour garantir que la température des transistors ne dépasse pas la température de jonction maximale autorisée, qui se situe entre 85 et 100 ° C pour les circuits CMOS. Alors ces circuits intégrés nécessitent des solutions de gestion thermique innovantes tout au long de toutes leurs phases de conception ; de leur conception à l'application finale. La revue de la littérature a révélé que l'effet de l'interaction thermique et l'étude thermique de régime transitoire n'ont pas été étudiés en profondeur pour ce type de circuits intégrés. L'étape initiale pour résoudre les problèmes thermiques est de développer un modèle thermique précis qui peut considérer les différents chemins de transfert de chaleur et le couplage entre les puces et les couches ; et faire des analyses thermiques dans le régime transitoire. Dans ce chapitre, on présente un modèle basé sur les circuits thermiques pour simuler le comportement thermique de 3D-SiP. Les paramètres thermiques du modèle ont été calculés à partir d'un modèle thermique de transfert de chaleur en 3D basé sur les éléments finis. Le modèle en 3D a été construit avec l'outil COMSOL. Ensuite, le modèle thermique est implémenté dans MATLAB/SIMULINK pour une visualisation thermique en temps réel.



### 3.2 Problèmes thermiques du modèle étudié

Pour que la technologie de mise en boîtier réponde à la demande d'une forte intégration et d'une faible consommation d'énergie, un nouvel ensemble de solutions est clairement nécessaire. Ces dernières années, une nouvelle technique de mise en boîtier pour l'empilement de puces appelée circuit intégré tridimensionnel (IC 3D) a été introduite pour répondre aux exigences de réduction de puissance et d'intégration élevée. Dans les circuits intégrés 3D, les puces sont empilées verticalement en utilisant des via traversant le silicium (Through Silicon Via, TSV). TSV fournit un emballage 3D intégré utilisant l'empilement vertical de puces. Il peut être appelé une connexion électrique verticale via (accès d'interconnexion verticale) qui passe complètement à travers une plaquette (Wafer) ou une puce de silicium. Un CI 3D basé sur TSV offre divers avantages en intégrant un système hétérogène dans une seule plate-forme, comme le montre la figure 3.1 [60].

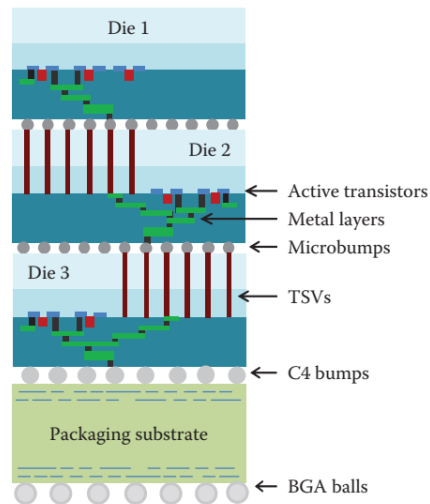


Figure 3. 1 :Placement des TSV dans un CI 3D [60].

Les TSV sont des interconnexions à haute densité par rapport aux interconnexions filaires traditionnelles. Ils permettent plus de lignes d'interconnexion entre les puces empilées verticalement et présentent donc une vitesse et une bande passante plus élevées. L'intégration 3D avec les TSV est une technologie émergente qui forme des circuits intégrés multifonctions de hautes performances en offrant des avantages significatifs avec des performances améliorées, une consommation d'énergie et des capacités d'intégration de technologies hétérogènes. Un circuit intégré 3D typique offre la plate-forme la plus prometteuse pour l'intégration de matériaux hétérogènes et des puces sur une seule puce tout en faisant un pas en avant pour la mise en œuvre des technologies au-delà de Moore (More-than-Moore). Cependant, en raison de l'empilement des puces les uns sur les autres, les problèmes de contraintes thermiques et mécaniques sont très critiques dans les empilements 3D. Par conséquent, les chercheurs sont obligés de trouver une technique d'intégration alternative qui offre une empreinte plus faible et une bande passante plus élevée et offre de meilleures options de refroidissement. En conservant les avantages des CI 2.5D et 3D, et en surmontant les problèmes critiques de gestion thermique dans les empilements 3D, une combinaison hybride de 2.5D (interposeur silicium) et d'intégration 3D est absolument nécessaire. Dans le circuit intégré 3D hybride, différentes puces sont empilées les unes sur les autres et connectées via des TSV, et l'interposer achemine le groupe de puces. Tous ces composants sont montés sur le substrat, ceci est montré dans la figure 3.2. La figure 2.3 montre un circuit intégré 3D hybride dans lequel les multiples puces sont empilées au-dessus d'un interposer en silicium. Les TSV représentés dans le substrat (figure 2.3) sont utilisés pour connecter les puces empilées verticalement, tandis que les TSV dans l'interposer de silicium sont utilisés pour connecter des pins d'E/S externes aux puces [61]. Cependant, la structure 3D hybride est plus complexe que les structures 3D basées sur TSV ou 2.5D. L'ajout de l'interposer à l'IC 3D entraîne une utilisation accrue du volume. Tout comme beaucoup d'autres technologies nouvelles, l'intégration 3D hybride reste confrontée à de nombreux problèmes. Des techniques

sophistiquées et de pointe sont nécessaires pour fabriquer correctement sa structure. Dans ce chapitre, on s'intéresse uniquement aux problématiques thermiques.

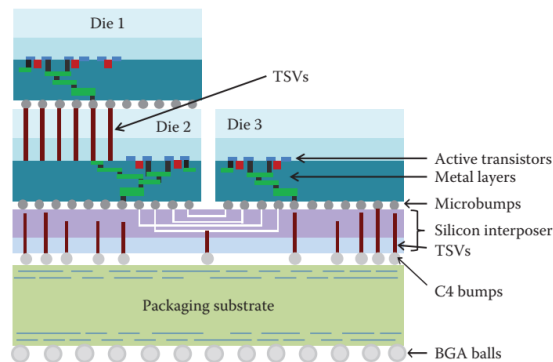


Figure 3. 2 : La structure de l'empilement 3D hybride [61]

La gestion thermique est un problème dans les circuits intégrés 3D, cela est dû au fait que la génération de chaleur dans les circuits intégrés 3D hétérogènes est assez complexe, car ils offrent un empilement vertical et horizontale. En raison de la densité d'intégration plus élevée des circuits intégrés dans ces systèmes, il devient difficile d'incorporer efficacement des systèmes de gestion thermique. De plus, des contraintes mécaniques sont générées lors du chauffage et du refroidissement régulier en raison des composants IC ayant différents coefficients de dilatation thermique. Ces contraintes entraînent des problèmes de fiabilité, en particulier dans les circuits intégrés 3D hétérogènes, dans lesquels davantage de puces de matériaux différents sont empilées. En conséquence, les circuits 3D hétérogènes doivent surmonter des défis alarmants en matière de contraintes thermiques et mécaniques au niveau système. De ce fait, la prédiction de la température de jonction et d'autre point critique dans le système est primordiale. Par conséquent, dans ce chapitre de thèse, on a choisi d'étudier les problématiques thermiques dans les empilements de puce en trois dimensions 3D. La raison derrière ce choix vient du fait que les modèles thermiques proposés dans la littérature manquent de précision, traitent seulement l'état permanent,

sont dépendants des conditions aux limites imposées initialement pour faciliter le développement du modèle, ne peuvent prévoir que la température de jonction et ignorent l'interaction thermique entre les puces. L'empilement 3D en général peut être réalisé dans une variété d'approches. Toutes ces approches peuvent être globalement catégorisées en trois méthodologies différentes : le collage puce à puce (Die-to-Die), puce à plaque (Die-to-Wafer) et plaque à plaque (Wafer-to-Wafer). La figure 3.3 montre le layout d'empilement 3D, dans lequel chaque bloc fonctionnel est partitionné en plusieurs couches. Cette figure montre la structure dans le cas d'empilement d'une surface de la puce active connectée à l'arrière de l'autre, regardée à droite de la figure (Face-to-back). Tandis qu'à gauche de la figure, on peut voir un empilement des surfaces actives des puces l'une face à l'autre. Dans les deux approches, chaque plan est divisé en trois couches : substrat, silicium et couches métalliques. Dans ce type d'architecture, une forte interférence thermique existe entre les couches et les puces.

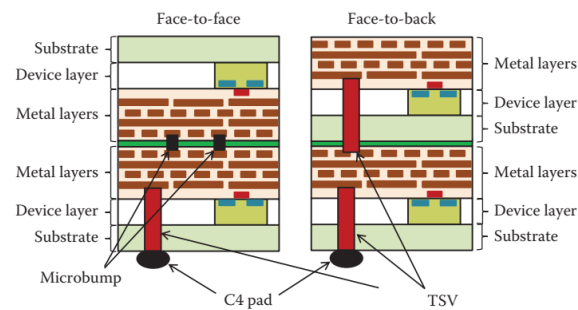


Figure 3. 3: Exemple de layout d'empilement 3D [61].

### 3.3 Interaction thermique entre puces

Dans un empilement 3D hétérogène et notre discussion dans la section précédente, les puces sont étroitement reliées et mises en boîtier. En raison de leur proximité, de forts couplages thermiques existent entre les puces. Cet effet de couplage peut augmenter encore la température de jonction des puces, de plus la température vient d'effet d'auto-chauffe, donc un modèle thermique précis doit prendre en considération l'effet de couplage entre les puces et les couches sur lesquelles les puces sont montées. La figure 3.4 montre le principe de couplage thermique entre les puces. L'impédance d'auto-chauffe représente le rapport entre l'augmentation de chaleur d'une telle puce et la puissance dissipée par la même. L'impédance de couplage représente le chemin thermique entre deux points dans le système; elle est le rapport entre l'augmentation de température dans une puce causée par la puissance dissipée dans la puce adjacente.

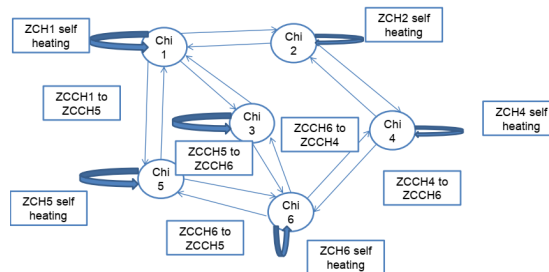


Figure 3. 4 : Principe de modèle d'impédance thermique ( auto+couplage ).

Pour démontrer l'interaction des composants, l'empilement 3D hybride montré dans la figure 3.2 [61] contenant trois puces a été choisi. Le but de cette expérience est de comprendre l'impact de l'influence thermique des puces adjacentes sur la distribution de température. Pour ce faire, une puce (die 2) est initialement alimentée par 15W et les autres puces restent inactives. Une approche similaire est appliquée aux autres puces. Enfin, toutes les puces sont alimentées simultanément pour observer le couplage thermique mutuel. La figure 3.5 montre la répartition de la température dans un le système sous étude dans lequel une seule puce active est allumée et dissipe 15 W de

chaleur. La température en bas est fixée à la température ambiante de 25 °C. La température de jonction de die 2 s'élève à 54 (voir figure 3.5). La température de jonction change si l'emplacement de la puce active change. En effet, la température maximale de jonction de die 1 et die 3 est respectivement de 35°C et 48°C lorsque seulement la puce 2 est allumée. Lorsque toutes les puces sont allumées, la température maximale de die 2 est augmentée jusqu'à 77 °C (voir figure 3.6).

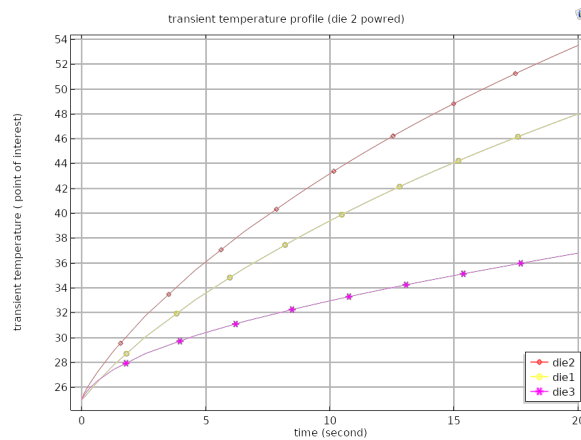


Figure 3. 5: Seule puce alimentée par une puissance de dissipation de 45 W.

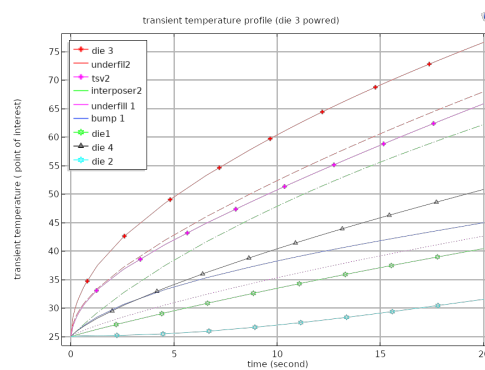


Figure 3. 6 : Toutes les puces sont alimentées simultanément.

Ces résultats montrent que, pour une même puissance de dissipation, la température de jonction dépend de son emplacement et les puces interagissent thermiquement les unes avec les autres.

### **3.4 Méthodologie proposée d'extraction et validation de modèle thermique**

La méthodologie utilisée dans le cadre de ce travail est montrée dans la figure 3.7. Elle a pour objectif d'extraire un modèle thermique de l'empilement 3D hétérogène. La méthodologie peut être divisée en trois parties. La première partie sert à extraire les impédances thermiques à partir de COMSOL. La deuxième partie de la plateforme MATLAB sert à faire des calculs mathématiques afin d'interpeller les courbes des impédances thermiques et de calculer les paramètres thermiques. La troisième partie sert à faire des mesures de température en temps réel dans SIMULINK. Au début, le nombre de puces et les propriétés thermiques des couches constituant l'empilement sont déterminés, ensuite la topologie est dessinée dans l'outil de simulation multi-physique COMSOL et les propriétés thermiques de tous les matériaux constituant l'empilement sont définies dans le simulateur de méthode d'éléments finis (FEM software) via COMSOL. Le simulateur a pour but de modéliser le comportement thermique de l'empilement. À partir des résultats de simulation, on peut calculer les impédances thermiques et ensuite calculer les paramètres thermiques du modèle. Avant de calculer les paramètres thermiques, l'extraction des impédances thermiques a été validée pour différentes valeurs des puissances dissipées. Après avoir calculé les paramètres thermiques, une implémentation du modèle est faite dans SIMULINK pour mesurer la température dans les points qui nous intéressent en temps réel et faire des analyses thermiques. Ensuite, le modèle est validé en comparant les températures obtenues par notre modèle et celles obtenues par le package FEM via COMSOL. Deux types d'impédances thermiques sont utilisés dans le développement du modèle : les

impédances d'auto-chauffe et les impédances de couplage. Ceci est important pour l'exactitude du modèle et l'évitement du dépassement de température.

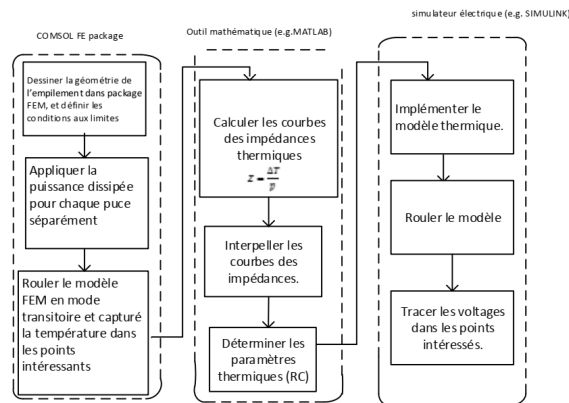


Figure 3. 7: Méthodologie proposée d'extraction et de validation du modèle thermique.

### 3.5 Modélisation de couplage thermique

Un modèle thermique est généralement représenté par un circuit équivalent. Le circuit équivalent est constitué d'une source de chaleur et de plusieurs impédances thermiques en régime transitoire. Il peut être utilisé pour modéliser le comportement thermique transitoire d'un empilement 3D. L'impédance thermique transitoire  $Z_{thp-q}$  peut être quantifiée avec différentes résistances et capacités thermiques et est déterminée par :

$$Z_{thp-q}(t) = \frac{T_p - T_q}{P_{DIS}} \quad 3.0.1$$

L'empilement 3D dans ce travail est constitué de plusieurs plans. Chaque plan comporte le silicium de la puce, la couche d'interconnexion BEOL et la couche de



Bump, comme le montre la figure 3.8. Chaque plan peut comporter plusieurs puces. Chaque couche est représentée par une impédance thermique.

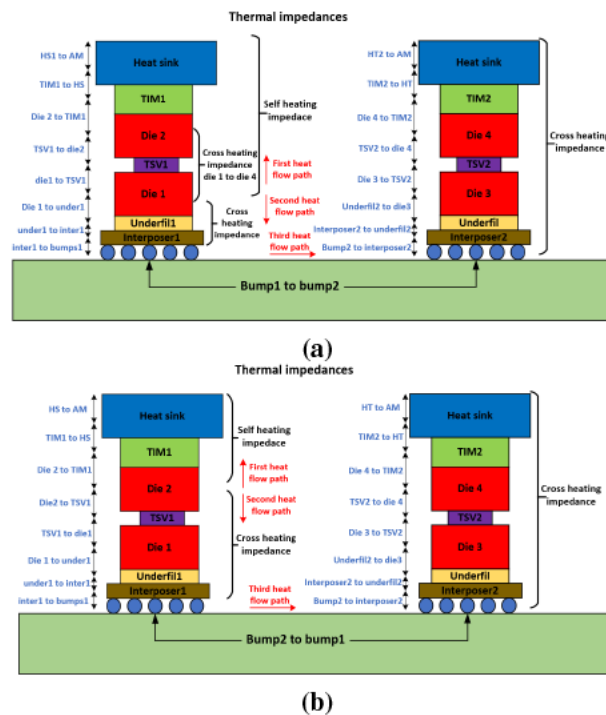


Figure 3. 8 : Structure géométrique d'un segment 3D et configuration des impédances.

Dans ces travaux, on a choisi de cascader des circuits thermiques de type Foster entre les points d'intérêt pour considérer l'effet de couplage entre les couches. Ceci est montré dans la figure 3.9. Dans cette figure, les trois points intéressants sont la jonction, le Bump et le BEOL. Ces points sont les plus intéressants dans l'analyse thermique des empilements 3D. Dans chaque point sélectionné, le modèle thermique développé est capable de prévenir la température dans ces points.

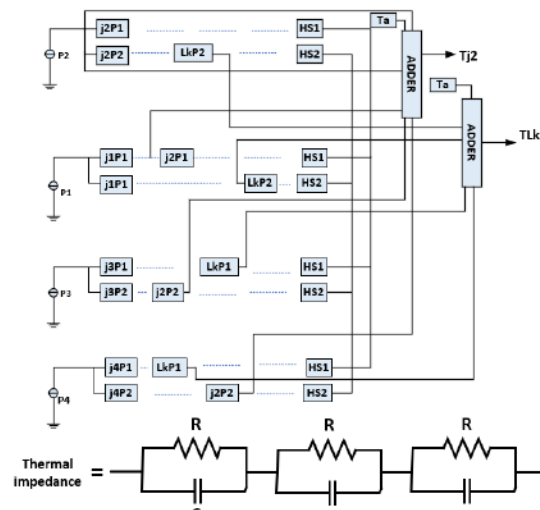


Figure 3. 9 : Modèle thermique propoés.

À la différence des modèles existants dans la littérature, le modèle développé dans le cadre de ce travail de recherche prend en considération l'effet de couplage horizontal, l'effet de couplage vertical entre les puces pour calculer la température de jonction. À titre d'exemple, la figure 3.10 montre le réseau thermique pour calculer la température de jonction d'une puce quelconque dans l'empilement 3D. La température de cette puce est la somme des températures due à l'auto-chauffe dont son impédance thermique est montrée dans la figure 3.9, de la température due au couplage thermique horizontal, de la température due au couplage thermique vertical et de la température ambiante. Le réseau thermique développé peut contenir les couches à partir du silicium à la BEOL et à partir de la BEOL à la Bump, et à partir de la Bump à l'interposer (regarder les figures 3.2 et 3.8). Pour calculer la température due à l'effet de couplage vertical ou horizontal, l'impédance considérée est de type Foster constituée de trois cellules RC, comme montré dans la figure 2.9, et son modèle dans SIMULINK est montré ultérieurement dans la figure 3.16. Une remarque à mentionner ici, c'est que les impédances thermiques de couplage horizontale et verticale et les impédances entre les

points d'intérêt comme entre la jonction et le BEOL sont du même type d'ordre trois, cellules de type Foster.

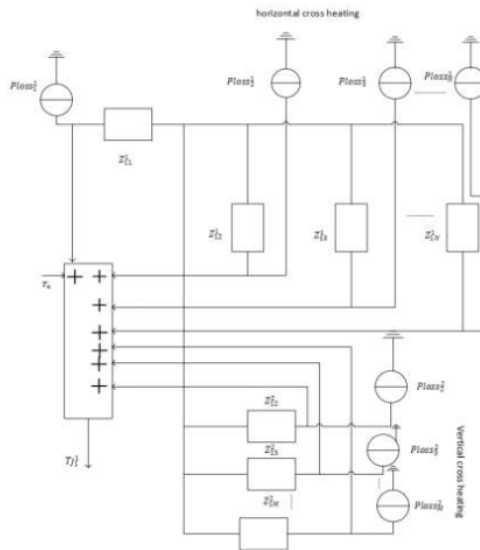


Figure 3. 10 : Exemple de modèle de réseau thermique pour calculer  $T_j$  d'une puce

Pour extraire les paramètres thermiques entre la jonction et le système de refroidissement ou entre deux points intéressants dans l'empilement, l'impédance thermique est exigée. Cette dernière peut être obtenue à partir d'outils de simulation thermique FEM via COMSOL. Cette procédure d'extraction des paramètres thermiques a été démontrée dans plusieurs travaux de recherche comme une technique robuste et efficace [62],[63]. À cet effet, des simulations par l'outil FEA ont été effectuées autant de fois que le nombre de puces considéré dans l'empilement 3D pour obtenir les réponses thermiques dues à l'auto-échauffement et à l'échauffement croisé. Dans chaque simulation, une seule puce est active. À partir des résultats de simulation, des courbes de réponse d'impédance thermique d'auto-échauffement et d'échauffement croisé au niveau de points d'intérêt sont obtenues. Les paramètres

thermiques R et C sont obtenus en interpolant la courbe d'impédance correspondante en utilisant l'équation 2.12.

### 3.6 Modèle thermique en 3D via COMSOL

Afin d'étudier le modèle thermique proposé et de détecter la propagation de la chaleur par couplage à travers l'empilement, un modèle d'éléments finis 3D d'une interface intégrée de capteur [64] a été implémenté à l'aide du logiciel COMSOL Multi-physics. L'interface comporte dix puces. Parmi ces puces, celles ayant une grande dissipation de chaleur, notamment le convertisseur DC-DC, le convertisseur analogique-numérique et l'amplificateur de type D. La figure 3.11 montre un bloc-diagramme général de l'interface étudiée.

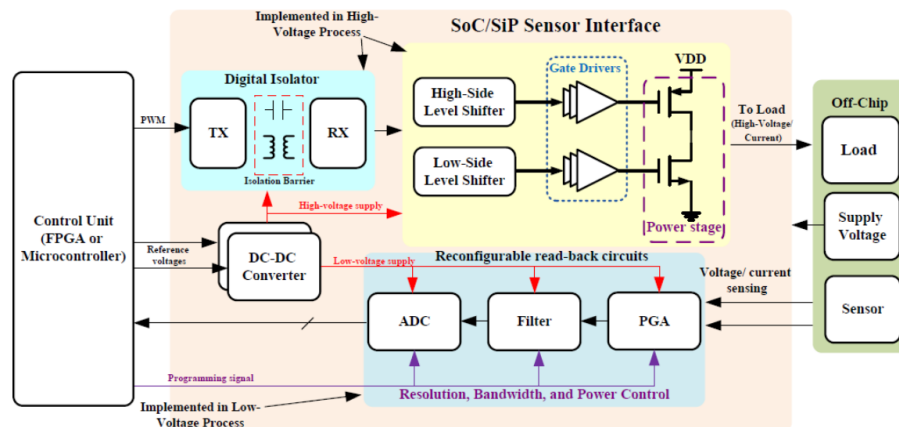


Figure 3. 11: Bloc-diagramme de l'interface de capteur étudié [64].

Le modèle est construit sur la base des dimensions réelles des couches physiques internes et des propriétés du matériau fournies par [64]. L'équation de diffusion de chaleur est définie pour l'ensemble du modèle afin de résoudre la distribution de la chaleur et de la température lorsqu'une puissance thermique d'entrée est appliquée. La

puissance dissipée pour chaque puce a été fournie par [64]. La figure 3.12 illustre la distribution de température obtenue par COMSOL.

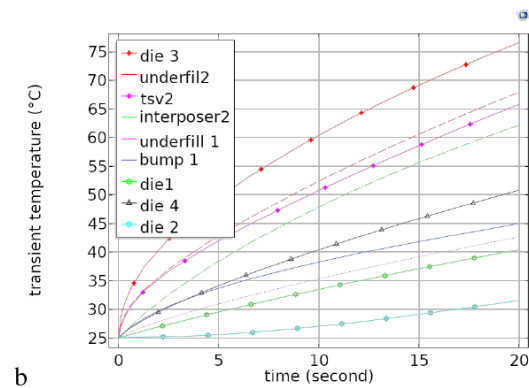


Figure 3. 12: Distribution de la chaleur.

La figure 3.13 montre la distribution de chaleur lorsqu'on a changé l'emplacement des puces. On remarque que la distribution diffère de celle montrée dans la figure 3.12, pourtant on garde la même dimension de matériaux et on applique la même puissance dissipée. Ceci explique l'effet de couplage thermique et ce dernier dépend fortement de la distance entre les puces.

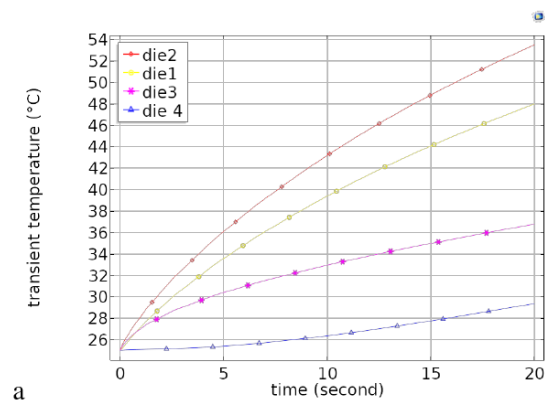


Figure 3. 13: L'influence de la distance sur la distribution de chaleur.

Pour obtenir les impédances thermiques, on applique la puissance dissipée séparément pour chaque puce pendant une période de temps et on mesure la réponse thermique des autres puces. La figure 3.14 montre l'impédance thermique due à l'auto-échauffement de la puce de convertisseur DC-DC et les impédances thermiques dues aux effets de couplages. Ces impédances sont le résultat de l'influence de la puissance dissipée par le convertisseur DC-DC sur les autres puces. Pour obtenir l'impédance thermique entre deux points, leurs courbes sont soustraites et divisées par la puissance dissipée appliquée.

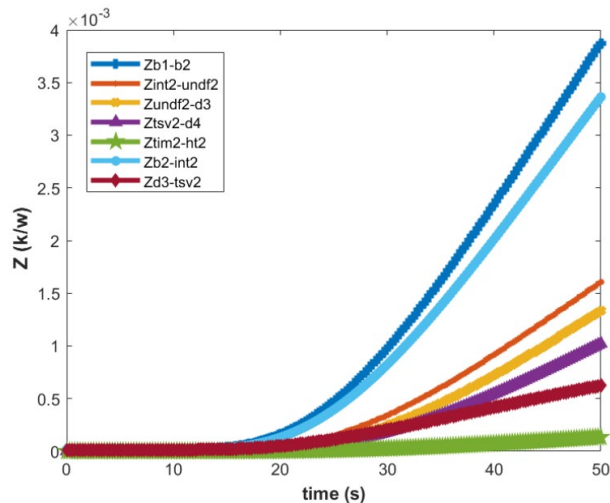


Figure 3. 14: Impédances thermiques dues à la puissance dissipée par le convertisseur DC-DC.

En suivant la même logique, on peut obtenir les réponses thermiques des autres puces selon l'auto-échauffement et l'interaction thermique de chaque puce sur les restes.

Après avoir obtenu les courbes des impédances thermiques, dans notre exemple étudié ici, le nombre d'impédance est de cent courbes pour calculer la température de jonction des puces incluses dans l'interface de capteur. Mais pour que le modèle puisse prévoir la température d'autres couches dans le système, il faut absolument mesurer l'impédance thermique de la couche concernée ; c'est à dire on aura besoin de plus

d'impédance thermique. L'impédance thermique d'effet de couplage se constitue de trois paires RC, trois résistances et trois capacités. Cependant, l'impédance d'auto-échauffement peut contenir plus que les trois paires, comme le cas d'impédance de couplage. Elle contient trois paires RC pour chaque couche censée être incluse dans le modèle thermique pour prévoir sa température.

Pour obtenir les valeurs des paramètres thermiques RC, on a besoin d'interpeller chaque courbe d'impédance. Les propriétés thermiques et les dimensions de chaque couche de modèle doivent être entrées précisément dans COMSOL. Le tableau ci-dessous montre les paramètres thermiques et les dimensions.

Layer	Dimension(mm)	Material	Thermal cond (W/mK)
TIM	5x5x0.37	epoxy	1.6
Die	5x5x0.75	Si	130
Microbump	5x5x0.125	SnAg, epoxy	0.9
Interposer	10x10x0.25	Cu, Si	170
package	20x20x2.25	FR4	0.3
TSV	2X2X0.125	Tungsten	174

Tableau 3. 1: Paramètres thermiques et dimension des matériaux.

### 3.7 Implémentation du modèle sur SIMULINK

Dans cette section, on présente les étapes nécessaires pour implémenter le modèle proposé sur SIMULINK dans le domaine numérique. L'implémentation dans le domaine numérique porte les avantages suivants :

- Calcul matriciel précis pour les impédances thermiques
- Augmentation de la vitesse de calcul

- La réduction d'ordre de modélisation

La transformée de Laplace de l'équation 2.12 dans le cas de  $n=3$  est donnée par l'équation 3.2. Ici  $n$ , désigne le nombre de paires RC.

$$Z(s) = \frac{1}{sC + \frac{1}{R}} 0.2$$

Lors de l'application d'une source de chaleur, le changement  $\Delta T$  peut être exprimé par l'équation 3.3.

$$\Delta T = \left( \frac{\frac{1}{C_1}}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} + \frac{\frac{1}{C_2}}{s + \frac{1}{R_2 C_2}} + \frac{\frac{1}{C_3}}{s + \frac{1}{R_3 C_3}} \right) * P_i 0.3$$

En manipulant l'équation 3.3, on obtient l'équation 3.4.

$$\Delta T = \left( \frac{P_i}{sC_1} - \frac{\Delta T}{sR_1 C_1} \right) + \left( \frac{P_i}{sC_2} - \frac{\Delta T}{sR_2 C_2} \right) + \left( \frac{P_i}{sC_3} - \frac{\Delta T}{sR_3 C_3} \right) 03.0.4$$

Sachant que :

$$H(s) = \frac{b}{s+a} \rightarrow H(z) = \frac{b}{\frac{z-1}{T_s} + a} 03.0.5$$

On aura l'équation 3.6 comme suit :

$$\Delta T = \left( \frac{P_i}{C_1} \frac{1}{z-1} - \frac{\Delta T}{R_1 C_1} \frac{1}{z-1} \right) + \left( \frac{P_i}{C_2} \frac{1}{z-1} - \frac{\Delta T}{R_2 C_2} \frac{1}{z-1} \right) + \left( \frac{P_i}{C_3} \frac{1}{z-1} - \frac{\Delta T}{R_3 C_3} \frac{1}{z-1} \right) 0.6$$

L'implémentation sur SIMULINK d'un seule terme  $R_k C_k$  donné par l'équation 3.6 est montrée dans la figure 3.15.



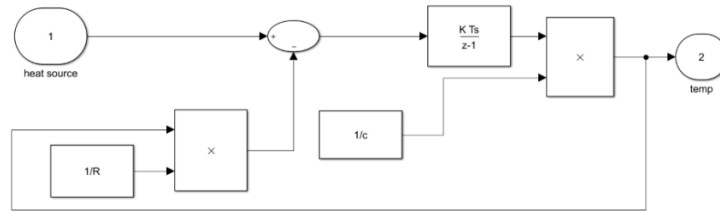


Figure 3. 15 : Modèle d'une seule pair RC sur SIMULINK.

Pour calculer la température à la sortie d'un circuit constitué de trois paires RC comme montré dans l'équation 3.6, on utilise le modèle de SIMULINK montré dans la figure 3.16.

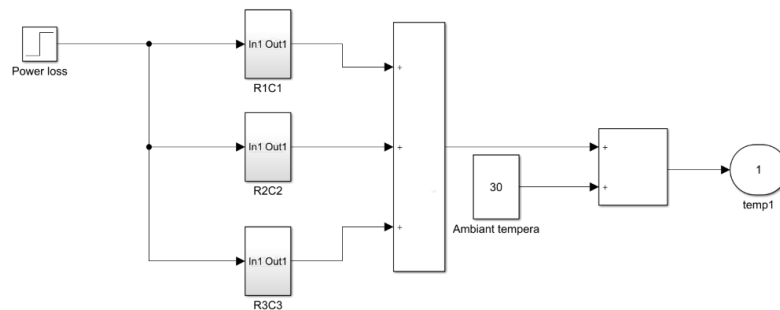


Figure 3. 16 : Modèle SIMULINK de trois paires RC.

Chaque sous-système (R1C1, R2C2, R3C3) dans le modèle de la figure 3.16 est constitué de sous-systèmes montrés dans la figure 3.15.

Le modèle montré dans la figure 3.17 est la cascade de trois sous-systèmes, chaque sous système est le modèle d'ordre trois montré dans la figure 3.16. Dans ce modèle, le couplage entre les couches de chaque plan dans l'empilement est considéré, c'est-à-dire qu'on considère le couplage entre la puce ou la jonction et le BEOL, et le couplage entre le BEOL et le Bump, comme est montré dans la figure 3.9.

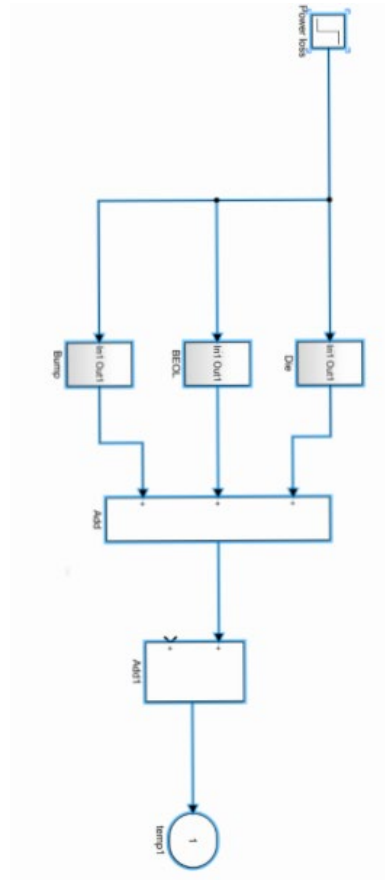


Figure 3. 17 : Impédance d'auto-échauffement thermique.

Le modèle montré dans la figure 3.18 calcule la température de jonction de la puce convertisseur DC-DC en prenant en considération l'effet de couplage thermique qui vient de la puce convertisseur analogique-numérique et l'amplificateur de type D.

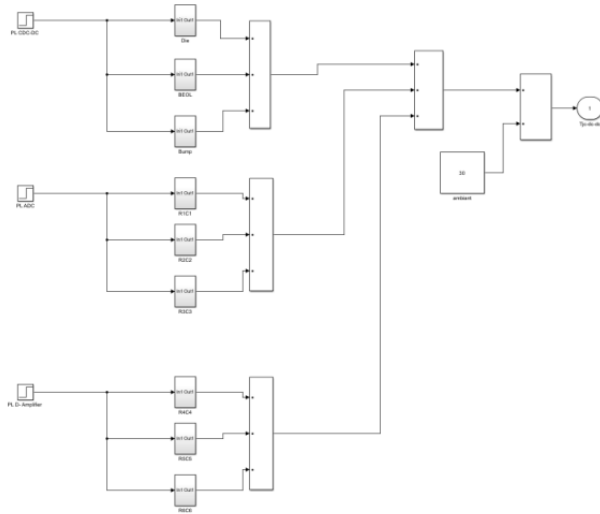


Figure 3. 18 : Calcul de la température de jonction de convertisseur DC-DC.

### 3.8 Validation de modèle

La validation du modèle par impédance a été faite par le logiciel FEM via COMSOL. Pour atteindre cet objectif, on a réalisé deux expériences. Dans chaque expérience, on utilise une puissance de dissipation différente. Afin de valider le modèle proposé par impédance, nous avons appliqué différentes pertes de puissance à l'ensemble du système et la température de la jonction et les couches en dessous sont mesurées selon la méthode expliquée dans la section précédente. Les courbes d'impédance à la jonction de la die 2 et de la die 3 sont affichées sur la Figure 3.19 et la Figure 3.20 respectivement. Comme on peut le voir, un pourcentage limité d'une non-concordance d'environ 4 % est détecté à l'état stable, confirmant la validité du modèle proposé

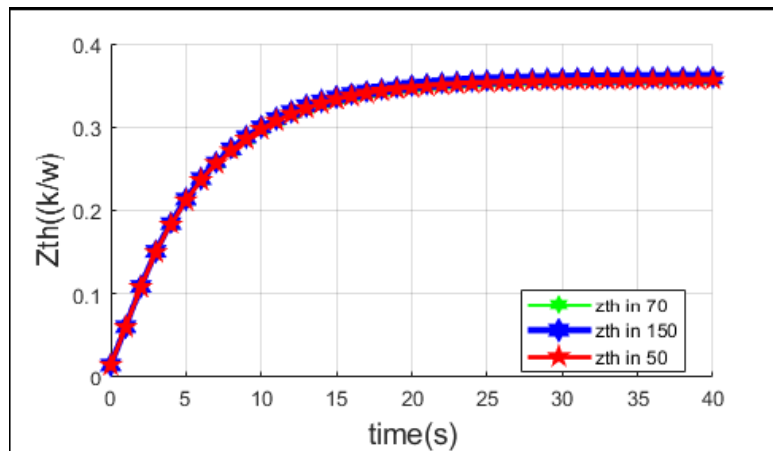


Figure 3. 19: Validation du modèle par impédance pour le die 2.

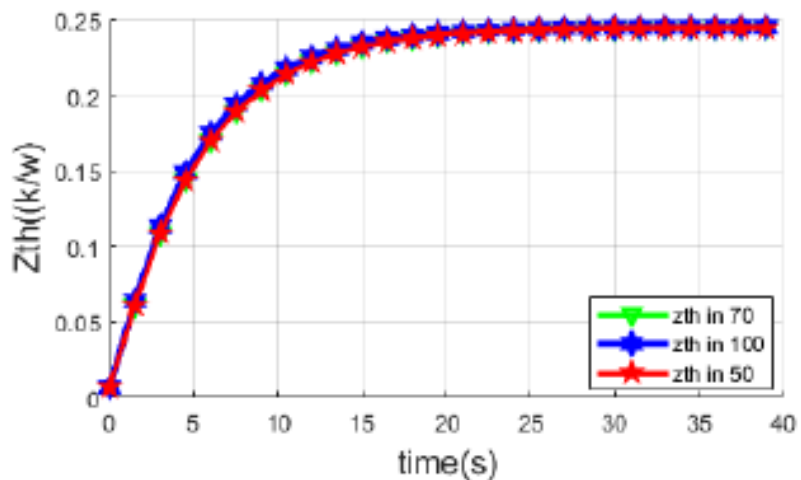


Figure 3. 20 : Validation du modèle par impédance pour le die 2.

Le réseau thermique proposé, illustré à la Figure 5, a été mis en œuvre dans Simulink pour la prédiction en temps réel. Afin de vérifier le modèle proposé et son implémentation dans Simulink, un test cas sous une puissance de perte variable a été appliqué pour Simulink, et puis les résultats sont comparés aux températures provenant

de FEM. Les puces sont soumises à des pertes de puissance. Dans cette simulation, nous choisissons la durée pour une entrée de puissance de 12 s et 2 s respectivement. Le total de la puissance appliquée était de 140 W. Les estimations de température par le réseau thermique proposé et FEM pour les puces 2 et 3 et les couches sont illustrées aux Figures 3.21,3.22 et 3,23 respectivement. Dans les figures 3.21 et Fig. 3.22, nous pouvons voir les courbes de chaleur pour la température de jonction estimées pour les puces 2 et 3 respectivement, obtenues par les deux EF et le circuit proposé. Il est à noter que les résultats du modèle proposé sont en bonne cohérence avec FEM, et la max différence de température dans tous les cas entre les deux modèles est de 2,5 °C. Le bon accord a été constaté dans le cas du die 1 avec la variation de près de 1,4 °C. La figure 10 montre la distribution de température des couches obtenues par le modèle proposé. Ces prédictions transitoires sont importantes pour l'étude du stress thermomécanique.

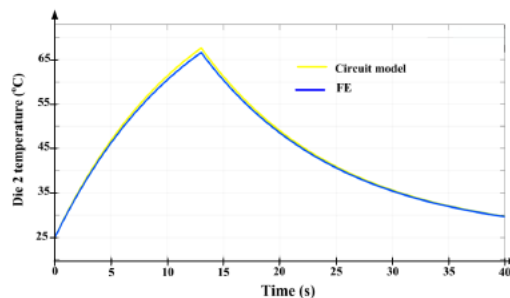


Figure 3. 21: La distribution transitoire de la température de die 2.

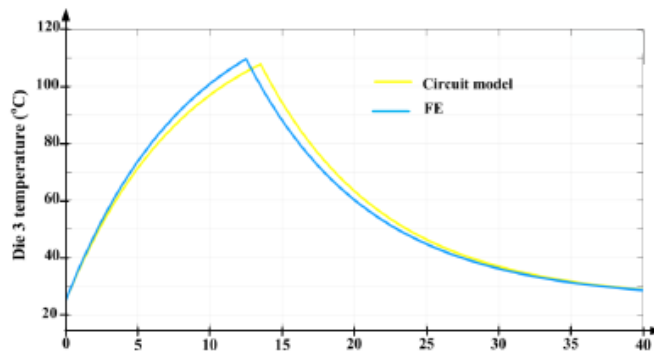


Figure 3. 22 : La distribution transitoire de la température de die 3.

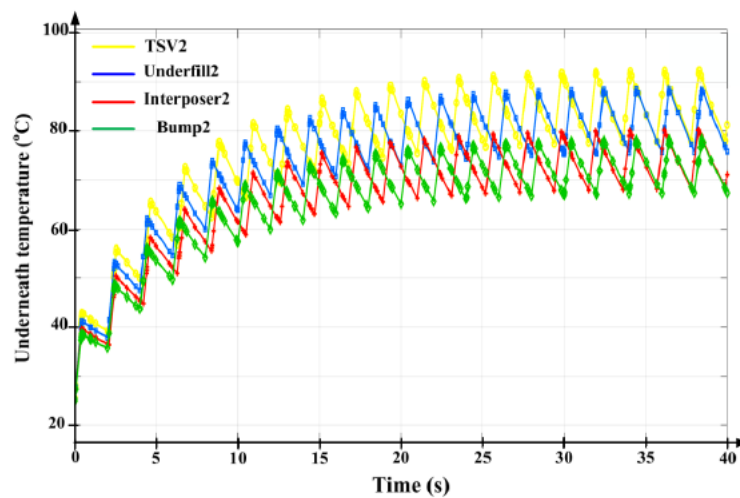


Figure 3. 23 : La distribution transitoire de la température des couches.

### 3.9 Caractérisation des paramètres thermiques en fonction des conditions aux limites

Dans la pratique, les SiP rencontrent différentes conditions environnementales dans lesquelles la température ambiante change considérablement, des systèmes de refroidissement non-linéaire et des puissances d'opérations variantes. Toutes ces

conditions externes sont considérées comme des conditions aux limites et ont un impact sur la précision des modèles thermiques, car le changement de ces conditions cause un changement dans l'impédance thermique et une détérioration de la précision de prédiction. Jusqu'ici, le modèle proposé et montré dans la figure 3.9 fournit un outil de prédiction fiable en termes d'interaction thermique entre les couches, mais il ne prend pas en considération l'impact des conditions aux limites. À travers des simulations thermiques transitoires, on montre l'importance d'inclure les conditions aux limites dans le modèle thermique. Des simulations thermiques ont été effectuées pour chaque condition aux limites, puis les impédances correspondant à chaque cas ont été extraites. Pour comprendre l'impact du refroidissement non linéaire du boîtier sur les impédances thermiques, les réponses indicielles sont analysées sous la variation du coefficient de transfert de chaleur  $h_{tc}$  dans l'intervalle  $1100 < h_{tc} < 22000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \text{ K}^{-1}$ . L'impédance transitoire entre l'interface du matériau thermique TIM et le dissipateur thermique, sous ces valeurs  $h_{tc}$ , est illustrée à la Figure 3.24 et entre die 1 et le underfill est illustrée sur la figure 3.25.

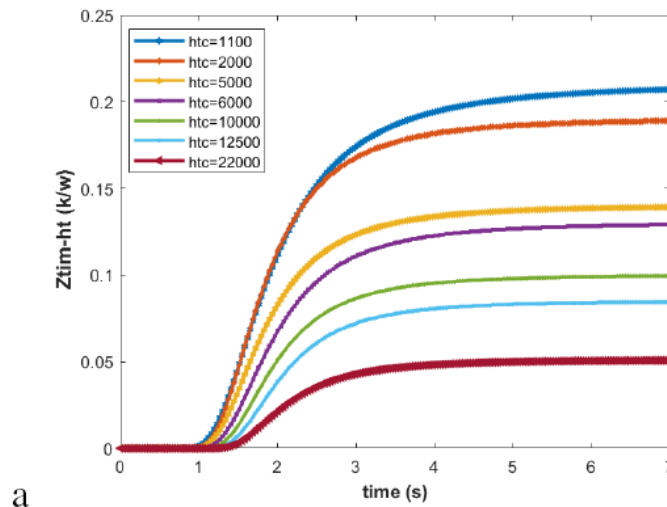


Figure 3. 24 : Impact de  $h_{tc}$  sur le modèle : impédance transitoire sensible à  $h_{tc}$ .

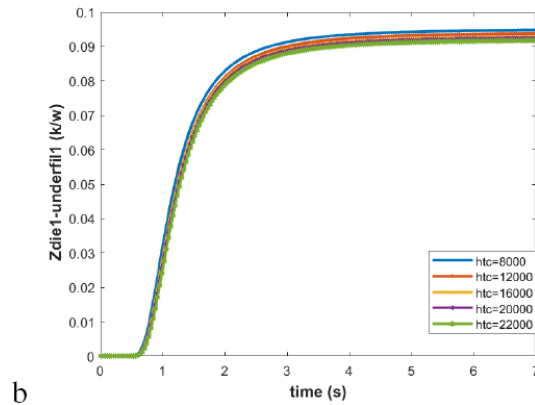


Figure 3. 25 : Impact de **htc** sur le modèle : impédance transitoire non sensible à **htc**

Comme on le voit dans les figures 3.24 et 3.25, pas toutes les impédances sont sensibles au **htc**. **htc** a plus d'impact sur l'impédance près du dissipateur thermique, comme illustré à la Figure 3.24 et son effet diminue au fur et au mesure que les impédances sont plus éloignées du dissipateur de chaleur. Pour toute impédance thermique qui varie selon **htc** ses paramètres thermiques équivalents sont calculés, puis les expressions analytiques des paramètres thermiques en fonction du **htc** peut être obtenues en dressant la courbe transitoire de cette impédance par rapport à **htc**. La Figure 3.26 montre une branche thermique dans laquelle les paramètres thermiques ont été exprimés en fonction de **htc** pour chaque couche sensible à la variation du coefficient de transfert de chaleur et maintenus constants pour les couches non sensibles.

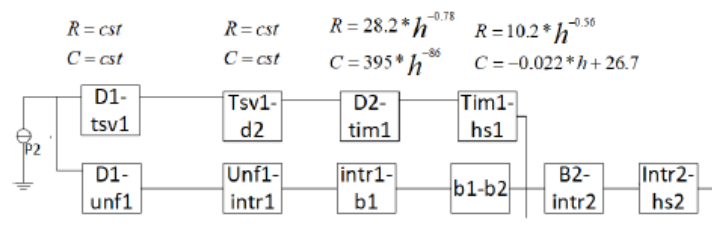




Figure 3. 26 : Branche thermique inclut la condition aux limites *h<sub>tc</sub>*.

Afin d'analyser l'effet de changement des pertes de puissance des dies sur les impédances thermiques, la température ambiante est fixée à température ambiante, *h<sub>tc</sub>* à  $1000 \text{ W.m}^{-2} \text{ K}^{-1}$ , et les puces sont excitées avec une puissance d'impulsion différente qui varie de 30 W à 180 W. L'impédance thermique transitoire entre die1 et TSV 1, et entre le dissipateur thermique et l'interface du matériau thermique dans ces conditions sont illustrées aux figures.3.27 et Fig.3.28, respectivement. Suite à ces résultats, toutes les impédances thermiques augmentent avec les pertes de puissance, notamment entre puce 1 et TSV1 et entre TSV1 et puce 2. Ceci est dû en raison des propriétés thermiques du silicium dont la conductivité diminue à mesure que sa température augmente, ce qui, à son tour, affecte le reste des impédances d'auto-réchauffement et de couplage. Cependant, l'impédance entre le dissipateur thermique et l'interface du matériau thermique n'est presque pas affectée.

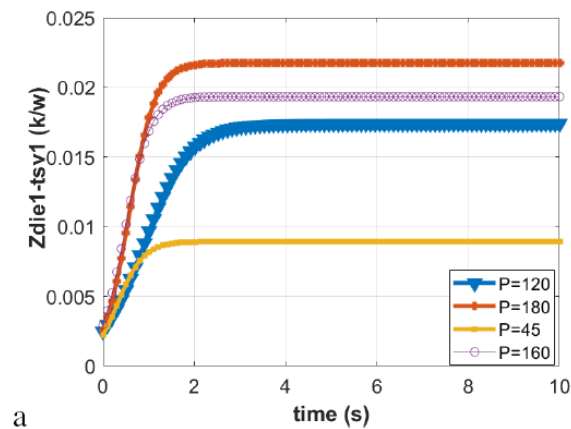


Figure 3. 27 : Impact de la variation des puissances de perte sur l'impédance entre TSV et die1.

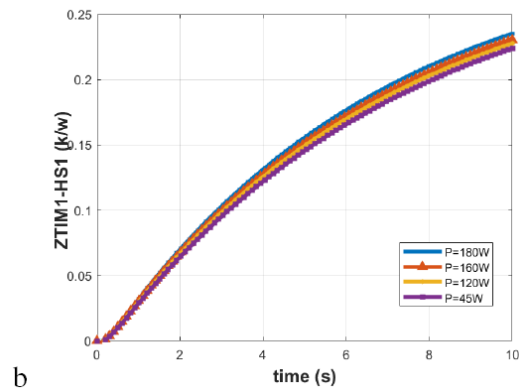


Figure 3. 28 : Impact de la variation des puissances de perte sur l'impédance entre TIM et HS.

Enfin, l'impact de la température ambiante dans certaines impédances est représenté sur les Figures. 3.29 et 3.30 toutes les impédances sont affectées à des degrés divers.

Cependant, les impédances des couches externes telles que le dissipateur thermique montrent plus de sensibilité aux changements de température ambiante que les couches internes.

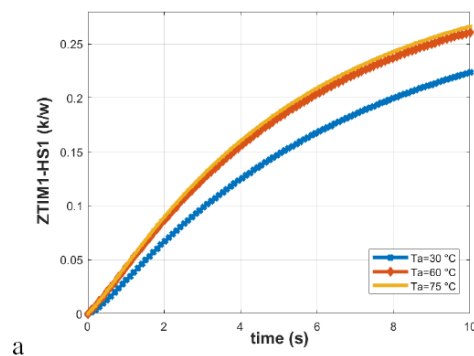


Figure 3. 29 : Variation de l'impédance entre TIM et HS en fonction de la température ambiant

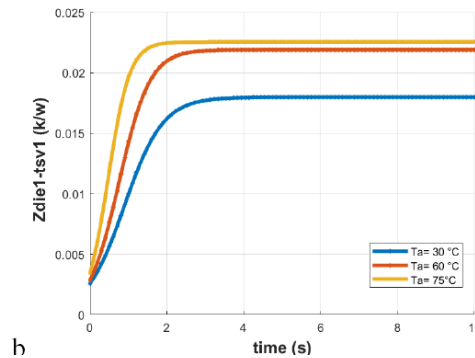


Figure 3. 30 : Variation de l'impédance entre die et TSV en fonction de la température ambiante.

Afin de vérifier et de comparer le modèle basé sur les paramètres thermiques constants et le modèle basé sur les paramètres thermiques dépendant des conditions aux limites, un cas de test sous une puissance de perte variable a été appliqué dans Simulink, puis les résultats ont été comparés aux températures provenant de FEM. Les quatre puces sont soumises aux pertes de puissance modulées par des impulsions illustrées aux Figures 3.31 et 3.32. Dans la première expérience, la puissance totale appliquée était de  $160 \text{ W}$  modulée par une impulsion illustrée à la Figure 3.31, le coefficient de transfert thermique  $h_{tc}$  est fixé à  $1000 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \text{ K}^{-1}$ , la température ambiante a été réglée sur la température ambiante. En fait, ces conditions aux limites sont les mêmes appliquées à COMSOL lors de l'extraction des paramètres thermiques. Dans la figure 3.33 nous pouvons voir des courbes de chaleur pour l'estimation de la température de la jonction pour die 2 obtenue par EF, et les modèles proposés.

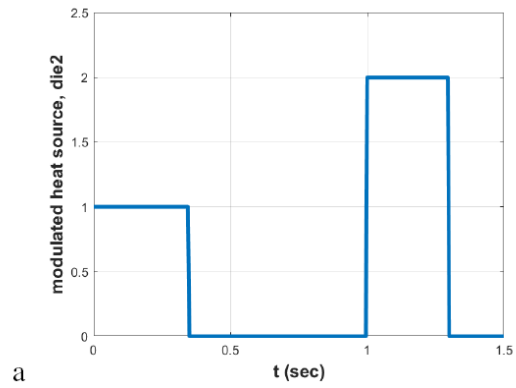


Figure 3. 31: Impulsion variable dans le temps utilisée pour modéliser une source de chaleur. Pour la première et la deuxième expérience. (b) troisième expérience.

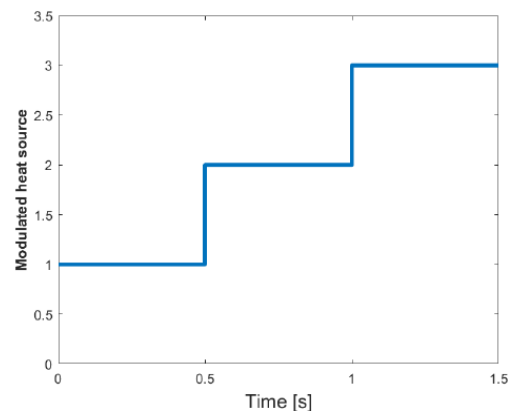


Figure 3. 32 : Impulsion variable dans le temps utilisée pour modéliser une source de chaleur. Pour la troisième expérience.

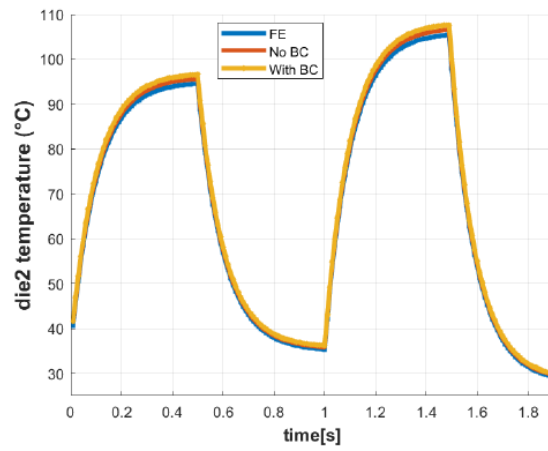


Figure 3. 33 : Variation de l'impédance entre TIM et HS en fonction de la température ambiante.

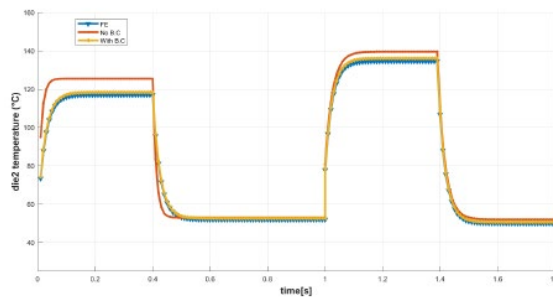


Figure 3. 34 : Variation de l'impédance entre TIM et HS en fonction de la température ambiante.

On note que les résultats des modèles proposés sont en bonne cohérence avec FEM, avec la différence de température maximale inférieure à  $0,70\text{ }^{\circ}\text{C}$  obtenue par le modèle incluant les conditions aux limites (modèle génétique). Le bon accord obtenu dans ce cas par le modèle ne prend pas en compte les conditions aux limites avec une variation de près de  $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Ces résultats étaient attendus, car les paramètres thermiques ont été

obtenus dans les mêmes conditions appliquées dans cette première expérience. En revanche, le modèle qui incluait les conditions aux limites perd une certaine précision lors de la dérivation des termes des paramètres thermiques par rapport aux conditions aux limites. Dans la deuxième expérience, nous modifions légèrement les conditions aux limites : la puissance totale appliquée était de 220 W modulée par une impulsion illustrée à la Figure 3.31, et le coefficient de transfert de chaleur htc est fixé à  $2500 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \text{ K}^{-1}$ , la température ambiante supposée être de  $45^\circ\text{C}$ .

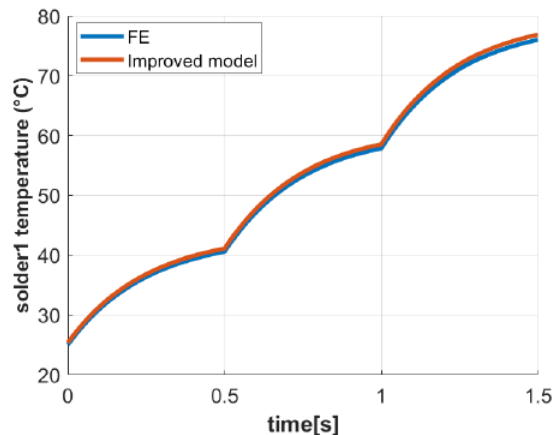


Figure 3. 35 : Variation de l'impédance entre TIM et HS en fonction de la température ambiante.

Comme le montre la Figure 3.34, la simulation de température transitoire obtenue par le modèle incluant les conditions aux limites est légèrement différente de celle obtenue par FE, avec une erreur maximale de  $1^\circ\text{C}$ . Cependant, une grande erreur d'environ  $8,4^\circ\text{C}$  est obtenue à partir du modèle de paramètres thermiques constants. La raison de la grande différence entre EF et le modèle sans condition aux limites est due à la sensibilité des impédances thermiques au changement des conditions aux limites, comme le montrent les Figures 3.24 à 3.30. Il est clair que, pour que le modèle thermique soit toujours capable de prédire la distribution de température avec précision

et systématiquement, il doit inclure des conditions aux limites. Pour vérifier davantage l'exactitude du modèle génétique, une superposition de trois impulsions variables dans le temps (voir Figure. 3.32) a été utilisée comme source de chaleur. La figure 3.35 représente la température transitoire de la couche de soudure obtenue par le modèle génétique et COMSOL. Comme il est clair sur la Fig. 3.35, un bon accord est observé.

### 3.10 Comparaison d'efficacité aux modèles existants

L'efficacité du modèle a été vérifiée par rapport à la méthode des éléments finis basée sur Laguerre (LBFEM) présentée récemment dans [66]. Dans le premier cas, nous avons modélisé le même package 3X3 a fan outwaferlevel package array utilisé par les auteurs (non représenté ici par souci de brièveté) et, dans les mêmes conditions aux limites, nous avons mesuré le temps de simulation. Dans le tableau 3.2, nous montrons les résultats obtenus par notre modèle et ceux rapportés dans [66]. Dans le second cas, nous avons appliqué la méthode LBFEM sur le SiP 3D représenté sur la figure 3.8. La comparaison de l'efficacité de calcul est montrée dans le tableau 3.2. Il est évident que notre modèle proposé dans les deux cas est beaucoup plus rapide que LBFEM et COMSOL pour presque la même précision.

	COMSOL	<i>LBFEM</i> , error (%)	Proposed model, error (%)
3X3FA	2h 51 m 31 s	19 m 44 s, 5	1 m 53 s, 6
3D SiP	2 h 07 m 33 s	15 m 24 s, 5.5	47 s, 4

Tableau 3. 2 : Comparaison d'efficacité computationnelle.

### 3.11 Analyse de l'effet des couches sur le modèle thermique

Nous avons simplifié notre modèle en négligeant les sous-couches. Ainsi, seules les impédances thermiques entre les dies sont incluses. Dans cette section, nous montrons l'impact de négliger les couches inférieures sur la précision du modèle thermique. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau 3.3 et montrent que le modèle thermique proposé avec des couches intérieures offre une meilleure précision par rapport au modèle sans couches intérieures. La température diffère aux dies 1, 2, 3 et 4 de 10,06 °C, 8,01 °C, 14,5 °C et 9,2 °C, respectivement. Le grand écart dans la température prédite par le modèle simplifié provient du fait que chaque couche a sa propre résistance et capacité thermique, qui contribuent au comportement thermique du système entier. D'après les résultats, il est clair que la précision du modèle thermique dépend de la prise en compte de chaque couche incluse dans le boîtier en 3D-SiP.

		die temperature °C			
		1	2	3	4
2*model	Simplified mode	88	63.4	108.1	72.65
	Original Model	77.94	55.3	93.6	63.45

Tableau 3. 3 : Impact des couches intérieures sur la précision du modèle.

### 3.12 Conclusion

Un nouveau modèle thermique transitoire rapide pour l'empilement 3D hétérogène 3D-SiP monté sur un dissipateur thermique, qui contient quatre dies et de nombreuses couches intérieures a été développé. Le modèle proposé prend en compte le changement des conditions aux limites qui sont la température ambiante, le refroidissement non linéaire et la variation dans les pertes de puissance. Les conditions



aux limites sont transformées en paramètres thermiques par des relations mathématiques. Ça peut être appliqué à toute structure géométrique. Il peut prédire non seulement la température de jonction, mais aussi la température des couches intérieures. De plus, il est facile à intégrer dans Simulink pour l'étude de la fiabilité à long terme et l'analyse des contraintes thermomécaniques.

L'analyse thermique effectuée montre que la précision du modèle thermique dépend fortement de la prise en compte des conditions aux limites influençant les impédances thermiques et de la prise en compte de chaque couche du système étudié. La validité du modèle proposé a été évaluée en comparant les résultats obtenus par le modèle proposé aux résultats simulés obtenus par FE et en comparant son efficacité de calcul à celle rapportée dans la littérature. La différence maximale de température entre notre modèle et FEA est de 1 °C, et la différence minimale de température est de 0,5 °C. Enfin, on peut conclure que le modèle proposé peut prédire avec précision le comportement thermique de systèmes en étude dans un délai raisonnable.

## **4 ALGORITHME DE POURSUITE ET LOCALISATION DES PICS THERMIQUES**

Dans ce chapitre, on présentera une technique de localisation des pics thermiques basée sur une suppression récursive des zones non chaudes.

### **4.1 Introduction**

La température est une propriété critique des systèmes électroniques d'aujourd'hui, en raison de son impact sur la fiabilité et de son interdépendance avec la consommation d'énergie.

Les modèles thermiques permettent d'avoir une cartographie thermique dans les premiers pas de conception des systèmes. Cette cartographie permet aux concepteurs des systèmes de séparer les sous-systèmes sensés générer une grande quantité de chaleur et, par conséquence, permet de diminuer le nombre des pics thermiques. Ce chapitre est dédié à la détection des pics thermiques dans le cas où plusieurs sources de chaleur agissent dans le IC. Pour atteindre cet objectif on propose un algorithme de balayage thermique basé sur la poursuite des gradients thermiques. Dans ces études, on s'intéresse à détecter quatre sources de chaleur, mais l'algorithme proposé peut détecter  $n$  sources de chaleur. À cet fin, on a construit au début un modèle thermique d'IC en 3D, ensuite on a proposé notre algorithme de poursuite et de localisation des sources de chaleur. L'avantage de cet algorithme est sa facilité d'être implémenté dans les systèmes reconfigurables, la détection des sources de chaleur avec un minimum nombre de capteurs thermiques, le temps de calcul est réduit en comparaison aux

algorithmes proposés dans la littérature, et l'algorithme ne requiert aucune information préalable concernant la distribution de chaleur au sein de IC.

## 4.2 Modèle thermique d'IC

Pour résoudre le problème de détection de sources multiples de chaleur, la première étape est de modéliser et de simuler la distribution thermique spatio-temporelle par la méthode d'éléments finis en utilisant un simulateur thermique ANSYS. Dans ces travaux, on a choisi de modéliser et de simuler le comportement thermique par FEM pour sa généralité, c'est-à-dire qu'elle peut simuler le comportement thermique des structures assez complexes et avec précision ; la précision est un facteur requis dans nos travaux. Tout d'abord, on construit la géométrie d'IC dans ANSYS. Les dimensions d'IC et sa forme ont été prises de [24]. En fait, les travaux présentés dans ce chapitre et le prochain chapitre sont une continuation des travaux faits par [42], c'est la raison derrière notre choix de dimensions et de conditions aux limites. Dans ces travaux, l'IC est représenté géométriquement par un carré dont le côté est de 0.5 cm. Chaque axe  $x$  ou  $y$  représentant un des deux côtés du carré, est divisé en 100 nœuds ou points, ce qui fait un carré dont la surface est de 101x101 nœuds. Après avoir divisé la structure en nœuds, on injecte quatre sources de chaleur, dont chacune a sa propre valeur, et chacune est séparée d'une distance minimum  $d_{min}$  des autres sources. Ceci est montré dans la figure 4.1, où chaque point rouge est une source de chaleur. On se limite dans ces travaux à quatre sources de chaleur, bien que l'algorithme proposé puisse détecter un nombre arbitraire de sources de chaleur.

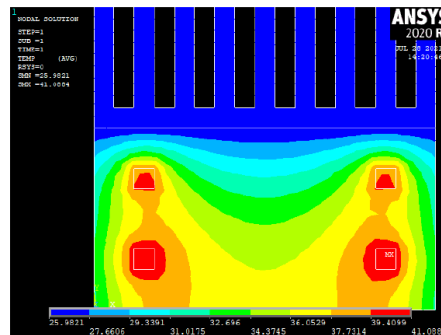


Figure 4. 1 : Quatre sources de chaleur agissent sur le IC.

La figure 4.2 montre les résultats en régime transitoire de l'évolution de deux sources de chaleur injectées au cœur d'un IC dans des zones dispersées. Notez sur cette figure que la température est élevée près de la première source et qu'elle diminue à mesure que la distance augmente. Un peu avant le point médian entre les deux sources de chaleur, la température recommence à augmenter et continue d'augmenter jusqu'à atteindre l'emplacement de la deuxième source de chaleur, puis elle recommence à diminuer.

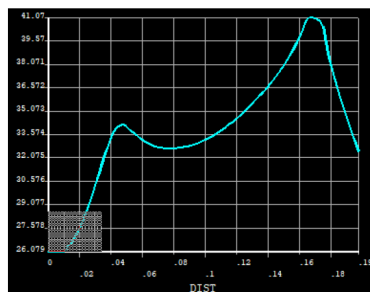


Figure 4. 2 : Répartition spatiale de la température entre deux sources.

### 4.3 Détection des zones et pics thermique

L'augmentation du nombre de capteurs de température utilisés pour mesurer la température au cœur des IC et transférer les données de mesures aux unités de traitement cause une augmentation significative de la température, un temps de mesure élevé et une occupation des ressources. Toujours est-il souhaitable de diminuer le nombre de capteurs de température pour faire des mesures thermiques tout en essayant de garder la précision de mesure. Cette tâche est assez difficile à compléter dans le cas des systèmes reconfigurables avec plusieurs sources de chaleur agissant sur IC. C'est pour cette raison qu'on propose un algorithme de détection des zones et des pics thermiques. L'algorithme proposé est basé sur le fait que les points proches d'une source de chaleur sont plus chauds que ceux éloignés de la source. De plus, l'algorithme vise à éliminer de la considération les zones qui ne représentent aucun gradient thermique croissant.

#### 4.3.1 Algorithme basé sur la suppression récursive des zones inutiles

L'objectif de l'algorithme de suppression récursive des zones inutiles à balayer thermiquement *RSFM* (RECURSIVE SCAN FROM MIDDLE), est de détecter les pics thermiques avec un nombre réduit de capteurs. L'idée de base de notre algorithme est d'un côté que le point proche de la source de chaleur est plus chaud que le point loin de la source, et d'autre côté est de diminuer le nombre de points balayés en commençant le balayage au milieu de chaque nouveau carré résultant de la division. Comme on a déjà mentionné, on se limite dans notre étude expérimentale à quatre sources. La première étape est de diviser la superficie d'IC en quatre carrés. Chaque carré est susceptible d'inclure une forte source de chaleur, et chaque plan est repéré par un plan cartésien  $xoy$  dont le point  $o$  est au centre du carré. Ceci est montré dans la figure 4.3.

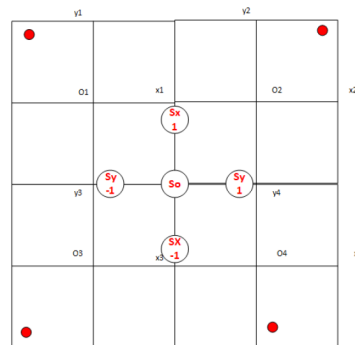


Figure 4. 3 : Division d'IC et repère au centre de chaque carré.

Après avoir divisé le circuit intégré, la prochaine étape est de prendre des mesures thermiques au centre de chaque repère, à sa droite et à sa gauche. La mesure de température se fait sur l'axe  $x$  et sur l'axe  $y$ , c.à.d. on prend la mesure de température de cinq points à la fois, comme est montré dans la figure 4.4. La lecture de température sur les points sélectionnés décide de la direction de prochaine division et de la suppression des zones inutiles à être balayées. On concentre dans notre explication sur le premier plan  $x_1o_{y1}$  mais on peut la généraliser sur les autres plans.

Pour déterminer la prochaine zone ciblée par le balayage thermique, on compare entre la lecture des capteurs  $S_0, S_{x1}, S_{x-1}, S_{y1}, S_{y-1}$ , quand il y a une diffusion de chaleur qui résulte d'une seule source de chaleur : plus on approche de la source, plus les points sont chauds. En faite, avec cinq lecteurs de température, on peut distinguer 32 possibilités, chaque possibilité est que la lecture d'un capteur est supérieure aux autres.

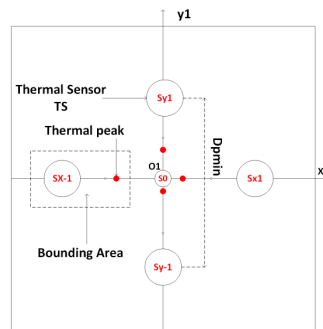


Figure 4. 4 : Illustration du mode de lecture de température.

Mais deux cas distinctifs et décisifs sur lesquels on construit notre algorithme de détection des pics thermiques par balayage à partir de milieu. Les deux cas sont : dans le premier cas, la température de point  $S_0$  est supérieure aux autres points, et dans le deuxième cas, la température de point  $S_0$  est inférieure aux autres points. Quand  $S_0$  est supérieur, ça veut dire que la probabilité d'existence de pic thermique dans cette zone est très élevée. La zone alors concernée par l'existence de pic thermique est à l'intérieur du carré dont chaque côté passe par les quatre points restants. Dans la figure 4.5.a, on illustre le principe du premier cas : la zone censée avoir un pic thermique est colorée en rouge et la zone restante jugée inutile de la balayer thermiquement est colorée en bleu. Le deuxième cas à considérer

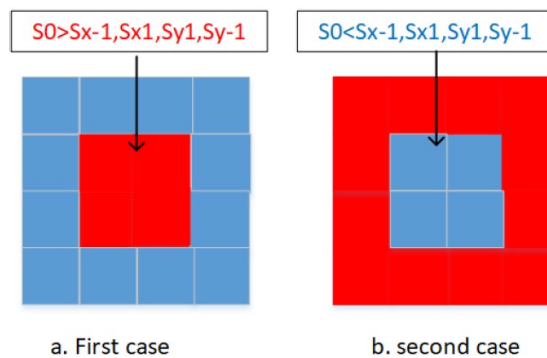


Figure 4. 5 : Détermination de la prochaine zone à balayer.

dans le développement de notre algorithme est illustré dans la figure 4.5.b, la zone bleue est jugée inutile à balayer thermiquement ; cependant, la zone rouge est la prochaine zone à être visée par le balayage thermique. La zone rouge montrée dans la figure 4.5.b inclut les cas suivants :  $S_{x1} > S_0 > S_{x-1}$ ,  $S_{x1} < S_0 < S_{x-1}$ ,  $S_{y1} < S_0 < S_{y-1}$ , et enfin  $S_{y1} > S_0 > S_{y-1}$ .

En fait, le premier cas sert à entourer le pic thermique. Dans ce cas on peut distinguer quatre cas, comme est montré dans la figure 4.6. Dans les quatre cas, la source de température est au premier milieu de segment relie le point  $S_0$  et les quatre autres points. Donc la zone contient la source de chaleur peut être déterminée selon la lecture des autres points, comme on peut voir sur la figure 4.6.

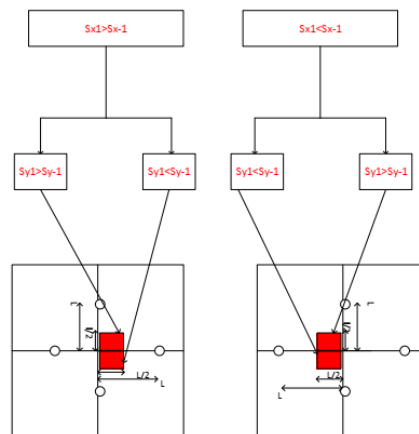


Figure 4. 6 : Localisation de zone de pic thermique.

Maintenant, on considère le deuxième cas : selon la température des points mesurés, on décide de la prochaine zone qui fait l'objet de la prochaine mesure de température. Ceci est montré dans la figure 4.7.



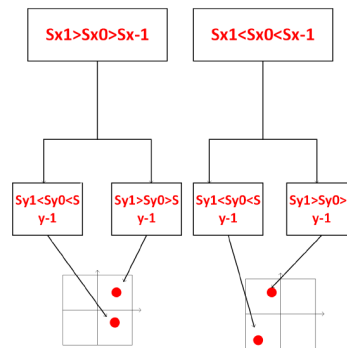


Figure 4. 7 : Procédure de sélection de zone de balayage.

Une fois une zone sélectionnée, la prochaine étape est de calculer le centre géométrique de cette zone pour prendre la température du centre et de ses voisins selon le schéma montré dans la figure 4.4. Supposant que la zone  $A$  colorée (regardez la figure 4.8) en rouge montrée dans la figure 4.8 est sélectionnée pour le prochain balayage thermique, c.à.d.  $S_{x1} > S_0 > S_{x-1}$ , et  $S_{y1} > S_0 > S_{y-1}$ . La prochaine étape est de trouver le milieu de cette zone, le but de prendre les mesures thermiques au

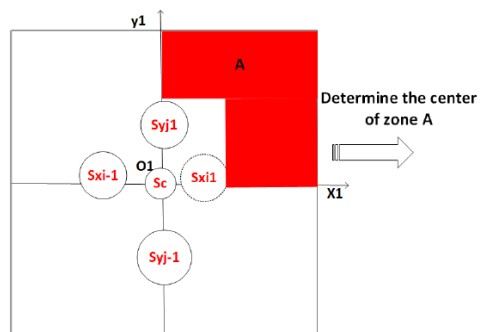


Figure 4. 8 : Sélection de prochaine zone à balayer.

milieu de la zone  $A$  est de diminuer le nombre de capteurs menant à trouver le pic thermique, en d'autres termes , à balayer juste les zones potentielles de contenir un pic thermique. La figure 4.9 montre le centre  $Co$  de la zone  $A$ .

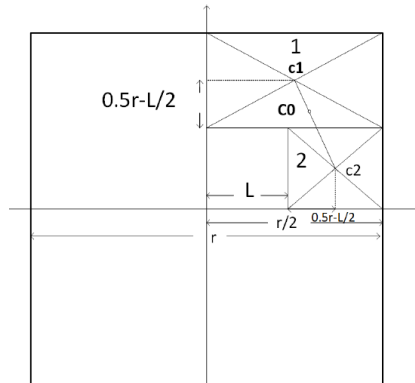


Figure 4. 9 : Calcul de centre géométrique de zone à balayer.

La zone  $A$  est constituée de deux rectangles 1 et 2 comme le montre la figure 4.9, et elle est de forme L. Soit  $c1$  et  $a1$  le centre et la superficie de rectangle 1 respectivement, et  $c2$  et  $a2$  le centre de rectangle 2 respectivement. Le centre de la zone  $A$  est donc le barycentre de  $(c1,a1)(c2,a2)$ , il est situé entre  $c1$  et  $c2$  et vérifie :

$$c1co = \frac{a2}{a1 + a2} c1c2 \quad 10.2$$

### 4.3.2 Critère d'arrêt

Le but de l'algorithme proposé est d'estimer le plus précisément possible les pics thermiques avec un nombre réduit de capteurs ; les critères d'arrêt dépendent de ces contraintes. Le premier critère d'arrêt qui s'impose naturellement, est de tomber dans le premier cas montré dans la figure 4.5.a. Dans le deuxième critère d'arrêt, on se contente d'avoir une zone de superficie inférieure à une valeur qu'on peut la déterminer

expérimentalement. En fait, la valeur de la superficie de zone à laquelle on arrête notre algorithme dépend de plusieurs facteurs dont on cite :

- La précision
- La distance entre le capteur et la source.
- La qualité des capteurs utilisés pour faire les mesures thermiques.
- La technique utilisée pour estimer la température de la source : *GDS* ou technique classique.

Dans le cadre de cet algorithme, on se contente de techniques classiques et détermine la zone finale d'arrêt expérimentalement.

#### 4.3.3 Schéma correctif

Pour faciliter le développement de notre algorithme, on a construit notre algorithme sur la supposition que la source de chaleur soit à l'extérieur du rectangle formé par les points sur lesquels on place les capteurs de température si une des températures mesurées des points  $S_{x1}, S_{x-1}, S_{y1}, S_{y-1}$  est supérieure à la température du point  $S_0$ ; et à l'intérieur du rectangle formé par ces points si la température mesurée du point  $S_0$  est supérieure aux autres points. Mais, basé sur cette supposition, pour que notre algorithme soit précis, il a besoin d'un sous-algorithme de correction de décision sur la zone à balayer. Soit le scénario montré dans la figure 4.10 dans lequel la source de chaleur est au deuxième milieu de segment qui relie le point  $S_0$  et un des quatre point  $S_{x1}, S_{x-1}, S_{y1}$ , ou  $S_{y-1}$ . Dans les quatre scénarios montrés dans la figure, la température du point  $S_{x1}, S_{x-1}, S_{y1}$ , ou  $S_{y-1}$  est supérieure à la température du point  $S_0$ , donc l'algorithme proposé suppose que la source de chaleur est à l'extérieur du rectangle formé par les points  $S_{x1}, S_{x-1}, S_{y1}, S_{y-1}$ , alors que pour vrai est à l'intérieur de ce rectangle. En se basant sur cette décision erronée, l'algorithme décide de la prochaine zone à balayer, soit à l'extérieur du rectangle. Ensuite, l'estimation du pic thermique est

un aboutissement incorrect et l'erreur de l'estimation est très élevée. Pour éviter ce scénario, une correction sur la décision est faite. Lors de la prise de décision sur la zone à balayer prochainement et de la détermination du centre de cette zone, la température maximale mesurée dans cette zone est comparée à la valeur maximale de température de zone balayée précédemment, et si cette température est supérieure, une correction dans ce cas est obligatoire. Donc, l'algorithme revient à la zone précédente et détermine la zone contenant le pic selon les valeurs de température trouvées en se basant sur le schéma de localisation de zone de pic thermique montrée dans la figure 4.6 mais la seule différence est que la zone se situe dans le

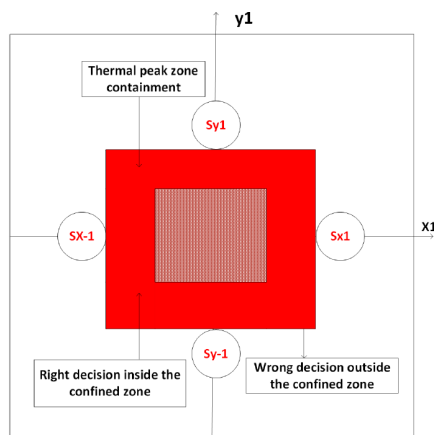


Figure 4. 10 : Illustration de décision erronée.

deuxième segment qui relie le centre et le point dont la valeur de température est maximale. Le pseudo-code de l'algorithme de détection des zones thermiques basé sur la répartition et mesure thermique à partir du milieu est donné dans la figure 4.11.

1- Entrer  $r$  la dimension du circuit,  $n = 4$  le nombre de sources de chaleur, la distance entre les points à mesurer (entre capteur)  $D_{pmin}$ ,  $alt = +1$ , nombre de division  $Nbd=0$ , test variable  $B=vrai$ ,  $corr=faux$ .

2- Diviser le  $IC$  en  $n = 4$  zones

3- Pour  $i = 1$  à  $n$  :

-Initialiser  $B= vrai$

Initialiser  $corr= faux$

3.1 Déterminer le centre de *zone*  $[i]$ :

Centre [*zone*  $[i]$ ]  $\leftarrow (r/4, r/4)$

3.2 Mesure de température de nouveau centre et de 4 points adjacents

3.2.1 Déterminer les points voisins de nouveau centre

Pour  $j: 1$  à  $5$

$alt = - alt$

Si  $j=2$

$PPM[j]=NC$

Sinon:  $PPM[j] = NC + alt * D_{pmin}$

Fin pour

[Tg, Tc, Td, Tb, Th] ← température (PPM[j])

3.3 Déterminer la zone à balayer

Si Tc=max:

-mesurer la température et garde la valeur dans Ts[i]

nbd[i]=nbd++

- Nombre de capteur utiliser pour la région numéro i est:  $5 * nbd[i] + 1$ .

B= Faux

-Revient à 3.

3.3.1 Sinon : en tans que le deuxième critère d'arrêt n'est pas vérifié :

$nbd[i] = nbd[i] + nbd$

3.3.1.1 Appliquer l'équation 4.1

3.3.1.2 Pour j:1 à 5

$alt = - alt$

Si  $j=2$

PPM[j]=NC

Sinon: PPM1[j]=  $NC + alt * D_{pmin}$

Fin pour

3.3.1.3 Trouver la valeur max de PPM1[j]

3.3.1.4 Si  $\max PPM1[j] > \max PPM[j]$

3.3.1.5 Exécuter 3.2.1 et 3.3

3.3.1.6 Si B=vrai :

Nombre de capteur utiliser pour la région numéro i est:  $5 * nbd[i] + 1$ .

mesurer la température et garde la valeur dans Ts[i]

Sinon revient à 3

3.3.1.7 Sinon : Faire la correction.

-Déterminer le max de [Tg, Td, Tb, Th]

- Nombre de capteur utiliser pour la région numéro i est:  $5 * nbd[i] + 1$ .

mesurer la température et garde la valeur dans Ts[i].

```
Corr ← Vrai  
  
Revient à 3.  
  
Fin Pour.  
  
Fin algorithme
```

Figure 4. 11: Pseudo code de l'algorithme proposé.

## 4.4 Expériences et résultats

Dans ce qui suit, nous décrivons d'abord notre méthodologie expérimentale, puis nous présentons nos résultats pour différents scénarios d'emplacement des pics thermiques. La section 4.5 présente un résumé et une conclusion de chapitre.

### 4.4.1 Expériences

Pour tester l'efficacité de notre algorithme de détecter les zones de pics thermiques et les températures de pics thermiques, on a réalisé une série d'expériences dans lesquelles on change plusieurs paramètres dont on croit qu'ils peuvent influencer les résultats. Ces paramètres sont les suivants :

- L'emplacement des pics thermiques.
- La température de pics thermiques.



- La distance entre les pics thermiques : on éloigne les pics et on les approche à différents degrés de température des pics.
  - La distance  $D_{Pmin}$  entre les points sur lesquels on place les capteurs.
  - La superficie finale à laquelle on fait arrêter la division (Deuxième critère d'arrêt).
- Donc on a commencé par injecter quatre sources de chaleur. Ces sources de chaleur évoluent jusqu'à devenir des pics thermiques et diffusent la chaleur dans la totalité d'IC simulé. Pour que les résultats de simulation soient pertinents, les deux hypothèses suivantes doivent être absolument respectées :

La température initiale sur le CI est de 25 °C, elle restera la même aux frontières des bords du CI.

- La température maximale permise sur le CI Tmax : 125 °C.
- Visualisation des résultats de simulation en régime transitoire pour différents instants de temps.
- Les résultats de simulation doivent montrer des pics thermiques indépendants et distincts (pas de source séparée d'une distante inférieure à Dmin).

#### 4.4.2 Résultats et discussion

Pour démontrer l'efficacité de notre méthode proposée, dans ce cas d'étude, nous utilisons une charge de puissance de résolution temporelle de 2 ms pour générer des bases de données thermiques dans Ansys. Tous les algorithmes sont implémentés avec MATLAB et exécutés sur un ordinateur Intel(R) Core 3,9 GHz. Quatre méthodes d'allocation des capteurs sont implémentées pour des raisons de comparaison : grille [22], K-means [23], centre d'énergie [24], et la méthode proposée. La figure 4.12 montre le temps d'exécution moyen de ces méthodes pour différents nombres de capteurs thermiques  $TS > 25$ . Il est clair que les méthodes basées sur les moyennes K, le centre d'énergie et la grille nécessitent un temps d'exécution plus long, et cela devient

encore plus long à mesure que le nombre de capteurs thermiques augmente. Notez que K-means est considérablement plus mauvais que les autres. À noter également que la proposition L'algorithme nécessite un temps court pour identifier les capteurs les plus significatifs et que le temps d'exécution n'augmente que lentement avec le nombre de capteurs thermiques utilisés. Par rapport à la méthode basée sur la grille, la méthode proposée peut réduire considérablement le temps d'exécution jusqu'à 78 pour cent, ce qui contribue à atténuer davantage la menace d'évolution des pics thermiques. La quantité Le temps nécessaire pour allouer les capteurs est crucial et dépend des exigences de la dynamique des systèmes de gestion thermique, et pour des performances élevées [43,45,46], le temps est généralement en centaines de millisecondes. Par conséquent, les algorithmes proposés garantissent l'efficacité de la détection des pics.

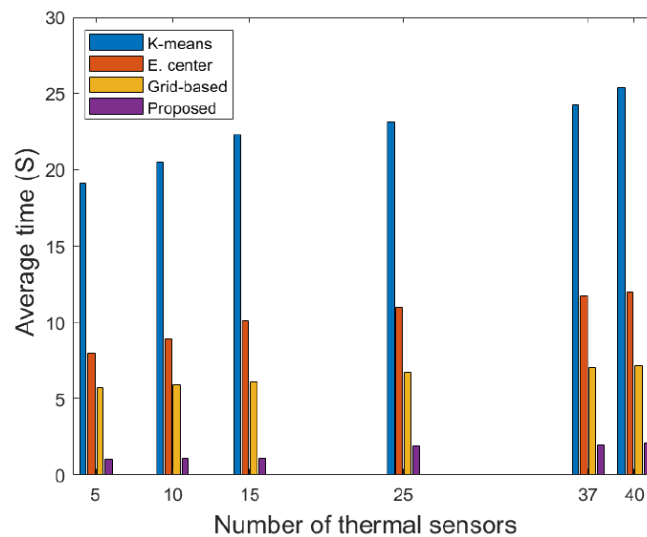


Figure 4. 12 : Comparaison du temps d'allocation moyen pour différents nombres de capteurs.

Dans la première expérience, on a placé quatre sources de chaleur séparées de la même distance les unes des autres, mais chacune a sa valeur de température. Dans cette expérience, on a varié la distance  $D_{Pmin}$  entre les points à mesurer et on a fixé la superficie de la zone d'arrêt de balayage thermique à une valeur jugée relativement petite, à savoir  $0.00006mm^2$ . Le tableau 4.1 montre les résultats obtenus. Pour chaque zone, on donne le pic simulé obtenu par l'outil ANSYS, le pic estimé par notre algorithme, et le nombre de capteurs. L'erreur ici est définie comme la différence entre le pic simulé et le pic estimé, et sa plage dans le cas des zones 1, 2, 3 et 4 est approximativement constante quelle que soit la température de pic, et elle ne dépend que de  $D_{Pmin}$  et du nombre de capteurs. En revanche, les erreurs de détection des pics thermiques sont relativement élevées.

		$D_{Pmin}$ (mm)			
		0.0015	0.0010	0.0008	0.0007
Zone 1	Simulated peak	50.5	68.3	61.3	49.8
	Estimated peak	47.4	66.6	58.7	48.4
	NBS	15	20	20	30
Zone 2	Simulated peak	67.22	72.1	71.9	66
	Estimated peak	65.89	69.5	68.4	63.9
	NBS	10	15	20	25
Zone 3	Simulated peak	65.4	54.5	68.8	70.5
	Estimated peak	62.9	52.7	67.2	69.1
	NBS	10	20	30	30
Zone 4	Simulated peak	70	55.9	70.3	59.4
	Estimated peak	68.6	54.5	68	57.1
	NBS	15	25	25	30

Tableau 4. 1 : Relation entre  $D_{Pmin}$  et la précision de détection.

Dans cette expérience,  $D_{Pmin}$  a un impact négatif sur la précision de l'estimation, car l'algorithme proposé suppose que le pic se situe au milieu de la zone la plus chaude. En

fait, cela explique les grandes erreurs de détection des pics thermiques dans certains cas. Clairement, plus la distance entre les points mesurés est grande, plus les points mesurés sont loin des sources des pics, plus leurs valeurs de température sont moins estimées. Dans la deuxième expérience, nous modifions l'aire du critère d'arrêt tout en gardant la distance  $D_{pmin}$  assez petite. Dans cette expérience, nous voulons déterminer l'influence du second critère d'arrêt sur les performances de l'algorithme TGT. Pour évaluer l'impact du deuxième critère d'arrêt sur l'algorithme TGT, un ensemble de simulations a été réalisé dans lequel la zone est progressivement réduite. Le tableau 4.2 montre les résultats obtenus pour différentes valeurs de critère d'arrêt. Pour une valeur du critère d'arrêt égale à  $0.005mm^2$ , l'erreur est sensiblement importante dans toutes les simulations, avec une erreur maximale de  $5\text{ °C}$  signalée en zone 3. De plus, une diminution des erreurs d'estimation est observée lorsque l'on réduit la superficie de la zone d'arrêt jusqu'à atteindre une erreur de  $0,3\text{ °C}$  lorsque la zone cible est assez petite, à savoir  $0.00006mm^2$ , lorsque le nombre de capteurs thermiques est relativement élevé, 25 dans le cas présent.

		Stopping Area (mm) <sup>2</sup>			
		0.005	0.002	0.00010	0.00006
Zone 1	Simulated peak, °C	54.5	65.1	59.7	45.8
	Estimated peak, °C	50.2	62.3	57	44.3
	NBS	10	10	15	20
	Error, °C	4.3	2.8	2.7	1.5
Zone 2	Simulated peak, °C	65.6	77.4	78.3	57.6
	Estimated peak, °C	60.89	74	75.1	55.4
	NBS	10	15	3 15	20
	Error, °C	4.71	3.4	3.2	2.2
Zone 3	Simulated peak, °C	70.5	58.6	77	77.5
	Estimated peak, °C	65.5	55.8	77.2	76.2
	NBS	10	15	20	25
	Error, °C	5	2.8	0.8	0.3
Zone 4	Simulated peak, °C	72.8	60.7	73.9	69.3
	Estimated peak, °C	69.1	58.6	72.1	67.9
	NBS	15	15	20	20
	Error, °C	3.7	2.1	1.8	1.4

Tableau 4. 2: L'impact du critère d'arrêt sur la précision de détection

Comme le confirment les résultats rapportés dans le tableau 7, plus la zone d'arrêt est étroite, moins il y a de différence entre le pic simulé et le pic estimé ; Par conséquent, la précision s'améliore au fur et à mesure que la taille de la zone d'arrêt diminue, mais l'erreur diminue également avec le nombre de capteurs instanciés. Enfin, nous concluons que l'algorithme TGT est toujours plus proche du pic thermique, et la précision de l'algorithme susmentionné dépend de la zone d'arrêt et nécessite un nombre relativement important de capteurs thermiques. Selon les résultats présentés dans les tableaux ci-dessus, l'erreur de détection est élevée dans certains cas et faible dans d'autres cas lorsque la source est au milieu de la zone ou à proximité du centre avec la plus petite surface d'arrêt possible. En fait, pour résoudre ce problème, on propose la technique GDS. Cette technique a été prouvée efficace pour détecter l'emplacement et la température de la source avec une précision par plusieurs

chercheurs dans le laboratoire LIMA. En effet, la technique GDS va nous permettre d'avoir une mesure thermique précise des sources avec une superficie d'arrêt plus grande. À son tour, il permet de réduire le nombre de capteurs thermiques exploités pour la détection des sources de chaleur.

#### **4.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, on a proposé un nouvel algorithme pour estimer les pics thermiques et leurs emplacements. Notre objectif est de fournir des lectures de température précises sur une puce donnée tout en maintenant un nombre de capteurs réduit. Cet algorithme donne des résultats encourageants dans tous les scénarios qu'on peut rencontrer dans la pratique. En outre, on a proposé un sous-algorithme qui peut prendre en considération les décisions erronées et corrige la poursuite des pics thermiques en remarquant une augmentation de gradient thermique dans deux sens de division opposés. La précision de l'algorithme proposé et le nombre de capteurs exploités peuvent être influencés par la superficie d'arrêt. Pour régler ce problème on propose GDS



## **5 ÉTUDE ET IMPLÉMENTATION D'UNE TECHNIQUE OPTIMISÉE DE DÉTECTION DES PICS THERMIQUES**

Dans ce chapitre, on présentera un algorithme hybride basé sur GDS et qui tire profit de l'algorithme de suppression récursive.

### **5.1 Introduction**

L'algorithme proposé dans le chapitre 4 nécessite une amélioration en termes de précision d'estimation des sources de chaleur et de leurs localisations. La technique GDS, basée sur deux cellules de capteurs de température de type oscillateur en anneau placées à côté de la source de chaleur, permet d'estimer sa température et son emplacement. Dans ce chapitre, on étudie l'influence de la distance qui sépare les deux cellules sur la précision des résultats d'estimation des sources de température. Ensuite, on étudie l'influence de la distance qui sépare la source des cellules; autrement, on détermine la superficie que GDS peut balayer thermiquement avec précision. Enfin, on fait une implémentation de notre technique afin de permettre aux systèmes de contrôler la température automatiquement sans connaissance préalable de cartographie thermique ni de besoin des capteurs de température placés statiquement sur les systèmes.



## 5.2 Analyse numérique et validation de GDS

L'objectif de cette partie est d'étudier l'influence des paramètres ( $h, R$ ) montrés dans la figure 5.1 sur la précision des résultats d'estimation de la température de source.

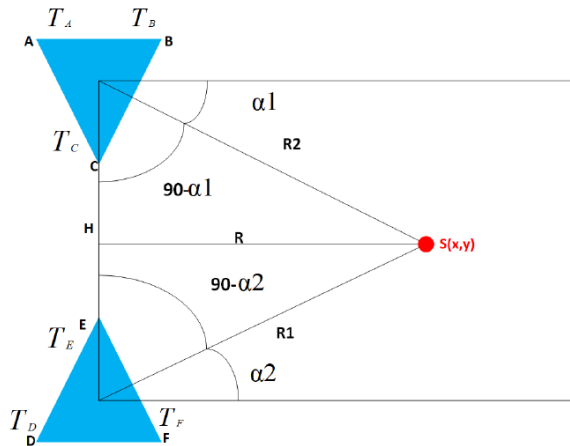


Figure 5. 1 : Configuration des paramètres GDS.

Pour décrire les effets des paramètres ( $h, R$ ), une série de simulations thermiques par éléments finis dans le logiciel ANSYS a été effectuée. Dans la première simulation, on a fixé la source de température à  $55\text{ }^{\circ}\text{C}$  et on change l'emplacement du centre de deux cellules  $ABC$  et  $DEF$  par rapport à l'emplacement de la source de chaleur, c'est-à-dire qu'on change  $R$ . Dans cette simulation, la distance  $h$  entre les deux centres de cellules est fixée à une valeur qu'on a déterminée auparavant. Pour chaque  $R$  on applique la technique  $GDS$  pour estimer la source de température. Les valeurs de  $R$  choisies et les résultats d'estimation de la source de température de cette première simulation sont montrés dans le tableau 5.1.

Heat Source °C	H $\mu\text{m}$	R $\mu\text{m}$	Estimation Error °C
45.5	200	210	0.0044
45.5	200	215	0.0039
73.3	200	240	0.00375
73.3	200	250	0.003358
85.4	200	271	0.00296
85.4	200	277	0.00314
90.5	200	283	0.00322
90.5	200	286	0.0033
106.3	200	292	0.00425
90.5	200	297	0.0043

Tableau 5. 1 : L'influence de R sur la précision d'estimation de température par GDS.

Ce tableau rapporte les estimations de chaque pic thermique pour deux valeurs différentes de R et l'erreur correspondante pour chaque estimation. On observe une diminution de l'erreur des estimations lorsque l'on ajuste la valeur de R. Par exemple, l'erreur d'estimation du pic thermique est de 0,0044 lorsque la valeur de la température est de 45,5 °C avec  $R = 210 \mu\text{m}$ , et cette erreur continue de diminuer lorsque R atteint 215  $\mu\text{m}$ . Il est intéressant que nous obtenions une erreur plus petite en augmentant R dans le cas où la valeur de la température est de 85,4 °C. On voit que, dans le tableau 8, la précision de l'estimation change en fonction de R. On peut également noter qu'avec la même précision, plus la température de la source est élevée, plus le R est grand. Il est donc important, lors du développement d'un système de surveillance de la température basé sur GDS, à considérer le paramètre R.

Maintenant, nous prenons les mêmes données de la simulation précédente et changeons le paramètre H. Le paramètre R est fixé à une valeur tirée du tableau 8, et la valeur choisie pour R est celle qui a donné la meilleure estimation de la température dans la simulation précédente. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau 9. On remarque que lorsque  $H < 260 \mu\text{m}$ , l'erreur diminue progressivement de 0,0064 à

0,00259 au fur et à mesure que la longueur H augmente et elle augmente par la suite. Par rapport aux résultats précédents du tableau 5.2, la précision est plus élevée et l'erreur a été réduite à 0,00259 dans le meilleur des cas. Ceci est normal puisque nous avons choisi la valeur de R qui donne une meilleure estimation, et nous avons ajusté le paramètre H.

Heat Source °C	R $\mu\text{m}$	H $\mu\text{m}$	Error of Estimation °C
45.5	240	180	0.0064
45.5	240	184	0.0067
73.3	240	233	0.0036
73.3	240	241	0.0038
85.4	240	260	0.00259
85.4	240	269	0.00298
90.5	240	277	0.003
90.5	240	282	0.0031
106.3	240	300	0.00401
106.3	240	306	0.00411

Tableau 5. 2 : L'influence de H sur la précision d'estimation de température par GDS.

Le paramètre H joue également un rôle déterminant dans la précision de l'estimation. En effet, nous avons obtenu une meilleure estimation que celle notée dans la simulation précédente montrée dans le tableau 9 en changeant le paramètre H. D'après les résultats présentés dans les tableaux 8 et 9, le couple (h, R) est un point critique dans le développement de la technique GDS et il joue un rôle déterminant dans la précision de l'estimation de la température et de la position de la source de chaleur.

En bref, dans cette partie, on a montré que la technique GDS peut estimer la température de source à condition que les cellules de capteur doivent être bien placées l'une par rapport à l'autre et par rapport à la source. La distance entre les deux cellules

et la distance de deux cellules par rapport à la source, c'est une fonction de température de la source.

En effet, chercher le meilleur couplet manuellement pour chaque valeur de température ou pour chaque palais de température, c'est une tâche fastidieuse, temps consommant, et même, voire impossible. C'est pour cette raison, dans la prochaine section, qu'on propose un algorithme qui peut automatiquement trouver le couplet  $(h, R)$  qui peut estimer précisément la température de la source, et également trouver la correspondance entre les couplets  $(h, R)$  et les palais de température.

### **5.3 Algorithme automatique de recherche de couplet $(h, R)$**

Afin de faciliter l'étude de la technique *GDS* avant de l'implémenter sur une carte FPGA pour un monitoring thermique en temps d'exécution, on propose un algorithme de recherche automatique du meilleur couplet  $(h, R)$  qui peut précisément estimer la température de la source. L'algorithme proposé, c'est un algorithme d'optimisation combinatoire basé sur la technique du recuit simulé. En mathématiques, l'optimisation consiste en la recherche de minimum d'une fonction donnée, qui est, dans notre étude, formulée comme l'erreur quadratique moyenne entre une température désirée et une température calculée par *GDS*. À noter, dans ce qui suit, il faut faire la différence entre le terme « température de la source » qu'on utilise dans le cadre de cette thèse et celui « température de refroidissement » associé en général au recuit d'une pièce métallique ; les deux termes sont complètement différents et indépendants dans cette thèse. Le recuit simulé (SA) est une technique d'optimisation qui tire son nom et son inspiration du processus de recuit de métaux où le métal est chauffé puis laissé refroidir lentement jusqu'à ce que ses molécules atteignent l'état d'énergie minimale. Le métal dans cet état devient plus souple, plus flexible et présente moins d'irrégularités. De la même manière, le problème d'optimisation est transformé en un « état ordonné » ou en un état optimisé

souhaité (solution). Dans l'état de haute énergie, les molécules sont libres de se déplacer et leur liberté est restreinte lorsque la température est réduite (refroidie). De la même manière, la méthodologie SA permet la « montée en côte » lorsque la température est élevée. C'est-à-dire que les points qui se trouvent à proximité immédiate du point de recherche, mais qui ont une valeur de fonction objective plus élevée peuvent toujours être sélectionnés avec une certaine probabilité. Cela permet à l'algorithme d'échapper aux minimums locaux. Ainsi, la méthodologie de simulation est une technique puissante pour localiser la solution optimale globale (le minimum global). L'algorithme commence par choisir n'importe quelle valeur aléatoire de la variable  $x_i$  (qui est, dans notre cas, les différentes possibilités pour le couplet  $(h, R)$ ) en utilisant l'équation 5.1.

$$x_i = x_{i,min} + (x_{i,max} - x_{i,min})\mu_i \quad 0.1$$

où  $x_{i,min}$  et  $x_{i,max}$  sont les bornes de la variable  $x_i$  et  $\mu_i$  est un nombre aléatoire généré entre 0 et 1 (distribution uniforme). L'énergie ( $E_{ancienne}$ ) de cette variable est donnée par sa valeur de fonction objectif. C'est,

$$E_{anci} = f(x_i) \quad 0.2$$

La prochaine étape de l'algorithme est de perturber  $x_i$  dans son voisinage. La perturbation  $\Delta x_i$  peut être calculée comme

$$\Delta x_i = \varepsilon x_i \mu_i \quad 0.3$$

où  $\varepsilon$  est un petit nombre fixé au début de la simulation. Le point de recherche suivant est donc donné par

$$x_{i+1} = x_i + \Delta x_i \quad 0.4$$

Dans le cas où les variables  $x_{i+1}$  dépassent leurs limites, elles sont automatiquement ramenées dans l'espace de conception réalisable en utilisant l'équation 5.5.

$$x_{i+1} = x_{i,min} + (x_{i,max} - x_{i,min}) \mu_i \quad 0.5$$

L'état énergétique du nouveau point est donné par

$$E_{nouv} = f(x_{i+1}) \quad 0.6$$

Si le nouvel état d'énergie  $E_{nouv}$  est inférieur à  $E_{anci}$ , la fonction objective s'est améliorée et nous remplaçons la valeur d' $E_{anci}$  par  $E_{nouv}$ . Si  $E_{nouv}$  est supérieur à  $E_{anci}$ , la condition suivante est vérifiée :

$$e^{\left(\frac{E_{nouv}-E_{anci}}{E_{anci}}\right)} > \mu \quad 0.7$$

Si cette condition est remplie, nous autorisons la « montée en côte » et remplaçons  $E_{anci}$  par  $E_{nouv}$ . Si cette condition n'est pas satisfaite, la valeur précédente de  $x$  est restaurée. C'est :

$$x_{i+1} = x_i - \Delta x_i \quad 0.8$$

Les itérations sont répétées jusqu'à ce qu'il n'y ait aucune amélioration de la valeur de la fonction objectif pour un nombre fixe de mouvements.

### 5.3.1 Formation du problème

La recherche de couplet  $(h, R)$  est formulée ici comme un problème d'optimisation combinatoire. Le problème d'optimisation consiste à minimiser au maximum la

fonction du cout (l'énergie du système), définie comme l'erreur quadratique entre la température de source et la température estimée par la technique *GDS*. En plus de trouver le meilleur couplet qui peut minimiser la fonction du cout, on s'intéresse à garder  $R$  le plus grand possible. Plus la valeur du  $R$  est grande, plus la superficie balayée thermiquement est grande, ce qui implique moins de capteurs de température à implémenter pour surveiller les puces en temps réel.

La fonction objective ou la fonction coût est donnée comme suit :

$$Fc = (T_{GDS}(H, R) - T(S)_D)^2 \cdot 0.9$$

$$\text{Sujet à } \frac{R[i]}{R[i-1]} - 1 > 0 \quad 0.10$$

Le pseudo-code de cet algorithme est montré dans la figure 5.1.

- 1-Choix d'une solution initiale  $Fc(H_0, R_0)$ , une température initiale  $t$ , un constant de refroidissement  $\alpha$ , la température finale  $t_f$ .
- 2-répéter les étapes 3 à 14 jusqu'à  $t < t_f$
- 3- répéter les étapes 4 à 17  $r$  fois
- 4- générer un nombre aléatoire  $p$ ,  $0 < p < 1$
- 5- Calculer la nouvelle fonction cout  $Fc$  pour une nouvelle configuration  $H, R$ .

6- Evaluer la différence d'énergie entre la fonction du cout actuel et la précédente fonction du coup

7- Si  $\exp\left(-\frac{\Delta E}{t}\right) > p$ , alors va à 9

8- Si  $\exp\left(-\frac{\Delta E}{t}\right) < p$ , alors va à 2

9- Accepter la nouvelle configuration.

10- Si 5.10 est violé va au 3.

11- Si  $E_{min} < \text{l'énergie courante}$  va à l'étape 2

12- Si 5.10 n'est pas violé :  $E_{min} \leftarrow \text{l'énergie courante}$  et garder la courante configuration  $(H, R)$

13 Si  $E_{min}$  est l'erreur désirée va au 15

14-  $t \leftarrow t \times \alpha$

15-récupère meilleur configuration,  $E_{min}$  et finit le programme

Figure 5. 2 : Pseudo code pour chercher les meilleurs paramètres.

### 5.3.2 Expérimentation et résultats

On a appliqué dans cette expérience notre algorithme de recherche automatique en utilisant différentes températures des sources. L'objectif est de quantifier la relation



entre les paramètres (H, R) et la source de chaleur ainsi que d'aider l'algorithme hybride à ajuster ses critères d'arrêt en fonction de la situation. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau 5.3. Nous notons que l'erreur d'estimation n'est pas seulement fonction du nombre de capteurs, mais dépend aussi du critère d'arrêt défini par (H, R). En effet, l'erreur change avec les paramètres GDS pour le même nombre de capteurs thermiques utilisés. Par exemple, pour estimer la même source de chaleur dans les deux premières lignes du tableau 11, l'erreur passe de 0,00022 pour (H, R) = (140, 420) à 0,000207 pour (H, R) = (145, 470).

Heat Source °C	Stopping Area (mm) <sup>2</sup>	(H, R) μm	Error of Estimation °C	NBS
116.9	256.25	(145, 470)	0.000207	8
116.9	240.6	(140, 420)	0.00022	8
80.3	169	(161, 313)	0.000223	12
85.8	198	(163, 394)	0.000227	8
103.7	289	(192, 580)	0.00033	5
110.6	292.49	(197, 610)	0.00061	5
112.5	259.16	(135, 450)	0.0042	8
115.4	263.45	(137, 459)	0.0044	8

Tableau 5. 3 : Changement de paramètres (H,R) vs Ts et Emin.

Tous les résultats présentés dans le tableau 5 sont d'une grande importance. D'une part, ces résultats montrent que R augmente avec l'augmentation de la température de la source, comme dans le cas de l'estimation des valeurs maximales de température de 80,3 et 85,8 avec couplet (H, R) = (161, 313) et (163,394), respectivement ; et ils nous montrent que R peut être ajusté en fonction de l'estimation d'erreur. On note que pour une différence d'erreur assez faible, une zone de couverture thermique relativement importante peut être obtenue. En revanche, ces résultats montrent que pour les températures de deux sources proches, le paramètre (H, R) peut être le même comme indiqué dans le tableau 10.

Dans tous les résultats présentés dans ce tableau, la réduction du nombre de capteurs thermiques qui doivent être utilisés est remarquable, car R et H augmentent ainsi que la zone d'arrêt, qui sont des paramètres liés, et plus le (H, R) est grand, plus la zone de couverture est grande et moins de capteurs sont nécessaires.

Au lieu d'utiliser  $(H, R) = (140, 420)$ , la technique hybride peut utiliser  $(H, R) = (145, 470)$  afin d'améliorer la précision de la détection des pics thermiques tout en réduisant le nombre de capteurs et le temps nécessaire pour identifier les pics thermiques, car il a la capacité de sélectionner un tuple (H, R) qui se traduit par une meilleure précision avec une grande zone de couverture thermique. Comme le second critère d'arrêt doit être suffisamment réduit pour que l'algorithme TGT donne des résultats, la précision de l'algorithme hybride dépend du deuxième critère d'arrêt, qui dépend de R et H. Des valeurs plus grandes (H, R) augmentent la zone de couverture thermique, ce qui réduit le nombre de capteurs nécessaires à la surveillance thermique.

#### **5.4 RSFM basé sur GDS**

Les résultats trouvés lors de l'application de la technique GDS prouvent sa performance de détection des pics thermiques cependant, elle a besoin de réglages pour des résultats précis et une estimation meilleure des sources de température. Dans la vie réelle, les capteurs de température sont placés statiquement au long de tout le circuit ou sont placés selon une cartographie thermique. Les deux méthodes ont leurs limitations en termes de précision et ne peuvent pas déterminer l'emplacement de pic thermique et sa température, parce que les deux se basent sur des estimations moyennes et moins précises des points chauds. Dans les systèmes reconfigurables, la situation s'aggrave parce que les pics thermiques dépendent de la charge (tache à exécuter) et de la reconfigurabilité du circuit. Donc est devenue nécessaire la surveillance de température en temps réel par des techniques embarquées qui peuvent débrouiller

toutes seules pour localiser les pics et estimer ses températures précisément. Par conséquence, ces systèmes reconfigurables ont besoin vital d'un système embarqué de monitoring thermique qui peut localiser et estimer les pics thermiques et adapter au changement d'emplacement des pics thermiques au long de la superficie du circuit.

L'algorithme de balayage thermique proposé dans le chapitre 4 *RSFM* permet de faire des balayages thermiques seulement dans les zones qui contiennent optionnellement des pics thermiques. On a conclu que la précision d'estimation et de localisation des pics thermiques par cet algorithme peut être améliorée au détriment du coût en termes de capteurs de température utilisés ; c'est à-dire la précision dépend des paramètres de l'algorithme, qui sont la distance entre les capteurs de température dans certains cas exceptionnels et le critère d'arrêt de l'algorithme. Ces deux derniers dépendent fortement de la précision recherchée et de la capacité d'un capteur ou technique qu'on utilise pour l'estimation. D'après les bons résultats expérimentaux de la technique *GDS* qu'on a montrée dans les deux sections précédentes, la distance minimale entre deux capteurs et le critère d'arrêt de l'algorithme *RSFM* peuvent être ajustés tout en augmentant la distance minimale entre les capteurs et la zone d'arrêt sans dégrader les résultats d'estimation de température des pics et leurs localisations. Par conséquence, on peut atteindre notre objectif de détections des pics thermiques précisément avec un nombre de capteurs de température utilisés réduit par l'application d'une combinaison de *GDS* et *RSFM*.

Il est évident que la combinaison de l'algorithme *RSFM* et de la technique *GDS* est gagnante pour deux points importants et essentiels dans le système de monitoring thermique qui sont la précision et le nombre de capteurs.

La technique *RSFM* basée *GDS* (*RSFM-GDS*) c'est une combinaison de l'algorithme *RSFM* et de la technique *GDS* qui a pour objectif de détecter les pics thermiques. La

technique proposée *RSFM-GDS* tire profit des avantages de l'algorithme *RSFM* et des avantages de la technique *GDS*. Dans *RSFM-GDS* lors de roulements de *RSFM*, la superficie restante à balayer est calculée à chaque décision de nouvel balayage, selon les résultats obtenus par *RSFM* la technique *GDS* intervient. L'intervention de la technique *GDS* basée sur des seuils qu'on a obtenus dans la section précédente. D'après les résultats obtenus par l'application de la technique *GDS* jusqu'à maintenant, on sait qu'elle a une superficie minimale qui peut balayer thermiquement avec succès et cette superficie est grande que celle imposée par *RSFM* pour les mêmes précisions. Donc la superficie minimale est le premier critère d'arrêt de la technique proposée *RSFM-GDS*. Malgré ce critère d'arrêt, qui peut se produire dans les pires scénarios, il porte un avantage et amélioration à l'algorithme *RSFM*. En effet, le premier critère d'arrêt basé sur la superficie minimale peut se produire quand la température est sous certain seuil. L'augmentation de la superficie d'arrêt dépend de la température, au-dessus de certains seuils de température, on peut atteindre la superficie maximale que la technique *GDS* peut balayer thermiquement avec précision. En effet, le deuxième critère d'arrêt de la technique *RSFM-GDS* dépend de la température et de la superficie restante à balayer. Ce deuxième critère d'arrêt porte un avantage meilleur à la technique *RSFM-GDS* par rapport au premier critère d'arrêt, c'est clair, le nombre de capteurs dans le cas d'arrestation de la technique *RSFM-GDS* par le deuxième critère est réduit.

Le problème avec ce deuxième critère d'arrêt, c'est qu'il dépend de la température de la superficie restante qu'on ne connaît pas. En effet, dans [65], l'auteur propose un modèle empirique d'estimation de la température. Le modèle n'est pas assez précis, mais il peut être considéré comme un indice de la température de la superficie restante. Le modèle adapté à notre situation et inspiré du [65] est décrit dans l'équation 5.11.

$$T_{SUP,RES} = \frac{T_{max,RSFM}}{(1-e^{-\frac{2R}{K}})} \quad 0.11$$

où  $T_{SUP,RES}$  est la température estimée de la superficie restante,  $T_{max,RSFM}$  est la température maximale lue sur l'un des capteurs de l'algorithme *RSFM*,  $R$  est la longueur de la superficie restante pour le balayage thermique, et enfin le  $K$  est un constant thermique qui dépend de l'épaisseur des matériaux constituant le circuit à surveiller.

Le diagramme de flux de l'algorithme *RSFM-GDS* est montré dans la figure 5.2. Le premier et le deuxième cas sont les cas de l'algorithme *RSFM*. Dans le premier cas le, pic est dans une superficie qui dépend de la distance qui sépare deux capteurs d'extrémité, c'est-à-dire que la superficie est limitée par les quatre points sur lesquels on place les capteurs  $S_{x1}, S_{x-1}$ , sur le plan horizontal et  $S_{y1}, S_{y-1}$  sur le plan vertical. Donc, il est bénéfique de séparer les capteurs à une distance égale à deux fois la distance minimale que la technique *GDS* peut balayer. Dans le deuxième cas, le balayage récursif à partir de centres est continu jusqu'à ce qu'on obtienne une superficie et une température estimée par l'équation 5.11 convenables à appliquer la technique *GDS*, et ceci est le meilleur apport de la technique *RSFM-GDS* en termes de nombre de capteurs réduit. Sinon, la technique *RSFM-GDS* attend à tomber dans le premier cas, alors elle applique *GDS*, ou continue d'appliquer le balayage récursif jusqu'à l'arrivée au critère d'arrêt imposé par *GDS*  $D_{min-GDS}$ , qui est la distance minimale que *GDS* peut balayer.

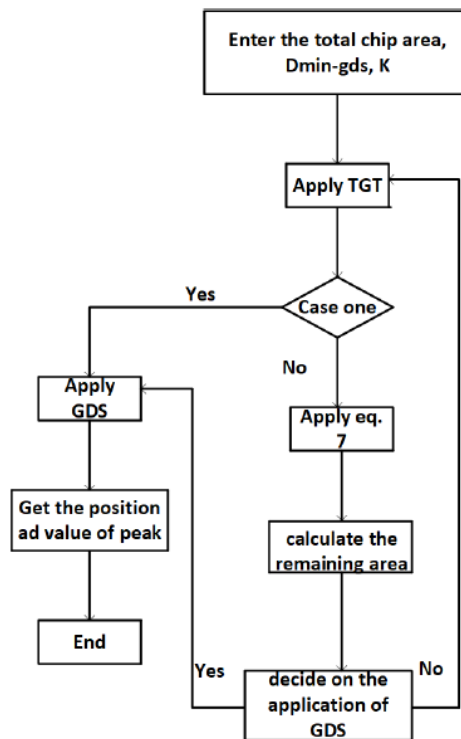


Figure 5. 3 : Diagramme de flux Algorithme RSFM-GDS.

#### 5.4.1 Expérimentation et résultats du RSFM-GDS

L'objectif du *RSFM-GDS* est de trouver automatiquement, après avoir reçu quelques paramètres, les zones comportant les pics thermiques et de les balayer par la technique *GDS*, afin de localiser l'emplacement des pics et de mesurer leurs températures. Donc, avant de l'implémenter sur une FPGA on fait des simulations pour valider la technique *RSFM-GDS*.

Dans ces simulations, on a essayé de couvrir tous les potentiels cas qu'on peut rencontrer dans la pratique et qui sont déjà montrés dans le tableau 8, 9, et 10. Donc, on reprend la même expérience mentionnée dans la section en haut par contre, on applique *RSFM-GDS* à la place de *RSFM*. Notre but est d'une part de montrer la

capacité de l'algorithme proposé *RSFM-GDS* de détecter les pics thermiques sans aucune intervention, soit par ajustement des paramètres ou placement des cellules manuellement à coté des sources. D'un autre part, il s'agit de comparaître entre *RSFM* et *RSFM-GDS* et de savoir si ce dernier porte des bénéfices par rapport au *RSFM*. Les résultats obtenus lors de l'application de *RSFM-GDS* sont montrés dans le tableau 5.4.

Sim Peak °C	est. TGT °C	NBS #	TGT.ac %	est. TGT-GDS °C	NBS #	TGT-GDS.ac %
80.23	75.18	25	93.69	79.35	8	98.89
90.25	87.9	30	97.39	90.05	12	99.77
75.83	73.49	25	96.91	75.54	12	99.61
62	57.1	20	92.09	61.2	8	98.71

Tableau 5. 4 : Comparaison des résultats de détections des pics par *RSFM-GDS* vs *RSFM*.

L'utilisation de l'algorithme hybride avec les résultats obtenus par l'algorithme de recherche automatique des paramètres (H, R), offre une meilleure précision avec un nombre réduit de capteurs par rapport à l'algorithme *RSFM*. Pour l'efficacité de notre algorithme, une comparaison complète en termes de nombre de capteurs utilisés pour la détection des pics et l'erreur moyenne dans l'estimation des pics avec les résultats fournis dans [24,39] est donnée dans la Figure 5.4.

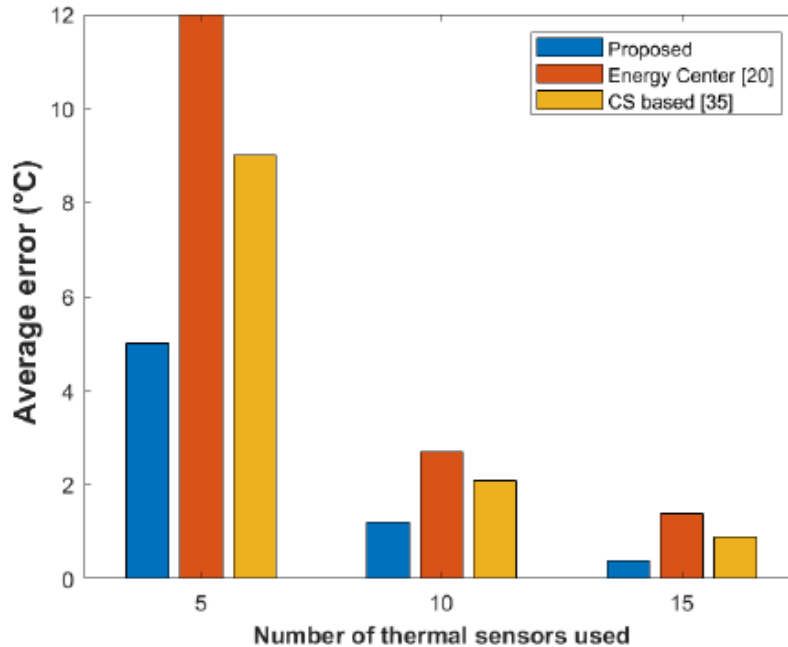


Figure 5. 4 : Comparaison de l'erreur moyenne entre différentes méthodes d'allocation thermique.

La méthode basée sur CS [39] et la méthode de regroupement d'énergie [24] utilisent toutes les deux la fréquence de caractérisation de la répartition de la chaleur sous forme d'indice pour affecter les capteurs thermiques. La représentation spectrale est une bande non limitée, et le filtrage peut conduire à un manque d'information, ce qui entraîne une surestimation de la température. Contrairement à ces deux méthodes, notre méthode hybride proposée, GDS basée sur TGT, analyse intelligemment le potentiel emplacement des pics thermiques et ajuste automatiquement les paramètres (H, R) pour trouver la meilleure position des capteurs thermiques pour une meilleure estimation de la valeur et du placement des points chauds, ce qui peut réduire le nombre de capteurs nécessaires, comme indiqué dans la figure 1.4.



Pour vérifier que les algorithmes proposés répondent aux exigences pratiques et confirmer leur validité, nous simulons différents profils thermiques contenant chacun un nombre différent de pics thermiques, placés à des distances différentes les uns des autres. Les résultats de cette simulation sont présentés dans le tableau 12. Le tableau 5.5 montre la meilleure et la pire précision de détection de pic et le nombre de pics thermiques détectés avec succès. Comme indiqué dans ce tableau, l'algorithme peut détecter avec précision jusqu'à 18 pics présents dans la puce. Pour plus de 18 pics, on note que l'algorithme ne parvient pas à détecter certains pics, ce qui est dû au phénomène de fusion thermique, car certains pics se rejoignent et forment un nouveau pic.

# peak	1	3	6	10	18	20	24
# detected peak	1	3	6	10	18	17	19
Best accuracy %	99.99	99.97	99.87	99.75	98.64	97.97	95.14
Worst accuracy %	NA	99.96	99.84	99.31	98.01	96.22	93.53

Tableau 5. 5: La validation de l'algorithme en détection de différents pics thermiques.

## 5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, deux algorithmes ont été présentés pour obtenir une température d'exécution précise avec un nombre réduit de capteurs thermiques et un temps réduit pour détecter les pics. La technique, appelée TGT, permet de déterminer les zones de pics thermiques et d'estimer leurs positions et leurs valeurs en peu de temps en scannant à partir du milieu des zones potentielles et en éliminant toutes celles sans pics thermiques. L'algorithme hybride qui combine GDS avec TGT a été proposé dans ce chapitre. Il a été démontré qu'il peut améliorer la précision de détection des pics

thermiques et réduire le nombre de capteurs thermiques nécessaires à cette fin.

Grâce à l'algorithme de recherche automatique proposé, la configuration des paramètres GDS

## 6 Conclusion

On a développé, dans le cadre de ce travail de recherche, une méthodologie de monitoring thermique des systèmes microélectroniques. Dans un premier lieu, un modèle thermique au niveau système qui combine un simulateur de circuit et un simulateur de méthode éléments finis FEA a été proposé. Le modèle peut facilement être intégré dans les simulateurs électriques pour faire des analyses électrothermiques, et peut prévoir précisément la température au régime transitoire des couches intérieures. Ce modèle permet non seulement au concepteur de niveau système de réduire le nombre de pics, mais également de faire une analyse approfondie sur les contraintes thermomécaniques et de prévoir par conséquent la fiabilité du package.

Bien que l'importance de prévoir le comportement thermique au niveau système dans un stade précoce, le monitoring thermique au niveau transistor revêt une importance cruciale pour maintenir la fiabilité des systèmes microélectroniques. À cette fin, on a adressé, dans le cadre du deuxième parti de cette thèse, la problématique de la détection des pics thermiques et de l'optimisation du nombre de capteurs. Pour ce faire, on a créé, à l'aide de FEM une base de données thermiques simulant la mission d'un système microélectronique à long terme. Ensuite, on a proposé l'algorithme dit TGT basé sur la poursuite des gradients thermiques pour localiser les sources de chaleur. L'algorithme TGT s'est avéré efficace, vu qu'il réduit le temps de détection des pics thermiques et le nombre de capteurs nécessaires à cette fin. La réduction en temps de calcul permet d'éviter la confusion de plusieurs pics et allonge la fonction et la durée de vie des systèmes microélectroniques. L'avantage de la réduction du nombre de capteurs est l'évitement du phénomène d'auto échauffement causé par ce dernier et la sauvegarde des ressources. En outre, un algorithme hybride basé sur la technique GDS et TGT a porté une grande contribution en termes d'efficacité, de temps de calcul et de nombre de capteurs. Grâce à l'algorithme de recherche automatique des paramètres de GDS, la précision et le nombre de capteurs de l'algorithme hybride ont été optimisés. Les

résultats de détection de pic thermique par l'algorithme hybride sont encourageants et surpassent les algorithmes trouvés dans la littérature en termes d'efficacité, de temps de calcul, et de précision.

La validation des algorithmes proposés a été vérifiée contre le simulateur Ansys. Comme travaux futur, on suggère l'implémentation de l'algorithme hybride sur des processeurs dédiés et la validation matérielle de l'algorithme.

# Annexe A

## ARTICLES DE L'AUTEUR

1. Touati, D. E., Oukaira, A., Ali, M., Hassan, A., Savaria, Y., & Lakhssassi, A. Reliability Analysis Based on Cascaded-Foster Thermal Networks for Systems-in-Package (SiP). *Elsivier Results in Engineering*.
2. Djallel Eddine, Touati, Aziz Oukaira, Ahmad Hassan, Mohamed Ali, Yvon Savaria, Ahmed Lakhssassi. Thermal Analysis of System in Package Considering Boundary Conditions for Long-Term Reliability Studies. *IEEE Access* (2024) : 1-16.
3. Touati, Djallel Eddine, Aziz Oukaira, Ahmad Hassan, Mohamed Ali, Ahmed Lakhssassi, Yvon Savaria. Accurate On-Chip Thermal Peak Detection Based on Heuristic Algorithms and Embedded Temperature Sensors. *electronics, journal, MDPI* 12. 2978 (2023) : 1-18.
4. Touati, Djallel Eddine, Oukaira, A., Hassan, A., Savaria, Y. and Lakhssassi, A., 2021, June. Foster-based transient thermal analysis of SiP for thermomechanical studies. In *2021 19th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)* (pp. 1-4). IEEE.
5. Oukaira, Aziz, Said Dhaou , Djallel Eddine Touati, Nader El-Zarif, Ahmad Hassan, Yvon Savaria, Ahmed Lakhssassi. Novel Peak-Source-Scanning (NPSS) Model for Thermal Control of Systems-in-Package (SiP). *IEEE Access* 12. 1 (2024) : 143842 - 143853.
6. Oukaira, A., Touati, D.E., Hassan, A., Ali, M., Savaria, Y. and Lakhssassi, A., 2021, August. Thermo-mechanical Analysis and Fatigue Life Prediction for Integrated

- Circuits (ICs). In *2021 IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)* (pp. 630-634). IEEE.
7. Oukaira, A., Touati, D.E., Hassan, A., Ali, M., Savaria, Y. and Lakhssassi, A., 2022, October. FEM-based thermal profile prediction for thermal management of system-on-chips. In *2022 8th International Conference on Optimization and Applications (ICOA)* (pp. 1-4). IEEE.

## Bibliographie

- [1] M. Ozisik. 1968. Boundary Value Problems of Heat Conduction. Oxford University Press
- [2] Y. Zhan, S. V. Kumar, and S. S. Sapatnekar. 2008. Thermally aware design. FTEDA 2, 3 (2008), 255–370.
- [3] H. Wang, J. Wan, S. X. D. Tan, C. Zhang, H. Tang, Y. Yuan, K. Huang, and Z. Zhang. 2018. A fast leakage-aware full-chip transient thermal estimation method. IEEE TC 67, 5 (2018), 617–630.
- [4] L. Jani and A. Poppe. 2017. Adaptive co-simulation of functional-thermal behaviour of integrated circuits. In IEEE THERMINIC. 1–8
- [5] H. Wang, K. Ma, F. Blaabjerg, Design for reliability of power electronic systems, in IECON 2012—38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp. 33–44 (2012)
- [6] Y.C. Gerstenmaier, W. Kiffe, and G. Wachutka. Combination of thermal subsystems modeled by rapid circuit transformation. Thermal Investigation of ICs and Systems, 2007. THERMINIC 2007. 13th International Workshop on, pages115–120, Sept. 2007.
- [7] S. Bouguerra, K. Agroui, O. Gassab, A. Sangwongwanich, and F.Blaabjerg, “Lifetime estimation and reliability of pv inverter with multi-timescale thermal stress analysis,” in 2019 International AegeanConference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) 2019 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2019, pp. 402–408.
- [8] A. Jain, R. E. Jones, R. Chatterjee, and S. Pozder, “Analytical and Numerical Modeling of the Thermal Performance of Three-Dimensional Integrated Circuits,” IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 33, no. 1, pp. 56–63, Mar. 2010.
- [9] W. Huang et al., "HotSpot: A compact thermal modeling methodology for early-stage VLSI design," IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst. , vol. 14, no. 5, p. 501-513, 2006

- [10] R. Zhang, M. R. Stan, and K. Skadron, "HotSpot 6.0: Validation, acceleration and extension," Univ. Virginia, Charlottesville, VA, USA, Tech. Rep. CS-2015-04, 2015.
- [11] . Meng, K. Kawakami, et A. K. Coskun, "Optimizing Energy Efficiency of 3D MulticoreSystems with Stacked DRAM Under Power and Thermal Constraints", dans Proceedings ofthe 49th Annual Design Automation Conference, série DAC '12, 2012, pp. 648–655.
- [12] M. Pedram and S. Nazarian, "Thermal Modeling, Analysis, and Management in VLSI Circuits: Principles and Methods," Proceedings of the IEEE, Vol.94, pp.1487-1501, 2008.
- [13]Lakhssassi Ahmed et al., "Thermal stress monitoring using gradient direction sensors", Circuits and Systems and TAISA Conference 2008. NEWCAS-TAISA 2008. 2008 Joint 6th International IEEE Northeast Workshop on. IEEE, pp. 177-180, 2008.
- [14] Lakhssassi, A, M, Bougataya, "VLSI Thermal Analysis and Monitoring", In-Tech, Kirchengasse, A-1070 Vienna, Austria, pp. 441-456, (2009).
- [15] Bougataya, M, Lakhsasi, A, &Massicotte, D, "VLSI thermo-mechanical stress analysis by gradient direction sensor method",In Electrical and Computer Engineering, IEEE Canadian Conference, pp. 710-713, (May. 2015).
- [16] Sayde, M, Lakhssassi, A, Bougataya, M, Terkawi, O, &Blaquiere, Y, "SoC systems thermal monitoring using embedded sensor cells unit", In Circuits and Systems (NWCAS), 55thIEEEInternational Midwest Symposium, pp. 1052-1055, (Aug. 2012)
- [17] S. Lopez-Buedo, J. Garrido, E. Boemo, "Dynamically inserting, operating, and eliminating thermal sensors of FPGA-based systems", IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Volume 25, Issue 4, Dec. 2002, pp. 561 – 566.
- [18] R. Mukherjee, S. Mondal and S. OgrenciMemik, "A Sensor Distribution Algorithm for FPGAs with Minimal Dynamic Reconfiguration Overhead", Proc. IEEE Int. Conf. on Engineering of Reconfigurable Systems and Algorithms, pp. 437, Jun. 2006.



- [19] Oukaira, A, Pal, N, Ettahri, O, Kengne, E and Lakhssassi, A “Simulation and FPGA Implementation of Thermal Convection Equation for Complex System Design”, (IREA) International Journal on Engineering Applications, Vol. 2, No. 6, 2016, pp. 307-312.
- [20] Mhamed Nour, Aziz Oukaira, Mohammed Bougataya, and Ahmed Lakhssassi, "Thermal Damage Modeling Analysis and Validation during Treatment of Tissue Tumors," International Journal of Pharma Medicine and Biological Sciences, Vol. 6, No. 4, pp. 98-104, October 2017. doi: 10.18178/ijpmbs.6.4.98-104
- [21] Oukaira, A, Ettahri, O and Lakhssassi, A “Modeling and FPGA implementation of a thermal peak detection unit for complex system design”, (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications, Vol. 8, No. 6 2017, pp. 307-312.
- [22] MUKHERJEE,R.ANDOGRENCIMEMIK, S. 2006b. Systematic temperature sensor allocation andplacement for microprocessors. InProceedings of the IEEE/ACM Design Automation Conference.542
- [23] MUKHERJEE,R.,MONDAL,S.,ANDOGRENCIMEMIK, S. 2006a. A sensor distribution algorithm forfpgas with minimal dynamic reconfiguration overhead. InProceedings of the IEEE InternationalConference on Engineering of Reconfigurable Systems and Algorithms. 437
- [24] Janicki M and Napieralski A, Real time temperature estimation of heat sources in integrated circuits with remote temperature sensors, Journal of Physics: Conference Series, Vol. 124 (2008) 012027, pp. 1-11.
- [25] Lee, K.J., Skadron, K., Huang, W.: Analytical model for sensor placement on microprocessors. In: Proceedings of 2005 IEEE International Conference on Computer Design: VLSI in Computers and Processors, ICCD 2005, pp. 24–27 (October 2005).
- [26] W. Wójciak and A. Napieralski, "Thermal monitoring of a single heat source in semiconductor devices —the first approach," Microelectronics Journal,vol. 28, pp. 313-316, 1997.
- [27] Janicki, M, Zubert, M, &Napieralski, A, “Application of inverse problem algorithms for integrated circuit temperature estimation”, Microelectronics journal, pp. 1099-1107, (1999).

- [28] Necati Ozisik, M. and R. B. Orlande, H., "Inverse Heat Transfer's Fundamentals and Applications". 2000, New York: Taylor & Francis. 330.
- [29] Kowsary, F., Mohammadzaheri, M. and Irano, S., "Training based, moving digital filter method for real time heat flux function estimation". International Communications in Heat and Mass Transfer, 2006. 33(10): p. 1291-1298
- [30] ITRS. International technology roadmap for semiconductors. <http://www.itrs.net/>, 2020
- [31] R. R. Tummala and M. Swaminathan, Introduction to System-on-Package (SOP): Miniaturization of the Entire System, McGraw-Hill, 2008.
- [32] P. Chen, T. Chen, Y. Wang, and C. Chen. A time-domain sub-micro watt temperature sensor with digital set-point programming. IEEE Sensors Journal, 9(12):1639–1646, 2009
- [33] C. Kim, B. Kong, C. Lee, and Y. Jun. CMOS temperature sensor with ring oscillator for mobile DRAM self-refresh control. In Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seattle, WA, May 2008, pp. 3094–3097.
- [34] F. Yuan. CMOS Circuits for Passive Wireless Microsystems. Springer, New York, 2010
- [35] X. Wang, P. Jiao, M. Sadi, D. Su, L. Winemberg, and E. Hanipour. TRO: An On-Chip Ring Oscillator-Based GHz Transient IR-Drop Monitor. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 36(5), 2017.
- [36] Alley, R., Soto, M., Kwark, L., Crocco, P., Koester, D.: Modeling and validation of on-die cooling of dual-core cpu using embedded thermoelectric devices. In: Twenty-fourth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, SemiTherm 2008, pp. 77–82 (March 2008)
- [37]. Memik, S.O., Mukherjee, R., Ni, M., Long, J.: Optimizing Thermal Sensor Allocation for Microprocessors. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems 27(3), 516–527 (2008),
- [38] Viswanath, R., Wakharkar, V., Watwe, A., Lebonheur, V.: Thermal performance challenges from silicon to systems. Intel Technology Journal Q3, 1–16 (2000)

[39] Xiang, Y., Chantem, T., Dick, R.P., Hu, X.S., Shang, L.: System-level reliability modeling for mpsoCs. In: Proceedings of the Eighth IEEE/ACM/IFIP International Conference on Hardware/Software Codesign and System Synthesis, CODES/ISSS 2010, pp. 297–306 (2010)

[40] Borkar, S.: Design challenges of technology scaling. *IEEE Micro* 19(4), 23–29 (1999)

[41] Gronowski, P., Bowhill, W., Preston, R., Gowan, M., Allmon, R.: High-performance microprocessor design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 33(5), 676–686 (1998)

[42] Ben Hamouda, Fathi (2019). Étude, conception et développement d'un algorithme de la détection des pics thermiques dans le cas des sources multiples de chaleur dans les circuits intégrés. Thèse. Gatineau, Université du Québec en Outaouais, Département d'informatique et d'ingénierie, 111 p.

[43] [Internet] <http://www.napieralski.dmcS.pl/>

[44] Lopez-Buedo S., Garrido J. and Boemo E. Thermal Testing on Reconfigurable Computers. *IEEE Design & Test of Computers*, 17, I(Jan.-Mar.) 2000, 84-90.

[45] Janicki M, De Mey G and Napieralski A 2007 Thermal analysis of layered electronic circuits with Green's functions *Microelectron. J.* 38-177-84

[46] - Janicki M, De Mey G and Napieralski A 2002 Application of Green's functions for analysis of transient thermal states in electronic circuits *Microelectron. J.* 33 733-8

[47] - Janicki M, De Mey G and Napieralski A 2002 Transient thermal analysis of multilayered structures using Green's functions *Microelectron. Reliab.* 42 1059-64

[48] - Janicki M, De Mey G and Napieralski A 2007 Thermal analysis of layered electronic circuits with Green's functions *Microelectron. J.* 38 177-84

[49] Janicki M and Napieralski A 2002 Inverse heat conduction problems in electronic circuits *Proc. 9th Int. Conf. Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (Wroclaw, Poland, 20-22 June 2002)* pp 385-8

- [50] Memik, S.O., Mukherjee, R., Ni, M., Long, J.: Optimizing Thermal Sensor Allocation for Microprocessors. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems* 27(3), 516–527 (2008)
- [51] Skadron, K., Lee, K.: Using Performance Counters for Runtime Temperature Sensing in High-Performance Processors. In: 19th IEEE International Parallel and Distributed Processing Symposium, pp. 232a–232a (2005).
- [52] M. Janicki, M. Zubert, and A. Napieralski, Application of Inverse Heat Conduction Methods in Temperature Monitoring of Integrated Circuits, *Sens. Actuat. A*, vol. 71, pp. 51–57, 1998.
- [53] M. Janicki, A. Napieralski :Real time temperature estimation of heat sources in integrated circuits with remote temperature sensors”, *Journal of Physics: Conference Series*, Vol. 124, 2008, 012027, pp. 1-11, ISSN 1742-6596, doi:10.1088/1742-6596/124/1/012027
- [54] Quenot, G., Paris, N., and Zavidovique, B. 1991. A temperature and voltage measurement cell for vlsi circuits. In *Proceedings of the European ASIC Conference*. IEEE, 334–338
- [55] Lopez-Buedo, S., Garrido, J., & Boemo, E. (2000). Thermal testing on reconfigurable computers. *IEEE Design & Test of Computers*, 17(1), 84-91. testing on reconfigurable computers. *IEEE Design Test Comput.* 17, 1, 84–91.
- [56] Lopez-Buedo, Sergio, and Eduardo Boemo. "Making visible the thermal behaviour of embedded microprocessors on FPGAs: a progress report." In *Proceedings of the 2004 ACM/SIGDA 12th international symposium on Field programmable gate arrays*, pp. 79-86. 2004.
- [57] A. Lakhsasi, M. Bougataya, D. Massicotte: Practical approach to gradient direction sensor method in very large scale integration thermomechanical stress analysis, *J. Vac. Sci. Technol. A* 24(3), pp. 758-763, May 2006.
- [58] Brooks, D., Martonosi, M.: Dynamic thermal management for high-performance microprocessors. In: *International Symposium on High-Performance Computer Architecture (HPCA)*, pp. 171–182 (2001).

[59] Jeong, M., Doris, B., Kedzierski, J., Rim, K., Yang, M.: Silicon device scaling to the sub-10-nm regime. *Science* 306, 20572060 (2004)

[60] Kumar, V. R., Majumder, M. K., and Kaushik, B. K. 2014. Graphene based on-chip interconnects and TSVs—Prospects and challenges. *IEEE Nanotechnology Magazine* 8(4):14–20.

[61] B. K. Kaushik, M. K. Majumder, and V. R. Kumar, “Carbon nanotube based 3-D interconnects - A reality or a distant dream,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol 14, no4, pp.16-35, November 2014.

[62] S. Bouguezzi, M. Ayadi and M. Ghariani, "Developing a simplified analytical thermal model of multi-chip power module", *Microelectron. Rel.*, vol. 66, pp. 64-77, Nov. 2016.

[63] H. Li, X. Liao, Y. Li, S. Liu, Y. Hu, Z. Zeng, et al., "Improved thermal couple impedance model and thermal analysis of multi-chip paralleled IGBT module", *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE*, pp. 3748-3753, 2015.

[64] M. Ali, M. Nabavi, A. Hassan, M. Honarparvar, Y. Savaria and M. Sawan, "A Versatile SoC/SiP Sensor Interface for Industrial Applications: Design Considerations", *2019 31st International Conference on Microelectronics (ICM)*, pp. 40-43, 2019.

[65] K. Lee, K. Skadron, and W. Huang. Analytical Model for Sensor Placement on Microprocessors. In *ICCD*, 2005.

[66] B. Li, M. Tang, H. Yue, Y. Tang and J. Mao, "Efficient Transient Thermal Simulation of ICs and Packages With Laguerre-Based Finite-Element Method," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 10, no. 2, pp. 203-211, Feb. 2020

[67] Lakhsasi, Ahmed, Guy Le Clair, Adam Skorek, Robert St-Jacques. Indirect measurement of temperature distribution and power flow using the finite element method . *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering* 18. 1 (1993) : 17-20.