UNIVERSITÉ FRANÇOIS – RABELAIS DE TOURS

ÉCOLE DOCTORALE EMSTU

Groupe de Recherche en Matériaux, Microélectronique, Acoustique et Nanotechnologies (GREMAN)

THÈSE présentée par :

Laurent SIEGERT

soutenue le : **1er février 2013**

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université François – Rabelais de Tours**

Discipline/ Spécialité : Electronique

CARACTERISATION ET MODELISATION ELECTROTHERMIQUE DES INTERCONNEXIONS ET INDUCTANCES EN CUIVRE EPAIS

THÈSE dirigée par :

GAUTIER Gaël	Maître de conférences, HDR, université François – Rabelais de Tours

RAPPORTEURS :

FREMONT Hélène	Maître de conférences, HDR, Université de Bordeaux
SCUDELLER Yves	Professeur, HDR, Université de Nantes

JURY :

BOUYSSOU Emilien	Ingénieur R&D, HDR, STMicroelectronics Tours
FREMONT Hélène	Maitre de conférences, HDR, Université de Bordeaux 1
GAUTIER Gaël	Maître de conférences, HDR, université François – Rabelais de Tours
PICHON Laurent	Professeur, HDR, Université de Rennes 1
SCUDELLER Yves	Professeur, HDR, Université de Nantes
VENTURA Laurent	Professeur, HDR, Université François – Rabelais de Tours

Table des matières

Introduction générale 1

Chapitre 1 Fiabilité des composants passifs en cuivre 5

1. Introduction 9

2. Les circuits passifs : application et technologie 10

2.1. L'application 10

2.2. L'empilement technologique 12

2.3. Les composants en cuivre 16

3. Fiabilité des lignes de cuivre : interconnexion et inductance 19

3.1. L'électromigration 20

3.2. L'auto-échauffement 28

3.3. Résumé et conclusion 35

4. Problématique et stratégie d'étude 38

5. Conclusion 40

Chapitre 2 Caractérisation et modélisation électrothermique sous courant continu des inductances et des interconnexions 41

1. Introduction 45

2. Caractérisation de l'auto-échauffement 47

2.1. Dépendance en température de la résistivité 47

2.2. Le coefficient de température TCR 48

2.3. Mesure de l'auto-échauffement 49

2.4. Extraction de la résistance thermique 50

2.5. Conclusion 51

3. Etude de l'auto-échauffement par simulation numérique aux éléments finis 51

3.1. Modèle électrique 52

3.2. Modèle thermique 53
3.3. Définitions des conditions de simulation 54
3.4. Impact de l'épaisseur des couches 57
3.5. Impact de la nature des matériaux constituant la technologie 59
3.6. Impact des dimensions du motif 60
3.7. Conclusion 63

4. Définitions des motifs de test 64
4.1. Les pistes en cuivre de type interconnexion 64
4.2. Les pistes en cuivre de type inductance 65
4.3. Motifs en aluminium 68

5. Modélisation analytique de l'auto-échauffement pour les pistes et les inductances en cuivre 68
5.1. Méthodologie 68
5.2. Détermination des paramètres intrinsèques des métallisations : le cuivre et l'aluminium 70
5.3. Modélisation de la résistance thermique en fonction des dimensions 74
5.4. Calcul de la résistance électrique 84
5.5. Prédiction de la température d'auto-échauffement 86
5.6. Résumé 93
5.7. Exploitation du modèle 95

6. Calibration du simulateur électrothermique 103
6.1. Choix des Facteurs 104
6.2. Méthodologie 105
6.3. Détermination des conductivités thermiques 106
6.4. Validation 107

7. Conclusion 112

Chapitre 3 Caractérisation et modélisation électrothermique sous sollicitation radiofréquentielle des inductances et interconnexions 115

1. Introduction 119

2. Les radiofréquences 120
2.1. La puissance 120
2.2. Les paramètres S 121
2.3. L'adaptation d'impédance 122

3. Méthodologie pour la caractérisation électrothermique en radiofréquence 123

3.1. La méthode quatre pointes 123
3.2. Détermination des sondes de températures 124
3.3. Banc de mesure 125

4. Présentation des motifs de test 126
4.1. Motif de test pour la caractérisation en radiofréquence 127
4.2. Motifs spécifiques pour déterminer la différence de température entre l'inductance et le motif d'aluminium 131

5. Caractérisation électrothermique des inductances et des interconnexions en radiofréquence 132
5.1. Mesures des paramètres S à 0,96 GHz 133
5.2. Evaluation de la différence de température entre la sonde et le motif sous test 134
5.3. Mesure de la température d'auto-échauffement sous puissance radiofréquentielle 140
5.4. Comparaison avec le régime continu 141

6. Modélisation électro-magnéto-thermique 145
6.1. Méthodologie 145
6.2. Caractérisation expérimentale 148
6.3. Simulation électromagnétique sous HFSS 149
6.4. Simulation électrothermique sous Sdevice 150
6.5. Résultats après convergence 151

7. Conclusion 154

Conclusion générale 155

Références bibliographiques 163

Annexes 171

Publications 195

Introduction générale

Le 6 février 1959, le brevet du premier circuit intégré était déposé par Jack Kilby, ingénieur à Texas Instrument, ouvrant la voie à l'ère microélectronique et son industrialisation de masse, industrie qui pèse aujourd'hui plus de mille milliards de dollars américains. Les défis de la miniaturisation, associés à ceux de l'industrialisation, ont ouvert de nombreux champs d'études concernant les étapes de fabrication, le fonctionnement électronique et la fiabilité de tels systèmes.

En changeant d'échelle, des phénomènes nouveaux apparaissent, non pas qu'ils n'existent pas au niveau macroscopique mais simplement que leurs effets sont négligeables et donc invisibles. L'électromigration, par exemple, découvert en 1861, phénomène physique de laboratoire, est devenu dans les années 1960, précisément pour la microélectronique, un enjeu de taille pour la fiabilité des circuits intégrés, soit 100 ans après sa découverte. L'auto-échauffement est quant à lui lié à l'effet Joule, phénomène connu et rencontré au quotidien. Nous pouvons en citer quelques applications concrètes tels les radiateurs électriques ou encore les plaques électriques, vitrocéramiques et à induction. En revanche, dans le cas des composants microélectroniques, l'effet Joule est un phénomène à éviter, afin de ne pas dégrader le composant.

Ainsi, le concepteur de circuits microélectroniques se doit de connaitre ces phénomènes, afin de pouvoir les anticiper. L'anticipation est nécessaire mais n'est malheureusement pas intuitive. Une étude en amont doit être réalisée afin de comprendre ces phénomènes. L'électromigration et l'auto-échauffement sont de plus, fortement influencés par l'environnement, l'étude doit en conséquence être menée au regard de la technologie afin d'en exploiter concrètement les conclusions.

Le but de ces travaux de thèse est donc d'étudier les deux phénomènes précédemment cités, l'électromigration et l'auto-échauffement sur des composants à base de cuivre dans une technologie développée par STMicroelectronics pour la réalisation de circuits passifs pour téléphone portable. Le phénomène d'électromigration ne sera traité que d'un point de vue bibliographique et écarté des axes d'études. L'auto-échauffement sera traité en détail dans ce manuscrit.

Dans le **premier chapitre**, les choix technologiques adoptés par la société STMicroelectronics pour l'élaboration des circuits passifs sont présentés avant de décrire les composants élémentaires étudiés, à savoir les interconnexions et les inductances. Une étude bibliographique sur l'électromigration et l'auto-échauffement est menée afin de pouvoir discuter du phénomène majeur à traiter, en l'occurrence l'auto-échauffement, cela dans le cas de la technologie étudiée.

Le **deuxième chapitre** est consacré à la problématique de l'auto-échauffement sous sollicitation électrique continue sur les interconnexions et inductances. Une étude à l'aide d'un simulateur électrothermique nous indiquera quels sont les paramètres technologiques influents sur la réponse en température d'un composant, avant de modéliser analytiquement l'auto-échauffement en fonction des dimensions intrinsèques de motifs de type interconnexion et inductance. Le modèle analytique développé au cours de cette étude décrit l'évolution de la température d'auto-

échauffement en fonction de l'intensité du courant électrique et des dimensions du motif considéré, interconnexion ou inductance. Ce modèle prédictif présente l'intérêt de pouvoir définir l'impact de dimensions en prenant en compte leurs interactions, sur la température du motif sollicité. Le modèle du simulateur électrothermique sera rendu prédictif par la calibration des paramètres les plus influents.

Le **troisième chapitre** s'intéresse enfin à l'auto-échauffement sous sollicitation radiofréquentielle. Sous ce type de sollicitation, une méthodologie de mesure de la température a été déterminée. Une corrélation entre le phénomène électrothermique, en courant continu et en radiofréquence, sera discutée. Une méthodologie de couplage faible entre un simulateur électromagnétique et électrothermique sera mise en place et les résultats seront comparés aux résultats expérimentaux.

Chapitre 1
Fiabilité des composants passifs en cuivre

1. Introduction 9

2. Les circuits passifs : application et technologie 10

2.1. L'application 10

2.2. L'empilement technologique 12

2.2.1. Le substrat en Verre 13

2.2.2. Le BCB 14

2.2.3. Le cuivre 15

2.3. Les composants en cuivre 16

2.3.1. Les pistes d'interconnexions 16

2.3.2. Les inductances 17

3. Fiabilité des lignes de cuivre : interconnexion et inductance 19

3.1. L'électromigration 20

3.1.1. Calcul de la durée de vie 21

3.1.2. L'électromigration en régime continu (DC) 22

3.1.3. L'électromigration en régime variable (AC) 24

3.1.4. Conclusion 27

3.2. L'auto-échauffement 28

3.2.1. Variation de la résistance avec la température 29

3.2.2. Variation de la résistance avec la fréquence 29

3.2.3. La résistance thermique 30

3.2.4. L'auto-échauffement d'un point de vue microélectronique 30

3.2.5. L'auto-échauffement : impact des matériaux 32

3.2.6. Prédiction de l'auto-échauffement 33

3.2.7. L'auto-échauffement sous sollicitation radiofréquentielle 34

3.3. Résumé et conclusion 35

4. Problématique et stratégie d'étude 38

5. Conclusion 40

1. Introduction

La téléphonie mobile est actuellement en pleine expansion, tirée par le marché des smartphones. Cette croissance génère un réel besoin dans l'intégration toujours plus complexe des composants microélectroniques. Parmi ces composants, on trouve notamment les circuits passifs intégrés ayant pour fonction le traitement des signaux à très hautes fréquences. Ces circuits sont composés de condensateurs, d'inductances et de résistances reliés entre eux par des interconnexions. Parmi ces éléments, les inductances et les interconnexions sont souvent élaborées à base de cuivre, métal très bon conducteur.

En application, ces composants sont soumis à de fortes puissances, nécessaires à leurs fonctionnements. Sous ces fortes puissances, les composants élémentaires du circuit, tels les inductances et les interconnexions présentent un risque de défaillance.

Dans le cas des lignes de cuivre, le risque de défaillance peut se traduire par deux phénomènes : l'électromigration et l'auto-échauffement.

L'électromigration est un phénomène physique de migration de la matière conductrice sous l'effet du flux d'électrons, se traduisant par une déplétion ou un agrégat de matière avec pour conséquence une augmentation de la résistance ohmique. Cette augmentation de résistance entraine une dégradation des performances, jusqu'à la défaillance. Typiquement, l'électromigration est prise en compte par des règles sur les maximums de densité de courant, permettant la conception des composants avec des sections de pistes adaptées.

L'auto-échauffement est la manifestation thermique des pertes électriques par puissance dissipée dans un conducteur. Cette augmentation de la température dépend du courant appliqué, de l'aptitude des couches des matériaux à dissiper la chaleur, mais également des dimensions intrinsèques des composants.

Dans ce chapitre, nous allons présenter dans une première partie l'application, la technologie ainsi que les composants étudiés, en rappelant leurs principales caractéristiques.

Dans un deuxième temps nous nous intéresserons aux phénomènes sus-cités à savoir l'électromigration et l'auto-échauffement, en rappelant tout d'abord leur principe de base. Puis nous les confronterons à l'application, en s'appuyant sur la littérature afin de déterminer leur rôle dans le risque à la défaillance.

Dans une troisième partie nous définirons les axes d'études ainsi que la méthodologie adoptée afin d'étudier les différentes problématiques dégagées par l'étude bibliographique.

2. Les circuits passifs : application et technologie

2.1. L'application

La majorité des composants dans les téléphones portables d'aujourd'hui sont des composants passifs. L'intégration de ces composants sur un substrat, comme illustrée en figure 1, peut fournir des avantages sur les performances, sur les coûts, ainsi que sur leurs dimensions.

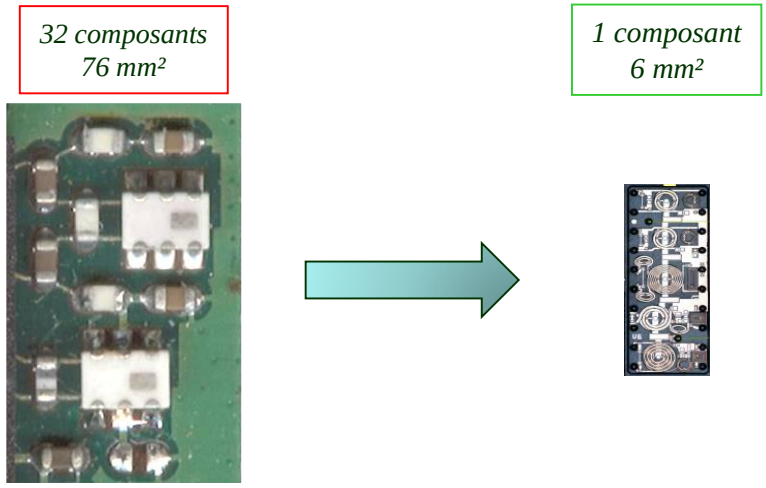
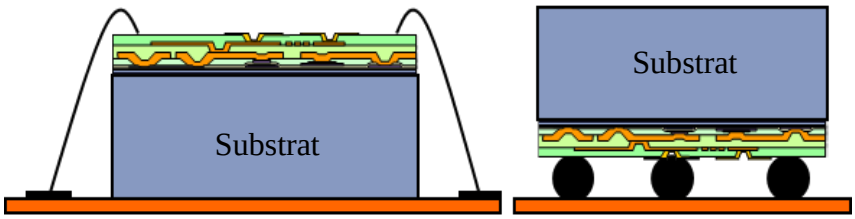


Figure 1 : Schéma d'intégration d'un circuit passif. Le but est de réunir, sur une même puce, un circuit passif dans son intégralité.

Les circuits intégrés IPD (Integrated Passive Devices) ont pour principale application le traitement du signal reçu ou émis par le téléphone. Schématiquement, les IPD sont liés à l'antenne, et fonctionnent à des hautes fréquences, de l'ordre du GHz. Dans la suite de l'étude nous nous intéresserons uniquement aux composants type IPD.

De par la demande croissante de téléphones portables aux fonctionnalités toujours plus grandes, la demande d'intégration des composants passifs est devenue un enjeu majeur. Une approche de conception des composants passifs est l'utilisation des techniques de micro-fabrication afin de créer un circuit intégré de plusieurs puces sur une même plaquette [1, 2]. Ces puces sont connectées sur une carte électronique soit par l'intermédiaire de petites soudures métalliques, soit par l'intermédiaire de fils, comme illustré sur la figure 2. Cette technique permet l'intégration du composant passif dans des systèmes plus larges en association avec d'autres puces.



(a) Fils (b) Soudure

Figure 2 : Description schématique des combinaisons d'assemblage d'un composant passif intégré.

La connexion des différents éléments constituant le circuit passif, à savoir les résistances, condensateurs et inductances permet la réalisation de circuit aux fonctions spécifiques, comme par exemple l'adaptation d'impédance, le filtrage et la transformation du signal [3].

Citons quelques exemples d'applications des produits IPD :

- Fonction transformateurs : Baluns

Les transformateurs ont pour fonction de convertir un signal référencé en un signal flottant sans référence. Le terme Balun venant des mots anglais BALanced qui veut dire équilibré, balancé et UNbalanced qui veut dire déséquilibré, non balancé.

- Fonction coupleur : CPL

Le coupleur a pour fonction de mesurer la puissance de sortie de l'antenne, afin de la contrôler par rétroaction. Il est conçu pour fonctionner dans une large gamme de fréquence.

- Fonction filtre : LPF / HPF / BFP

Le filtre a pour fonction de laisser passer des gammes de fréquences et d'en atténuer d'autres. Ce filtrage s'effectue à partir d'une fréquence de référence appelée fréquence de coupure, dépendante de la valeur des composants R,L,C, constituant le filtre.

Les différents circuits cités fonctionnent en radiofréquence dont la gamme varie de la centaine de MHz à plusieurs GHz. La classification des applications peut s'effectuer selon deux types : les applications nécessitant une faible puissance et les applications nécessitant une forte puissance. Ces derniers peuvent être soumis à des contraintes de 40 dBm, soit 10 Watts, ce qui est considérable à l'échelle microscopique. Les applications nécessitant une forte puissance sont critiques en fiabilité, car soumises aux contraintes les plus élevées. Une forte puissance est généralement synonyme de fort courant.

Les IPD sont donc des circuits intégrés ayant pour principales fonctions la télécommunication et le traitement des signaux pour les téléphones portables. La demande d'intégration, c'est-à-dire la réduction des dimensions couplées aux fortes contraintes électriques, pose le problème de la tenue en puissance de tels systèmes.

L'intégration monolithique des composants suit des procédés de fabrication en salle blanche via le dépôt et la photolithogravure de différentes couches de matériaux afin de réaliser le circuit voulu.

2.2. L'empilement technologique

Une filière technologique a été mise au point et permet la réalisation des composants élémentaires constituant un circuit IPD, les résistances (R), les inductances (L) et les condensateurs (C). Une série d'étapes constituée de dépôts des matériaux, de photolithogravures et de recuits est nécessaire afin de fabriquer le composant. Nous allons brièvement passer en revue les différents matériaux constituant la technologie.

La technologie se compose d'un substrat en verre borosilicate sur lequel est successivement déposé :

- Une couche d'oxyde déposé par pulvérisation
- Un premier niveau de métallisation en aluminium déposé par pulvérisation
- Une couche de diélectrique : le benzocyclobutene (BCB) déposé par enduction centrifuge
- Un deuxième niveau de métallisation en cuivre déposé par voie électrochimique
- Une deuxième couche diélectrique BCB
- Un troisième niveau de métallisation en cuivre
- Une couche finale de diélectrique BCB

Le détail de l'empilement est donné en figure 3.

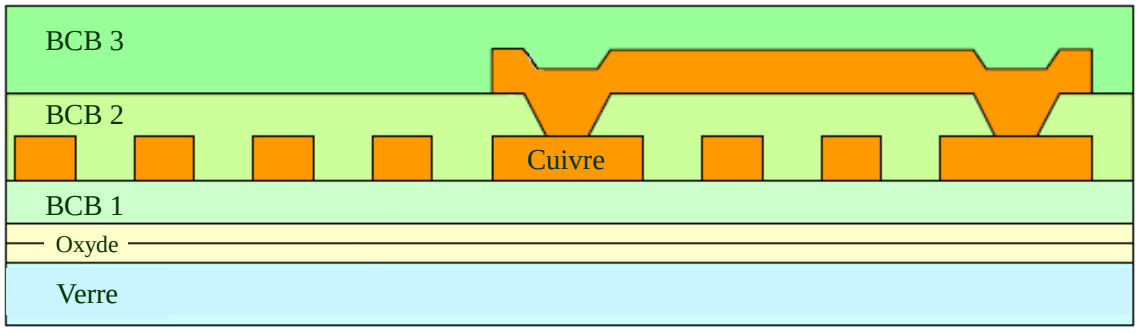


Figure 3 : Empilement technologique de la technologie étudiée : deux niveaux de métallisation en cuivre encapsulée pour un diélectrique BCB, le tout sur un substrat en verre.

Les épaisseurs et largeurs minimum de chaque couche sont données en tableau 1.

Tableau 1 : Dimensions des couches déposées constituant la technologie étudiée.

	Epaisseur (µm)	**Largeur minimum (µm)**
Verre	Centaine de µm	Pas de minimum (substrat)
Aluminium	0,8	5
BCB 1	3,5	8
Cuivre 1	6	7
BCB 2	6	8
Cuivre 2	3	7
BCB 3	6	22

Les épaisseurs des différentes couches sont de l'ordre du micromètre. Les sections de cuivre minimales sont respectivement 42 µm² pour le premier niveau de métallisation en cuivre et 21 µm² pour le deuxième niveau de métallisation en cuivre.

2.2.1. Le substrat en Verre

Le but de la technologie est la conception de circuits passifs. Le verre est ainsi utilisé dans cette technologie pour ses propriétés d'isolation électrique. De ce fait, le substrat n'a pas besoin d'avoir des propriétés électriques semi-conductrices. Quelques propriétés du verre sont données dans le tableau 2 ci-dessous.

Tableau 2 : Propriétés électriques et thermiques du substrat verre. Ces informations sont issues du fournisseur.

Constante diélectrique relative	4,6
Conductivité thermique	1,12 W/(K.m)
Température de transition vitreuse	530°C
Capacité thermique spécifique	0,83 kJ/(kg.K)

Nous pouvons souligner la faible valeur de la conductivité thermique du verre. Pour comparaison, celle du silicium atteint une valeur de 149 W/(K.m), soit deux décades supérieures. Néanmoins le choix du verre se justifie du fait de sa faible valeur de constante diélectrique, diminuant les pertes capacitives dues au substrat.

Le facteur de qualité d'une inductance se définit comme étant le rapport entre sa valeur inductive et sa valeur résistive.

$$Q = \frac{L_S . \omega}{r_s} \qquad \textbf{1.1}$$

L est la valeur d'une inductance exprimée en Henry, ω la pulsation en radian par seconde et r_s la résistance électrique de l'inductance en ohm. Le facteur de qualité dépend des dimensions de

l'inductance ainsi que des matériaux constituant la technologie tels que le substrat et le diélectrique. La composante résistive est à minimiser afin de garantir une valeur élevée du facteur de qualité.

Le substrat a par ailleurs une grande influence sur le facteur de qualité d'une inductance, ainsi la fréquence d'utilisation conditionnera le type de substrat employé. La figure 4 montre la variation du facteur de qualité d'une inductance en fonction de la fréquence pour des substrats de différentes natures. Les hautes fréquences à partir de 1 GHz ne permettent plus l'utilisation des substrats à base de silicium. Le verre montre de bonnes performances pour les hautes fréquences, avec un facteur de qualité quasiment doublé à 1 GHz comparé au silicium haute résistivité.

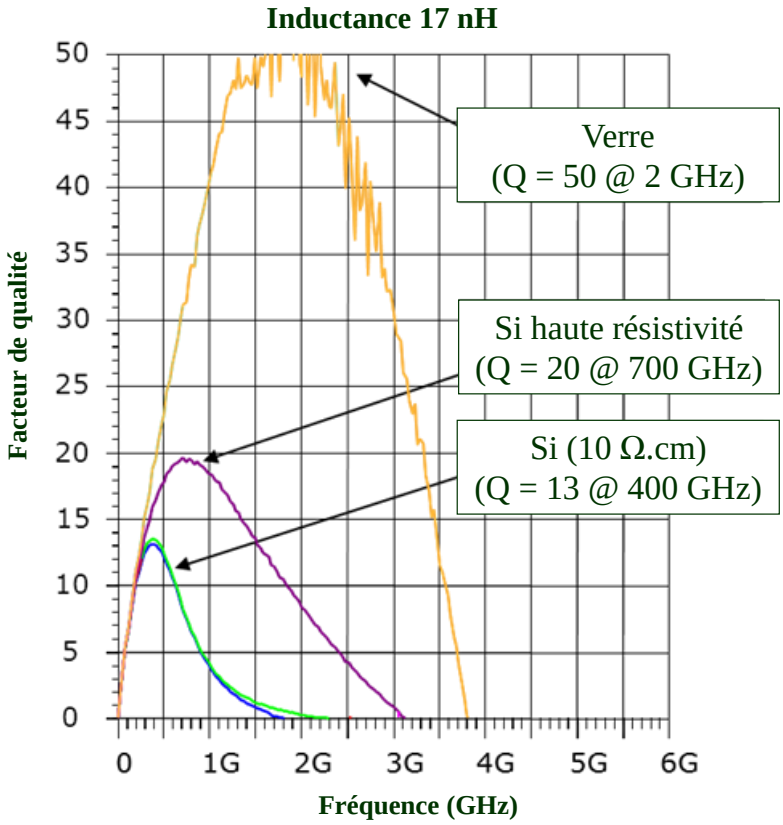


Figure 4 : Facteur de qualité d'une inductance de 17 nH en fonction de la fréquence pour différents substrats.

2.2.2. Le BCB

Le BCB, acronyme de Benzo Cyclo Butène, est un polymère organique contenant du silicium. Sa formule semi-développée est donnée en figure 5.

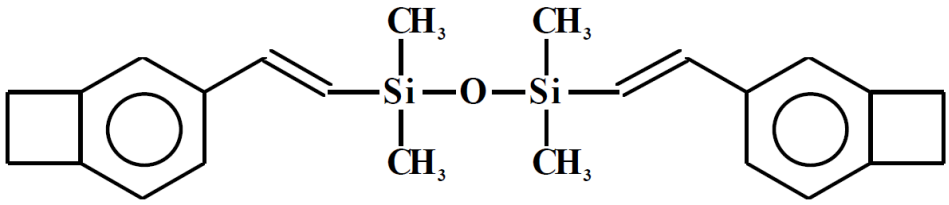


Figure 5 : Formule semi développée du Benzocyclobutène.

Le BCB est un matériau dit « low-k » c'est-à-dire de faible constante diélectrique, utilisé pour limiter les pertes diélectriques et donc améliorer le facteur de qualité. La volonté d'augmenter les performances des circuits a contribué à l'introduction de ces matériaux pour remplacer l'oxyde de silicium SiO_2. Le terme low-k signifie plus faible constante diélectrique que celle du SiO_2.

Le tableau 3 ci-dessous résume les propriétés électriques et thermiques du BCB.

Tableau 3 : Propriétés électriques et thermiques du BCB.

Constante diélectrique relative	2,65 – 2,5 (1 kHz – 10 GHz)	[4]
Conductivité thermique	0,29 W/(K.m)	[5]
Température de transition vitreuse	> 350°C	[6]

Le BCB est également utilisé en tant que résine photosensible. Notons une fois de plus la faible valeur de la conductivité thermique, trois fois inférieures à celle de l'oxyde de silicium.

2.2.3. Le cuivre

Le cuivre est un métal utilisé dans la microélectronique pour sa fonction naturelle de conducteur électrique. Le cuivre fait partie des métaux les plus conducteurs qui existent, alliant une faible résistivité à une bonne résistance face à l'électromigration. Ce matériau s'est ainsi imposé comme le meilleur candidat pour remplacer l'aluminium à la fin des années 90 [7]. Quelques propriétés du cuivre sont données dans le tableau 4.

Tableau 4 : Propriétés du cuivre [8].

Point de fusion	1083°C
Conductivité thermique	390 W/(K.m)
Résistivité à température ambiante	$1,67\ 10^{-8}$ Ω.m

Le cuivre est, dans la technologie étudiée, déposé par voie électrolytique. Une couche d'accroche conductrice en Titane-Cuivre est préalablement déposée par pulvérisation. La plaquette est ensuite plongée dans un bain électrolytique, l'application d'un potentiel permet au cuivre de croître par réaction de réduction. Cette méthode de dépôt s'avère être une solution bon marché au regard d'autres méthodes de fabrication, comme le dépôt par pulvérisation.

Le cuivre est ici utilisé pour le deuxième et le troisième niveau de métallisation, et sert pour la réalisation des inductances et des interconnexions du circuit.

2.3. Les composants en cuivre

2.3.1. Les pistes d'interconnexions

Une puce électronique est composée de plusieurs niveaux qui constituent l'architecture du circuit intégré. Ces niveaux permettent les connexions au sein d'une même puce des différents composants élémentaires du circuit. Dans la technologie étudiée, trois niveaux de métallisations sont présent : un niveau d'aluminium et deux niveaux de cuivre. Les niveaux de métallisations sont séparés physiquement par le BCB pour isoler électriquement et supporter mécaniquement les lignes de métal [9].

L'interconnexion s'assimile à une piste de largeur et de longueur variables comme montré en figure 6, avec en bout de ligne un via si les composants ne sont pas au même niveau de métallisation.

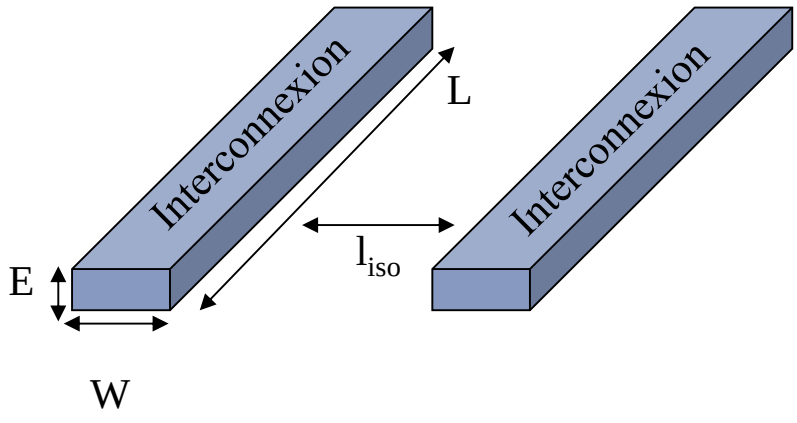


Figure 6 : Caractéristiques des interconnexions. L, E, W sont respectivement la longueur, l'épaisseur et la largeur de la ligne. l_{iso} est la distance entre les lignes.

Les caractéristiques d'une interconnexion sont :

- la résistivité du métal ρ,
- les dimensions associées : l'épaisseur *E*, la largeur *W*, la longueur *L*,

- sa résistance *R* qui dépend des caractéristiques précédentes,
- la distance intermétallique l_{iso}.

Le modèle électrique simplifié le plus utilisé permettant de définir les performances des interconnexions est le modèle RC. Il s'agit du produit de la résistance de la ligne par la capacité du diélectrique interligne.

$$\tau = R.C \qquad \textbf{1.2}$$

$$\text{Avec } R = \rho \frac{L}{E.W} \qquad \textbf{1.3}$$

$$\text{Et } C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{E.L}{l_{iso}} \qquad \textbf{1.4}$$

Où ρ est la résistivité du matériau constituant la ligne d'interconnexion, ε_0 et ε_r respectivement la permittivité du vide et la constante diélectrique du matériau interligne. *L*, *E*, *W* représentent la longueur, l'épaisseur et la largeur de la ligne. l_{iso} est la distance entre les lignes.

La constante de temps τ délimite les fréquences en-deçà desquelles le circuit intégré pourra fonctionner et doit être minimisée. τ dépend donc du matériau constituant la ligne, des dimensions de la ligne ainsi que de la nature du matériau de l'interligne.

Le rôle de l'interconnexion est la transmission du signal électrique, et par extension de l'information. L'évolution de la résistance de l'interconnexion au cours du temps est donc le principal facteur à contrôler concernant la fiabilité des interconnexions.

2.3.2. Les inductances

Les bobines, ou inductances par abus de langage en référence à leur valeur physique, sont un enroulement de métal conducteur. Le dessin typique d'une inductance planaire est donné en figure 7. Dans la technologie étudiée, la bobine est réalisée à partir du deuxième niveau de métallisation en cuivre. La reprise de contact est effectuée via le troisième niveau de métallisation, également en cuivre.

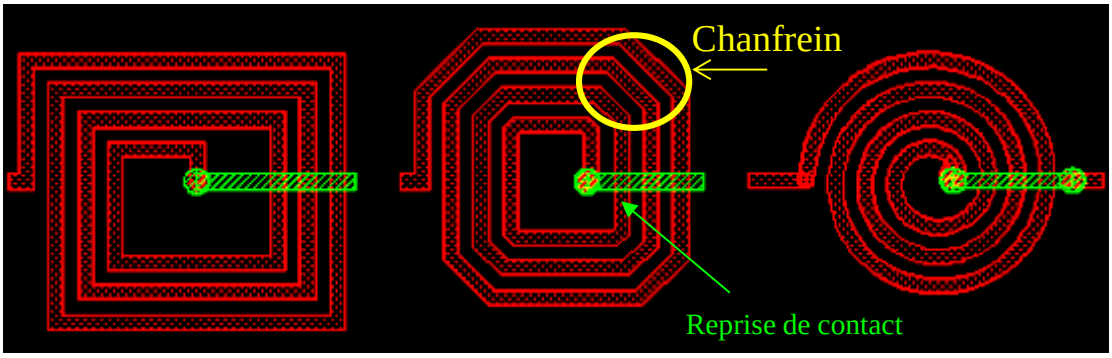


Figure 7 : Inductances de différents types : de gauche à droite, carrée, carrée avec chanfrein et circulaire.

La bobine se caractérise spatialement selon ses paramètres dimensionnels : la largeur de la piste, les rayons internes verticaux et horizontaux, la distance interspire, ainsi que son nombre de tours, comme illustré en figure 8. Typiquement, le choix de ces paramètres est grandement fonction de la valeur d'inductance désirée.

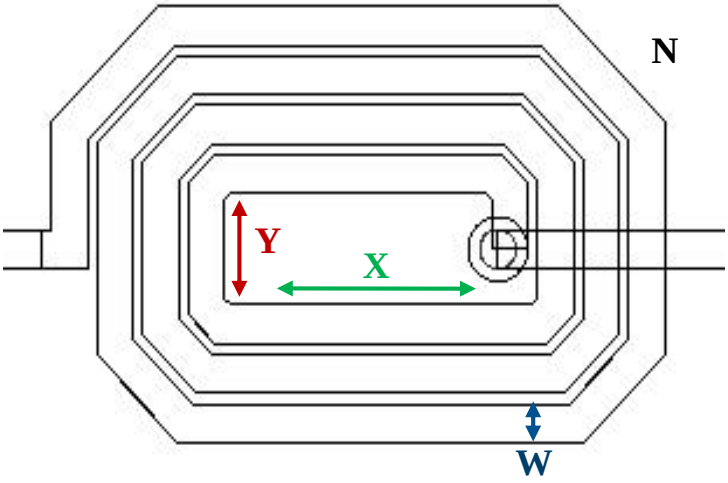


Figure 8 : Paramètres dimensionnels d'une inductance chanfrein, *W* la largeur, *X* et *Y* les rayons internes, *N* le nombre de tours. La distance intermétallique est l'espace entre deux spires.

Les dimensions *W*, *X*, *Y* et *N* vont avoir une influence sur l'encombrement de la bobine ainsi que sur ses caractéristiques intrinsèques, telles que la résistance ohmique et l'inductance.

En radiofréquence, l'inductance devient un système, dont le comportement peut être modélisé par un circuit électrique, appelée modèle en π, qui implique neuf composants discrets : R_s, L_s, C_s, C_{ox1}, R_{sub1}, C_{sub1}, C_{ox1}, R_{sub2} et C_{sub2} [10]. Le détail du modèle est donné en figure 9.

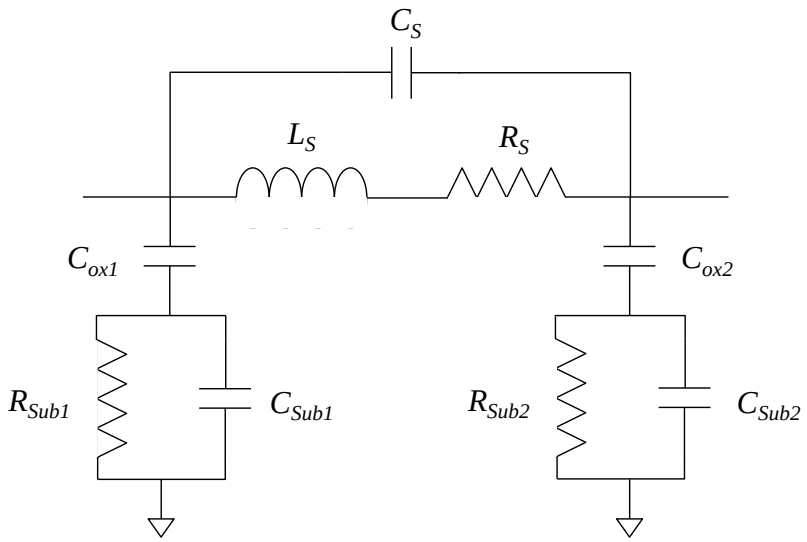


Figure 9 : Modèle classique de l'inductance, classiquement appelé modèle en π.

Les huit composants discrets modélisent les pertes dans l'inductance en fonction de son environnement, de ce fait les valeurs sont reliées aux propriétés physiques des matériaux, tel l'oxyde et le substrat. L_s et R_s représentent respectivement l'inductance et la résistance série de la bobine. La capacité *Cs* traduit le couplage entre les lignes, $C_{ox½}$ et ($C_{sub\ ½}$ $R_{sub\ ½}$) modélisent les interactions entre le signal, le diélectrique et le substrat. Les valeurs prises par ces composants, à l'exception de L_s, conditionnent les pertes et sont à minimiser afin d'avoir un comportement optimal de l'inductance. Le choix du substrat en verre et du BCB comme diélectrique se justifie alors, tous deux étant de très bons isolants électriques, caractéristique qui contribue à la diminution des pertes et donc à l'augmentation du facteur de qualité [11].

La composante résistive qui dépend des dimensions de l'inductance, est également à minimiser. D'où l'adoption pour la technologie étudiée de valeurs au-dessus du micromètre : 6 µm pour l'épaisseur du deuxième niveau de métallisation. Ainsi les résistances ohmiques obtenues sont faibles et contribuent à la réduction des pertes.

3. Fiabilité des lignes de cuivre : interconnexion et inductance

On peut définir de manière générale la fiabilité comme étant la détermination de la probabilité qu'un système effectue correctement une fonction, dans des conditions données, pendant une période de temps donnée.

Afin de déterminer le niveau de fiabilité d'un composant, des tests de vieillissement accélérés sur un certain nombre d'échantillons sont effectués. Une distribution statistique du nombre d'échantillons défaillants en fonction du temps est alors obtenue. L'extrapolation de la

durée de vie aux conditions normales d'utilisation nécessite alors une fonction mathématique et un modèle physique qui permettent de rendre compte du phénomène responsable de la défaillance.

Nous avons vu que selon l'application, les composants sont soumis à des contraintes électriques fortes en terme de puissance. Ces contraintes électriques peuvent conduire à deux mécanismes de défaillances. Sur le long terme l'électromigration, un processus de migration des atomes provoquant la rupture de la ligne métallique, et à court terme l'auto-échauffement, phénomène lié à la mauvaise dissipation de la chaleur générée par les composants. De plus, l'auto-échauffement peut également influencer de manière significative l'électromigration.

3.1. L'électromigration

Les premiers circuits intégrés mis au point dans les années 1960 avaient, le croyait-on, une durée de vie pratiquement infinie. Quel ne fut pas l'étonnement des ingénieurs et scientifiques quand ils virent leur création rendre l'âme au bout de seulement quelques semaines d'utilisation. L'origine des premières défaillances était due à l'électromigration. Cette observation a eu pour conséquence de sortir ce phénomène des laboratoires et de le placer en tête de liste des problèmes de fiabilité des interconnexions et des dispositifs microélectroniques en général. Le premier travail publié sur le phénomène d'électromigration a été présenté par Fiks en 1959, correspondant au début de l'ère de la microélectronique [12].

Le champ électrique régnant dans une interconnexion polarisée agit sur les ions métalliques du conducteur en direction du flux d'électron. Ce flux d'atomes assisté par champ électrique est ce qu'on appelle l'électromigration. Ce phénomène peut être décrit comme une diffusion des ions métalliques en réponse au champ électrique appliqué. Le flux atomique est principalement le résultat de deux forces opposées : la force exercée par le « vent d'électrons » induisant le déplacement des ions dans la direction du flux d'électrons et une force de rappel agissant dans la direction opposée. Le flux atomique J peut être décrit par l'équation suivante :

$$J = -\frac{DC}{kT}\left(Z^{*}eE - \Omega\frac{\partial\sigma}{\partial x}\right) \qquad \textbf{1.5}$$

Où D est la diffusivité, C est la concentration atomique, k la constante de Boltzmann, T la température, Z^{*} le nombre de charge effective, e est la charge électronique fondamentale, E est le champ électrique, Ω est le volume atomique, et $\partial\sigma/\partial x$ est le gradient de contrainte le long de la ligne.

La figure 10 illustre les phénomènes résultant de la diffusion des atomes. Des lacunes et des excroissances apparaissent dans la piste. Ces phénomènes ont pour conséquence une augmentation de la résistance ohmique de la piste, et donc une diminution des performances, jusqu'à la défaillance. La défaillance peut alors prendre la forme soit d'un coupe-circuit, soit d'un court-circuit entre deux lignes.

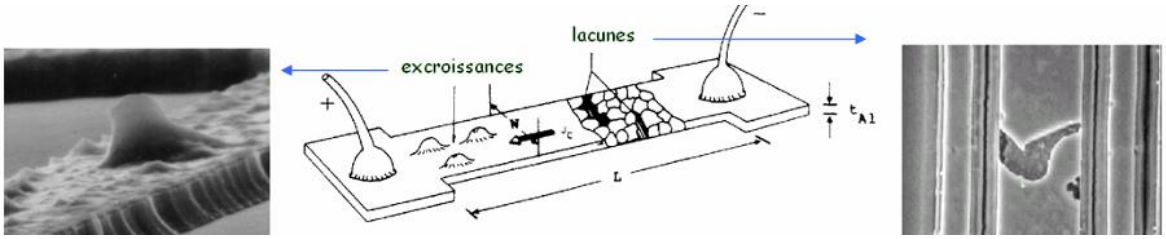


Figure 10 : Illustration d'un motif de test de longueur *L* et d'épaisseur *t* avec les défaillances typiques dues au phénomène d'électromigration d'après [13].

Généralement, une piste est considérée dégradée lorsqu'elle subit une augmentation relative de 10% de sa résistance initiale.

3.1.1. Calcul de la durée de vie

L'objectif des tests de vieillissement accéléré est d'être capable de prédire le temps de fonctionnement d'un composant à partir des durées à la défaillance. Il est donc nécessaire de connaître d'une part, le modèle permettant d'extrapoler ces durées de vies mesurées aux conditions de fonctionnement et d'autre part, de modéliser les statistiques de défaillance. Il existe différentes lois statistiques dont le choix dépend de la variable étudiée, ou dans le cas des tests de durée de vie, du phénomène de dégradation étudié. Ces lois font intervenir un certain nombre de paramètres caractéristiques à estimer pour que la fonction représente au mieux la variable étudiée.

Il est admis que la distribution des temps à la défaillance suit une loi log-normale, dont le temps médian à la défaillance et la dispersion sont extraits.

Pour la loi log-normale la fonction de densité de probabilité s'écrit :

$$f(x,\mu,\sigma) = \frac{e^{-(\ln x-\mu)^2/(2\sigma^2)}}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \qquad \textbf{1.6}$$

pour x > 0

Avec *x*, la variable aléatoire, μ et σ sont respectivement la moyenne et l'écart type du logarithme de la variable, puisque par définition, le logarithme de la variable *x* est distribué selon une loi normale de moyenne μ et d'écart-type σ. Cette loi est très utilisée en fiabilité pour modéliser les distributions des défaillances dues à des dégradations multiplicatives, ou effet boule de neige, ce qui est le cas de l'électromigration [14].

Afin de modéliser la durée de vie, la loi de Black est utilisée [15]. Il s'agit d'une loi semi-empirique dont la formule est donnée ci-dessous :

$$TTF = A.j^{-n}e^{\frac{Ea}{kT}} \qquad \textbf{1.7}$$

Avec *A* un coefficient empirique dépendant des dimensions du motif de test, *j* la densité de courant en A/m², *n* l'exposant dépendant du mécanisme de formation des défauts, *Ea* l'énergie d'activation en Joule et *T* la température en Kelvin. TTF est l'acronyme anglais de Time To Failure, il définit le temps à la défaillance et est donné en seconde.

La loi de black permet d'établir des extrapolations de durées de vie aux conditions normales d'utilisation de la technologie à partir de tests accélérés en température et densité de courant. Les valeurs de l'énergie d'activation *Ea* et de l'exposant *n* sont calculées respectivement, à partir de différentes températures, et plusieurs densités de courant. La méthode d'extraction des paramètres *n* et *Ea* est donnée en figure 11.

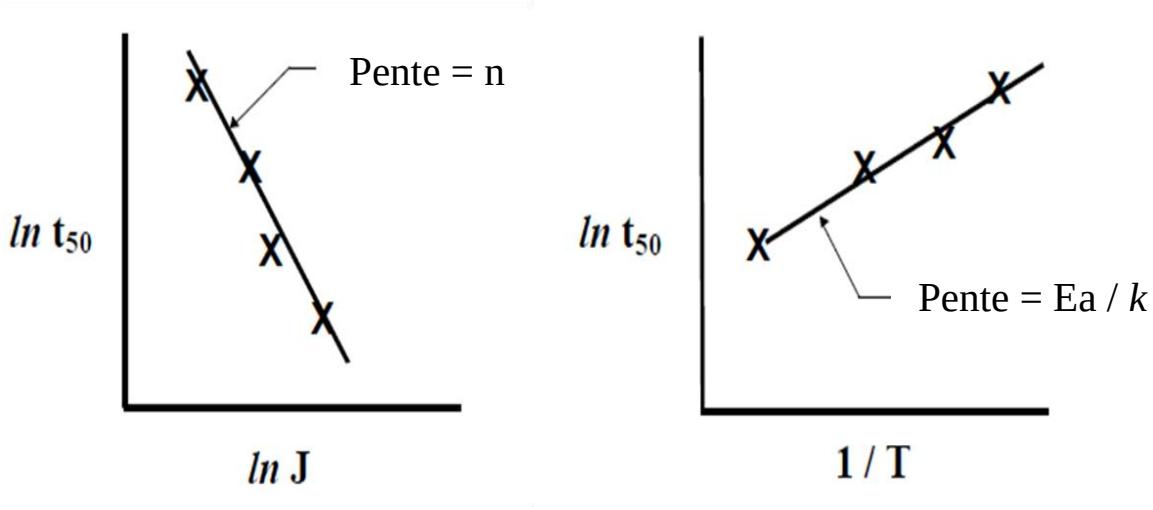


Figure 11 : Méthode de détermination des paramètres *n* et *Ea*. Les points expérimentaux représentent un essai à un couple de température et de densité de courant. Dans chaque cas le logarithme du temps moyen à la défaillance est représenté afin de linéariser les résultats et ainsi extraire les paramètres *n* et *Ea*.

Les tests de durée de vie à l'électromigration s'effectuent en moyenne sur une trentaine d'échantillons, afin de s'assurer de la représentativité de la population étant donné le traitement statistique qui en suit.

3.1.2. L'électromigration en régime continu (DC)

L'électromigration est largement étudiée de par son impact sur la fiabilité à long terme des interconnexions. Plusieurs facteurs peuvent significativement influencer la fiabilité à l'électromigration. Ces facteurs peuvent être catégorisés en trois groupes : les facteurs liés à la géométrie, les facteurs liés à la microstructure, et les facteurs liés aux aspects environnementaux, comme par exemple l'influence du diélectrique en contact de la ligne de cuivre.

L'influence des dimensions se manifeste généralement sur la distribution de la température dans la piste. Les dimensions conditionnent également la valeur de la densité de courant. A courant égal, la densité de courant sera supérieure pour une piste étroite que pour une piste large. La

diminution de la largeur et de l'épaisseur de l'interconnexion influe donc de manière négative sur la durée de vie. De plus, il a été montré qu'à densité de courant égale, l'augmentation de la section augmente la durée de vie [16]. Néanmoins, la variation de la durée de vie avec la largeur de la piste est à corréler avec la microstructure du matériau conducteur.

La microstructure d'un matériau se définit comme étant l'arrangement de la matière à l'échelle microscopique et est souvent caractérisée par la taille et l'orientation des grains. Il est admis que la microstructure, et notamment la distribution de taille des grains dans la piste, a un fort impact sur la durée de vie vis-à-vis de l'électromigration [17-19]. La figure 12 illustre les trois types de configurations cristallines typiquement rencontrées associées aux durées de vies : une structure polycristalline dense où les tailles de grains sont nettement inférieures à la largeur de la piste, une configuration intermédiaire pour laquelle les tailles de grains sont légèrement inférieures à la largeur de la piste et une piste étroite avec une structure type bambou [20]. Dans ce dernier cas, la taille des grains est supérieure à la largeur de la piste. La taille des grains, reliée aux dimensions de la piste, influence le mécanisme de diffusion des ions. Selon le mécanisme, les valeurs de l'énergie d'activation *Ea* et de l'exposant *n* de l'équation de Black seront différentes [21, 22].

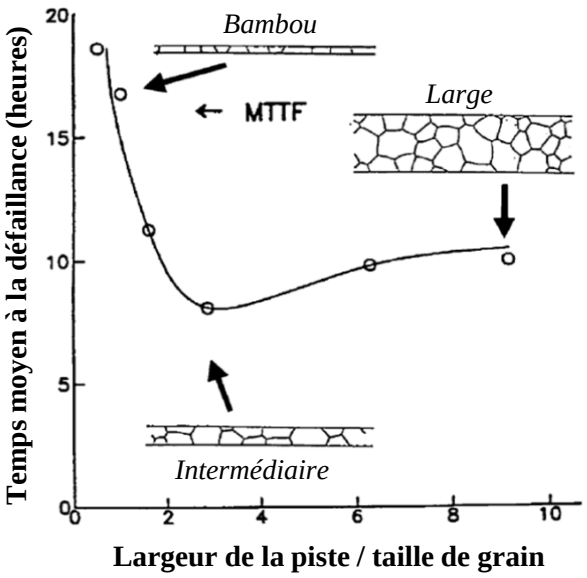


Figure 12 : Durée de vie moyenne en fonction de la largeur et de la microstructure d'une interconnexion, d'après [23].

Ainsi l'électromigration dépend de la nature du matériau, de sa microstructure, de ses dimensions. Ces éléments influencent les paramètres de l'équation de Black : *n* et *Ea*.

Si nous nous référons à l'historique de l'introduction du cuivre dans les composants microélectroniques, deux points importants méritent d'être soulignés :

- Le cuivre a remplacé l'aluminium pour les interconnexions au nœud technologique de 160 nm.

- Le remplacement de l'aluminium par le cuivre a été guidé par les meilleures performances de tenue à l'électromigration du cuivre comparé à l'aluminium.

La majorité des études se concentre désormais sur des pistes de cuivre de dimensions inférieures au micromètre, pour lesquelles les densités de courant sont suffisamment élevées pour constituer un risque vis-à-vis de l'électromigration. La densité de courant pour laquelle le phénomène d'électromigration devient significatif est de l'ordre de 10 mA/µm² [24]. Les dimensions des pistes de cuivre de la technologie étudiée sont élevées : 6 et 3 µm d'épaisseur, 7 µm de largeur au minimum, soit des sections de 42 et 21 µm² respectivement, bien supérieures aux dimensions étudiées dans la littérature. La densité de courant maximum imposée actuellement dans la technologie est de l'ordre de 3 mA/µm², et cela pour des grandes sections de pistes. Ainsi, le risque lié à l'électromigration dans notre technologie peut être considéré comme peu probable du fait de l'utilisation du cuivre de dimensions élevées.

Nous avons vu que le domaine d'application de la technologie et des composants étudiés est la radiofréquence, donc un signal alternatif, c'est-à-dire un signal périodique dans le temps, avec une alternance de cycles positifs et négatifs à des fréquences supérieures à la centaine de MHz. Il est donc également intéressant de considérer l'électromigration sous ce type de sollicitations.

3.1.3. L'électromigration en régime variable (AC)

Le phénomène d'électromigration en régime variable est moins bien connu qu'en régime continu. Dans le cadre de ces travaux et au vu de l'application de nos systèmes, il est intéressant d'aborder le problème de l'électromigration en considérant le type de sollicitation électrique utilisée dans l'application et de se poser légitimement la question « *quid* de l'alternance du courant sur l'électromigration ? ».

Les sollicitations électriques variables sont de deux types :

- le signal unidirectionnel, le courant est variable mais est toujours appliqué dans le même sens (figure 13a).
- le signal bidirectionnel, dans ce cas le courant va alternativement dans les deux sens. Il peut être soit centré sur 0 (figure 13b) ou centré sur une valeur constante (figure 13c).

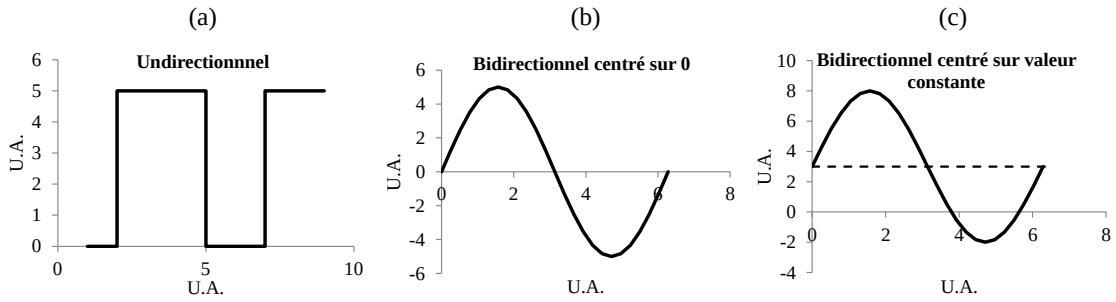


Figure 13 : Illustration des différents types de signaux variables en fonction du temps.

L'électromigration est un phénomène pouvant apparaitre lorsqu'une densité de courant est appliquée au motif de test. Lors des tests sous sollicitations continue, la densité de courant est directement utilisée dans l'équation de Black pour déterminer la durée de vie. Pour un signal alternatif se pose la question de la valeur de cette densité de courant : densité de courant maximale, efficace ou moyenne ? La comparaison des tests sous sollicitations alternatives et continues est, dans les études que nous allons citer, majoritairement effectuée en prenant la densité de courant maximale dans le cas d'un test en sollicitation alternative.

Le signal unidirectionnel est étudié de par les signaux logiques appliqués aux transistors et donc par les interconnexions qui les relient. Il est admis que le modèle à adopter dans le cas d'une sollicitation unidirectionnelle est un modèle de type densité de courant moyen [25-28]. Dans ce cas, la loi de Black est toujours utilisée en prenant comme densité de courant, la moyenne des densités maximum et minimum imposées lors du test d'accélération.

Dans le cas d'une sollicitation bidirectionnelle, l'intensité, et donc les électrons, vont alternativement dans les deux sens. L'électromigration étant un phénomène de diffusion assisté par un champ électrique, une alternance du courant implique de fait une alternance du sens de migration. Intuitivement, on peut supposer que sous sollicitation bidirectionnelle, la durée de vie à l'électromigration peut être plus grande que celle observée pour une sollicitation en courant continu.

B.K.Liew *et al.* étudient l'électromigration dans les interconnexions en aluminium dans le cas d'une sollicitation en courant alternatif et d'une sollicitation unidirectionnelle. Dans le cas d'un signal centré sur 0, les durées de vie mesurées sont de 1000 à 10000 fois supérieures aux durées de vie obtenues lors d'un test en courant continue [28, 29]. La gamme de fréquence investiguée de 100 kHz à 2 MHz est néanmoins inférieure à la radiofréquence. Dans cette gamme, l'auteur conclut sur une indépendance des durées de vie vis-à-vis de la fréquence du signal.

Ting *et al.* dans leur étude sur l'électromigration sous des sollicitations continues et alternatives [30], arrivent aux mêmes conclusions : des durées de vie augmentées sous contrainte bidirectionnelle pour une fréquence de 2 MHz sur des interconnexions à base de AlSiCu. Les durées de vie mesurées sont alors de 80 à 300 fois supérieures à celles obtenues pour des tests en

courant continu. Pour des signaux à valeurs moyennes non nulle, le modèle proposé est toujours celui de la densité de courant moyenne. Ce modèle s'avère prédire les durées de vie effectivement observées. Néanmoins, dans le cas d'une contrainte purement alternative c'est-à-dire avec un signal centré sur 0, une singularité apparaît, la densité de courant étant au dénominateur dans l'équation de Black, la durée de vie tend vers l'infini. Pour résoudre cette singularité, un facteur dit de recouvrement *r* est introduit dans l'expression de la densité de courant effective :

$$J_{eff} = J_{moyen+} - r.\left|J_{moyen-}\right| \qquad \textbf{1.8}$$

Avec J_{eff} la valeur effective de la densité de courant de l'équation de Black, J_{moyen+} la valeur moyenne de la densité de courant durant le cycle positif, J_{moyen-} la valeur moyenne de la densité de courant durant le cycle négatif et r le facteur de recouvrement variant de 0 à 1. Ce facteur a pour but de tenir compte de la guérison des défauts durant le cycle négatif. Ainsi l'augmentation de la durée de vie en sollicitation bidirectionnelle observée, peut se traduire physiquement par un phénomène de guérison. Le courant oscillant dans les deux sens, les défauts générés lors du premier cycle positif sont guéris lors du cycle négatif.

Cette formule est intégrée dans l'équation de Black :

$$MTTF_{AC} = \frac{A}{(J_{moyen+} - r\left|J_{moyen-}\right|)^n} e^{\frac{Ea}{kT}} \qquad \textbf{1.9}$$

J.Tao *et al.* ont publié plusieurs études concernant la durée de vie à l'électromigration au regard de sollicitations périodiques sur des interconnexions en AlSi, Cu et AlCu/TiW pour des fréquences de l'ordre du MHz jusqu'à 200 MHz [31-33]. Cette équipe conclu que l'effet d'une sollicitation purement bidirectionnelle amène à des durées de vies 1000 fois supérieures aux durées de vie déterminées par un test sous courant continu, confirmant les précédentes publications sur le sujet [33].

J.Tao *et al.* modélisent la durée de vie sous sollicitation AC par l'équation de Black, via le modèle introduit par Ting *et al*. En revanche, cette étude montre que le facteur de guérison varie avec la fréquence et augmente avec cette dernière. En effet, comme le montre la figure 14, la durée de vie augmente avec la fréquence. Une expression du facteur de recouvrement ou guérison est déterminée empiriquement de la forme :

$$r = 1 - 2.\left(\frac{f_0}{f}\right)^{\frac{1}{n}} \qquad \textbf{1.10}$$

Avec f_0 la fréquence pour laquelle la durée de vie à l'électromigration est égale à celle observée en DC, f la fréquence du signal, *n* exposant empirique.

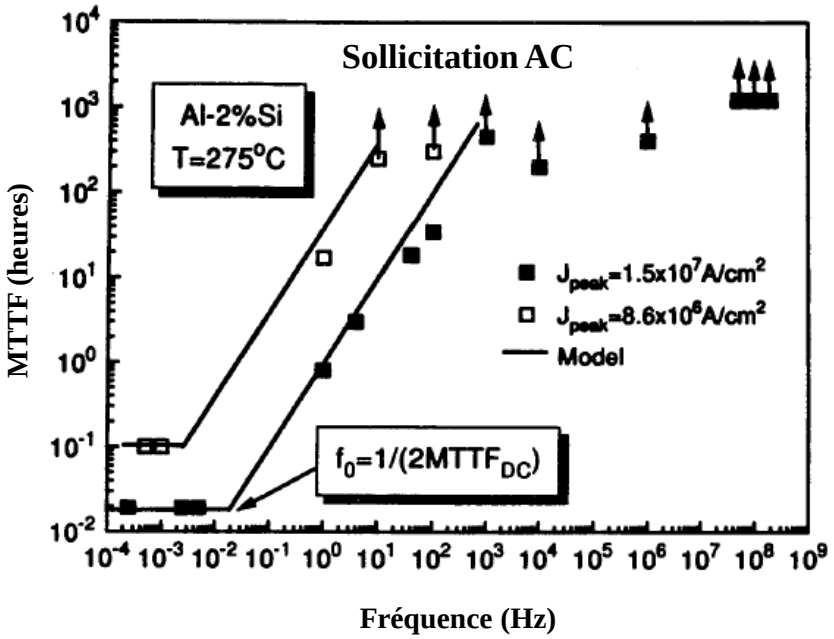


Figure 14 : Dépendance en fréquence de la durée de vie en AC pour des pistes en AlSi d'après [33]. Les flèches indiquent que les tests ont été stoppés avant défaillance. Les tests ont été effectués pour deux densités de courant maximum (J_{peak}) à une température de stress de 275°C.

A haute fréquence, ce facteur tend vers 1, les dommages liés à l'électromigration induits durant le demi-cycle positif sont guéris durant le demi-cycle négatif, toujours dans le cas d'une sollicitation purement bidirectionnelle. La durée de vie ne dépend alors que de la composante DC pouvant être associée au signal bidirectionnel [33].

Ces études nous éclairent ainsi sur le phénomène d'électromigration dans le cas où le courant est alternatif. Dans notre cas, la technologie étudiée fonctionne pour des signaux de type radiofréquentiel, c'est-à-dire avec des fréquences supérieures à 1 GHz. Sous ces fréquences, il apparait que le phénomène d'électromigration devient nettement moins critique que sous sollicitation en courant continu, du fait du caractère bidirectionnel de la sollicitation faisant intervenir une guérison des défauts engendrés pendant le cycle positif, par le cycle négatif.

En revanche, les auteurs concluent que la limitation en terme dimensionnel est l'auto-échauffement et les gradients de température associés pouvant éventuellement amener à un risque de thermomigration [33, 34]. L'auto-échauffement est également un risque à court terme. Une température trop importante est susceptible d'endommager le matériau diélectrique ou à l'extrême provoquer la fusion de la piste en cuivre.

3.1.4. Conclusion

Cette revue du phénomène d'électromigration nous conduit à plusieurs conclusions. Les dimensions de la technologie étudiée, de l'ordre de la dizaine de µm, sont supérieures à celles étudiées dans la littérature, inférieures au micromètre. Les densités de courant appliquées dans la

technologie étudiée, de l'ordre de quelques mA/µm², sont inférieures aux densités de courant pour lesquelles le phénomène d'électromigration devient significatif, supérieures à 10 mA/µm². Enfin, au regard de l'application radiofréquentielle, la littérature nous renseigne sur la nette augmentation des durées de vie lorsque la contrainte est bidirectionnelle, allant d'un facteur 10 à un facteur 1000. De ce fait, l'électromigration n'apparaît pas comme critique au regard de la technologie et de l'application.

En revanche, à très haute fréquence, la température devient stationnaire, car elle n'a pas le temps de retrouver son état initial [33]. La température peut significativement s'élever avec comme conséquence l'apparition de gradients thermiques dans la piste. L'augmentation de la température peut provoquer la fusion du composant ou sa défaillance à long terme, hypothétiquement par thermomigration. En conséquence, la gestion de cet auto-échauffement devient important afin de limiter une température trop importante en fonctionnement normal, de limiter les gradients associés, ainsi que de prémunir le composant d'une défaillance prématurée comme la fusion du diélectrique ou du cuivre. Son étude et sa prédiction deviennent alors nécessaire.

3.2. L'auto-échauffement

L'auto-échauffement est la manifestation thermique de la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique par collisions des électrons avec le réseau cristallin. Cet effet est communément appelé effet Joule du nom de William Prescott Joule qui l'a en premier étudié [35]. Un exemple d'auto-échauffement sur un circuit passif est donné en figure 15.

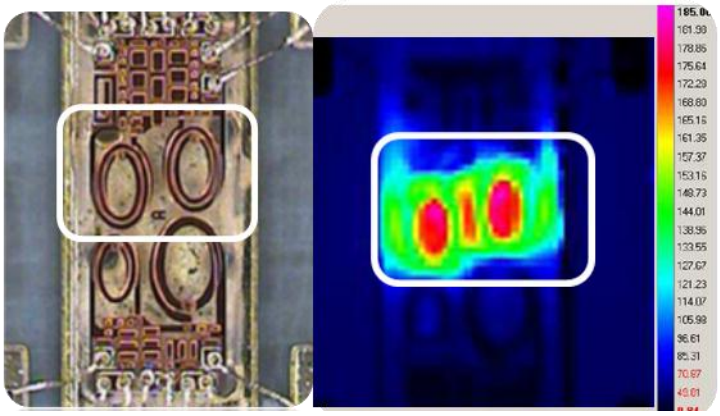


Figure 15 : Illustration de l'auto-échauffement d'un produit avec inductances soumis à une puissance radiofréquence mesurée par caméra thermique.

L'énergie thermique dissipée dans une portion de résistance *R* et parcourue par un courant d'intensité *i* a pour expression :

$$E = \int R.i(t)^2 \, dt \qquad \textbf{1.11}$$

L'énergie dissipée évolue selon le carré de l'intensité qui parcourt le composant. En régime continue, la puissance dissipée s'exprime avec les expressions constantes de la résistance et de l'intensité.

$$P = R \times I^2 \qquad \textbf{1.12}$$

Avec P en Watt, R en ohm et I en Ampère.

Au niveau local, l'effet Joule s'exprime en fonction de la résistivité et la densité de courant.

$$p = \rho \times J^2 \qquad \textbf{1.13}$$

Avec p la puissance par unité de volume en W/m^3, J en A/m^2, et ρ ohm.m.

Dans notre contexte, le motif résistif ainsi sollicité est considéré comme une source de chaleur. La chaleur générée par le composant va ainsi se propager dans les matériaux constituant l'empilement technologique.

La puissance dépend donc de l'intensité du courant et de la résistance électrique du motif. La résistance électrique n'est pas constante, elle dépend de la température mais également de la fréquence en régime électrique variable.

3.2.1. Variation de la résistance avec la température

Lorsque la température d'un conducteur augmente, l'agitation des atomes s'accentue. La résistance d'un corps varie avec la température suivant la nature du corps.

$$R(T) = R_{ref}(1 + \beta.T) \qquad \textbf{1.14}$$

Avec $R(T)$ la valeur de la résistance en ohm à la température T en °C, R_{ref} la valeur de la résistance à la température de référence et β le coefficient de température du matériau en $°C^{-1}$.

3.2.2. Variation de la résistance avec la fréquence

La résistance d'un conducteur croît avec la fréquence. L'accroissement de résistance est dû à une utilisation partielle du conducteur par le courant. Le courant n'a plus une répartition homogène mais a tendance à se localiser vers la périphérie du conducteur. C'est ce qu'on appelle l'effet de peau.

Du point de vue de la résistance du conducteur, tout se passe comme si le courant se répartissait dans une épaisseur fictive située sur la périphérie. Cette épaisseur est appelé épaisseur de coque et est donnée par l'équation 1.15. L'effet de peau ne devient sensible que lorsque les

dimensions transversales du conducteur sont de l'ordre de grandeur d'une distance *p* dite de profondeur de peau.

$$p = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0 . 2\pi . f}} \qquad \textbf{1.15}$$

Avec *p* la profondeur de peau en mètre, ρ la résistivité du matériau en ohm.m, μ_0 la perméabilité magnétique en Henry par mètre et *f* la fréquence en Hertz.

A haute fréquence, la résistance du motif aura donc tendance à augmenter. L'augmentation de la résistance se traduira par une élévation de la puissance dissipée et c'est pourquoi, la fréquence peut significativement jouer sur la température d'auto-échauffement.

3.2.3. La résistance thermique

La valeur de la résistance et de l'intensité que traverse le composant va conditionner la puissance dissipée. La capacité du système à évacuer la chaleur est fonction de la valeur de la résistance thermique.

$$R_{Thermique} = \frac{\Delta T}{P} \qquad \textbf{1.16}$$

La résistance thermique s'exprime en °C/W, ΔT est l'élévation de température en °C et *P* la puissance dissipée en W.

La résistance thermique dépend de la nature des matériaux constituant la technologie mais également des dimensions de la source de chaleur, c'est-à-dire du composant.

3.2.4. L'auto-échauffement en microélectronique

Dans le cas microélectronique, la source de chaleur est le composant résistif soumis à une sollicitation électrique. La chaleur générée par puissance dissipée se propage dans les trois dimensions de la structure que constituent le composant et les couches de l'empilement technologique. De ce fait, les transferts de chaleur créés par le composant et son environnement ne suivent pas de chemins linéaires simples à modéliser. La figure 16 illustre la dispersion latérale du flux de chaleur d'un composant à l'intérieur de la structure.

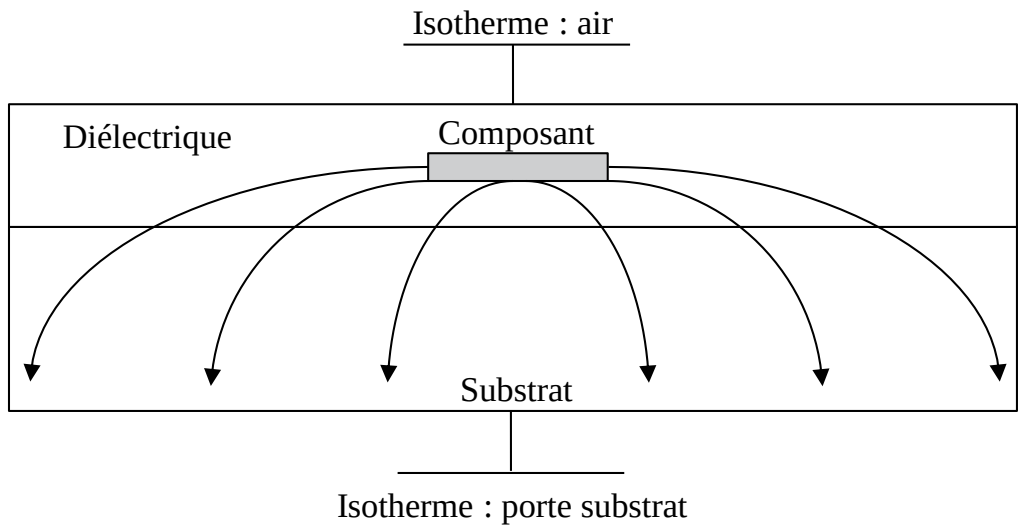


Figure 16 : Dissipation thermique d'une source de chaleur encapsulée dans un diélectrique d'après [36]. La chaleur générée par le composant se propage dans l'espace. La dissipation est fonction des conditions aux limites, dans le cas montré ci-dessus, les isothermes. En général, la plaquette est posée sur un porte-substrat métallique et agit comme un puits de chaleur.

Les circuits intégrés dissipent une puissance thermique assez importante. La limitation de l'auto-échauffement est nécessaire afin de ne pas détériorer les composants. Le transfert thermique peut s'effectuer de trois façons différentes :

- La conduction thermique demeure la plus importante dans notre domaine. Elle est principalement caractérisée par une dissipation de chaleur à l'intérieur d'un ou de plusieurs solides en contact. Ce phénomène fait intervenir la conductivité thermique des matériaux.
- La convection thermique, est très semblable à la conduction, mais concerne le transfert thermique d'un fluide, dans notre cas l'air. Les convections naturelles et forcées sont à distinguer.
- Le rayonnement thermique, comme son nom l'indique, correspond à un transfert de chaleur sous forme d'onde électromagnétique dans l'infrarouge. Tout corps, de température non nulle, rayonne de l'énergie. Cependant, dans le cas du composant microélectronique, ce type de dissipation thermique est souvent négligé devant la conduction et la convection thermique [36].

Pour étudier avec précision le comportement thermique d'un système, il est nécessaire d'utiliser l'équation générale de la chaleur en tout point de ce système. Ceci constitue une méthode très complexe, cependant des algorithmes de discrétisation par la méthode des éléments finis permettent de simuler les phénomènes de transfert de chaleur de façon très réaliste.

3.2.5. L'auto-échauffement : impact des matériaux

La compréhension du phénomène d'auto-échauffement via l'influence des paramètres technologiques telles les dimensions du composant élémentaire, la nature et les dimensions des matériaux constituant la technologie, devient nécessaire afin d'anticiper le risque thermique, idéalement dès l'étape de conception.

L'auto-échauffement est étudié depuis l'introduction des matériaux diélectriques low-k en remplacement du SiO_2, afin de diminuer le délai RC [37]. En effet, la faible valeur de la constante diélectrique est aussi synonyme de faible valeur de la conductivité thermique comme cela est montré en figure 17.

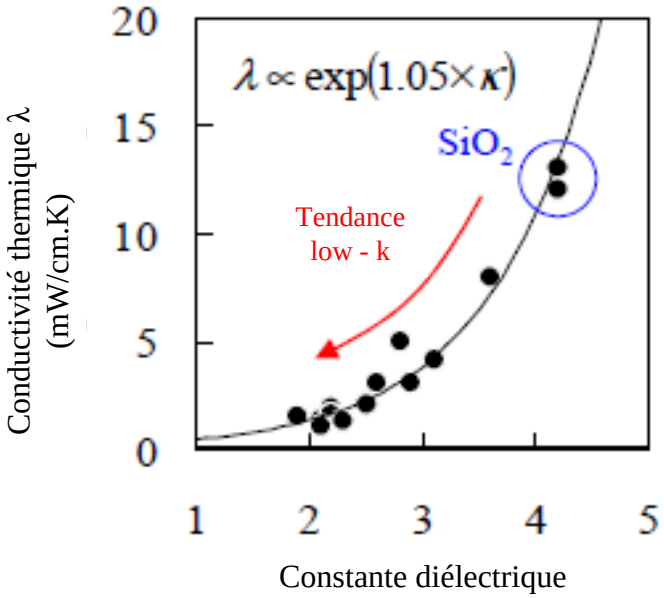


Figure 17 : Conductivité thermique des matériaux diélectriques en fonction de leurs constantes diélectriques d'après [38].

La conductivité thermique intervient dans l'expression de la résistance thermique. Une faible valeur de conductivité thermique sera synonyme de forte valeur de résistance thermique et donc de mauvaise dissipation de la chaleur. La valeur de la conductivité thermique des matériaux environnants le motif soumis à une sollicitation électrique va donc avoir un impact significatif sur l'élévation moyenne de la température.

La température d'auto-échauffement est également influencée par l'épaisseur du diélectrique. Une augmentation de l'épaisseur du diélectrique aura par exemple comme conséquence une augmentation du chemin thermique et donc une plus faible dissipation.

Il est noté que l'échauffement par effet joule est plus important pour les hauts niveaux de métallisations [38, 39]. Ce phénomène traduit le chemin préférentiel de la chaleur pour se dissiper de la piste vers le substrat [20].

Les dimensions du motif conditionnent également la dissipation de la chaleur. La dissipation de la chaleur sera facilité si la surface de contact du composant avec le diélectrique est grande [40]. Une augmentation de la largeur et donc de la surface de contact, aura par exemple pour conséquence une diminution de la température d'auto-échauffement à un courant donné.

3.2.6. Prédiction de l'auto-échauffement

Schafft a montré que la température d'une ligne de cuivre pouvait s'écrire sous la forme d'une formule analytique, dans le cas où la piste est infiniment longue [41] :

$$T_1 = \frac{J^2.\rho_0}{\frac{K_i}{t_i}\left[1+0.88\frac{t_i}{w}\right] - J^2.\rho_0\beta} + T_A \qquad \textbf{1.17}$$

J est la densité de courant en A/m², ρ la résistivité du métal en ohm.m, K la conductivité de la couche d'oxyde en W/(K.m), t_i l'épaisseur de la couche d'oxyde en mètre et w la largeur de la piste en mètre, et β le coefficient de température du métal en °C^{-1}, T_A est la température ambiante en °C.

Cette formule est obtenue à partir de l'équation de la chaleur avec une source de chaleur en régime stationnaire. La formule tient compte de l'augmentation de la résistivité avec la température via le coefficient de température β.

Cette équation dépend de la densité de courant, de la résistivité du métal, des dimensions de la piste, de la conductivité thermique et de l'épaisseur du diélectrique. Dans cette formule la résistance thermique, qui est dépendante des couches sous-jacentes et des dimensions de la piste, est calculée grâce à la formule déterminée par Bilotti [42].

$$R_{th} = \frac{1}{\frac{K_i}{t_i}\left[1+0.88\frac{t_i}{w}\right]} \qquad \textbf{1.18}$$

Cette formule a été déterminée dans un cas particulier : celle d'une ligne non encapsulée, sur une couche diélectrique. Bilotti utilise la transformation mathématique dite de Schwarz Christoffel pour déterminer une solution approchée de la résistance thermique. Le facteur d'ajustement égal à 0,88 est déterminé afin de prendre en compte la dissipation latérale de la chaleur et sa propagation à travers le diélectrique.

L'expression déterminée par Bilotti de la résistance thermique est ensuite reprise dans différents travaux traitant de l'auto-échauffement des pistes encapsulées dans un oxyde ou low-k sur substrat silicium. Cette formule est utilisée afin d'évaluer les performances électrothermiques de différents matériaux diélectriques [43, 44]. Elle est également utilisée pour inclure l'auto-

échauffement dans la détermination de la durée de vie à l'électromigration [45-47]. Le but de ces travaux est de déterminer des guides de dessin pour la conception des composants microélectroniques susceptibles de s'échauffer.

D'autres modèles de calcul de la résistance thermique, toujours dans le cas d'une ligne, ont été proposés. Gill *et al* reprennent la transformation de Schwarz Christoffel, en prenant en compte cette fois l'encapsulation de la piste dans le diélectrique et déterminent une nouvelle formule, plus précise que celle déterminée par Bilotti [48, 49]. D'autres études modélisent la résistance thermique se basant sur des développements mathématiques complexes [50-52]. L'intérêt de ces calculs est de prendre en compte la dissipation dans l'espace de la chaleur. Ces travaux montrent que le calcul de la résistance thermique n'est pas trivial et demande de solides compétences de modélisation mathématique. La prédiction de la valeur de cette résistance thermique, en fonction des différents paramètres dimensionnels est, en fin de compte, la véritable inconnue afin de déterminer la température moyenne de l'interconnexion [49].

Les travaux précédemment cités ont été effectués dans le cas où la piste est encapsulée dans le diélectrique, le tout sur substrat silicium. La conductivité thermique du silicium étant généralement deux décades plus grandes que celle les matériaux diélectriques, l'impact du silicium dans les formules développées est négligé. La technologie étudiée ici, à base de substrat verre dont la conductivité ne peut pas être négligée, ne permet pas une telle simplification, et donc l'utilisation directe de ces formules.

Néanmoins, l'équation (1.17) reste valide pour le cas d'une piste ou tout autre motif dans lequel une densité de courant est appliquée. Les paramètres tels que la résistivité et le coefficient de température sont mesurables, seule la résistance thermique demeure inconnue. Une formule prédictive de l'auto-échauffement en fonction du courant et des dimensions des interconnexions et des inductances peut être obtenue, moyennant la connaissance de cette résistance thermique.

De cette étude il ressort qu'un modèle analytique permet de prédire la température d'auto-échauffement d'un composant, à condition de connaître les paramètres thermiques et électriques des matériaux mis en jeu. Il apparait également que le terme clef à modéliser dans cette équation est la résistance ou conductance thermique du système (le composant et les matériaux constituant la technologie).

3.2.7. L'auto-échauffement sous sollicitation radiofréquentielle

En radiofréquence, l'auto-échauffement devient plus complexe à étudier. Il s'agit alors de déterminer l'impact d'une sollicitation radiofréquentielle sur la réponse thermique, c'est-à-dire coupler deux grands champs de la physique : l'électromagnétisme et la thermique.

Dans le cas des guides d'ondes ou lignes de transmissions analogues aux pistes ou interconnexions, le problème est plus simple à modéliser car il s'agit d'un barreau dont la géométrie est facile à décrire. Dans ce cas, l'auto-échauffement en radiofréquence est beaucoup étudiée dans le cas des MEMS c'est-à-dire sur des composants suspendus dans l'air, thermiquement très peu favorable à la dissipation de la chaleur [53].

Chow *et al.* ont étudié l'auto-échauffement d'une ligne de transmission sous sollicitation radiofréquentielle. Un modèle électrothermique est déterminé prenant en compte l'effet de peau. Plus la fréquence augmente, plus grande sera la température d'auto-échauffement [54].

H.Sagkol *et al.* ont montré les problèmes d'origines thermiques que pouvaient rencontrer les inductances sous sollicitations radiofréquentielles, typiquement la dégradation du facteur de qualité due à l'augmentation des pertes par effet joule [55]. Ces résultats sont confirmés par d'autres études qui montrent également la dégradation de ces paramètres en fonction de la température [56, 57].

Dans une deuxième étude du même auteur, toujours sur les inductances, l'auto-échauffement est obtenu par un courant continu superposé à un signal radiofréquentiel. Dans cette étude un lien est établit entre l'auto-échauffement et la géométrie de l'inductance. La résistance thermique de l'inductance semble être proportionnelle au rapport de son rayon moyen sur la largeur totale, c'est-à-dire le nombre de tour multiplié par sa largeur. Néanmoins l'impact de ces paramètres dimensionnels sur la température n'est pas déterminé au cas par cas [58].

La mesure effective de la température peut être déterminée à travers une mesure par caméra thermique [59, 60], ou par mesure de la résistance du motif sous sollicitations radiofréquences [54, 61]. La méthode de la caméra thermique peut être utilisée dans le cas d'une étude sur un motif ou circuit particulier. Néanmoins elle ne permet pas des mesures à grande échelle, sur un ensemble de motifs avec des mesures directement sur plaquette. La mesure en ligne de la résistance du motif soumis à une sollicitation radiofréquentielle impose l'application d'un courant continu au composant testé, courant venant se superposer au signal RF et pouvant le perturber.

Dans notre cas il s'agit d'étudier la problématique thermique des inductances et interconnexions avec des tests sur plaquette. L'utilisation de la caméra thermique étant lourde lorsqu'il s'agit de faire des mesures sur un grand nombre de motifs, une méthodologie de mesure de la température sous contrainte radiofréquentielle devra être déterminée. A partir de ces mesures, l'étude de l'auto-échauffement via des simulations électromagnétiques et thermiques pourra s'effectuer.

3.3. Résumé et conclusion

Trois phénomènes de défaillances ont donc été cités dans cette revue des risques liés aux pistes en cuivre : l'électromigration, l'auto-échauffement et la thermomigration. Ces phénomènes

physiques sont à relier aux types de sollicitations électriques : le courant continu, le courant alternatif avec une composante continue, et un courant alternatif pur, c'est-à-dire centré sur 0.

Les risques liés à ces phénomènes de défaillances en fonction du type de sollicitations sont résumés dans le tableau 5.

L'électromigration est un risque à prendre en compte dans le cas où les composants étudiés sont soumis à une sollicitation continue pendant leur utilisation fonctionnelle. Dans ce cas, l'auto-échauffement est à limiter car il accélère le processus de thermomigration, le phénomène étant thermiquement activé.

Pour une sollicitation purement bidirectionnelle, du fait du phénomène de guérison, l'électromigration n'apparaît pas comme un risque majeur. Les études sur le sujet concluent toutes à des durées de vie d'une à trois décades supérieures à celles observées sous sollicitations continues. Néanmoins, sous ces fréquences dépassant le MHz, la température s'élève jusqu'à un état stationnaire. De ce fait, le risque lié à l'application est l'auto-échauffement. L'auto-échauffement peut aboutir à deux types défaillances : un dommage irréversible lié à l'endommagement du diélectrique ou la fusion de la piste en cuivre ; et un hypothétique dommage sur le long terme lié à la thermomigration. Un moyen simple de prémunir ces dommages est de limiter la température d'auto-échauffement du composant en prenant en compte le phénomène dès l'étape de conception du circuit. La prédiction de la température d'auto-échauffement selon des paramètres choisis, devient alors nécessaire.

Nous l'avons vu ce domaine d'étude se situe au carrefour de plusieurs phénomènes physiques : la radiofréquence, la thermique, l'électromigration. Une étude prenant en compte tous ces phénomènes s'avère complexe. Dans la suite de ces travaux, nous nous intéresserons uniquement à l'étude de l'auto-échauffement ainsi qu'à sa prédiction, puisqu'il s'agit du risque prépondérant dans le domaine d'application visé.

Tableau 5 : Tableau récapitulatif du risque lié aux phénomènes de défaillances associé au type de sollicitations électriques. Pour chaque défaillance le modèle associée s'il existe est donné.

	Electromigration			Auto-échauffement			Thermomigration		
	Commentaire	**Paramètres influents**	**Modèle**	**Commentaire**	**Paramètres influents**	**Modèle (état stationnaire)**	**Commentaire**	**Paramètres influents**	**Modèle**
Courant Continu	Risque à la défaillance important	***J (A/m²)*** ***T (°C)***	$TTF = A.j^{-n}e^{\frac{Ea}{kT}}$	Auto-échauffement à limiter dans tous les cas	$P_{dissipée}$ ***(W)*** R_{th} ***(°C/W)***	Simulation numérique ou modèle analytique	Risque de thermomigration négligeable devant l'EM	T ***et*** $\frac{\partial T}{\partial x}$	/
Courant Alternatif & Courant Continu	Risque à la défaillance important	$J_{average}$ ***(A/m²)*** ***T (°C)***	$TTF = A.j_{average}^{-n}e^{\frac{Ea}{kT}}$		$P_{dissipée}$ ***(W)*** R_{th} ***(°C/W)***		Risque de thermomigration négligeable devant l'EM	T ***et*** $\frac{\partial T}{\partial x}$	/
Courant Alternatif	Risque à la défaillance faible	***J** avec « Healing Factor »* ***(A/m²)*** ***T (°C)***	$MTTF_{AC} = \frac{A}{(J_{moyen+} - r\lvert J_{moyen-}\rvert)^n}e^{\frac{Ea}{kT}}$		$P_{dissipée}$ ***(W)*** R_{th} ***(°C/W)***	Simulation numérique électrique puis thermique	Risque de thermomigration si auto-échauffement trop important	T ***et*** $\frac{\partial T}{\partial x}$	/

4. Problématique et stratégie d'étude

Les différents phénomènes physiques pouvant altérer la fiabilité d'un composant passif intégré ont été abordés dans ce chapitre. De cette étude théorique et bibliographique, les axes d'études peuvent être définis pour ce mémoire.

L'étude du phénomène d'auto-échauffement est nécessaire afin :

- d'éviter une défaillance prématurée par fusion du motif conducteur,
- de limiter les gradients de température pouvant amener un risque de défaillance à long terme,
- de guider le choix des dimensions lors de la conception d'un circuit passif.

Il s'agit donc d'étudier le phénomène d'auto-échauffement afin d'en déterminer des guides, et au mieux des modèles de prédictions en fonction des dimensions pour les interconnexions et les inductances.

En premier lieu, il s'agit de comprendre le phénomène et de déterminer l'impact de chaque paramètre sur la température de l'interconnexion ou de l'inductance en cuivre. Les paramètres sont : les dimensions du motif, la nature des matériaux constituant la technologie ainsi que l'épaisseur de ces matériaux. Cette étude peut se réaliser par l'intermédiaire de simulations électrothermiques aux éléments finis dans le cas stationnaire, c'est-à-dire sous sollicitations en courant continu. L'impact de ces paramètres est en effet le même quel-que-soit la nature de la sollicitation.

Nous avons vu qu'il est possible de prédire la température moyenne d'un composant via la détermination de la résistance thermique par l'équation 1.17. Il s'agit donc d'adapter cette formule à nos composants par l'intermédiaire de la détermination d'une formule prédictive de la résistance thermique en fonction des dimensions des interconnexions et des inductances. La détermination du modèle analytique se basera sur des caractérisations électrothermiques de motifs de différentes dimensions. Les dimensions des motifs seront déterminées grâce à la méthodologie des plans d'expériences.

En parallèle, l'étude de l'auto-échauffement sous contrainte radiofréquentielle sera effectuée. Des motifs de test particuliers, permettant la mesure de la température lors des caractérisations par des contraintes radiofréquentielles sur plaquette, seront déterminés. Les caractérisations électrothermiques, sous contraintes continues et radiofréquentielle seront ensuite comparées afin d'en étudier une éventuelle corrélation. Les principales étapes de la méthodologie sont récapitulés dans le schéma donné en figure 18.

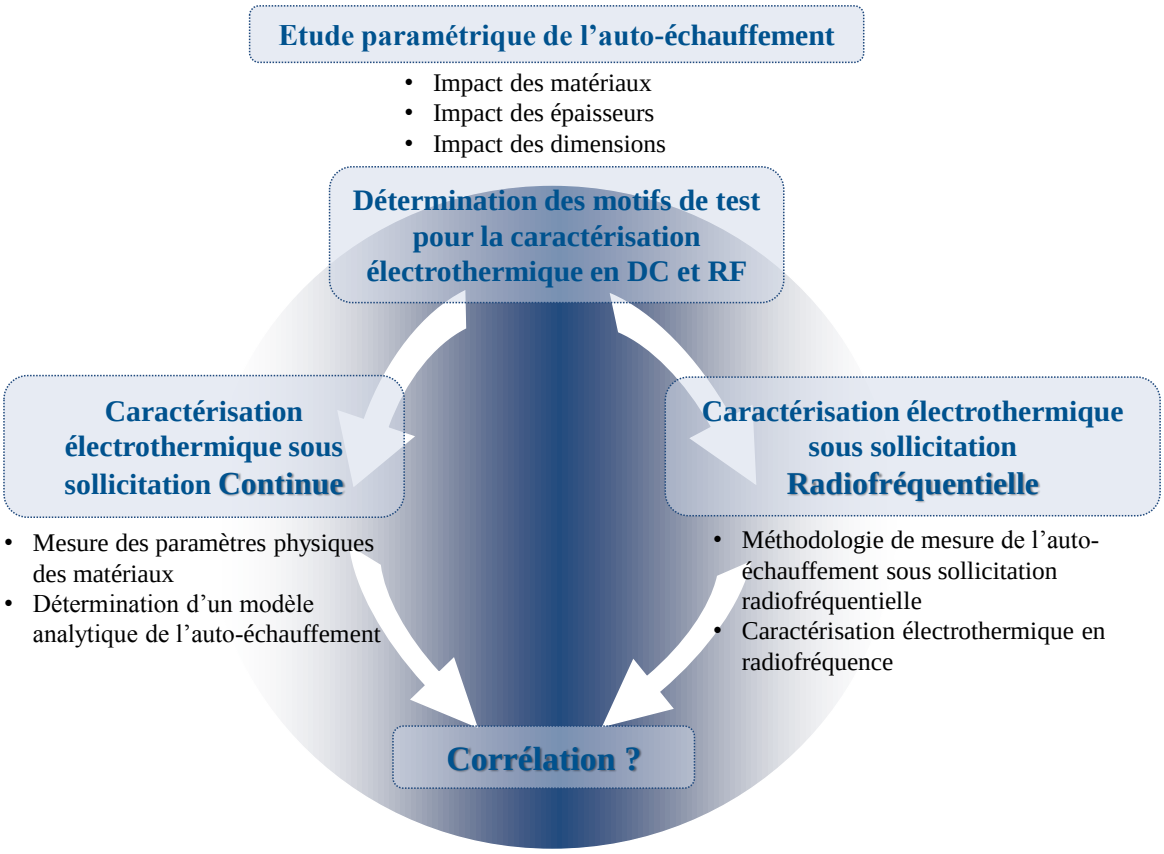


Figure 18 : Stratégie d'étude adoptée pour l'étude de l'auto-échauffement des interconnexions et des inductances sous sollicitation électrique continue et radiofréquentielle. Les parties concernant la caractérisation DC et RF seront abordés séparément.

5. Conclusion

Nous avons présenté le cadre de ce travail de thèse, la technologie, son application, une revue des risques susceptibles d'apparaitre pendant l'utilisation des produits. Nous avons vu que la problématique étudiée se trouve au carrefour de plusieurs phénomènes physiques, de par la nature des contraintes électriques : continues et radiofréquentielle ainsi que les défaillances pouvant y être associées : l'électromigration, l'auto-échauffement et la thermomigration.

L'électromigration est une défaillance à long terme des composants. Il s'agit d'un phénomène de diffusion des atomes du métal conducteur sous l'action du déplacement des électrons. Ce phénomène provoque une augmentation de la résistance, dégradant la constante RC et diminue donc les performances globales des circuits. Dans le cas d'une application avec sollicitation électrique continue, l'électromigration est un facteur essentiel et à étudier en fiabilité, car pouvant amener la défaillance prématurée du dispositif microélectronique. En revanche, dans le cas d'une sollicitation bidirectionnelle, nous avons vu selon la littérature l'atténuation du phénomène, jusqu'à sa disparition dans le cas d'une sollicitation purement bidirectionnelle. Sous des contraintes radiofréquentielle, la température devient stationnaire. Le risque alors devient la température atteinte par le composant, autrement dit son auto-échauffement. L'auto-échauffement peut provoquer un dommage du diélectrique ou une fusion de la piste et peut amener au phénomène de thermomigration. Une manière simple d'éviter ce risque est de limiter l'auto-échauffement dans les composants, c'est-à-dire de déterminer les principaux facteurs influençant le phénomène et dans le meilleur des cas le prédire suivant ces facteurs. En conséquence l'étude de ce phénomène et dans le cas optimal sa prédiction, vis-à-vis de la technologie et de la sollicitation, devient nécessaire.

Deux axes ont été définis afin d'aborder cette problématique.

Une étude en courant continu permettra la compréhension du phénomène d'auto-échauffement et la modélisation semi-empirique de l'auto-échauffement en fonction des dimensions élémentaires des interconnexions et des inductances. Cet axe sera traité dans le chapitre 2.

Une étude sous sollicitations radiofréquentielles permettra une mise en confrontation directe avec l'application. Cet axe sera traité dans le chapitre 3.

Chapitre 2
Caractérisation et modélisation électrothermique sous courant continu des inductances et des interconnexions

1. Introduction 45

2. Caractérisation de l'auto-échauffement 47

2.1. Dépendance en température de la résistivité 47

2.2. Le coefficient de température TCR 48

2.3. Mesure de l'auto-échauffement 49

2.4. Extraction de la résistance thermique 50

2.5. Conclusion 51

3. Etude de l'auto-échauffement par simulation numérique aux éléments finis 51

3.1. Modèle électrique 52

3.2. Modèle thermique 53

3.3. Définitions des conditions de simulation 54

3.3.1. Motif étudié 54

3.3.2. Paramètres physiques des matériaux 55

3.3.3. Les conditions aux limites 55

3.4. Impact de l'épaisseur des couches 57

3.1. Impact de la nature des matériaux constituant la technologie 59

3.2. Impact des dimensions du motif 60

3.3. Conclusion 63

4. Définitions des motifs de test 64

4.1. Les pistes en cuivre type interconnexion 64

4.2. Les pistes en cuivre de type inductance 65

4.3. Motifs en aluminium 68

5. Modélisation analytique de l'auto-échauffement pour les pistes et les inductances en cuivre 68

5.1. Méthodologie 68

5.2. Détermination des paramètres intrinsèques des métallisations : le cuivre et l'aluminium 70

5.2.1. Détermination du coefficient de température 70

5.2.2. Détermination de la résistivité électrique du cuivre et de l'aluminium 71

5.3. Modélisation de la résistance thermique en fonction des dimensions 74

5.3.1. Linéarité de la température en fonction de la puissance dissipée 74

5.3.2. Modélisation de la résistance thermique pour les pistes de type interconnexion au deuxième niveau de métallisation 76

5.3.2.1 Transformation de la réponse 77

5.3.2.2 Raffinement du modèle 78

5.3.2.3 Critère de qualité 78

5.3.2.4 Validation du modèle 79

5.3.3. Modélisation de la résistance thermique pour les pistes de type interconnexion au troisième niveau de métallisation..... 80

5.3.4. Modélisation de la résistance thermique pour des pistes de type inductances au second niveau de métallisation 81

5.4. Calcul de la résistance électrique..... 84

5.4.1. Résistance électrique des pistes de type interconnexion 2eme et 3eme niveau de métallisation..... 84

5.4.2. Résistance électrique des pistes en cuivre de types inductances 85

5.5. Prédiction de la température d'auto-échauffement..... 86

5.5.1. Prédiction de la température pour les interconnexions au deuxième niveau de métallisation 86

5.5.2. Prédiction de la température pour les inductances 88

5.6. Résumé..... 93

5.7. Exploitation du modèle..... 95

6. Calibration du simulateur électrothermique..... 103

6.1. Choix des Facteurs..... 104

6.2. Méthodologie..... 105

6.3. Détermination des conductivités thermiques 106

6.1. Validation 107

7. Conclusion..... 112

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la caractérisation et à la modélisation de l'auto-échauffement sous sollicitation électrique continue.

Premièrement, la méthodologie de mesure de la température d'auto-échauffement sous sollicitation électrique continue sera présentée.

Ensuite, les différentes étapes de la caractérisation et de la modélisation de l'auto-échauffement seront abordées. La figure 19 décrit la méthodologie et les objectifs de ce chapitre. Dans un premier temps les travaux porteront sur l'influence des différents paramètres, matériels et dimensionnels, sur la valeur de la résistance thermique et la température d'auto-échauffement d'un motif en cuivre. Pour cela, un simulateur aux éléments finis sera utilisé. L'influence des différents paramètres sera déterminée par la méthodologie des plans d'expériences et notamment des plans factoriels, permettant l'analyse rapide de l'influence des facteurs.

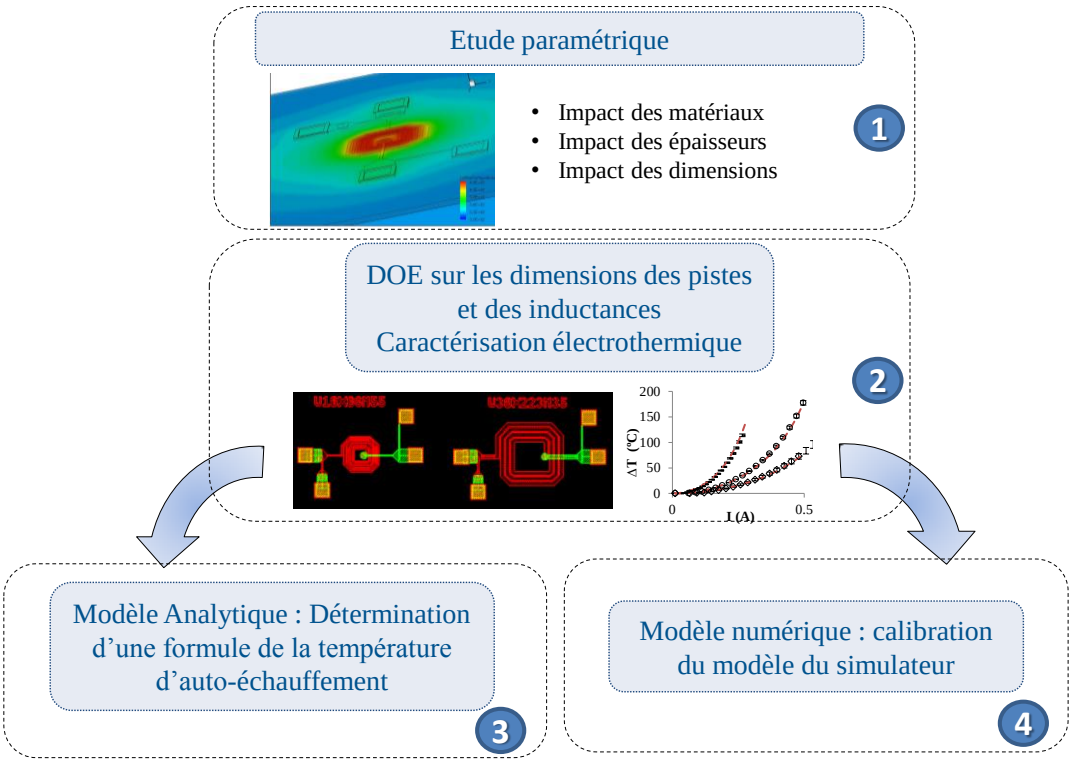


Figure 19 : Schéma de la méthodologie utilisée et des objectifs à réaliser pour la caractérisation et modélisation électrothermique des motifs de types interconnexion et inductance.

Ensuite, la modélisation analytique de l'auto-échauffement pour les pistes en cuivre de type interconnexion et de type inductance, sera présentée. Le but est d'obtenir un modèle analytique et prédictif de l'auto-échauffement en fonction des dimensions de l'interconnexion ou de

l'inductance. La modélisation se basera sur les caractérisations expérimentales extraites des motifs de tests de différentes dimensions, spécifiquement dessinés pour l'étude. La méthodologie des plans d'expériences et plus précisément des surfaces de réponses a été utilisée, d'une part, afin de sélectionner les dimensions des motifs à dessiner et d'autre part, afin de modéliser le phénomène d'auto-échauffement.

Les caractérisations électrothermiques effectuées pour la modélisation analytique mettent à notre disposition une banque de mesures qui servira de référence afin de calibrer le modèle numérique du simulateur aux éléments finis afin de rendre le simulateur, également, prédictif.

Le but de ce chapitre est donc d'obtenir deux outils, l'un analytique et l'autre numérique, prédictif vis-à-vis de la température d'auto-échauffement sous sollicitations électrique continue.

2. Caractérisation de l'auto-échauffement

La méthodologie analytique utilisée afin de mesurer la température d'un conducteur est intégralement issue des méthodes prescrites par les normes JEDEC [62]. C'est cette méthodologie qui a été utilisée afin d'étudier l'auto-échauffement des motifs en cuivre.

Nous allons donc décrire dans cette partie, la méthodologie de mesure, ainsi que les paramètres à mesurer nécessaire à la caractérisation de l'auto-échauffement.

2.1. Dépendance en température de la résistivité

Dans le cas d'un matériau conducteur, lorsque l'agitation thermique augmente, l'amplitude de vibration thermique des ions autour de leur position d'équilibre augmente. Le nombre de chocs entre les électrons et les ions ou autres imperfections du réseau devient plus fréquent. Ainsi la résistivité d'un métal est dépendante de la température [63].

La résistivité d'un conducteur peut être exprimée comme une fonction de la température [64].

$$\rho(T) = \rho_0(1+\alpha.T+\beta.T^2+...) \quad \textbf{2.1}$$

Ici, la résistivité ρ_0 est la résistivité statique à 0°C en ohm.m. α et β sont des constantes représentant les coefficients de température en $°C^{-1}$ et $°C^{-2}$, et T la température en °C. En pratique, le terme du premier ordre α est d'une magnitude supérieure à celui du second, amenant une simplification linéaire de la variation de la résistivité en fonction de la température.

$$\rho(T) = \rho_0(1+\alpha.T) \quad \textbf{2.2}$$

La résistance est proportionnelle à la résistivité par les dimensions et suit donc la même variation :

$$R(T) = R_0(1+TCR_0.T) \quad \textbf{2.3}$$

Ici, α est égal à TCR_0, acronyme de Temperature Coefficient of Resistance. L'indice 0 signifie que le coefficient de température est donné pour une température de 0°C. Les valeurs du TCR_0 et de R_0 doivent être déterminées et permettent d'associer une valeur de résistance à une valeur de température et réciproquement, de connaitre la température en fonction de la valeur de la résistance.

$$\Delta T = \frac{R-R_0}{TCR_0.R_0} - T_{ambiant} \quad \textbf{2.4}$$

La température est donc déterminée à partir de la mesure de la résistance, de la connaissance du coefficient de température du métal et de la résistance de référence. Le coefficient de

température est mesuré par l'imposition d'une rampe de température et la mesure de la résistance correspondante.

2.2. Le coefficient de température TCR

La mesure du coefficient de température s'effectue par la mesure de la résistance à différentes températures. Dans ce cas, l'intensité doit être suffisamment faible afin d'éviter tout auto-échauffement. L'élévation de résistance mesurée sera alors uniquement due à l'élévation de la température imposée. La figure 20 illustre la variation de résistance d'une ligne de cuivre en fonction de la température comprise entre 35 et 160°C pour une ligne de cuivre de 5 µm de large et 1000 µm de long.

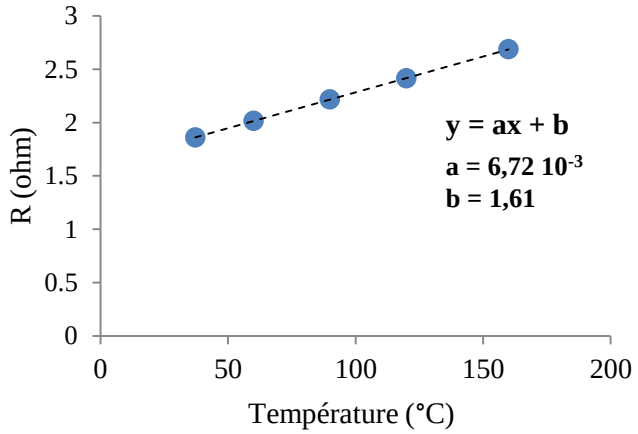


Figure 20: Exemple de droite obtenue pour un test de mesure du coefficient de température.

De la figure 20, nous avons $R(T) = a.T + b$ avec $b = R(0°C) = R_0$. Par factorisation on obtient :

$$R(T) = R_0.(1 + \frac{a}{R_0}.T) \qquad \textbf{2.5}$$

Soit

$$TCR(0°C) = TCR_0 = \frac{a}{R_0} \qquad \textbf{2.6}$$

Le coefficient de température est donc définit comme le coefficient directeur de la réponse divisé par la résistance à une température donnée, et s'exprime en $°C^{-1}$. Pour avoir la valeur du coefficient de température par rapport à une autre température de référence, la formule suivante est utilisée.

$$TCR(T) = \frac{a}{R(T)} = \frac{TCR_0.R_0}{R_0.(1+TCR_0.T)} = \frac{TCR_0}{1+TCR_0.T} \qquad 2.7$$

La figure 21 montre la variation du TCR en fonction de la température de référence.

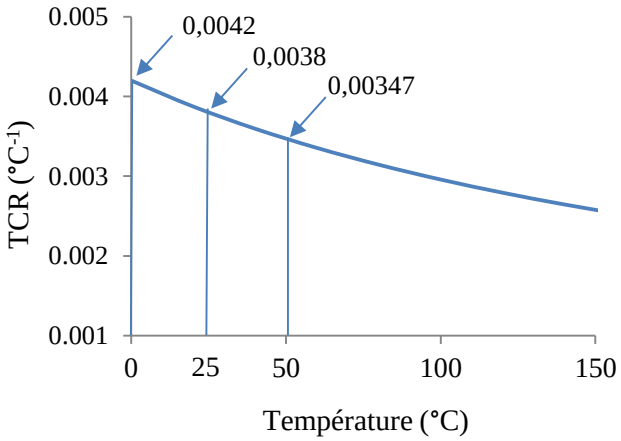


Figure 21 : Exemple de variation du coefficient de température en fonction de la température de référence fixée.

Il est donc nécessaire de préciser la température de référence associée à un coefficient de température. Dans la suite de l'étude, le coefficient de température sera toujours donné pour une température de 0°C.

2.3. Mesure de l'auto-échauffement

Lorsque le courant est faible, l'auto-échauffement est négligeable et la résistance est constante quel que soit le courant. Lorsque l'auto-échauffement n'est plus négligeable, la résistance électrique augmente du fait de la température générée par l'effet Joule. Typiquement la variation de la résistance en fonction du courant est donnée en figure 22.

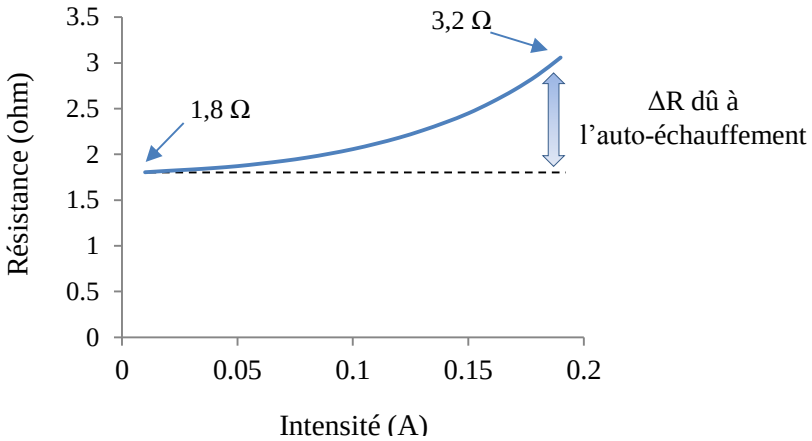


Figure 22 : Caractéristique R(I) d'une ligne de cuivre. L'augmentation de la résistance est due à l'auto-échauffement

La résistance ohmique R est mesurée à un courant d'intensité I. Si le TCR_0 est connu alors la température est déterminée par l'équation 2.4.

Pour chaque valeur de résistance, la température correspondante est calculée permettant de connaitre l'évolution de la température T en fonction du courant. Un exemple d'évolution de l'auto-échauffement ΔT en fonction du courant I pour une piste en cuivre de 5 µm de largeur et de 1000 µm de longueur est donné en figure 23.

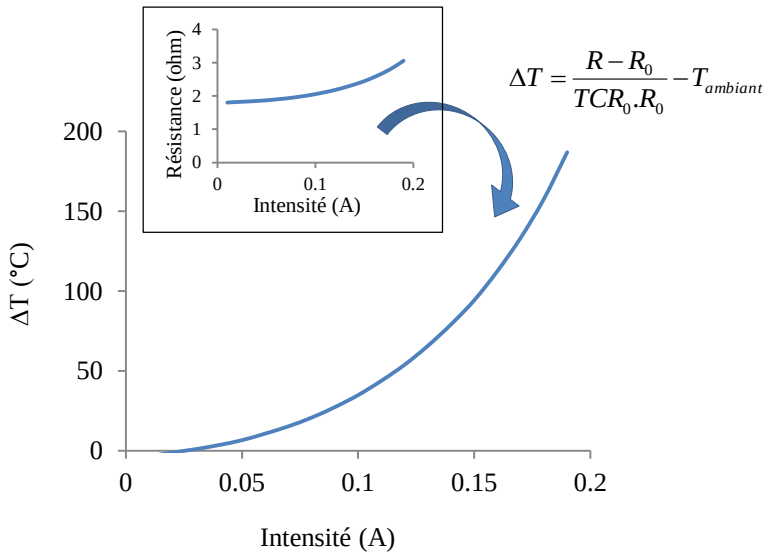


Figure 23 : Représentation de la température en fonction du courant.

La différence de température ΔT calculée est donc proportionnelle à la différence de résistance électrique ΔR. La température n'est pas constante le long de la piste en cuivre, elle est minimum aux plots de contacts et maximum au centre. La mesure de la résistance permet uniquement de connaître la température moyenne de la piste.

2.4. Extraction de la résistance thermique

L'élévation de la température en fonction de la puissance dissipée est illustrée en figure 24. La résistance thermique est définie selon l'équation 2.8.

$$R_{Thermique} = \frac{\Delta T}{P} \text{ avec } P = RI^2 \qquad \textbf{2.8}$$

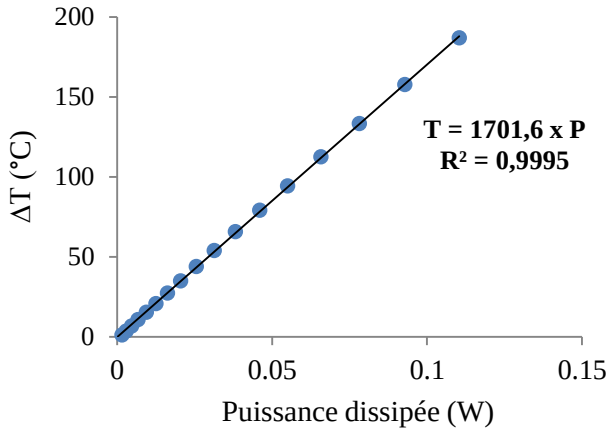


Figure 24: La résistance thermique est définie comme le coefficient directeur de la droite donnée par la température en fonction de la puissance dissipée.

Le coefficient de régression linéaire, dans notre exemple égal à 0,9995 indique la bonne linéarité de la variation de température en fonction de la puissance dissipée. De ce fait, la résistance thermique du système peut se calculer par la détermination du coefficient directeur de la droite de la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée.

2.5. Conclusion

La méthode de mesure et de calcul de l'auto-échauffement a été introduite dans cette partie. La caractérisation de l'auto-échauffement se base sur la mesure de la résistance R en fonction du courant I et la connaissance du coefficient de température TCR_0 du métal que constitue la piste conductrice. La résistance thermique R_{th} du système comprenant le composant et les matériaux environnant, est définie comme la dérivée de la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée.

La méthodologie décrite sera celle utilisée dans la caractérisation de l'auto-échauffement que nous allons présenter par la suite. Dans un premier temps, une étude paramétrique sera effectuée à l'aide d'un simulateur électrothermique aux éléments finis.

3. Etude de l'auto-échauffement par simulation numérique aux éléments finis

« La méthode des éléments finis reprend les principes de la vie d'une société : représenter la société (champ continu) par des élus (nœud), définir les propriétés de chaque individu (matrices de l'élément), définir son rôle dans la société (rotation dans le repère global), établir les liens entre les individus (assemblage) et avec les autres sociétés limitrophes (conditions aux limites). Tout ceci permet d'obtenir le statut de la société (résolution) et par conséquent son niveau de vie

(déplacement). Ensuite, retour aux individus (extraction des déplacements élémentaires) et détermination de leur part des revenus (contraintes, déformations, forces nodales) en fonction de leurs propriétés (matrices de rigidité) et du revenu global de la société (déplacement structural) » (A. Chateauneuf, 2005, p.1) [65].

En analyse numérique, la méthode des éléments finis est utilisée pour résoudre numériquement des équations aux dérivées partielles. Celles-ci peuvent par exemple représenter analytiquement le comportement dynamique de certains systèmes physiques qui peuvent être mécaniques, thermodynamiques ou acoustiques.

Les éléments finis sont une technique de discrétisation. La méthode des éléments finis permet de passer d'un problème mathématique continu, défini par une équation aux dérivées partielles écrite sur toute la région de l'espace, à un problème mathématique discret défini par un système d'équations. L'intérêt de cette transformation est que de façon générale, il n'existe pas de méthode permettant de trouver la solution mathématique d'une équation aux dérivées partielles. Concrètement, cela permet de calculer numériquement le comportement d'objets même très complexes, à condition que les phénomènes simulés soient continus et décrits par une équation aux dérivées partielles linéaire.

Le but de cette partie est d'identifier les principaux facteurs influençant la montée en température d'un dispositif microélectronique. Dans un premier temps, l'ensemble des équations du modèle électrique et thermique est présenté. Dans un second temps, l'impact des principaux facteurs influençant l'auto-échauffement sera étudié.

3.1. Modèle électrique

L'application d'un champ électrique dans un conducteur provoque le déplacement des électrons libres, un courant électrique s'établit alors dans le conducteur. Le champ électrocinétique est décrit par l'équation de Laplace pour le potentiel électrique :

$$\nabla.(\sigma(T).\vec{E}) = \nabla.(\sigma(T).\nabla V) = 0 \qquad \textbf{2.9}$$

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\sigma(T)\frac{\partial V}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\sigma(T)\frac{\partial V}{\partial y}\right)+\frac{\partial}{\partial z}\left(\sigma(T)\frac{\partial V}{\partial z}\right)=0 \qquad \textbf{2.10}$$

Avec V le potentiel électrostatique et $\sigma(T)$ la conductivité électrique dépendante de la température T. La conductivité et donc la résistivité en fonction de la température est donnée par l'équation :

$$\sigma(T)=\frac{1}{\rho(T)}=\frac{1}{\rho_0.(1+TCR_0.T)} \qquad \textbf{2.11}$$

La densité de courant est calculée par la loi d'ohm :

$$\vec{J} = \sigma(T).\vec{E} \qquad \textbf{2.12}$$

Avec

$$\vec{E} = -\vec{\nabla}V \qquad \textbf{2.13}$$

Les pertes du à l'effet Joule par unité de volume qui représente l'apport de la source de chaleur dans l'équation de conduction thermique sont calculées par la relation :

$$P = \vec{J}.\vec{E} = \rho(T).J^2 = \sigma(T).E^2 \qquad \textbf{2.14}$$

3.2. Modèle thermique

La distribution de la température dans le domaine d'analyse est donnée par l'équation de conduction thermique en régime stationnaire :

$$\nabla^2.\lambda.T + P = 0$$
$$\lambda.\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \lambda.\frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \lambda.\frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + P = 0 \qquad \textbf{2.15}$$

Où λ est la conductivité thermique du milieu et P la source de chaleur, exprimée par l'équation 2.14.

Plusieurs solides de conductivités différentes sont en contact dans l'empilement technologique. Au contact solide-solide, il y a continuité des flux à l'interface.

$$-\lambda_1 \nabla T_1\big|_i = -\lambda_2 \nabla T_2\big|_i \qquad \textbf{2.16}$$

Si le contact est parfait, il y a alors continuité de température.

Au contact solide – fluide c'est-à-dire à l'interface entre la puce et l'air, le bilan thermique s'établit comme suit :

$$-\lambda_S \nabla T\,\big|_i = h.(T_P - T_S) \qquad \textbf{2.17}$$

Avec h le coefficient de transfert conducto-convectif en W/(K.m²), T_p la température de la paroi et T_s la température du fluide.

Afin de simuler le phénomène d'auto-échauffement, il convient donc de renseigner un certain nombre de paramètres. La résistivité et le coefficient de température du métal conducteur doivent être connues et implémentées, de même que les conductivités thermiques des matériaux dans lesquels le phénomène de conduction est calculé. Enfin, les conditions aux limites, électriques et thermiques doivent être spécifiées.

La méthode des éléments finis repose sur la résolution des équations différentielles partielles électriques et thermiques que nous venons de présenter.

3.3. Définitions des conditions de simulation

3.3.1. Motif étudié

Le motif étudié est une piste de cuivre reliée à quatre plots de contact, deux contacts pour l'imposition du courant électrique et deux autres contacts pour la mesure de la différence de potentiel, cela afin de pouvoir calculer la résistance électrique et déterminer la température moyenne d'auto-échauffement. La figure 25 montre le dessin de la structure de test utilisée. Il s'agit d'un motif de test d'électromigration.

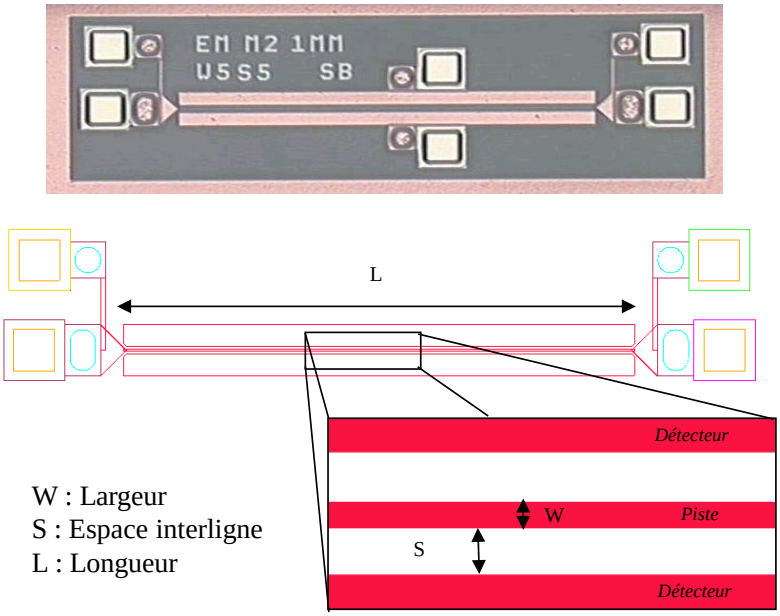


Figure 25 : Motifs de test d'électromigration utilisés pour la caractérisation électrothermique. W est défini comme la largeur du motif de test, L la longueur de la piste et S la distance intermétallique séparant la piste des détecteurs d'extrusion.

Les bandes de cuivre présentes de part et d'autres de la piste en cuivre sont des détecteurs d'extrusion et, dans le cas des tests d'électromigration, servent à déterminer la défaillance de la piste en cuivre par court-circuit. L'étude qui va suivre ne se focalisant que sur l'auto-échauffement, nous n'allons pas développer cette caractéristique géométrique. Le motif est utilisé ici uniquement comme source de chaleur.

La création de la structure ainsi que le maillage est effectuée. Ces deux étapes sont décrites en annexe 1.

3.3.2. Paramètres physiques des matériaux

Les paramètres physiques des couches constituant la technologie, tel que la résistivité électrique et les conductivités thermiques, sont à renseigner afin d'effectuer la simulation. La technologie a été décrite dans le chapitre 1. Les matériaux concernés sont donc : le substrat en verre, la passivation en BCB et le matériau conducteur en cuivre.

Les paramètres de simulations sont fixés pour cette étude comme suit :

- Résistivité électrique du cuivre à 27°C : 1,73 10^{-8} ohm.m [8].
- Coefficient de température du cuivre à 27°C : 3,9 10^{-3} $°C^{-1}$ [8].
- Conductivité thermique du cuivre : 398 W/(K.m) [66].
- Conductivité thermique du BCB : 0,29 W/(K.m) [5].
- Conductivité thermique du verre : 1,1 W/(K.m) (valeur du fournisseur).

Ces données sont issues de la littérature, et représentent une première approximation de la réalité.

Les paramètres caractéristiques des matériaux sont importants car ils conditionnent tous les résultats des calculs de simulation. La mesure de ces paramètres, quand celle-ci est possible, est à réaliser afin de se rapprocher des valeurs réelles.

3.3.3. Les conditions aux limites

Les conditions aux limites se définissent en fonction du types d'expériences et par extension du type d'environnement que l'on veut recréer afin d'effectuer la simulation.

L'environnement de mesure choisi est le test sous pointe c'est-à-dire que le motif est intégré sur une plaquette posée sur un porte-substrat à température constante. La face avant de la plaquette est en contact avec l'air. L'imposition du courant et la mesure de la résistance s'effectue au moyen de « pointes » reliées à une source de courant et un ohmmètre.

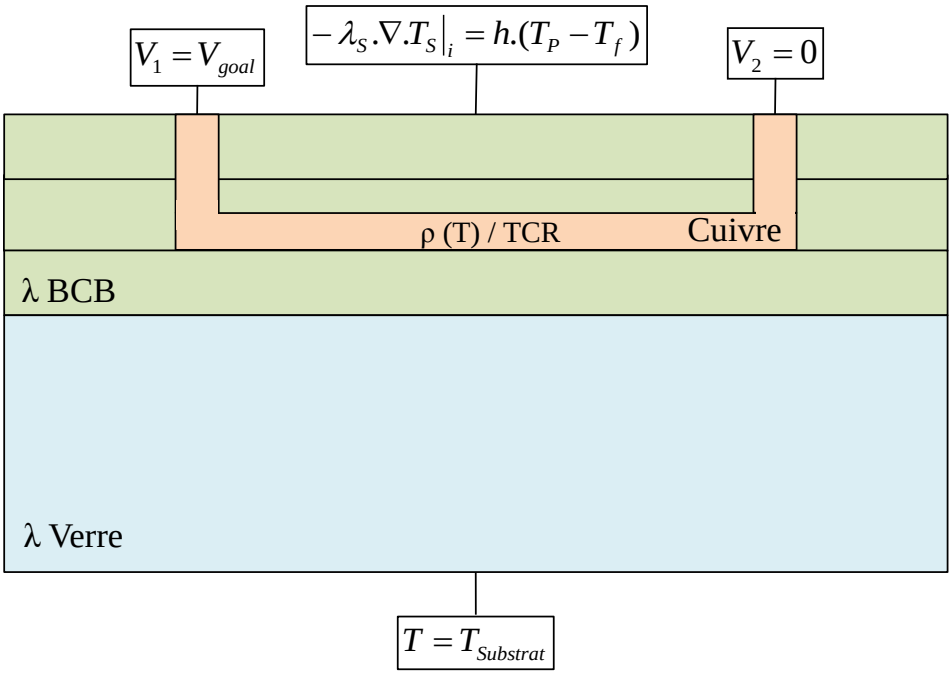


Figure 26 : Coupe schématique d'un motif en cuivre dans la technologie étudiée et conditions aux limites associées à l'environnement de test sous pointes. V_{goal} est le potentiel que l'on impose au contact électrique. Un coefficient d'échange h est imposé à la paroi supérieure. La paroi inférieure est fixée à une température constante, celle du porte substrat.

La figure 26 présente les conditions aux limites utilisées pour le modèle électrothermique numérique. Les conditions aux limites thermiques sont fixées comme suit : en face arrière la température est constante car maintenue par le porte-substrat, la condition aux limites en face arrière du dispositif est donc une température d'interface, fixée à 30°C. En face avant, la plaquette est en contact avec l'air, c'est-à-dire qu'à cette interface, un échange convectif se produit. La condition aux limites imposée est alors un coefficient d'échange en plus de la température de l'air ambiant. Dans le cas de l'air statique, ce coefficient d'échange varie entre 5 et 25 $W.K^{-1}.m^{-2}$ [67]. Le calcul de ce coefficient s'effectue via le calcul des nombres de Grashof et Nusselt [68]. Le détail du calcul est donné en annexe 2. Une valeur de 26 $W.K^{-1}.m^{-2}$ est trouvée, c'est à dire très proche de l'intervalle théorique donné par [67]. La valeur de 26 $W.K^{-1}.m^{-2}$ est ainsi fixée pour la suite de l'étude. La température ambiante est fixée à 24°C.

Les conditions aux limites électriques se bornent à l'imposition d'une différence de potentiel entre les deux contacts de la piste en cuivre. La mesure de la résistance est effectuée par la mesure de la différence de potentiel aux contacts situés aux bornes de la piste de cuivre.

La localisation des conditions aux limites énumérées ci-dessus s'effectue en associant les valeurs définies à des zones spatialement délimitées sur la structure appelées « contacts ». Dans notre cas, les contacts sont définis afin d'assigner des conditions électriques et thermiques.

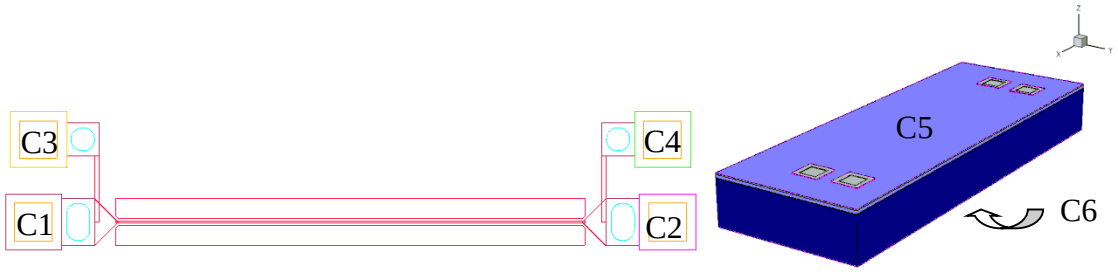


Figure 27 : Représentation des six contacts définis dans la simulation. Les contacts C1 à C4 servent dans l'imposition des conditions électriques. Les contacts C5 et C6 servent dans l'imposition des conditions thermiques. Les faces latérales sont laissées libres.

La figure 27 illustre les six contacts définis lors de la création de la structure :

- Les quatre contacts pour l'imposition du potentiel et la mesure de la résistance : C1, C2, C3, C4.
- La surface en contact avec l'air : C5 auquel est assigné le coefficient d'échange *h* et la température ambiante
- La surface basse en contact le porte substrat : C6 auquel est assigné la température du porte-substrat.

Une fois les paramètres implémentés, les conditions aux limites déterminées, et la structure créée, la simulation électrothermique peut s'effectuer.

3.4. Impact de l'épaisseur des couches

La définition des principaux paramètres a été effectuée. Les conditions aux limites ont été fixées et spatialement associées à la structure. Dans cette partie, l'impact de l'épaisseur du substrat en verre et des couches de BCB a été étudié.

Afin d'étudier l'impact dimensionnel des couches technologiques, un plan d'expériences a été réalisé sur trois facteurs : l'épaisseur du substrat en verre, l'épaisseur du BCB sous la piste, c'est-à-dire la première couche de diélectrique et l'épaisseur de BCB au-dessus de la piste, c'est-à-dire la troisième couche de diélectrique. La réponse choisie pour évaluer l'impact des épaisseurs est la résistance thermique du système. Un plan factoriel à deux niveaux est choisi, ce qui implique $2^3 = 8$ configurations et donc 8 simulations. L'analyse des données est effectuée à l'aide du logiciel Design Expert™ . La piste en cuivre simulée est, dans chaque cas, identique, c'est-à-dire qu'elle garde les mêmes caractéristiques dimensionnelles. Un rappel des concepts et de la terminologie utilisés par les plans d'expériences est donné en annexe 3.

Le tableau 6 donne le détail de variations dimensionnelles des différentes couches. Les résultats montrent une variation de la résistance thermique de 713 °C/W à 1167 °C/W.

Tableau 6 : Variation des différentes épaisseurs de verre et de BCB sous et au-dessus de la piste. Pour chaque cas la résistance thermique simulée est calculée.

A Epaisseur de verre (µm)	B Epaisseur BCB sous le cuivre (µm)	C Epaisseur de BCB au-dessus du cuivre (µm)	Résistance thermique (°C/W)
50	1	1	713
200	1	1	932
50	6	1	982,5
200	6	1	1184
50	1	6	708
200	1	6	920
50	6	6	965
200	6	6	1167

La contribution de chaque facteur et leur possible interaction sur la résistance thermique est calculée par la division de la somme des carrés des résidus de l'effet du facteur, rapporté à la somme des carrés des résidus totaux. Les résultats sont donnés dans le tableau 7.

.

Tableau 7 : Effet et contribution des différents facteurs sur la réponse résistance thermique.

Coefficient	Effet	Somme des carrés	% Contribution
A Epaisseur du substrat verre	169	56953,1	15,1
B Epaisseur de BCB sous le cuivre	400	320400,1	84,8
C Epaisseur de BCB au-dessus du cuivre	-13	351,1	0,1
Interaction AB	-9	153,1	0,0
Interaction AC	-1,2	3,1	0,0
Interaction BC	-5,8	66,1	0,0

Les interactions AB, AC, et BC ont un effet nul, ce qui veut dire qu'ils n'ont pas d'influence, de même que l'épaisseur de BCB au-dessus du cuivre. L'épaisseur de substrat verre et l'épaisseur de BCB sous le cuivre sont les facteurs les plus influents dans notre cas, avec respectivement 15,1 et 84,8 % de contribution. Le facteur le plus influant est l'épaisseur de BCB sous la piste, directement en contact avec la source de chaleur. Il y a donc un impact plus important du diélectrique comparé au substrat en verre et cela malgré son épaisseur beaucoup plus faible.

L'effet négligeable de l'épaisseur du BCB au-dessus de la piste est à corréler avec les conditions de simulations. Les conditions aux limites imposées : un coefficient d'échange en face avant simulant l'isolation de l'air et une température fixe en face arrière simulant le porte substrat, prédéfinissent le chemin préférentiel de la chaleur, dans ce cas-ci, de la source de chaleur vers le porte substrat. L'épaisseur de BCB au-dessus de la piste en cuivre est donc non influente. Ce résultat ne vaut que dans le cas précis ou la face avant est plus isolante que la face arrière.

Les épaisseurs de verre et de BCB agissent positivement sur la résistance thermique, ces épaisseurs sont donc à minimiser afin de diminuer la température d'auto-échauffement.

3.5. Impact de la nature des matériaux constituant la technologie

Dans cette partie l'auto-échauffement du motif est étudié en fonction des matériaux. Les matériaux choisis sont, tout d'abord, ceux de la technologie, à savoir le verre et le BCB. D'autres matériaux peuvent être choisis en microélectronique, tel que le silicium pour le substrat ou le SiO_2 pour le diélectrique. Les principales différences résident dans leurs valeurs respectives de conductivités thermiques. Quatre configurations ont été choisies pour étudier l'impact de ces différents matériaux. L'épaisseur des couches est fixée à 6 µm pour le diélectrique et 200 µm pour le substrat.

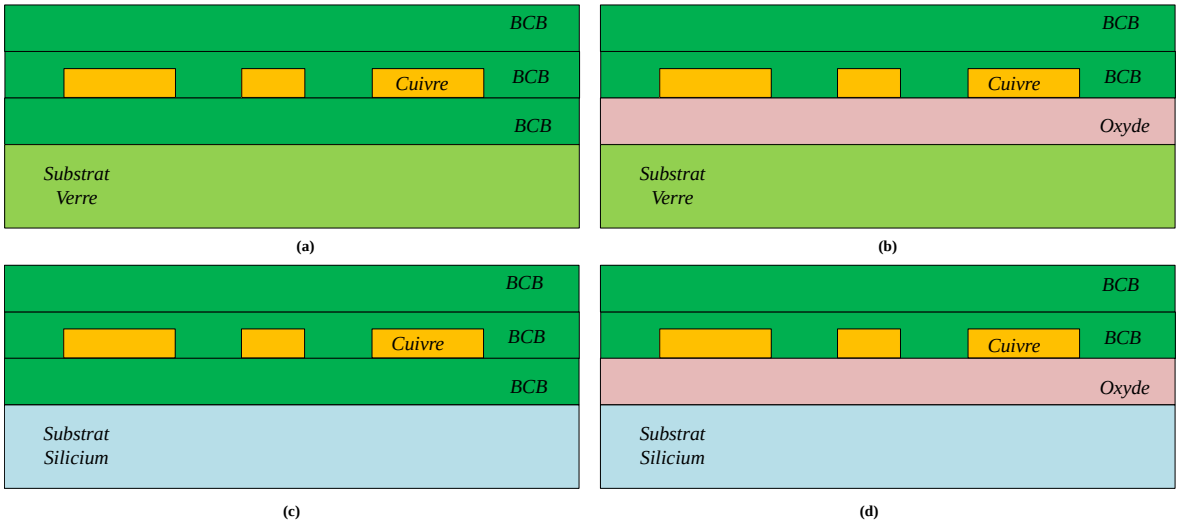


Figure 28 : Coupe technologique des configurations simulées. La réponse en température en fonction du courant et de la puissance dissipée est relevée pour chacun des cas.

La figure 28 représente les configurations choisies : un substrat en verre avec du BCB (a), un substrat en verre avec de l'oxyde (b), un substrat en silicium avec du BCB (c) et un substrat en silicium avec de l'oxyde (d). Seule la première couche de diélectrique a été changée étant donné son influence prépondérante. Les couches supérieures de BCB ont été gardées pour l'encapsulation de la piste en cuivre. Pour les configurations citées, les conductivités thermiques de l'oxyde et du silicium sont fixées respectivement à 1,4 W/(K.m) [69] et 146 W/(K.m) [66].

La piste en cuivre reste invariante dans ses dimensions pour chaque configuration.

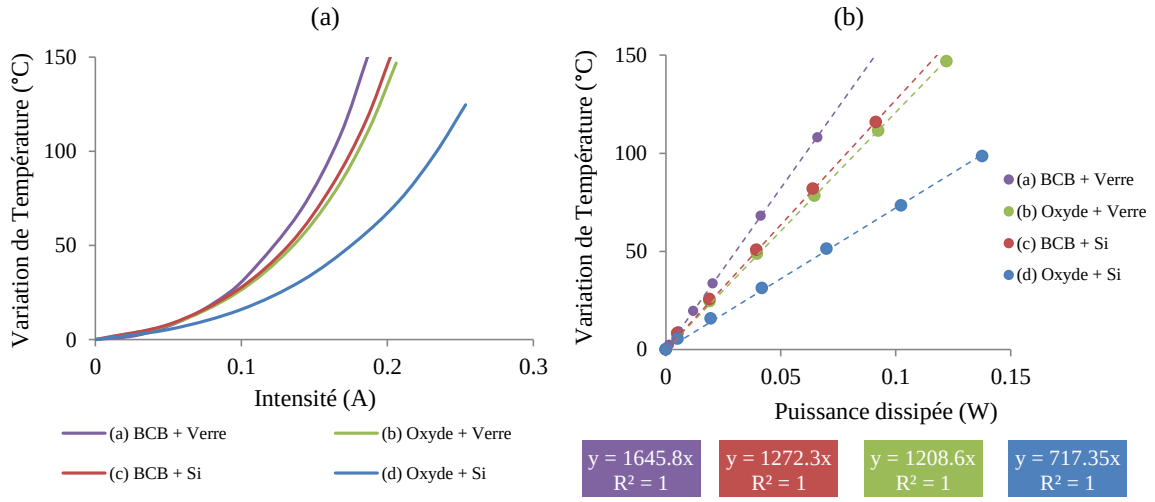


Figure 29 : Températures d'auto-échauffement pour une piste de cuivre sur différentes configurations technologiques

La figure 29 donne les résultats de simulation, pour chaque configuration, de la variation de température en fonction du courant (figure 29a) et en fonction de la puissance dissipée (figure 29b). Pour rappel, la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée nous donne accès à la résistance thermique du système, définie comme le coefficient directeur de la droite.

La configuration (a) apparait comme la plus défavorable sur la température d'auto-échauffement du motif en cuivre. Les configurations (b) et (c) donnent une température d'auto-échauffement équivalente : environ 150°C à un courant d'intensité de 0,2 A et une résistance thermique similaire : 1272,3 et 1208,6 °C/W respectivement, soit un écart relatif de 5,4 %. Le remplacement du substrat verre par du silicium avec du BCB (configuration (c)) a donc le même impact sur la température à un courant donné et sur la valeur de résistance thermique que le remplacement du BCB par de l'oxyde sur un substrat en verre (configuration (b)). La configuration (d) avec le substrat silicium et l'oxyde est la configuration la plus favorable pour la diminution de l'auto-échauffement.

Il apparait donc que la configuration de la technologie telle qu'elle est constituée, c'est à dire un substrat en verre avec du BCB, est la configuration la moins favorable en terme de dissipation de la chaleur et donc d'auto-échauffement. De plus, le diélectrique semble avoir un impact plus important que le substrat. Cette mauvaise dissipation repose principalement sur les faibles valeurs de la conductivité thermique du verre et du BCB.

3.6. Impact des dimensions du motif

Nous avons étudié l'impact des épaisseurs des couches de la technologie puis l'impact des matériaux constituant la technologie. Dans cette partie nous nous intéressons à la source de chaleur proprement dite, à savoir le motif électrique et plus précisément, à ses dimensions intrinsèques.

Les dimensions telles que l'épaisseur, la largeur et la longueur ont un impact sur la température d'auto-échauffement du composant. La résistance thermique est inversement proportionnelle à la surface de la source de chaleur, une variation de la largeur et de la longueur va donc avoir un impact sur la valeur de la résistance thermique et la température atteinte à un courant donné. En revanche, l'épaisseur reste invariante dans la technologie étudiée et n'est donc pas choisie ici comme paramètre variable. Quatre pistes de largeurs et longueurs différentes ont donc été simulées. Les dimensions ont été choisies suivant un plan factoriel 2^2. Le tableau 8 donne les valeurs des dimensions choisies pour l'étude. La plage de variation des dimensions est arbitraire mais réaliste, le but étant juste de visualiser leurs impacts respectifs.

Tableau 8 : Dimensions des motifs simulés. La largeur *W* et la longueur *L* sont données en µm.

Motif	Largeur W (µm)	Longueur L (µm)
W5L500	5	500
W5L1500	5	1500
W10L500	10	500
W10L1500	10	1500

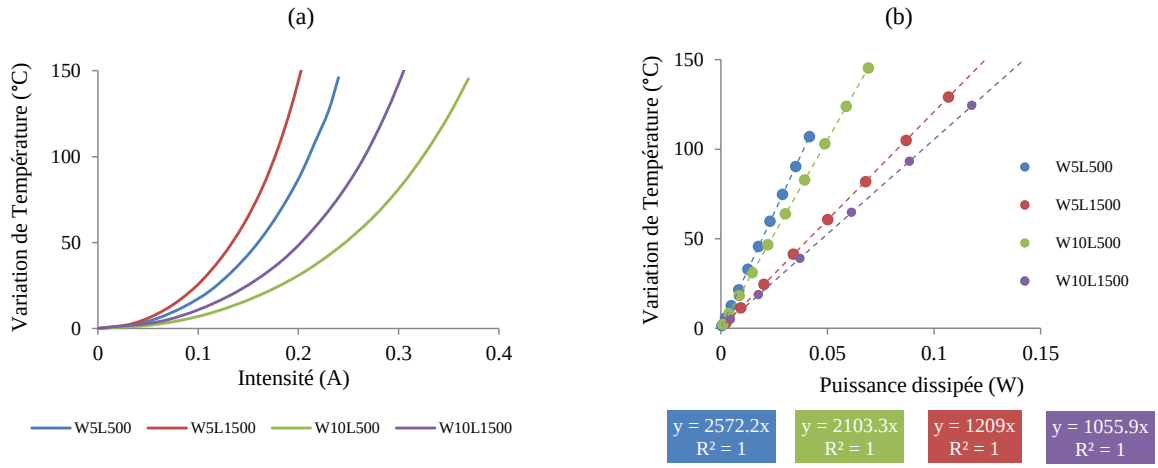


Figure 30 : Température d'auto-échauffement en fonction du courant (a) et de la puissance dissipée (b) pour les quatre motifs de dimensions différentes, W5L500 en bleu, W5L1500 en rouge, W10L500 en vert et W10L1500 en violet.

La figure 30 nous renseigne sur la montée en température du motif en fonction du courant appliquée (a) et de la puissance dissipée (b). Pour un courant de 0,2 A le motif W5L1500 a une température moyenne de 154°C contre 31°C pour le motif W10L500, soit 80 % d'écart relatif. En revanche, la valeur de la résistance thermique du motif W5L1500 est plus faible que celle du motif W10L500, respectivement 1209 °C/W et 2103 °C/W. Ainsi, la valeur de la résistance thermique n'est pas corrélée avec la montée en température en fonction du courant.

Pour chaque cas les valeurs de la température d'auto-échauffement pour un courant d'intensité de 0,2 A ainsi que les valeurs de la résistance thermique sont relevées et données dans le tableau 9.

Tableau 9 : Résistances thermiques et températures d'auto-échauffement à 0,2 A pour différentes largeurs et longueurs de pistes de cuivre.

	Largeur W (µm)	*Longueur L (µm)*	R_{th} *(°C/W)*	$\Delta T(0,2A)$
W5L500	5	500	2572	90
W5L1500	5	1500	1209	154
W10L500	10	500	2103	31
W10L1500	10	1500	1056	49

Les résultats ont été analysés à l'aide du logiciel Design Expert™. La contribution des facteurs et des interactions est calculée par la division entre la somme des carrés des résidus de l'effet du facteur par la somme des carrés des résidus totaux. Les résultats sont donnés dans le tableau 10 et le tableau 11.

Tableau 10 : Effet et contribution des différents facteurs sur la réponse de résistance thermique.

Coefficient	Effet	Somme des carrés	% Contribution
A Largeur de la piste (W)	-311	96721	6,15
B Longueur de la piste (L)	-1205	1452025	92,3
Interaction AB	158	24964	1,6

Tableau 11 : Effet et contribution des différents facteurs sur la réponse de température.

Coefficient	Effet	Somme des carrés	% Contribution
A Largeur de la piste (W)	-82	6724	75,3
B Longueur de la piste (L)	41	1681	18,8
Interaction AB	-23	529	5,9

L'impact de la longueur comparé à celui de la largeur, est plus important sur la valeur de la résistance thermique avec une contribution de 92,3 % contre 6,15 %. Le signe de l'effet indique l'influence positive ou négative du facteur sur la réponse. Ici nous pouvons voir que l'augmentation des deux paramètres, largeur et longueur, diminue la valeur de la résistance thermique.

Sur la température d'auto-échauffement, l'impact de la largeur est plus important avec une contribution de 75,3 % contre 18,8 %. L'augmentation de la largeur fait baisser la température à un courant donné, en revanche l'augmentation de la longueur augmente l'auto-échauffement.

L'influence des variations de la largeur sur la valeur de la résistance thermique et sur la température d'auto-échauffement n'est donc pas la même. Une augmentation de la largeur diminue la température d'auto-échauffement ainsi que la valeur de la résistance thermique. L'augmentation de la longueur, en revanche, diminue la valeur de la résistance thermique mais augmente la valeur de la température d'auto-échauffement à un courant donné. La prédiction de ces variations est donc primordiale pour déterminer l'évolution de la température d'auto-échauffement en fonction du courant.

3.7. Conclusion

Ainsi les principaux effets influençant l'auto-échauffement peuvent être listés comme suit :

- La nature des matériaux constituant les couches de la technologie.
- L'épaisseur des différentes couches.
- Les dimensions de la source de chaleur : la largeur et la longueur.

Nous avons vu dans cette partie, que la configuration de la technologie étudiée : un substrat en verre avec BCB comme matériau diélectrique est un cas défavorable concernant l'auto-échauffement. Le facteur le plus influent sur la dissipation est le matériau se trouvant directement sous le motif en cuivre c'est-à-dire le BCB. Dans le cas de tests sur plaquette, où le chemin thermique est dirigé du composant vers le porte-substrat, les couches supérieures de diélectrique sont négligeables sur la température d'auto-échauffement.

Les dimensions ont une influence sur la réponse électrothermique du composant. Nous avons vu que dans le cas d'une piste, la longueur et la largeur influent toutes deux sur la température d'auto-échauffement atteinte à un courant d'intensité donné.

La sensibilité de la température et de la résistance thermique, face aux différents facteurs sus-cités, est également une source d'erreur. En effet, lors du procédé de fabrication, les différentes étapes : dépôts, lithographie et gravure ne sont pas parfaitement maitrisées. Ainsi, une variabilité naturelle existe due au procédé de fabrication, notamment sur l'épaisseur des couches diélectriques ainsi que des dimensions du motif largeur et épaisseur.

L'étude expérimentale de l'auto-échauffement a été réalisée après la conception de motifs de tests spécifiques pour les besoins de l'étude. Des composants de type interconnexion et inductance de plusieurs dimensions ont été conçus. Ces motifs vont nous servir, d'une part, à étudier l'auto-échauffement selon les dimensions, puis déterminer un modèle analytique prédictif et enfin, par comparaison des simulations aux expériences, calibrer le modèle du simulateur par optimisation de paramètres choisis.

4. Définitions des motifs de test

Le but de cette partie est de définir les motifs nécessaires à la réalisation de la caractérisation de l'auto-échauffement sur les pistes et inductances en cuivre. En considérant la technologie constante, c'est-à-dire que la nature des matériaux ainsi que leurs épaisseurs soient figées, l'auto-échauffement d'un motif en fonction du courant n'est influencé que par ses dimensions. Afin de modéliser les variations de la résistance thermique et par extension, prédire la température d'auto-échauffement en fonction des dimensions, la méthode des plans d'expériences pour surfaces de réponse est utilisée afin de déterminer les motifs de différentes dimensions à dessiner et caractériser. La résistance thermique ne varie pas linéairement en fonction des dimensions [42]. Dès lors, un modèle quadratique est postulé pour la modélisation de la résistance thermique, car il maximise les chances d'une bonne modélisation. La méthodologie des plans d'expériences est décrite en annexe 3.2.2.

Dans cette partie nous allons présenter les motifs de type interconnexion, c'est-à-dire les pistes de cuivre en ligne droite et les motifs de type inductance, c'est-à-dire les pistes en cuivre enroulées. Ces motifs ont tous deux des paramètres dimensionnels caractéristiques qu'utilisent les ingénieurs de conception afin de réaliser le circuit voulu.

4.1. Les pistes en cuivre de type interconnexion

Le cas des interconnexions ne représente pas le cas le plus complexe. Etant donnée l'épaisseur constante des couches technologiques, deux facteurs dimensionnels sont retenus : la largeur et la longueur de l'interconnexion.

En conséquence, avec une réponse et deux facteurs, un simple plan complet à trois niveaux suffit pour étudier la surface de réponse de la résistance thermique, et cela, pour les deux niveaux de métallisations, soit un total de 18 motifs. Les plages de variation choisies pour les facteurs largeur *W* et longueur *L* sont résumées dans le tableau 12.

Tableau 12 : Variation des dimensions des interconnexions en largeur (W) et en longueur (L).

	W (µm)	**L (µm)**
Minimum	7	500
Milieu	11	1250
Maximum	15	2000

Pour exemple, une piste de largeur 7 µm et de longueur 1250 µmn, réalisé à partir du troisième niveau de métallisation, est noté : W7L1250M3.

La figure 31 montre trois pistes en cuivre de type interconnexion : W7L500M2, W15L500M2 et W7L1250M2. Ces trois motifs sont réalisés à partir du deuxième niveau de métallisation c'est-à-dire pour un cuivre de 6 µm d'épaisseur. Quatre plots de mesures ont été intégrés de part et d'autre de la structure afin de pouvoir imposer le courant et mesurer la résistance.

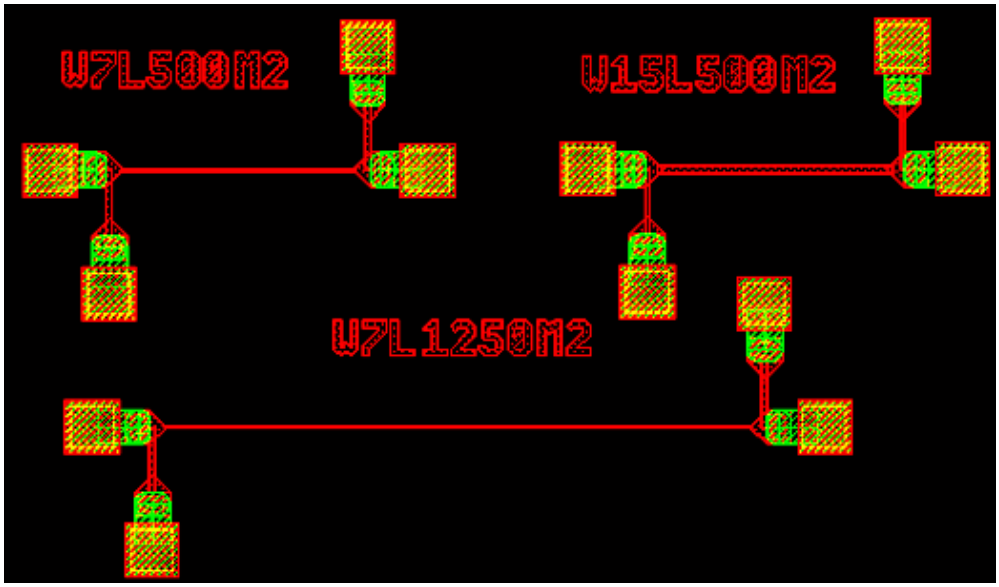


Figure 31 : Représentation des motifs d'interconnexion dessinés pour les besoins de l'étude.

Les mêmes dimensions sont choisies pour le dessin des pistes de type interconnexion situées au troisième niveau de métallisation, pour un cuivre de 3 µm d'épaisseur.

Deux autres motifs ont également été dessinés. Deux pistes de largeur 7 µm et de longueur 1000 µm l'un au deuxième niveau de métallisation, l'autre au troisième niveau de métallisation. Ces motifs ont été dessinés pour la mesure du coefficient de température du cuivre. Les motifs W7L1000M2 et W7L1000M3 ne serviront donc pas à la détermination du modèle analytique de la résistance thermique mais trouveront leur utilité comme motifs de validation du modèle.

4.2. Les pistes en cuivre de type inductance

Les pistes en cuivre de type inductance ont cinq paramètres dimensionnels : la largeur *W*, les rayons internes horizontaux *X* et verticaux *Y*, le nombre de tour *N* et la distance inter-spires *S*. A l'image des interconnexions, l'épaisseur est éliminée étant donnée son invariance dans la technologie étudiée. Typiquement, la largeur varie de 10 à 50 µm, les rayons internes *X* et *Y* de 86 à 360 µm, le nombre de tour *N* de 1,5 à 5,5 et la distance inter-spires de 8 à 12 µm. La distance inter-spires a, au maximum, une variation relative de 4 µm ce qui est peu comparé aux variations relatives des autres paramètres, la distance inter-spires peut donc être écartée du plan d'expérience.

Les quatre paramètres dimensionnels influent tous sur la surface de contact de l'inductance avec le BCB et de ce fait, influent sur la valeur de la résistance thermique. En conséquence, les quatre paramètres : *W*, *X*, *Y* et *N* sont choisis afin d'étudier les variations de la résistance thermique de l'inductance. La distance inter-spires sera fixée à son minimum, c'est-à-dire 8 µm. Les niveaux des facteurs sont donnés dans le tableau 13.

Tableau 13 : Variation des dimensions de l'inductance en largeur *W*, en rayon internes *X* et *Y* et en nombre de tours *N*.

	W (µm)	X (µm)	Y (µm)	N (µm)
Minimum	10	86	86	1,5
Milieu	30	223	223	3,5
Maximum	50	360	360	5,5

Le plan composite à face centré est choisi afin de modéliser la réponse, avec trois niveaux de variations pour chaque facteur. Au total, 25 motifs d'inductances sont nécessaires à la réalisation du plan d'expériences. Tous les motifs sont dessinés pour le test quatre pointes afin de pouvoir mesurer la résistance en fonction du courant et ainsi calculer la température moyenne d'échauffement de l'inductance. Les dimensions de chaque inductance dessinée sont données dans le tableau 14.

Les inductances sont nommées selon leurs dimensions. Une inductance de largeur 50 µm, de rayon interne horizontal de 360 µm, de rayon interne vertical de 86 µm et avec 5,5 tours, est notée : W50X360Y86N55. La figure 32 représente un exemple de trois inductances de différentes dimensions : W10X360N55, W30X223N35 et W50X360Y86N55.

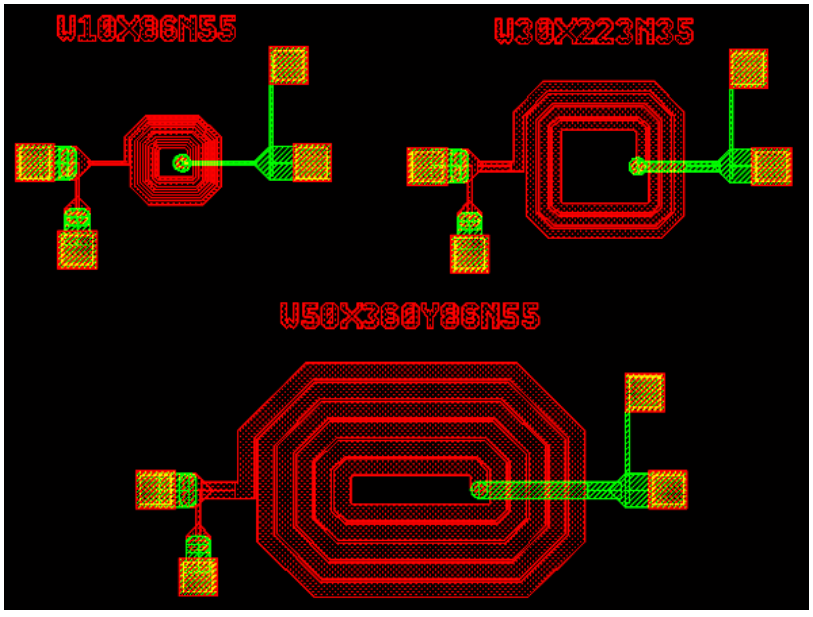


Figure 32 : Représentation des motifs d'inductances dessinés pour les besoins de l'étude.

En plus des inductances du plan d'expériences, trois inductances, dont les dimensions appartiennent à l'espace expérimental, ont été dessinées. Ces trois inductances supplémentaires ont pour but la validation du modèle analytique qui sera déterminée à l'issue de l'analyse du plan d'expérience. Les trois inductances en question sont : W10X223Y360N35, W30X86Y360N55 et W50X223N55.

Tableau 14 : Plan composite à faces centrées généré par le logiciel Design Expert™.

W (µm)	X (µm)	Y (µm)	N
10	86	86	1,5
10	86	86	5,5
10	86	360	1,5
10	86	360	5,5
10	223	223	3,5
10	360	86	1,5
10	360	86	5,5
10	360	360	1,5
10	360	360	5,5
30	86	223	3,5
30	223	86	3,5
30	223	223	1,5
30	223	223	3,5
30	223	223	5,5
30	223	360	3,5
30	360	223	3,5
50	86	86	1,5
50	86	86	5,5
50	86	360	1,5
50	86	360	5,5
50	223	223	3,5
50	360	86	1,5
50	360	86	5,5
50	360	360	1,5
50	360	360	5,5

4.3. Motifs en aluminium

Des pistes réalisées à partir du premier niveau de métallisation en aluminium ont également été intégrées au masque d'étude. Nous verrons plus en détails le rôle de ces motifs dans le chapitre 3. Ces motifs en aluminium seront impliqués dans la calibration du modèle numérique utilisé par le simulateur électrothermique. Cinq pistes en aluminium ont été réalisées, de largeur constante égale à 5 µm et de différentes longueurs égales à 250, 500, 750, 1000 et 1200 µm.

5. Modélisation analytique de l'auto-échauffement pour les pistes et les inductances en cuivre

La modélisation analytique a pour but de prédire la température d'auto-échauffement des interconnexions et des inductances à l'aide d'une seule formule analytique. Cette partie présente dans un premier temps un rappel de la formule analytique de l'auto-échauffement, de la méthodologie adoptée et des paramètres à déterminer. Puis, la caractérisation et la modélisation électrothermique en fonction des dimensions sont présentées.

5.1. Méthodologie

Dans le chapitre 1, nous avons vu que le problème se résume à la détermination d'une formule prédictive de la résistance thermique en fonction des dimensions. Néanmoins, d'autres paramètres doivent être déterminés afin de pouvoir rendre la formule entièrement prédictive.

L'évolution de la résistance en fonction de la température et des dimensions est donnée par l'équation suivante :

$$R(T) = \rho_0 . \frac{L}{W.E} . (TCR_0 . T + 1) \qquad \textbf{2.18}$$

L'effet Joule est quantifié par la puissance dissipée, le produit de la résistance par l'intensité au carré. La température d'auto-échauffement dépend de la résistance thermique du système que constituent la technologie et le motif conducteur.

$$\Delta T = (T - T_{ref}) = R_{th} \times P = R_{th}(W, L) \times R(T) \times I^2 \qquad \textbf{2.19}$$

Avec T la température absolue du motif conducteur, T_{Ref} la température ambiante, R_{th} la résistance thermique dépendant des dimensions de la source de chaleur et des couches technologiques et *R(T)* la résistance dépendante de la température.

Si l'on exprime la formule 2.18 dans 2.19 on obtient :

$$\Delta T = T - T_{ref} = R_{th}(W,L) \times \rho_0 . \frac{L}{W.E} .(TCR_0 .T + 1) \times I^2 \qquad \textbf{2.20}$$

Après développement et isolation du terme ΔT, la formule devient :

$$\Delta T = \frac{(TCR_0 .T_{ref} + 1) \times R_{th}(W,L) \times \rho_0 \frac{L}{W.E} \times I^2}{1 - R_{th}(W,L) \times \rho_0 . \frac{L}{W.E} \times TCR_0 \times I^2} \qquad \textbf{2.21}$$

De l'équation 2.21, les paramètres à déterminer sont :

- Le coefficient de température du cuivre *TCR*.
- La résistivité électrique du cuivre ρ.
- Un modèle de la résistance thermique R_{th} en fonction des dimensions du motif.
- Dans le cas des inductances, un calcul analytique de la longueur *L* doit être déterminé, afin de pouvoir calculer la résistance électrique.

Nous allons décrire dans cette partie la détermination des paramètres que nous venons d'énumérer. La résistivité et le coefficient de température du cuivre sont mesurés. Les résistances thermiques des interconnexions et des inductances sont extraites expérimentalement et modélisées suivant la méthodologie des surfaces de réponses. Une formule analytique de la résistance thermique en fonction des dimensions en sera déduite pour chaque type de motif. Une formule de la longueur de l'inductance en fonction des paramètres dimensionnels élémentaires sera déterminée afin de pouvoir calculer la résistance ohmique de l'inductance. Le tableau 15 résume les paramètres et modèles à déterminer afin de prédire l'auto-échauffement d'un motif considéré.

Tableau 15 : Modèle de l'auto-échauffement et paramètres associés à déterminer.

Température d'auto-échauffement		$\Delta T = \frac{(TCR_0.T_{ref} + 1) \times R_{th}(W,L) \times \rho_0 \frac{L}{W.E} \times I^2}{1 - R_{th}(W,L) \times \rho_0 . \frac{L}{W.E} \times TCR_0 \times I^2}$
Cuivre & Aluminium	Résistivité	ρ_0
	Coefficient de température	TCR_0
Pistes de type interconnexion	Résistance thermique piste en M2	$R_{th}{}^{M2}(W,L)$
	Résistance thermique piste en M3	$R_{th}{}^{M3}(W,L)$
Pistes de types inductance	Résistance thermique Inductance	$R_{th}{}^{Inductance}(W,X,Y,N)$
	Longueur de l'inductance	$L = F(W,X,Y,N)$

5.2. Détermination des paramètres intrinsèques des métallisations : le cuivre et l'aluminium

Cette partie présente la mesure du coefficient de température pour le cuivre et l'aluminium ainsi que la méthodologie utilisée afin de mesurer leurs résistivités électriques respectives.

5.2.1. Détermination du coefficient de température

Le coefficient de température est déterminé à partir de la mesure de la résistance à différentes températures. Pour le cuivre, deux motifs ont été utilisés pour cette mesure : W7L1000M2 à partir du deuxième niveau de métallisation de 6 µm d'épaisseur, et W7L1000M3 à partir du troisième niveau de métallisation de 3 µm d'épaisseur, comme mentionné au paragraphe 4.1. La méthode de mesure est décrite dans le paragraphe 2.2 de ce chapitre. Une rampe de température, de 35°C à 200°C est appliquée. Les valeurs, moyennes, minimales et maximales du coefficient de température pour les deux motifs sont données dans le tableau 16. Dix motifs de chaque dimension ont été testés.

Tableau 16 : Valeurs moyennes, minimum et maximum du coefficient de température du cuivre pour les deux motifs testés.

	Moyenne	***Maximum***	***Minimum***
TCR M2 ($°C^{-1}$)	0,00420	0,00432	0,00409
TCR M3 ($°C^{-1}$)	0,00418	0,00430	0,00411

Le coefficient de température peut varier en fonction des dimensions du motif testé. Ces variations, liées à la microstructure, sont néanmoins observées pour des épaisseurs et des largeurs inférieures à un micromètre, au-delà le coefficient de température est considéré comme constant et intrinsèque au matériau [70]. Dans notre cas, la même valeur moyenne de coefficient de température est obtenue pour les deux motifs égale à 0,0042 $°C^{-1}$. Ainsi, dans notre étude, la valeur déterminée sera considérée comme constante et fixée à 0,0042 $°C^{-1}$ +/- 0,0001 $°C^{-1}$.

Le coefficient de température de l'aluminium a également été mesuré. La mesure a été effectuée pour l'ensemble des motifs d'aluminium. Le tableau 17 donne la valeur du coefficient de température pour chaque motif de différentes longueurs.

Tableau 17 : Valeurs moyennes, minimum et maximum du coefficient de température de l'aluminium pour les cinq motifs testés.

Motifs	***Moyenne***	***Maximum***	***Minimum***
W5L250M1	0,0045	0,0046	0,0042
W5L500M1	0,0045	0,0047	0,0043
W5L750M1	0,0045	0,0045	0,0044
W5L1000M1	0,0045	0,0045	0,0044
W5L1200M1	0,0046	0,0048	0,0045
Moyenne	0,0045	0,0046	0,0044

La valeur du coefficient de température pour l'aluminium de notre technologie reste également constante quelle-que-soient les dimensions du motif testé. La valeur déterminée sera considérée comme constante et fixée à 0,0045 $°C^{-1}$.

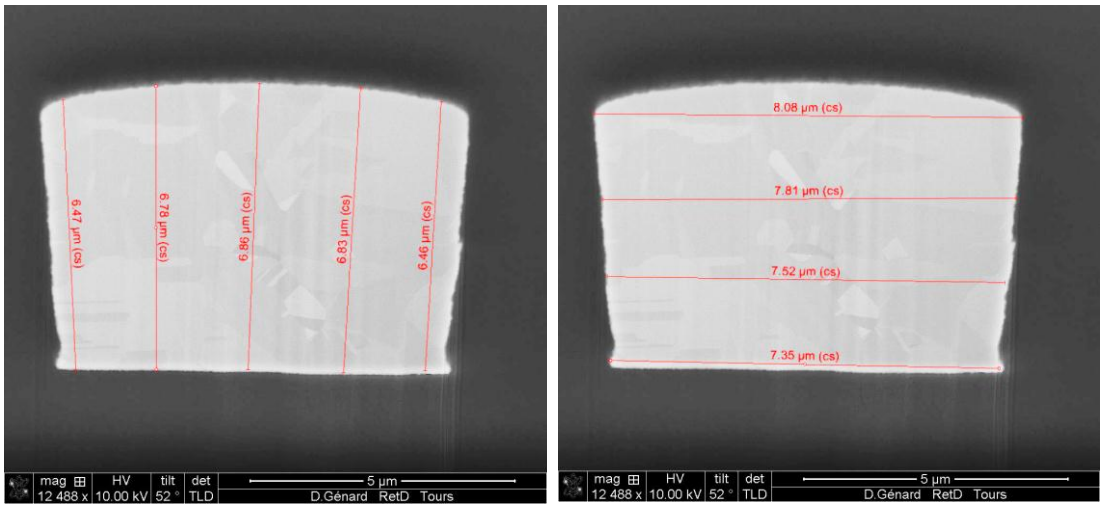
5.2.2. Détermination de la résistivité électrique du cuivre et de l'aluminium

Afin de déterminer la résistivité du cuivre et de l'aluminium, des motifs utilisés dans les mesures du coefficient de température ont été analysés. Les dimensions transversales exactes, c'est-à-dire l'épaisseur et la largeur des lignes de cuivre et d'aluminium, ont été déterminées par observation au microscope électronique à balayage après une coupe au faisceau ionique focalisé

(Focus Ion Beam en anglais ou FIB). La connaissance précise de l'épaisseur et la largeur permet ensuite le calcul de la résistivité de nos matériaux.

La figure 33 montre le détail des coupes et les mesures de dimensions associées, sur les motifs de cuivre. La coupe est effectuée au milieu de la ligne. Cinq valeurs d'épaisseur et cinq valeurs de largeur sont mesurées. La moyenne est ensuite calculée.

Deuxième niveau de métallisation: W7L1000M2



Troisième niveau de métallisation: W7L1000M3

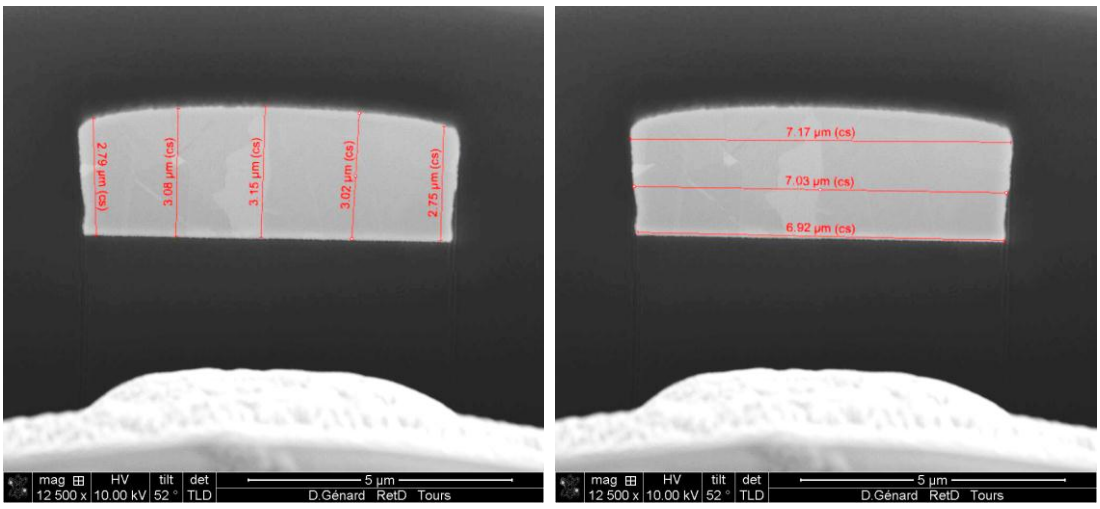


Figure 33 : Coupe FIB transversale sur une ligne de cuivre de 6 µm d'épaisseur, W7L1000M2 et 3 µm d'épaisseur, W7L1000M3. La coupe s'est effectuée dans chaque cas, au centre de la ligne de cuivre.

Le calcul a été effectué sur deux motifs d'épaisseurs différentes pour le cuivre et trois motifs de longueurs différentes pour l'aluminium. Les deux motifs de cuivre sont au deuxième et troisième niveau de métallisation, d'où leurs épaisseurs différentes. Pour l'aluminium, il a été choisi de faire varier la longueur, l'épaisseur étant constante.

La résistivité est calculée à partir de la formule suivante :

$$\rho = R\frac{W.E}{L} \qquad \textbf{2.22}$$

Dans la formule, la résistivité dépend : de la largeur, de l'épaisseur et de la longueur. Pour le cuivre, nous avons deux motifs d'épaisseurs différentes. Pour l'aluminium, deux motifs de longueurs différentes. Dans tous les cas, il est important d'avoir au moins une dimension variable afin de pouvoir recouper la résistivité calculée, qui est censée être constante, dans chaque cas. Le tableau 18 nous renseigne sur les valeurs moyennes des dimensions mesurées.

Tableau 18 : Dimensions et résistances mesurées pour les deux motifs testés. La valeur de résistivité est ensuite calculée à 0°C. *W* est la largeur, *E* l'épaisseur, *L* la longueur, R_0 la résistance électrique et ρ la résistivité électrique.

Cuivre					
	W (µm)	**E (µm)**	**L (µm)**	**R_0 (ohm)**	**ρ (0°C) (ohm.m)**
W7L1000M2	7,73	6,68	1000	0,318	$1.642\ 10^{-8}$
W7L1000M3	7,04	2,96	1000	0,776	$1,616\ 10^{-8}$
Moyenne					**$1,629\ 10^{-8}$**

Il apparait que les dimensions réelles ne sont pas exactement les mêmes que les dimensions théoriques, c'est-à-dire telles que dessinées sur le masque ou spécifiées par la technologie. Ainsi pour le motif W7L1000M2 une largeur de 7,73 µm est mesurée au lieu de 7 µm soit un écart de 10% et une épaisseur de 6.68 µm au lieu de 6 µm soit un écart de 11,7 %. Ces écarts observés sont avant tout dus à la variabilité du procédé de fabrication et l'incertitude liée aux étapes technologiques telles que le dépôt et la gravure.

Les résistivités calculées pour les deux motifs sont relativement proches, 1,6% de différence entre les deux valeurs. La moyenne des deux valeurs est calculée et une résistivité à 0°C égale à $1,63\ 10^{-8}$ ohm.m est déterminée. Une valeur admise de la résistivité à température ambiante est situé entre 1,65 et $1,70\ 10^{-8}$ ohm.m [8, 71]. Dans notre cas, l'application numérique donne un résultat entre 1,77 et $1,79\ 10^{-8}$ ohm.m, selon la valeur de la température ambiante (entre 20 et 24°C) soit au maximum, 6% d'écart.

La même méthodologie est utilisée pour déterminer la résistivité électrique de l'aluminium. Les résultats sont donnés dans le tableau 19.

La mesure a été effectuée sur deux motifs de longueurs différentes appelés PS1 et PS2.

Tableau 19 : Dimensions et résistances mesurées pour les deux motifs testés. La valeur de résistivité est ensuite calculée à 0°C. *W* est la largeur, *E* l'épaisseur, *L* la longueur, *R* la résistance et *ρ* la résistivité.

Aluminium					
	W (µm)	**E (µm)**	**L (µm)**	**R (ohm)**	**ρ (0°C) (ohm.m)**
W5L750M1	5,23	0,7	750	5,236	$2{,}590\ 10^{-8}$
W5L1000M1	5,245	0,6075	1000	7,3528	$2{,}619\ 10^{-8}$
Moyenne					**$2{,}604\ 10^{-8}$**

Chaque motif d'interconnexions et d'inductances sont ensuite testés par l'application d'une rampe de courant. Pour chaque pas de courant, la différence de potentiel est mesurée. La mesure est répétée sur l'ensemble de la plaquette, soit une dizaine de motifs.

5.3. Modélisation de la résistance thermique en fonction des dimensions

Dans cette partie, les résistances thermiques des pistes de type interconnexion au deuxième et troisième niveau et des inductances vont être modélisées en fonction de leurs dimensions. La modélisation de la résistance thermique impose que cette dernière soit constante en fonction de la température d'auto-échauffement et de la puissance dissipée. La linéarité de la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée sera dans une première partie discutée et vérifiée. Les résultats de la modélisation s'appuyant sur la méthodologie des surfaces de réponses seront ensuite présentés.

5.3.1. Linéarité de la température en fonction de la puissance dissipée

La résistance thermique a été définie comme le coefficient directeur de la droite représentant la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée. Cette définition suppose la résistance thermique constante quelle que soit la valeur de la puissance dissipée et la valeur de la température d'auto-échauffement. L'hypothèse d'une résistance thermique constante doit néanmoins être vérifiée avant d'entreprendre la détermination d'un modèle de la résistance thermique en fonction des dimensions.

Hagen *et al* [72] ont étudié la linéarité de la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée, dans le cadre de la détermination de la température d'effet Joule pour les tests d'électromigration. Ils montrent que la résistance thermique de pistes en cuivre est linéaire jusqu'à 600°C, avec un coefficient de régression égal à 0,999. Néanmoins, une légère dérive est constatée. La cause de la dérive est attribuée à la variation de la conductivité thermique du diélectrique en fonction de la température. La dépendance en température de la conductivité

thermique des couches diélectriques influent donc sur la valeur de la résistance thermique qui devient également dépendante de la température.

Néanmoins, la linéarité de la température en fonction de la puissance reste une bonne approximation dans le cadre de la prédiction de la température, dans le cas où un bon coefficient de régression est trouvé [43, 44, 73].

L'évolution de la résistance en fonction du courant est accessible via la mesure. La première valeur du courant est fixée à 10 mA, soit une densité de courant maximum de 0,24 mA/µm² pour le motif le plus étroit. Pour cette valeur, l'effet Joule est inexistant dans la piste, la puissance dissipée étant très faible. La mesure de résistance correspondante est définie comme étant la valeur de la résistance de référence, afin de calculer la variation de résistance en fonction du courant et d'en déduire la température d'auto-échauffement.

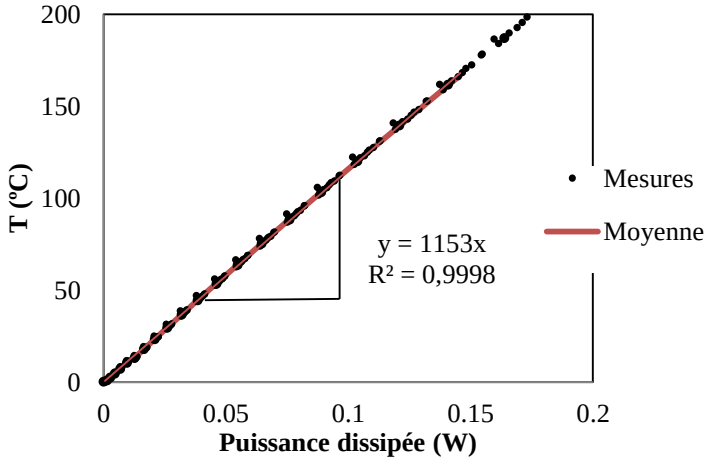


Figure 34 : Représentation de la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée pour plusieurs inductances W10X86N55. La température varie de 30°C à 200°C.

La figure 34 donne la variation de la température moyenne du composant en fonction de la puissance dissipée. Le coefficient de corrélation moyen est égal à 0,9998. Nous pouvons conclure sur une bonne linéarité de la variation de la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée, du moins jusqu'à 200°C. Les résultats de l'ensemble des motifs de tests sont similaires. La résistance thermique sera donc considérée comme constante dans l'intervalle de température absolue étudiée c'est-à-dire entre 30 et 200°C. Dans cette gamme de température, nous pouvons également conclure sur une faible variation des conductivités thermiques, du BCB et du verre, en fonction de la température.

La température absolue de 200°C est considérée alors, *de facto*, comme la limite supérieure de prédiction.

Pour l'ensemble des motifs de tests, la résistance thermique est extraite de la droite de la température en fonction de la puissance dissipée.

Les résultats sont analysés et traités par le logiciel de conception et d'analyse de plan d'expériences Design Expert^{TM}. L'analyse des résultats du plan d'expériences et la modélisation analytique de la réponse qui en découle est expliqué tout d'abord pour les pistes de type interconnexion au deuxième et troisième niveau de métallisation, puis pour les pistes de type inductance. Une explication plus détaillée de l'analyse des résultats d'un plan d'expériences est donnée en annexe 3.3.

5.3.2. Modélisation de la résistance thermique pour les pistes de type interconnexion au deuxième niveau de métallisation

Les résultats des caractérisations sont rassemblés dans le tableau 20. Plusieurs puces présentant les mêmes motifs ont été testées. Au total, dix valeurs de résistances thermiques de différents motifs de mêmes dimensions et d'une même plaquette ont été mesurées. Les résultats de la résistance thermique sont donnés ici sous la forme de moyenne.

Tableau 20 : Valeurs de la résistance thermique moyenne pour les différentes dimensions de pistes testées.

W (µm)	L (µm)	R_{th} (°C/W)
7	500	1943
7	1250	1253
7	2000	836,5
11	500	1902
11	1250	1156
11	2000	756
15	500	1830
15	1250	1099
15	2000	695

Les logiciels de traitement de plans d'expériences ont le grand avantage de calculer automatiquement tous les indicateurs statistiques nécessaire à l'analyse des résultats. Les coefficients du modèle sont également calculés par le logiciel.

L'interprétation commence par l'établissement d'un modèle mathématique et par la vérification de sa validité [74]. D'où les étapes suivantes :

- Analyse du graphe de Box-Cox pour la transformation de réponse.
- Calcul des coefficients et de leurs écarts types.
- Tests statistiques : analyse des variances, test de F de Fisher-Snedecor et diagramme des résidus.

5.3.2.1 Transformation de la réponse

Dans certains cas, il est possible d'opérer une transformation mathématique (équation 2.23) pour améliorer la réponse :

$$y' = y^{\lambda} \qquad \textbf{2.23}$$

Pour tester l'intérêt de la transformation, la méthode de Box-Cox est utilisée. Elle consiste à minimiser le logarithme de la somme des carrés des résidus normalisés.

La transformation recommandée est basée sur la meilleure valeur lambda pour laquelle le logarithme de la somme des résidus est minimum. Si l'intervalle de confiance de 95% autour de cette valeur de lambda comprend 1 alors le logiciel ne recommande pas de transformation spécifique [75].

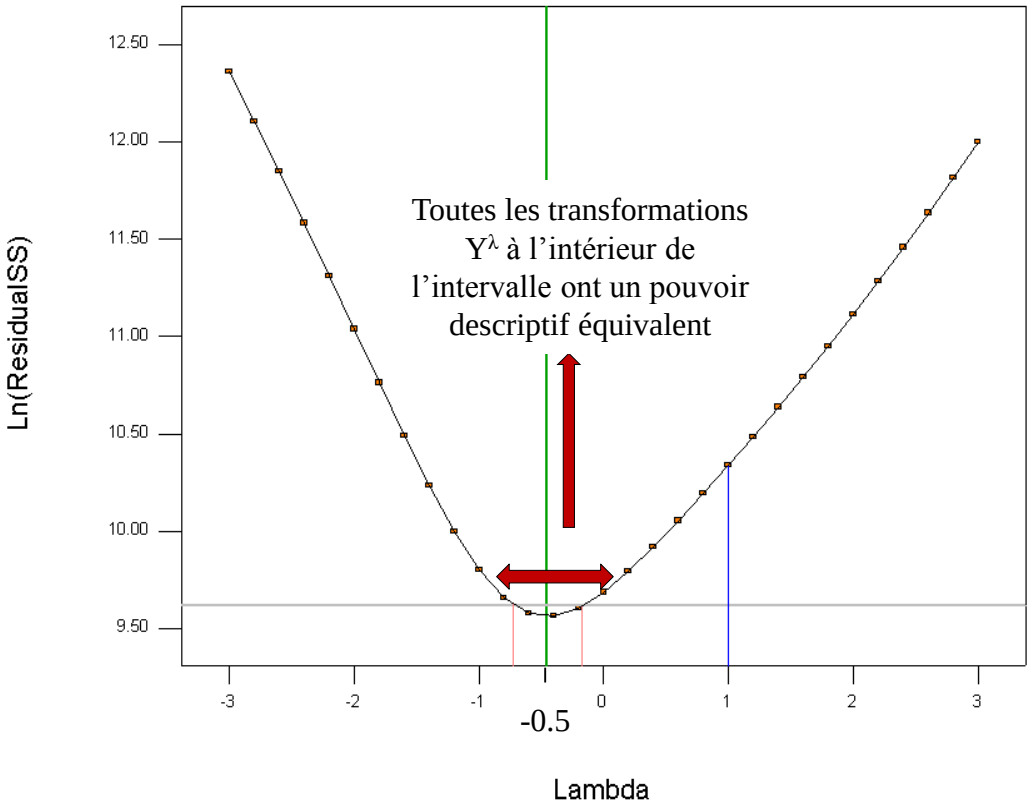


Figure 35 : Graphe de Box-Cox du logarithme de la somme des résidus en fonction de la valeur de lambda pour les pistes de type interconnexion M2. La transformation recommandé dans ce cas-ci est la racine carré inverse c'est-à-dire λ = -0,5.

La figure 35 présente le graphe de Box-Cox pour les interconnexions du deuxième niveau de métallisation. Pour un lambda égal à -0,5, les résidus sont minimum. La transformation recommandée est donc une transformation en racine carré inverse de la réponse. Les nouvelles réponses sont calculées suivant la transformation suivante :

$$y' = y^{-05} \qquad \textbf{2.24}$$

5.3.2.2 Raffinement du modèle

La transformation effectuée, les coefficients et leurs significativités sont ensuite calculés par le logiciel. La significativité des facteurs est évaluée par le test de Fisher-Snedecor ou test de *F*. Le calcul de la probabilité d'une non influence du facteur est effectuée. D'une manière simplifiée, si la probabilité calculée est inférieure à 0,05, alors son effet individuel dans le modèle est significatif. Le tableau 21 donne les valeurs des coefficients, de *F* et le test de probabilité associée pour chacun des facteurs.

Tableau 21 : Valeurs des coefficients du modèle avec leurs valeurs F associées. Prob > F est le test de Fischer calculant la probabilité d'une non significativité du facteur. Ici, tous les facteurs sont significatifs.

Facteurs	Valeurs	Valeur F	Prob > F	
a_0	0.029	15758,26	< 0,0001	Significatif
a_1	$9{,}8\ 10^{-4}$	1652,73	< 0,0001	Significatif
a_2	$6{,}63\ 10^{-3}$	77078,16	< 0,0001	Significatif
a_{12}	$6{,}602\ 10^{-4}$	518,54	< 0,0001	Significatif
a_{12}	$-1.171\ 10^{-4}$	7,87	0,0065	Significatif
a_{22}	$3.193\ 10^{-4}$	57,38	< 0,0001	Significatif

Dans notre cas, tous les facteurs sont significatifs et sont en conséquence gardés pour la modélisation de la résistance thermique en fonction des dimensions.

5.3.2.3 Critère de qualité

Le coefficient de corrélation sert d'indicateur sur l'adéquation du modèle. Plus cette valeur est proche de 1 meilleure est l'adéquation entre la prédiction donnée par le modèle et les valeurs expérimentales. Le fort coefficient de corrélation R^2 obtenu, égal à 0,9983 implique un haut degré de corrélation entre les valeurs prédites et observées. Le coefficient de corrélation ajusté R^2 *ajusté* corrige la valeur du R^2 en fonction du nombre de termes du modèle et de la taille de l'échantillon. Afin de confirmer la bonne adéquation, il est préférable d'obtenir une valeur du R^2 *ajusté* proche du R^2. Ici la valeur du R^2 ajustée est égale à 0,9982 soit très proche de la valeur du R^2.

Le modèle de la résistance thermique en fonction des dimensions est donné par la relation :

$$R_{th}^{M2}(W,L)^{-0.5} = \underset{\pm 4.38.10^{-5}}{0{,}029} + \underset{\pm 2{,}41.10^{-5}}{9{,}8.10^{-4}} \times W + \underset{\pm 2{,}39.10^{-5}}{6{,}63.10^{-3}} \times L + \underset{\pm 2{,}90.10^{-5}}{6{,}602.10^{-4}} \times W.L - \underset{\pm 4{,}18.10^{-5}}{1{,}171.10^{-4}} \times W^2 + \underset{\pm 4{,}21.10^{-5}}{3{,}193.10^{-4}} \times L^2 \qquad \textbf{2.25}$$

Les résultats sont donnés ici en variable codées, c'est-à-dire que les valeurs numériques des coefficients tels qu'elles sont données prévalent pour un modèle où les facteurs prennent des valeurs comprises dans l'intervalle [-1, 1].

Le modèle, en vue de l'analyse décrite précédemment, peut être considéré comme apte à décrire les variations de la résistance thermique en fonction de la largeur et la longueur de la piste en cuivre.

La surface de réponse de la résistance thermique en fonction des facteurs *W* et *L* est donnée en figure 36.

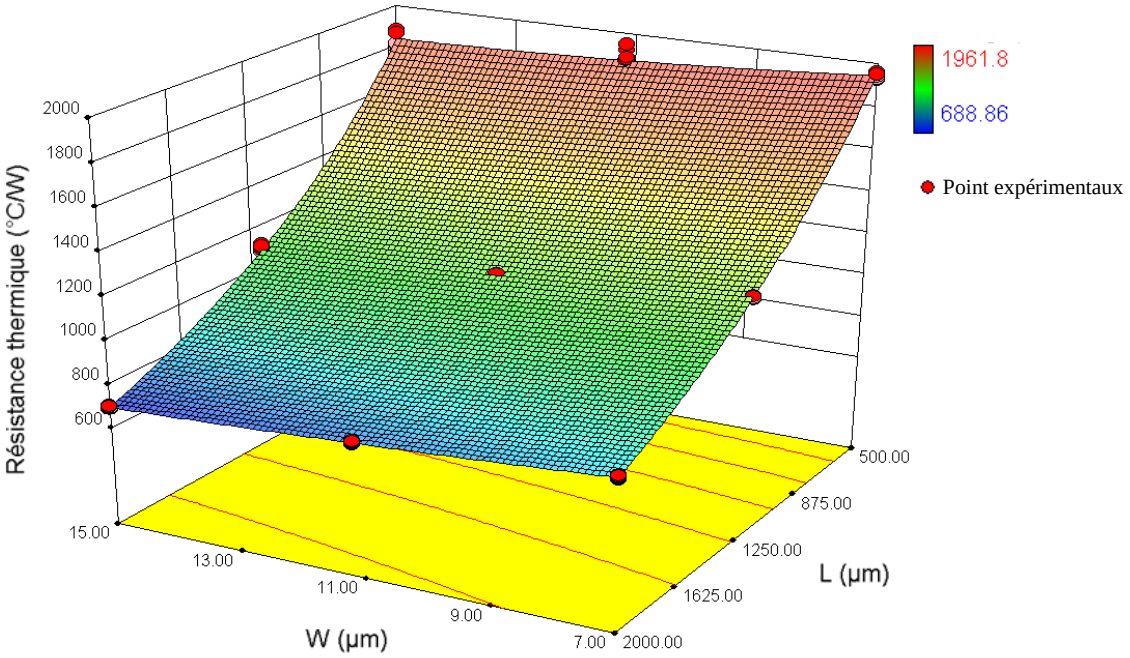


Figure 36 : Représentation de la surface de réponse de la résistance thermique en fonction de la longueur et la largeur de l'interconnexion.

5.3.2.4 Validation du modèle

Le tableau 22 présente le comparatif entre les valeurs de résistances calculées et les valeurs de résistances thermiques expérimentales. Au maximum, une différence de 1,34 % est obtenue, traduisant la bonne prédiction du modèle, du moins vis-à-vis des motifs ayant servi à la modélisation.

Tableau 22 : Comparaison des résistances thermiques expérimentales et prédites par le modèle.

W (µm)	L (µm)	R_{th} expérimentale (°C/W)	R_{th} calculée (°C/W)	Différence (%)
7	500	1943	1946	0,18
7	1250	1253	1247	0,47
7	2000	836.5	835	0,17
11	500	1902	1873	1,5
11	1250	1156	1156	0,01
11	2000	756	756	0,04
15	500	1830	1841	0,6
15	1250	1099	1091	0,74
15	2000	695	697	0,25
Motif de validation				
7	1000	1388	1438	3,7

Le motif W7L1000 est utilisé pour la validation, car n'ayant pas été utilisé pour la modélisation de la résistance thermique en fonction des dimensions. La valeur expérimentale est égale à 1388 °C/W et la valeur prédite égale 1438 °C/W soit un écart relatif de 3,7 %. Cet écart est plus important que ceux obtenu pour les valeurs ayant servi à la modélisation. Néanmoins l'écart reste acceptable et la prédiction satisfaisante.

Ainsi le modèle est apte à décrire les variations des résistances thermiques en fonction de la largeur *W* en µm et de la longueur *L* en µm de l'interconnexion pour des largeurs de 7 à 15 µm et des longueurs de 500 à 2000 µm.

5.3.3. Modélisation de la résistance thermique pour les pistes de type interconnexion au troisième niveau de métallisation

Les mêmes motifs de mêmes dimensions en largeur et en longueur ont été caractérisés au troisième niveau de métallisation. La méthode d'analyse tel que présenté au paragraphe 5.3.2 a été effectuée. Nous n'allons pas re-détaillée cette analyse, mais donné directement le modèle et les coefficients de régressions associés. Le modèle déterminé est donné dans l'équation 2.26.

$$R_{th}^{M3}(W,L)^{-1} = \underset{\pm 1.89.10^{-4}}{6.58,.10^{-4}} - \underset{\pm 1,29.10^{-6}}{8,4.10^{-5}} \times W + \underset{\pm 1,27.10^{-6}}{2,47.10^{-4}} \times W.L + \underset{\pm 1,55.10^{-6}}{1,92.10^{-5}} \times L + \underset{\pm 2,28.10^{-6}}{2,95.10^{-4}} \times L^2 \qquad \textbf{2.26}$$

Le coefficient de régression R^2 est égal à 0,9982. Le coefficient de régression ajusté R^2 ajusté est très proche du R^2 et est égal 0,9981. Le modèle est apte à décrire les variations de la résistance thermique en fonction des dimensions.

Le tableau 23 donne la comparaison entre la résistance thermique déterminée expérimentalement et la résistance thermique calculée par le modèle.

Tableau 23 : Différence entre les résistances thermiques expérimentales et calculées.

W (µm)	L (µm)	R_{th} expérimentale (°C/W)	R_{th} calculée (°C/W)	Différence (%)
7	500	2711	2662	1,79
7	1250	1713	1742	1,75
7	2000	1207	1203	0,32
11	500	2231	2271	1,81
11	1250	1543	1520	1,46
11	2000	1069	1070	0,10
15	500	1987	1980	0,34
15	1250	1362	1348	1,04
15	2000	962	964	0,16
Motif de validation				
7	1000	2067	1995	3,48

Le motif W7L1000M3 sert de motif de validation. Expérimentalement, la résistance thermique est égale à 2065 °C/W, le calcul donne 1995 °C/W, soit un écart relatif de 3,48 % c'est-à-dire supérieur aux écarts observés pour les motifs ayant servi à la modélisation. Cependant, à l'image des pistes du deuxième niveau de métallisation, cet écart reste faible, tant en pourcentage (3,48 %) qu'en valeur absolu (72 °C/W). Le modèle est considéré comme apte à être utilisé dans l'espace expérimental.

5.3.4. Modélisation de la résistance thermique pour des pistes de type inductances au second niveau de métallisation

Vingt-cinq inductances de différentes dimensions W, X, Y et N ont été caractérisées. La résistance thermique est relevée pour chaque inductance. La même procédure d'analyse que celle effectuée sur les pistes de type interconnexion est effectuée. Le modèle postulé est quadratique avec interactions du second ordre soit :

$$R_{th} = A\times W + B\times X + C\times Y + D\times N + AB\times W.X + AC\times W.Y + AD\times W.N + BC\times X.Y + BD\times X.N + CD\times Y.N + A^2.W^2 + B^2.X^2 + C^2.Y^2 + D^2.N^2 \quad \textbf{2.27}$$

Le graphe de Box-Cox nous indique que la transformation préconisée est l'inverse de la réponse.

La significativité des valeurs est évaluée. Le tableau 24 montre les valeurs des coefficients, l'erreur associée, la valeur de Fischer et le test de probabilité de la non influence du facteur.

Tableau 24 : Coefficients, erreurs, valeurs de Fischer et test de significativité du modèle.

Termes	Valeurs	Erreur	Valeur F	Prob > F
Constante	$1{,}57\ 10^{-3}$	$3{,}51\ 10^{-6}$	9499	< 0,0001
A-W	$4{,}68\ 10^{-4}$	$2{,}246\ 10^{-6}$	43679	< 0,0001
B-Xi	$1{,}99\ 10^{-4}$	$2{,}23\ 10^{-6}$	8005	< 0,0001
C-Yi	$1{,}99\ 10^{-4}$	$2{,}25\ 10^{-6}$	7805	< 0,0001
D-N	$4{,}83\ 10^{-4}$	$2{,}246\ 10^{-6}$	46506	< 0,0001
AB	$3{,}41\ 10^{-5}$	$2{,}41\ 10^{-6}$	201	< 0,0001
AC	$2{,}91\ 10^{-5}$	$2{,}41\ 10^{-6}$	146	< 0,0001
AD	$2{,}78\ 10^{-4}$	$2{,}41\ 10^{-6}$	13306	< 0,0001
BC	Retrait			0,6894
BD	$3{,}67\ 10^{-5}$	$2{,}41\ 10^{-6}$	233	< 0,0001
CD	$3{,}60\ 10^{-5}$	$2{,}41\ 10^{-6}$	224	< 0,0001
A^2	$-5{,}72\ 10^{-5}$	$4{,}78\ 10^{-6}$	143	< 0,0001
B^2	Retrait			0,5893
C^2	Retrait			0,1518
D^2	$-1{,}72\ 10^{-5}$	$4{,}78\ 10^{-6}$	13	< 0,0001

Il apparait que des termes du modèle ne sont pas significatifs et peuvent donc être supprimés. Pour rappel, la probabilité de non nullité est exprimée par la valeur *Prob > F*, un effet est considéré significatif si *Prob > F* est inférieure à 0,05. Dans notre cas, les facteurs non significatifs sont : BC, B^2 et C^2. Soit l'interaction entre le rayon interne horizontal et vertical X et Y, ainsi que leurs termes au carré.

Le coefficient de régression R^2 est égale à 0,9979, très proche de la valeur du coefficient de R^2 *ajusté* est égale à 0,9978. Ces valeurs impliquent une bonne corrélation entre les valeurs prédites et observées.

Le modèle quadratique de la résistance thermique dépendant des facteurs dimensionnels, *W*, *X*, *Y* et *N* est ainsi déterminé.

$$\begin{aligned} R_{th} = (&1{,}574.10^{-3} + 4{,}683.10^{-4} \times W + 1{,}991.10^{-4} \times X + 1{,}988.10^{-4} \times Y + 4{,}832.10^{-4} \times N \\ &+ 3{,}413.10^{-5} \times W.X + 2{,}912.10^{-5} \times W.Y + 2{,}778.10^{-4} \times W.N + 3{,}668.10^{-5} \times X.N \\ &+ 3{,}602.10^{-5} \times Y.N - 5{,}718.10^{-5} \times W^2 - 1{,}718.10^{-5} \times N^2)^{-1} \end{aligned} \quad \textbf{2.28}$$

Le modèle de la résistance thermique en fonction des dimensions est comparé aux résultats expérimentaux. La représentation graphique est ici difficile du fait du nombre de dimensions. Les

résultats de la comparaison sont donnés sous la forme d'un tableau. Le tableau 25 présente la comparaison entre les résultats expérimentaux et les résultats prédits par le modèle.

Tableau 25 : Comparaison des résistances thermiques mesurées et prédites. L'écart relatif est donné en %.

W (µm)	X (µm)	Y (µm)	N	R_{th} expérimentale (°C/W)	R_{th} calculée (°C/W)	Différence (%)
10	86	86	1,5	1769	1772	0,17
10	86	86	5,5	1166	1205	3,36
10	86	360	1,5	1211	1202	0,72
10	86	360	5,5	811	806	0,61
10	223	223	3,5	969	953	1,63
10	360	86	1,5	1221	1218	0,25
10	360	86	5,5	814	811	0,41
10	360	360	1,5	924	919	0,60
10	360	360	5,5	605	608	0,58
30	86	223	3,5	744	727	2,28
30	223	86	3,5	743	727	2,18
30	223	223	1,5	900	931	3,40
30	223	223	3,5	639	635	0,54
30	223	223	5,5	496	490	1,12
30	223	360	3,5	555	564	1,58
30	360	223	3,5	556	564	1,41
50	86	86	1,5	1237	1221	1,29
50	86	86	5,5	460	455	1,02
50	86	360	1,5	828	831	0,37
50	86	360	5,5	375	367	1,99
50	223	223	3,5	496	504	1,50
50	360	86	1,5	820	825	0,59
50	360	86	5,5	366	366	0,16
50	360	360	1,5	639	627	1,95
50	360	360	5,5	307	306	0,18
Motifs de validation						
10	223	360	3,5	794	821	3,35
30	86	360	5,5	483	490	1,49
50	223	223	5,5	368	366	0,44

La comparaison entre la prédiction et l'expérience donne de bons résultats, avec une différence maximale entre les deux résistances thermiques de 3,4 % pour le motif W30X223Y223N15. La comparaison entre les résistances thermiques expérimentales et prédites pour les motifs qui n'ont pas servi à la modélisation : W10X223Y360N35, W30X86Y360N55 et

W50X223N55 donne une erreur de 3,35, 1,49 et 0,44 % respectivement. Une bonne adéquation est trouvée, validant le modèle déterminée.

5.4. Calcul de la résistance électrique

A ce stade, le coefficient de température a été mesuré et la résistivité du cuivre calculée. Trois modèles empiriques de la résistance thermique en fonction des dimensions ont été déterminées :

- Pour les pistes en cuivre de type interconnexion au deuxième niveau de métallisation.
- Pour les pistes en cuivre de type interconnexion au troisième niveau de métallisation.
- Pour les pistes en cuivre de type inductance au deuxième niveau de métallisation.

La résistivité étant connue, le calcul de la résistance est trivial pour les interconnexions. Pour les inductances, la longueur n'est pas un paramètre ajustable et dépend des dimensions *W*, *X*, *Y* et *N*. Une formule de la longueur devra donc être, en conséquence, développée.

5.4.1. Résistance électrique des pistes de type interconnexion du 2eme et 3eme niveau de métallisation

Les valeurs de résistances électriques à l'état initial c'est-à-dire à une température de substrat de 30°C, ont été calculées et comparées aux valeurs expérimentales comme cela est montré dans la figure 37. La résistance initiale est la résistance mesurée pour la première valeur de courant, pour laquelle l'effet joule est négligeable.

En accord avec les mesures effectuées lors de la coupe FIB, une épaisseur de 6,7 µm est choisie pour effectuer les calculs pour la métallisation n°2 et 2,96 µm pour la métallisation n°3 (paragraphe 5.2.2).

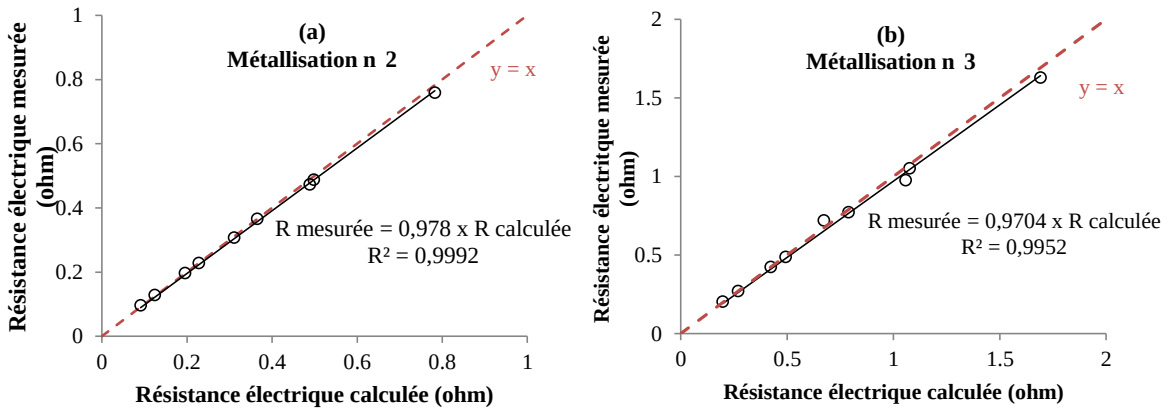


Figure 37 : Comparaison de la résistance électrique mesurée et calculée pour les pistes du deuxième niveau de métallisation (a) et du troisième niveau de métallisation (b). Un bon accord est trouvé entre la mesure et le calcul.

Nous pouvons déduire de la figure 37 un bon accord entre la résistance électrique calculée et la résistance électrique mesurée.

5.4.2. Résistance électrique des pistes en cuivre de type inductance

La résistance électrique dépend de la longueur du motif. Or, la longueur de l'inductance n'est pas un facteur de modélisation. Néanmoins cette longueur peut être déterminée via une formule mathématique valable pour les inductances en chanfrein. Le détail du calcul est donné en annexe 4. La longueur de l'inductance est donnée par la formule 2.29.

$$L = 2.N.(X+Y) + \left(N+\frac{1}{2}\right).\left(W+\left(N-\frac{1}{2}\right).(W+S)\right).4.\tan\left(\frac{\pi}{8}\right) + \left(N-\frac{1}{2}\right).\left(W+\left(N-\frac{3}{2}\right).(W+S)\right).4.\tan\left(\frac{\pi}{8}\right) + (N-0.5).(W+S) \quad \textbf{2.29}$$

Par cette formule la longueur est calculée selon les dimensions de bases de l'inductance : *W*, *X*, *Y* et *N*. La connaissance de la longueur permet alors le calcul de la résistance électrique de l'inductance.

La figure 38 présente les valeurs calculées, à l'aide de l'équation 2.29 et de la résistivité déterminée au paragraphe 5.2.2, et comparées aux valeurs expérimentales

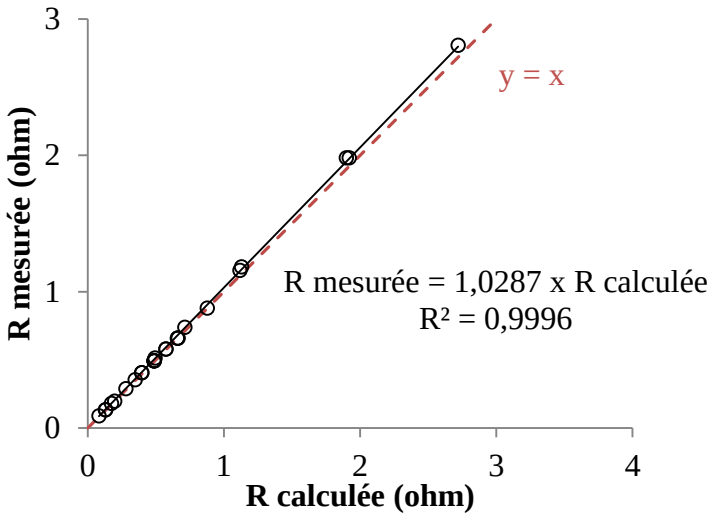


Figure 38 : Comparaison de la résistance électrique mesurée et de la résistance électrique calculée. Un bon accord est trouvé entre la mesure et le calcul.

Une bonne corrélation est obtenue avec un R^2 égal à 0,9996 pour une droite de coefficient directeur de 1,029 soit 2,9 % d'écart avec la droite identité. La valeur de la résistance électrique de

l'inductance est correctement prédite, validant de fait la formule de la longueur totale de l'inductance déterminée précédemment.

5.5. Prédiction de la température d'auto-échauffement

La résistivité et le coefficient de température du cuivre ont été mesurés. Grâce à la méthodologie des plans d'expériences, une formule analytique de la résistance thermique en fonction des dimensions a été déterminée pour les pistes de type interconnexion et les pistes de type inductance. Le calcul de la résistance électrique est effectué à partir des dimensions des motifs et de la résistivité du cuivre.

Ces différents paramètres déterminés, il est alors possible de prédire la température d'auto-échauffement, en fonction du courant, pour un motif de dimensions données, en utilisant l'équation 2.21 dont l'expression est rappelée.

$$\Delta T = \frac{(TCR_0.T_{ref} + 1) \times R_{th}(W,L) \times \rho_0 \frac{L}{W.E} \times I^2}{1 - R_{th}(W,L) \times \rho_0 . \frac{L}{W.E} \times TCR_0 \times I^2} \qquad \textbf{2.21}$$

Nous allons voir le résultat de la prédiction de température, en le comparant aux résultats expérimentaux, pour les pistes d'interconnexions premièrement, puis pour les inductances.

5.5.1. Prédiction de la température pour les interconnexions au deuxième niveau de métallisation

La température de test est fixée à 30°C, c'est-à-dire égale à la température du porte substrat lors des expériences. Les dimensions de la piste et de l'inductance permettent le calcul de la résistance thermique ainsi que de la résistance électrique. Ces valeurs permettent la prédiction de la température en fonction du courant. Le résultat du calcul est comparé aux points expérimentaux. La figure 39 donne la comparaison pour les pistes en cuivre au deuxième niveau de métallisation de la température d'auto-échauffement calculée en fonction de l'intensité, avec les mesures expérimentales.

De ces courbes nous pouvons constater le bon accord entre la température calculée par le modèle et la température déduite des mesures, et ainsi valider le pouvoir descriptif du modèle face à l'expérience. La qualité de la prédiction est jugée par le calcul de la différence de température moyenne obtenue entre l'expérience et la prédiction pour chaque valeur d'intensité. L'écart relatif en pourcentage n'est pas, dans notre cas, un bon indicateur numérique. En effet, pour les faibles valeurs d'auto-échauffement, c'est à dire lorsque la température est proche de 0, l'écart relatif peut facilement aller au-dessus de 100 %, et ce, malgré une faible différence absolue.

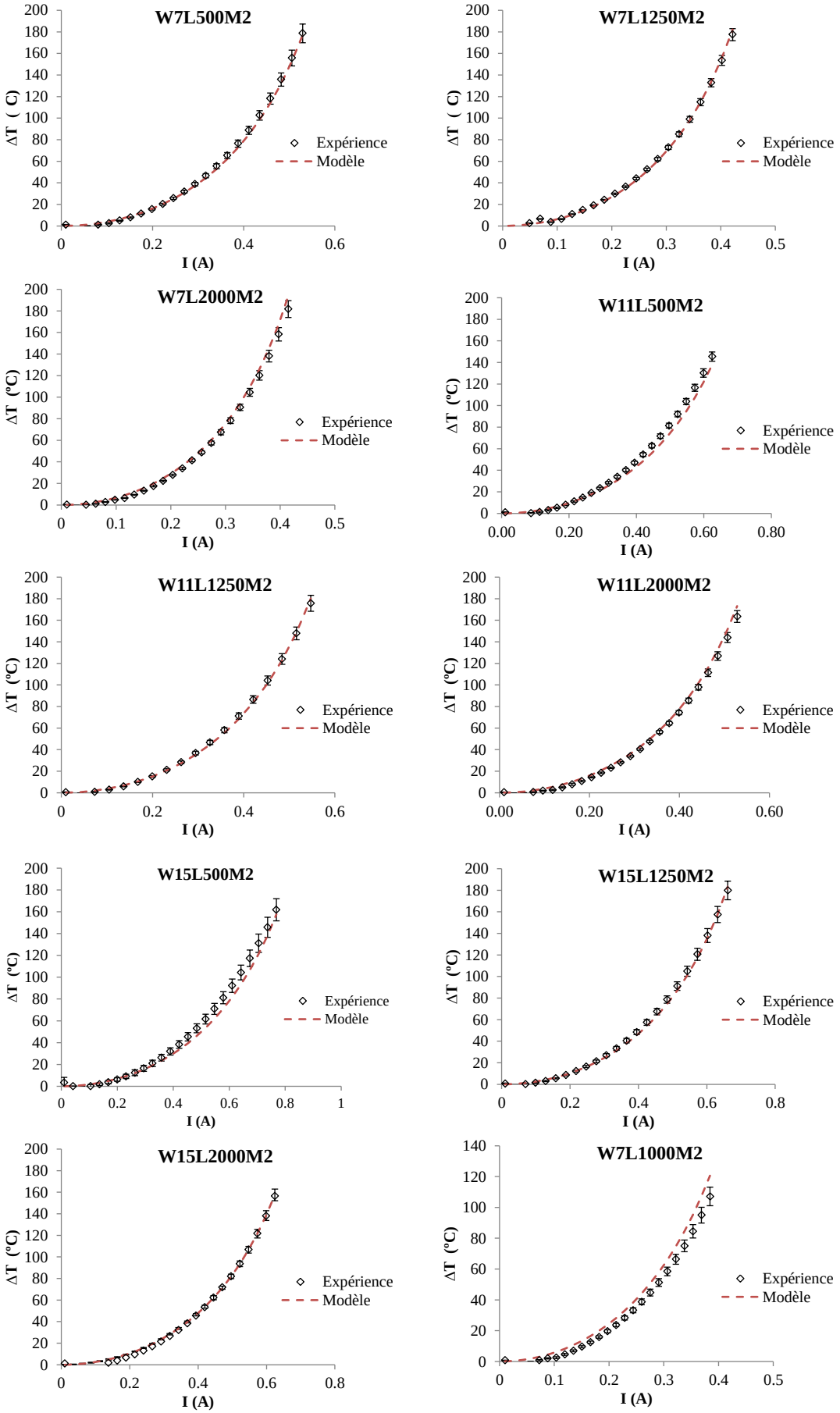


Figure 39 : Prédiction et comparaison avec les mesures de la température d'auto-échauffement en fonction du courant pour différentes dimensions de pistes. Un bon accord entre les expériences et le modèle est trouvé. Les barres d'erreurs correspondent à plus et moins l'écart-type de la température expérimentale.

Le tableau 26 renseigne la différence absolue moyenne ainsi que l'écart absolu maximal entre les valeurs expérimentales et calculées de la température pour chaque motif.

Tableau 26 : Ecart absolu moyen et maximal entre la température d'auto-échauffement expérimental et la température prédite.

W (µm)	L (µm)	Ecart moyen (°C)	Ecart maximal (°C)
7	500	1,9	4,1
7	1250	2,2	11,1
7	2000	3,8	15,9
11	500	4,1	9,1
11	1250	2,0	10,3
11	2000	2,9	9,6
15	500	4,7	10,8
15	1250	2,2	8,0
15	2000	1,5	3,4
Motif de validation			
7	1000	5,3	13,6

L'écart moyen est au maximum égal à 4,1°C. L'écart maximal observé est inférieure à 15,9°C. La prédiction est bonne sans toutefois être précise au degré près. En effet l'écart maximal peut aller de 10 à 15°C, pour une température maximale d'auto-échauffement de 200°C. Cependant, la précision obtenue reste acceptable.

5.5.2. Prédiction de la température pour les inductances

Pour les inductances, la résistance thermique a été modélisée en fonction des paramètres dimensionnels tels que la largeur, les rayons internes et le nombre de tours. La résistance électrique est déterminée à partir de la résistivité, de la section et de la longueur de l'inductance. La longueur de l'inductance est déterminée par une formule analytique en fonction des paramètres dimensionnels de l'inductance : la largeur W, les rayons internes X et Y et le nombre de tours N. Ces paramètres ainsi calculés, la température moyenne de l'inductance pour des paramètres dimensionnels donnés, est prédite en fonction du courant.

La figure 40, la figure 41 et la figure 42 montrent la comparaison entre la température prédite par le modèle et les expériences, pour les inductances de largeur 10, 30 et 50 µm.

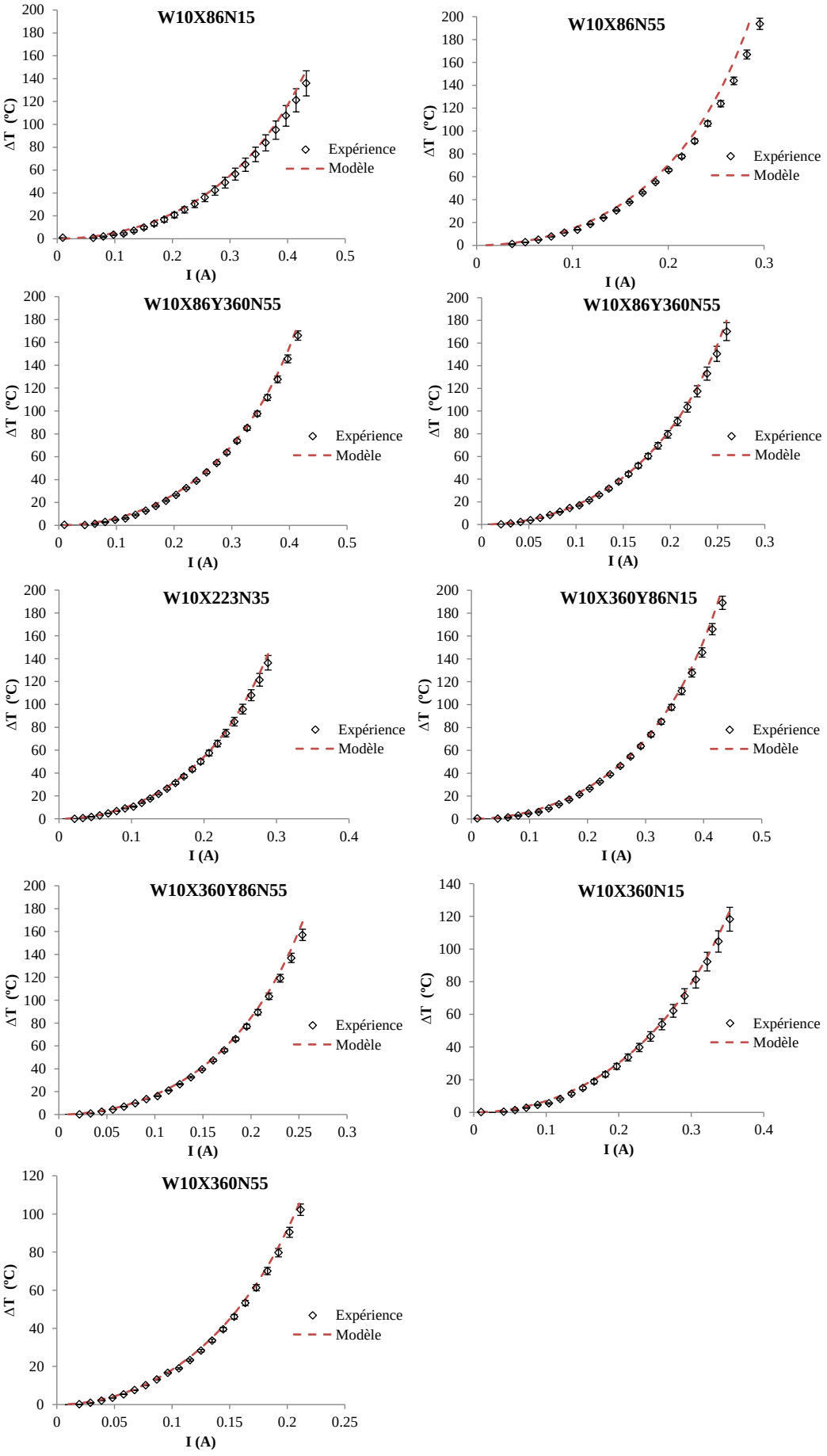


Figure 40 : Comparaison des valeurs expérimentales de la température en fonction du courant avec la prédiction donnée par le modèle électrothermique pour les inductances de largeur W = 10 µm.

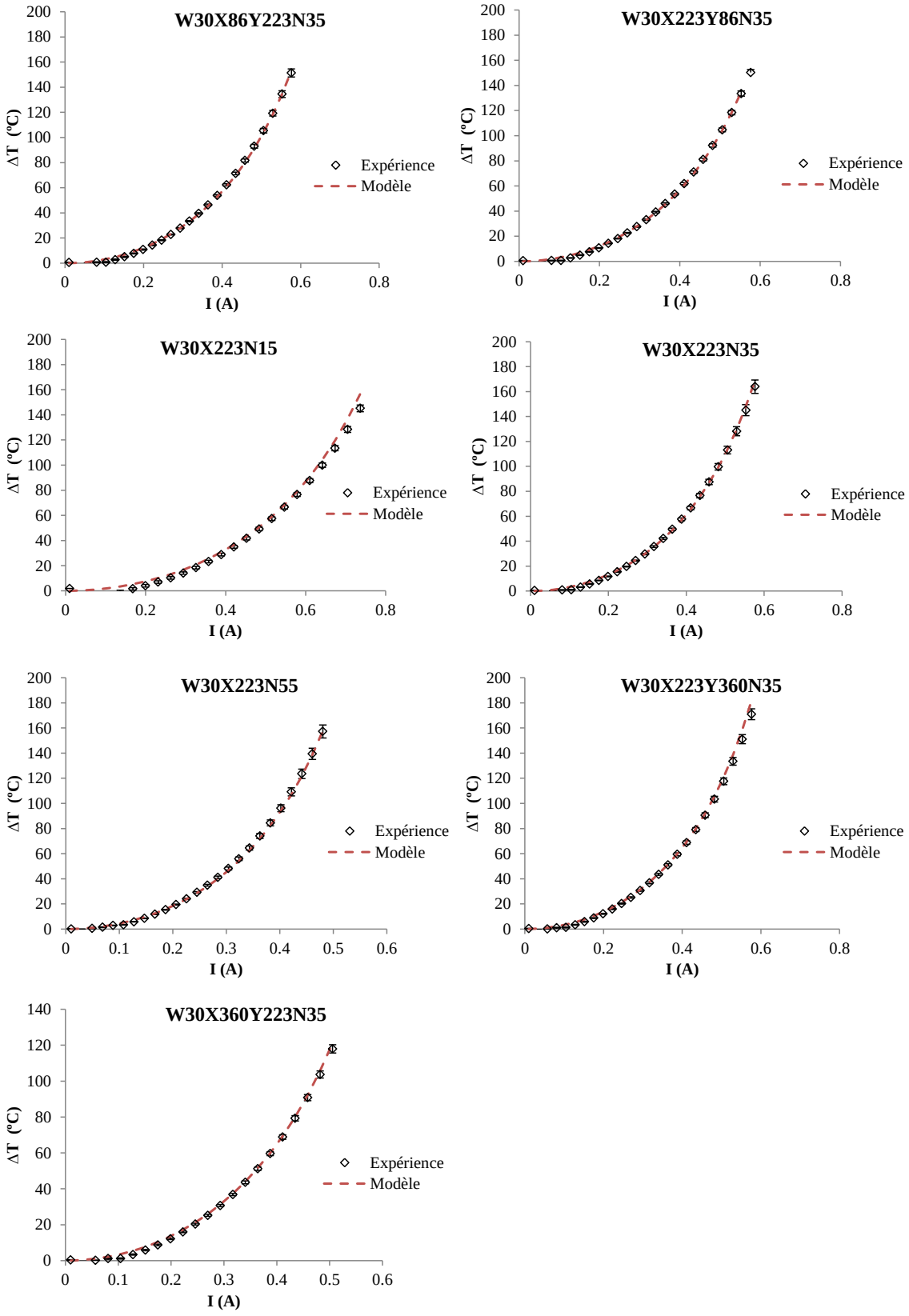


Figure 41 : Comparaison des valeurs expérimentales de la température en fonction du courant avec la prédiction donnée par le modèle électrothermique pour les inductances de largeur W = 30 µm.

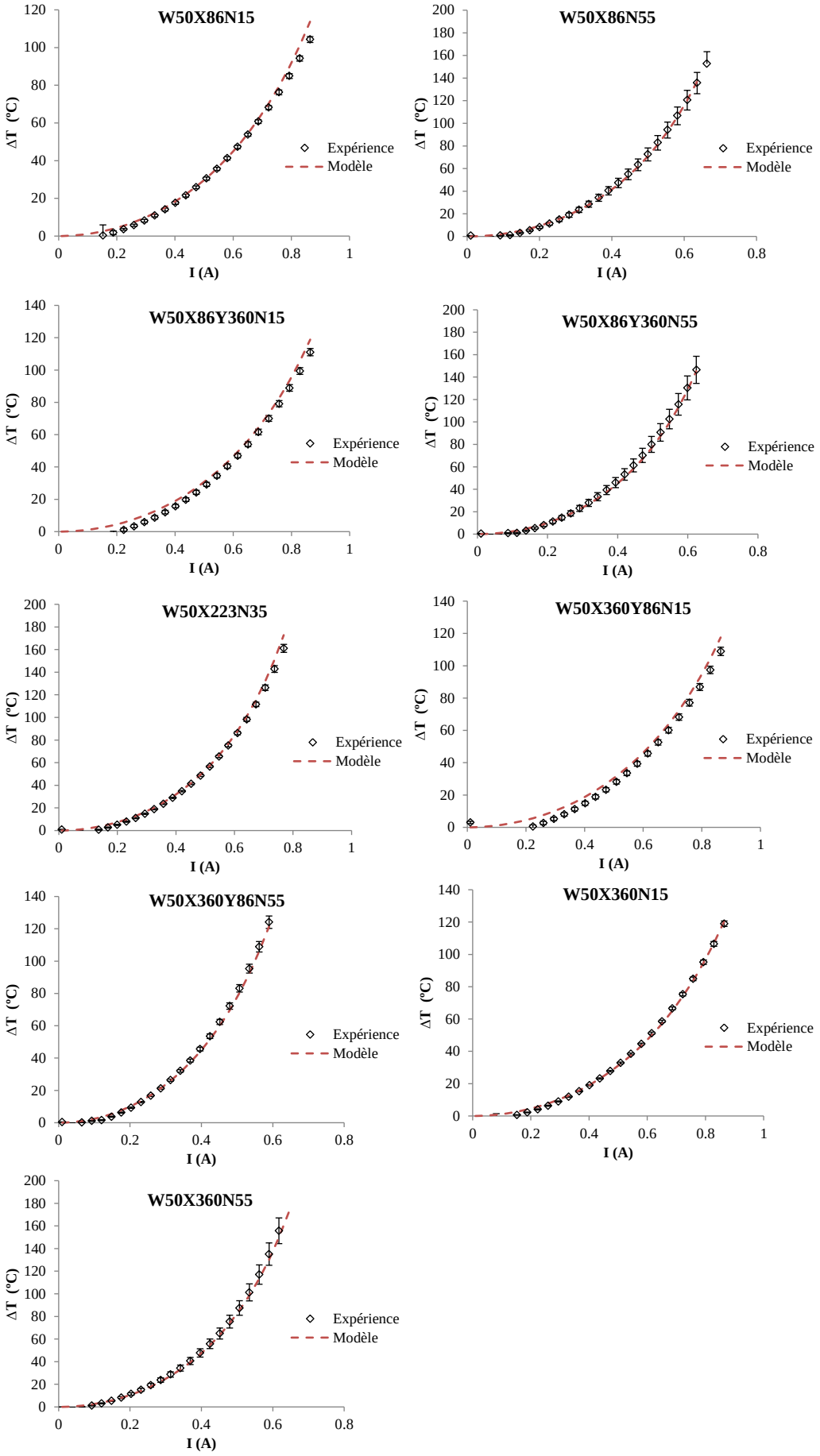


Figure 42 : Comparaison des valeurs expérimentales de la température en fonction du courant avec la prédiction donnée par le modèle électrothermique pour les inductances de largeur W = 50 µm.

Un bon accord entre la prédiction et la mesure est obtenu. Ce bon accord est confirmé par la figure 43, qui présente les résultats donnés par le modèle et l'expérience pour les inductances n'ayant pas servi à la modélisation de la résistance thermique, à savoir W10X223Y360N35, W30X86Y360N55 et W50X223N55.

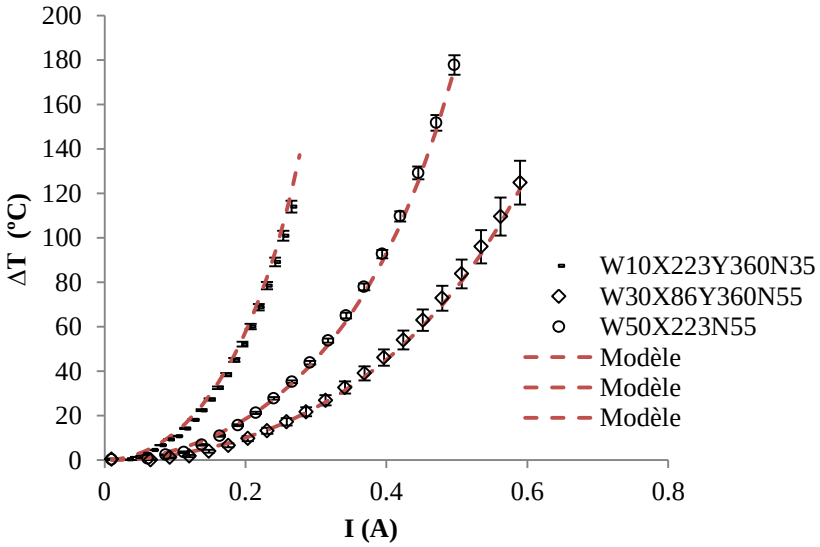


Figure 43 : Comparaison de la température prédite et expérimentale pour trois inductances n'ayant pas servi à la modélisation de la résistance thermique. Le modèle s'avère apte à décrire l'évolution de la température en fonction du courant dans l'intervalle étudié.

Graphiquement, le modèle semble être en très bon accord avec les résultats expérimentaux. Le tableau 27 donne l'écart moyen et maximal entre la température expérimentale et prédite. L'écart moyen est au maximum égal à 5,1°C. Comme pour les pistes d'interconnexions, la prédiction est bonne sans toutefois être précise au degré près. En effet l'écart maximal se situe entre 2 et 22°C, pour une température maximale d'auto-échauffement de 200°C. Pour les motifs W10X86N55 et W30X223N26, les écarts maximum sont respectivement égaux à 21,8 et 16,2°C. Pour ces motifs, l'erreur de prédiction de la résistance thermique est la plus forte avec 3,4 % d'écart relatif dans les deux cas, ce qui explique l'écart important observé entre la température d'auto-échauffement prédite et mesurée.

Tableau 27 : Ecart absolu moyen et maximal entre la température d'auto-échauffement expérimental et la température prédite pour toutes les inductances.

W (µm)	X (µm)	Y (µm)	N	Ecart absolu moyen (°C)	Ecart absolu maximal (°C)
10	86	86	1,5	3,2	11,3
10	86	86	5,5	5,1	21,8
10	86	360	1,5	2,7	12,6
10	86	360	5,5	1,7	9,6
10	223	223	3,5	1,8	7,5
10	360	86	1,5	2,7	1,6
10	360	86	5,5	3,1	15,2
10	360	360	1,5	2,1	9,4
10	360	360	5,5	2,2	10,3
30	86	223	3,5	1,1	2,5
30	223	86	3,5	1,1	2,9
30	223	223	1,5	4,0	16,2
30	223	223	3,5	1,2	5,1
30	223	223	5,5	1,1	2,2
30	223	360	3,5	2,1	11,1
30	360	223	3,5	1,9	10,5
50	86	86	1,5	1,9	9,4
50	86	86	5,5	1,2	3,4
50	86	360	1,5	3,7	7,7
50	86	360	5,5	1,7	3,4
50	223	223	3,5	2,5	11,6
50	360	86	1,5	4,5	8,6
50	360	86	5,5	1,4	3,0
50	360	360	1,5	1,2	4,7
50	360	360	5,5	2,1	7,6
Motifs de validation					
10	223	360	3,5	3,0	11,2
30	86	360	5,5	1,8	3,9
50	223	223	5,5	1,6	3,3

5.6. Résumé

Le résumé des différents paramètres et modèles ou valeurs associées est donné dans le tableau 28.

Tableau 28 : Expressions et valeurs des différents éléments du modèle de l'auto-échauffement

Température d'auto-échauffement	$\Delta T = \dfrac{(TCR_0.T_{ref}+1)\times R_{th}(W,L)\times\rho_0\dfrac{L}{W.E}\times I^2}{1-R_{th}(W,L)\times\rho_0.\dfrac{L}{W.E}\times TCR_0\times I^2}$
Résistivité	$\rho_0 = 1{,}63.10^{-8}\, ohm.m$
Coefficient de température	$TCR_0 = 4{,}2.10^{-3}\quad °C^{-1}$
Résistance thermique piste en M2	$R_{th}^{M2}(W,L)^{-0.5} = \underset{\pm 4.38.10^{-5}}{0{,}029} + \underset{\pm 2{,}41.10^{-5}}{9{,}8.10^{-4}}\times W + \underset{\pm 2{,}39.10^{-5}}{6{,}63.10^{-3}}\times L + \underset{\pm 2{,}90.10^{-5}}{6{,}602.10^{-4}}\times W.L - \underset{\pm 4{,}18.10^{-5}}{1{,}171.10^{-4}}\times W^2 + \underset{\pm 4{,}21.10^{-5}}{3{,}193.10^{-4}}\times L^2$
Résistance thermique piste en M3	$R_{th}^{M3}(W,L)^{-1} = \underset{\pm 1.89.10^{-4}}{6.58,.10^{-4}} - \underset{\pm 1{,}29.10^{-6}}{8{,}4.10^{-5}}\times W + \underset{\pm 1{,}27.10^{-6}}{2{,}47.10^{-4}}\times W.L + \underset{\pm 1{,}55.10^{-6}}{1{,}92.10^{-5}}\times L + \underset{\pm 2{,}28.10^{-6}}{2{,}95.10^{-4}}\times L^2$
Résistance thermique Inductance	$R_{th} = (1{,}574.10^{-3} + 4{,}683.10^{-4}\times W + 1{,}991.10^{-4}\times X + 1{,}988.10^{-4}\times Y + 4{,}832.10^{-4}\times N + 3{,}413.10^{-5}\times W.X + 2{,}912.10^{-5}\times W.Y + 2{,}778.10^{-4}\times W.N + 3{,}668.10^{-5}\times X.N + 3{,}602.10^{-5}\times Y.N - 5{,}718.10^{-5}\times W^2 - 1{,}718.10^{-5}\times N^2)^{-1}$
Longueur de l'inductance	$L = 2.N.(X+Y) + \left(N+\frac{1}{2}\right).\left(W+\left(N-\frac{1}{2}\right).(W+S)\right).4.\tan\left(\frac{\pi}{8}\right) + \left(N-\frac{1}{2}\right).\left(W+\left(N-\frac{3}{2}\right).(W+S)\right).4.\tan\left(\frac{\pi}{8}\right) + (N-0.5).(W+S)$

Les formules prédictives de la résistance thermique en fonction des dimensions sont données en fonction des variables centrés réduites, de -1 à 1. Le passage des variables d'origine *A*, aux variables centrées réduites *x*, est donné par la formule suivante avec A_0 la valeur centrale de l'intervalle [-1, 1] exprimée en unité courante.

$$x = \frac{A - A_0}{Pas} \qquad \textbf{2.30}$$

Les valeurs centrales et le pas de chaque facteur utilisé dans la modélisation sont résumés dans le tableau 29.

Tableau 29 : Valeurs milieux et pas des différents facteurs, ici les dimensions, pour le calcul des variables centrées réduites, pour les interconnexions et les inductances.

Interconnexions M2&M3			Inductances				
	W (µm)	L (µm)		W (µm)	X (µm)	Y (µm)	N
A_0	11	1250	A_0	30	223	223	3,5
Pas	4	750	Pas	20	137	137	2

Le tableau 30 présente les limites d'utilisation du modèle, sur la réponse prédite ainsi que sur les dimensions des motifs.

Tableau 30 : Bornes du modèle de l'auto-échauffement, sur la température prédite et les dimensions des motifs.

Paramètre	**Minimum**	**Maximum**
Température prédite (°C)	0	200°C
Intensité (A)	0	Pas de limite
Largeur interconnexions M2&M3	7 µm	15 µm
Longueur interconnexions M2&M3	500 µm	2000 µm
Largeur Inductance	10 µm	50 µm
Rayon interne horizontal	86 µm	360 µm
Rayon interne vertical	86 µm	360 µm
Nombre de tours	1,5	5,5

5.7. Exploitation du modèle

Un modèle prédictif de l'auto-échauffement, pour les pistes de type interconnexion et inductances en cuivre a été déterminé, en fonction des dimensions du composant et du courant imposé. L'utilisation du modèle peut s'avérer pratique pour évaluer rapidement le risque thermique d'une interconnexion ou d'une inductance dans la technologie RLC06, et éviter ainsi de passer par une simulation aux éléments finis.

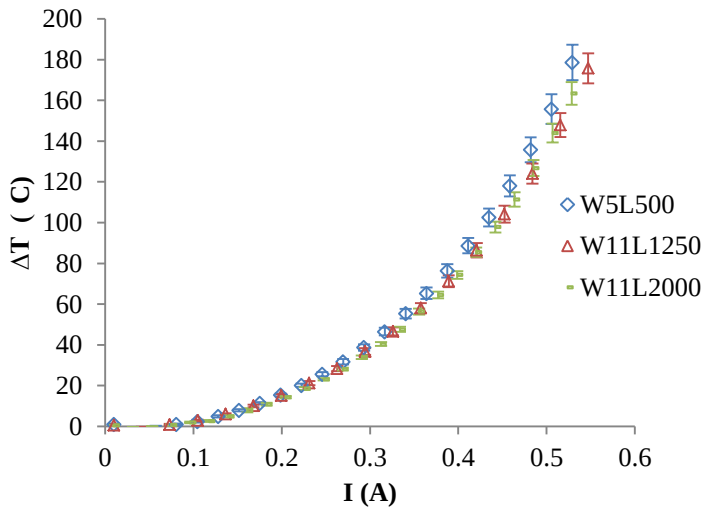


Figure 44 : Evolution de la température pour trois dimensions de pistes différentes : W7L500, W11L1250 et W11L2000. L'évolution est quasiment identique pour les trois motifs malgré des largeurs et des longueurs différentes.

Les trois évolutions de la température données en figure 44 concernent les motifs W7L500M2, W11L1250M2 et W11L2000M2. La réponse en température de ces trois motifs est quasiment la même malgré des dimensions différentes, et par extension malgré leurs différentes résistances électriques et thermiques.

Les paramètres dépendant des dimensions sont la résistance thermique et la résistance électrique. Ces paramètres sont présents sous forme de produit au numérateur et dénominateur de l'équation 2.21. Ainsi, un moyen qualitatif de comparer l'échauffement entre deux motifs, à intensité de courant constante, est de comparer le produit $R_{th} \times R_0$.

$$\Delta T = \frac{(TCR_0.T_{ref} + 1) \times R_{th}(W,L) \times \rho_0 \frac{L}{W.E} \times I^2}{1 - R_{th}(W,L) \times \rho_0 . \frac{L}{W.E} \times TCR_0 \times I^2} = \frac{(TCR_0.T_{ref} + 1) \times (R_{th} \times R_0) \times I^2}{1 - (R_{th} \times R_0) \times TCR_0 \times I^2} \quad \textbf{2.21}$$

Pour les cas des trois motifs W7L500, W11L1250 et W11L2000 le produit $R_{th} \times R_0$ et la température à 0,4 A sont donnés dans le tableau 31.

Tableau 31 : Valeurs de la résistance thermique, de la résistance ohmique, de leur produit et de la température absolue calculée à 0,4 A pour les différents motifs de dimensions différentes. Les températures calculées sont quasiment les mêmes.

W (µm)	L (µm)	R_{th} (°C/W)	R_0 (ohm)	R_{th} x R_0 (ohm.°C/W)	Température calculée à 0,4 A
7	500	1946	0,174	339	110
11	1250	1156	0,276	319	105
11	2000	756	0,442	334	109

Pour chaque motif, le produit est sensiblement le même. L'augmentation de la résistance électrique, qui devrait se traduire par une augmentation de l'auto-échauffement est en fait compensée par la diminution de la résistance thermique. Cette variation opposée, se traduit par un produit $R_{th} \times R_0$ constant dans les trois cas et explique de fait l'évolution identique de la température en fonction du courant.

A l'aide des modèles déterminés, une surface de réponse est construite avec les dimensions de la piste en paramètres d'entrées et la température absolue en réponse. Ce calcul s'effectue pour un courant de 0,4 A. Le courant est la troisième variable et est, dans ce cas, fixé pour des raisons pratiques de représentation graphique. La surface de réponse est donnée en figure 45.

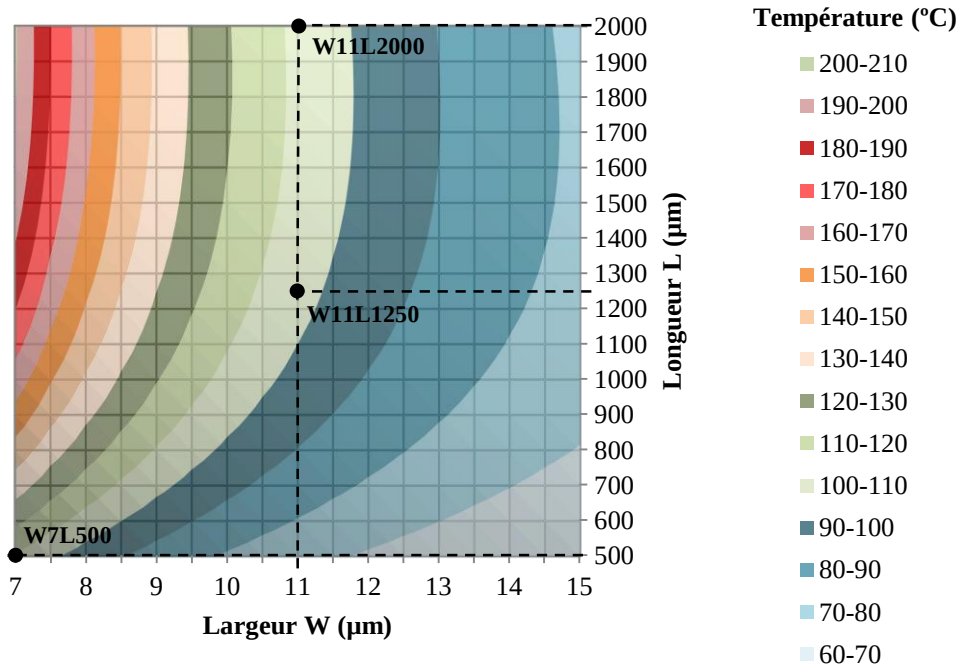


Figure 45 : Surface de réponse de la température d'une piste au deuxième niveau de métallisation en fonction de la largeur W et de la longueur L. Les points représentent les motifs W7L500, W11L1250 et W11L2000. L'intervalle de température prédit est le même pour les trois motifs : entre 110 et 120°C, en accord avec les caractérisations expérimentales.

Pour les trois motifs concernés, le graphe nous informe que la température moyenne du motif est la même : entre 100 et 110°C, c'est-à-dire les températures effectivement atteintes pour un courant de 0,4 A lors de la mesure.

La représentation graphique de la température d'une inductance en fonction des dimensions à un courant donné est plus complexe, étant donné les quatre paramètres dimensionnels et l'intensité. L'influence d'un paramètre peut néanmoins être visualisée en considérant les autres paramètres constants. La figure 46 montre l'évolution de la température d'auto-échauffement en fonction de la largeur W, à rayons internes X et Y fixés à 223 µm et le nombre de tours fixé à 3,5, pour quatre valeurs d'intensité de courant, 0,3 A, 0,4 A, 0,45 A et 0,5 A.

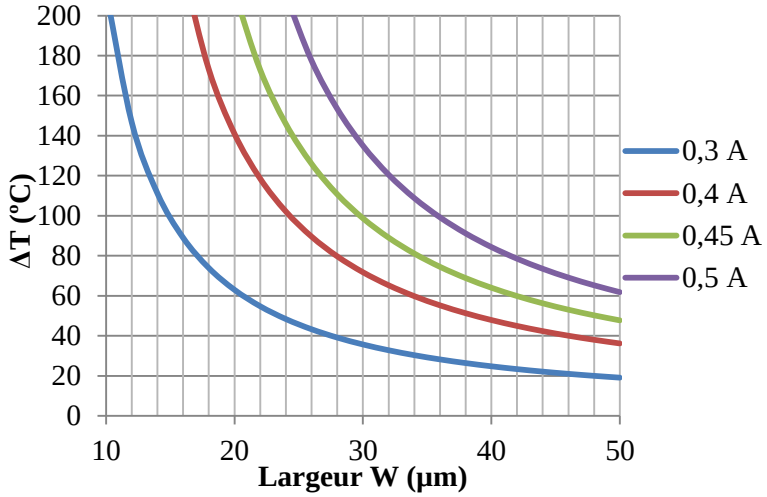


Figure 46 : Température d'auto-échauffement en fonction de la largeur W de l'inductance pour quatre intensités de courant 0,3 A, 0,4 A, 0,45 A et 0,5 A. Les paramètres X, Y et N sont fixés à leurs valeurs intermédiaires c'est-à-dire 223 µm et 3,5 respectivement.

La figure 47 montre l'évolution de la température d'auto-échauffement en fonction du rayon interne à largeur et nombre de tours fixés.

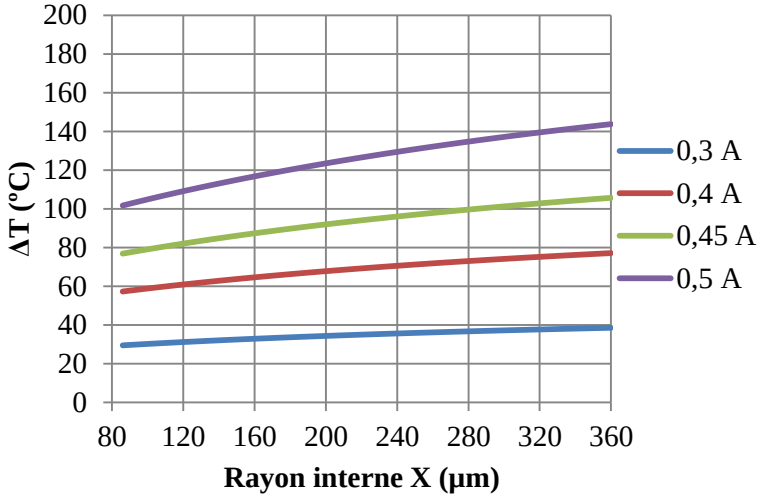


Figure 47 : Température d'auto-échauffement en fonction du rayon interne X de l'inductance pour quatre intensités de courant 0,3 A, 0,4 A, 0,45 A et 0,5 A. Dans ce cas X est égal à Y. Les paramètres W et N sont fixés à leurs valeurs intermédiaires c'est-à-dire 30 µm et 3,5 respectivement.

La figure 48 montre l'évolution de la température d'auto-échauffement en fonction du nombre de tours à largeur et rayons internes fixés.

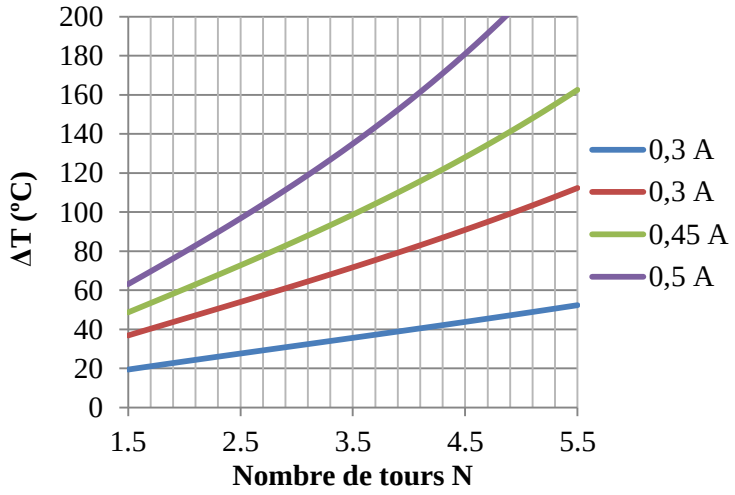


Figure 48 : Température d'auto-échauffement en fonction du nombre de tours N de l'inductance pour quatre intensités de courant 0,3 A, 0,4 A, 0,45 A et 0,5 A. Les paramètres W, X et Y sont fixés à leurs valeurs intermédiaires c'est-à-dire 30 µm et 223 µm respectivement.

De ces graphes, la sensibilité des différents paramètres dimensionnels sur la température d'auto-échauffement est ainsi visualisable. Pour des largeurs entre 10 et 50 µm, la température d'auto-échauffement baisse de 180 °C pour un courant de 0,3 A. La baisse de température est de 140 °C si le courant est égal à 0,5 A. En revanche l'augmentation du rayon interne et du nombre de tours fait croître la température d'auto-échauffement. L'augmentation de la largeur provoque à la fois une baisse de la résistance thermique mais également une baisse de la résistance électrique. Ces deux diminutions consécutives se traduisent par une forte baisse de l'auto-échauffement. Le rayon interne et le nombre de tours augmente la longueur totale de l'inductance, ce qui provoque une baisse de la résistance thermique mais une augmentation de la résistance électrique. Néanmoins, l'augmentation d'un des deux paramètres, augmente l'auto-échauffement.

La figure 49, la figure 50 et la figure 51, représentent la température absolue moyenne en fonction de l'intensité et de la largeur de l'inductance. Les trois graphiques de la figure 50 concerne les inductances de rayons internes égal à X = Y = 86 µm pour trois valeurs de nombre de tours N = 1,5 ; 3,5 et 5,5. La figure 51 concerne les inductances de rayons internes égal à X = Y = 223 µm pour trois valeurs de nombre de tours N = 1,5 ; 3,5 et 5,5 et la figure 52 concerne les inductances de rayons internes égal à X = Y = 360 µm pour trois valeurs de nombre de tours N = 1,5 ; 3,5 et 5,5. Pour tous ces graphes, la température prédite est au maximum égale à 200°C, au-dessus le modèle n'est plus considéré comme prédictif.

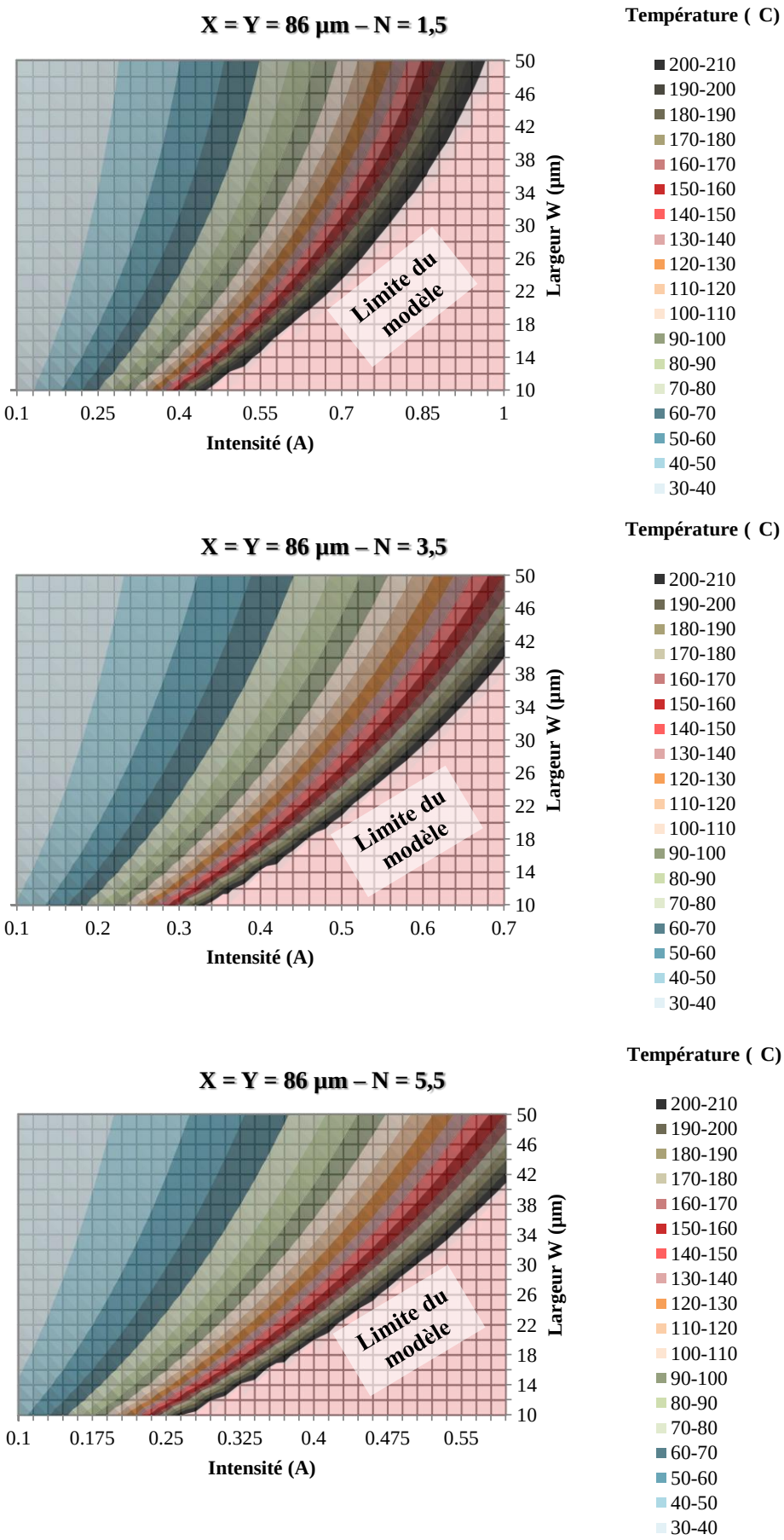


Figure 49 : Représentation de la température absolue en fonction de la largeur de l'inductance et de l'intensité appliquée pour un rayon interne de 86 µm et trois valeurs de nombre de tours : 1,5 – 3,5 et 5,5.

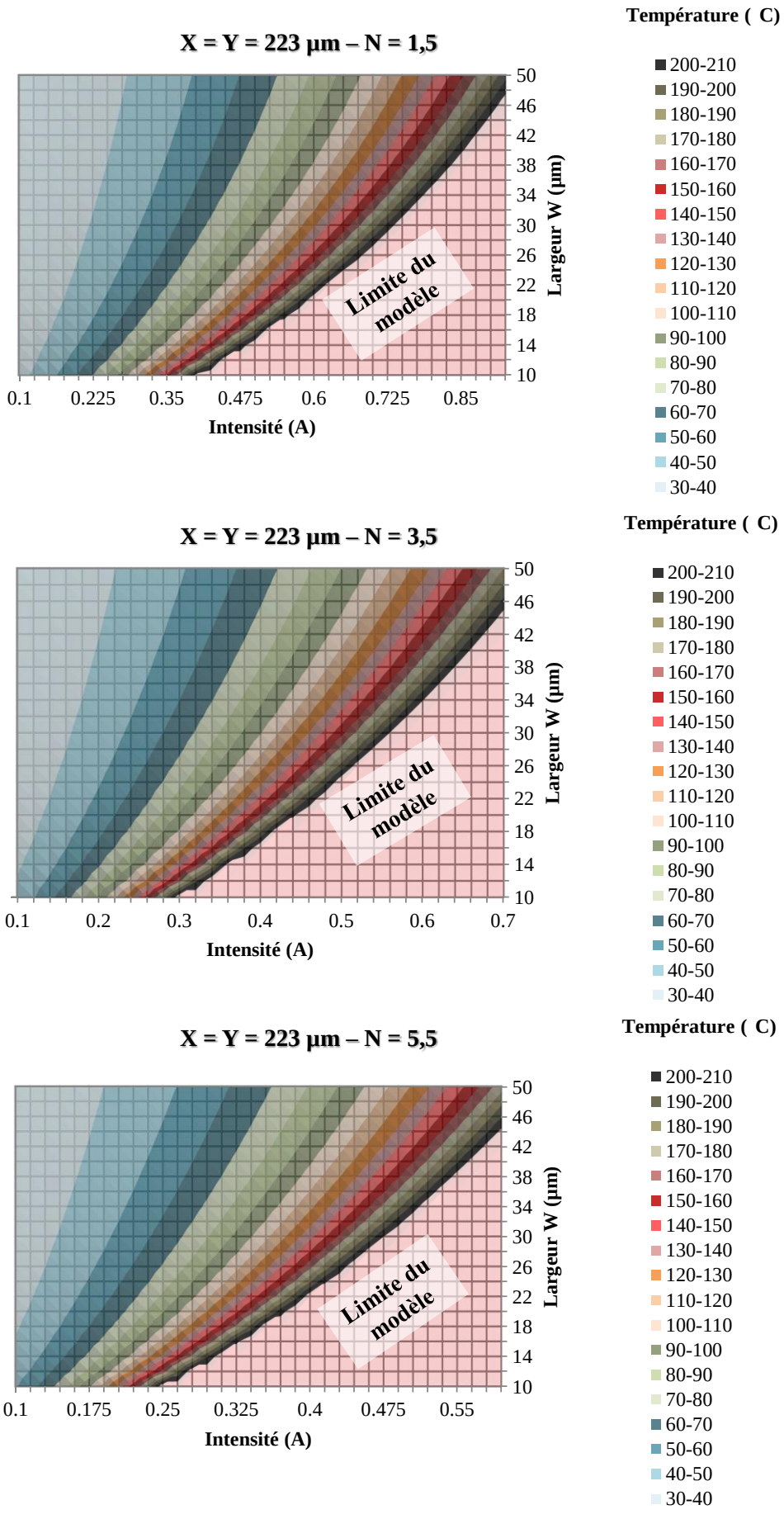


Figure 50 : Représentation de la température absolue en fonction de la largeur de l'inductance et de l'intensité appliquée pour un rayon interne de 223 µm et trois valeurs de nombre de tours : 1,5 – 3,5 et 5,5.

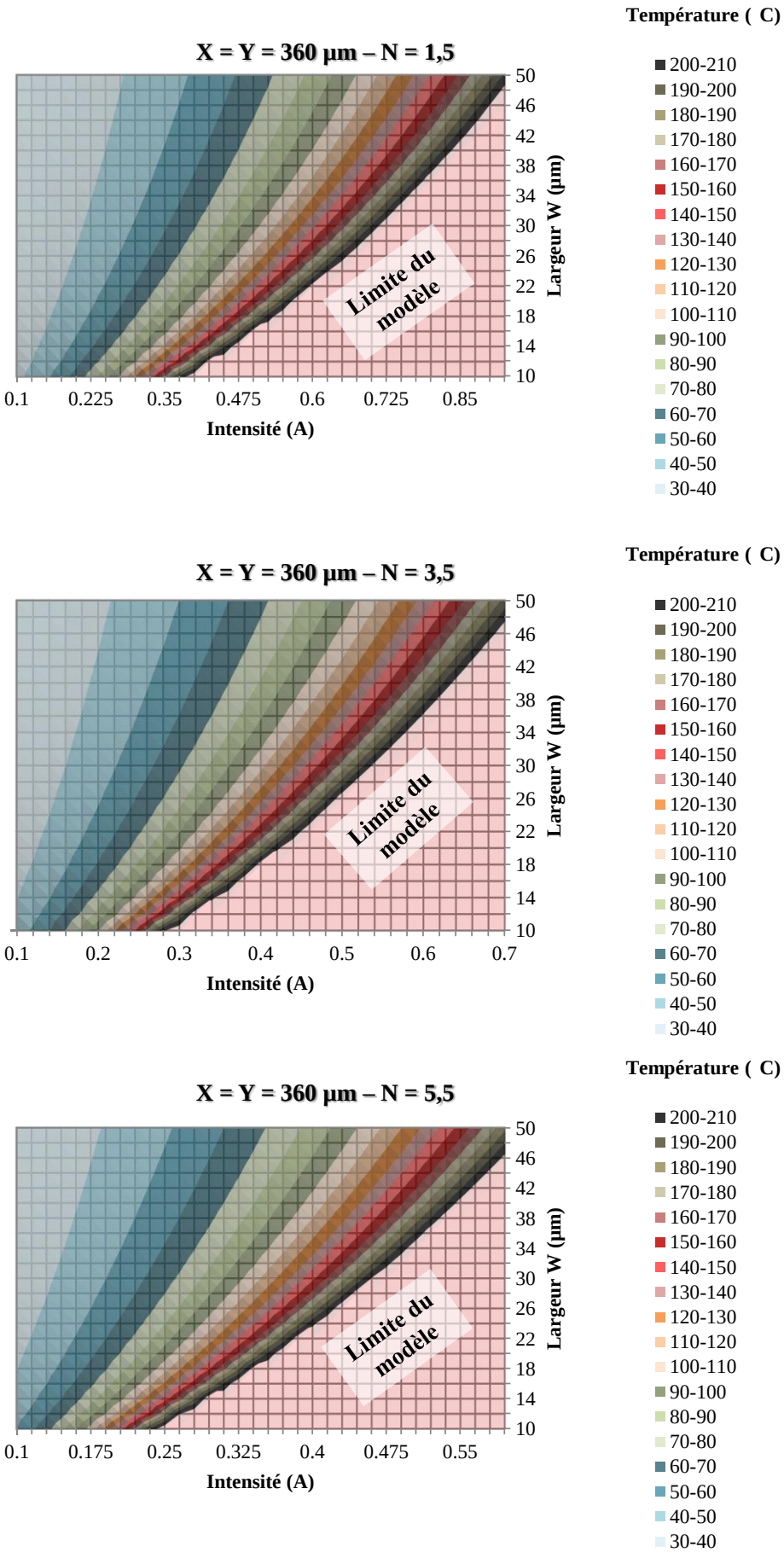


Figure 51 : Représentation de la température absolue en fonction de la largeur de l'inductance et de l'intensité appliquée pour un rayon interne de 360 µm et trois valeurs de nombre de tours : 1,5 – 3,5 et 5,5.

Ainsi, le modèle analytique déterminé se révèle apte à prédire la température d'auto-échauffement d'un motif, inductance ou interconnexion, en fonction de ses dimensions intrinsèques et ainsi orienter les choix des dimensions lors de la conception des circuits nécessitant une grande puissance avec un risque important d'auto-échauffement.

En premier approche, le modèle permet une analyse simple et rapide du risque thermique d'un composant réalisé en technologie RLC06a et permet également de déterminer des dimensions plus appropriées pour écarter le risque thermique.

Un modèle de l'auto-échauffement en fonction des dimensions a été déterminé. La résistance thermique du système constitué par le motif et l'empilement technologique, a été le principal paramètre à déterminer. Trois plans d'expériences sur les dimensions, avec comme réponse la résistance thermique pour les pistes de type interconnexion au deuxième et troisième niveau de métallisation, et les inductances, ont été exécutés. Après analyse, les modèles prédictifs de la résistance thermique en fonction des dimensions ont été déterminés. Ces modèles, en plus de la détermination des paramètres tels que la résistivité et le coefficient de température, permettent l'utilisation de la formule 2.21 pour la technologie RLC06a et la prédiction de la température de l'auto-échauffement en fonction du courant DC appliqué. Une précision inférieure à 23°C est obtenue pour les inductances, ce qui rend le modèle convenable pour évaluer la température d'auto-échauffement à un courant donné.

A ce stade, les caractérisations électrothermiques ont permis la modélisation analytique de l'auto-échauffement en fonction des dimensions. L'étape restante concerne la modélisation numérique aux éléments finis. La simulation numérique reste essentielle dans le cas de composants complexes pour lesquels une modélisation analytique devient difficile, voire impossible. Il s'agit alors de rendre le modèle numérique du simulateur prédictif. Grâce aux caractérisations électrothermiques, par comparaison avec les résultats de simulation, la calibration du simulateur par optimisation de paramètres choisis peut être réalisée.

6. Calibration du simulateur électrothermique

Les motifs testés nous permettent d'avoir à notre disposition une banque de mesures, avec plusieurs caractérisations de la température moyenne en fonction de l'intensité et cela pour différents motifs : des pistes et des inductances de différentes dimensions.

Ces tests sont utilisés comme références, afin de calibrer le modèle de simulation. Le mot « calibrer » sous-entend rendre la simulation électrothermique aux éléments finis prédictive. La calibration est effectuée par la sélection de plusieurs paramètres inconnus qui peuvent être les paramètres physiques des couches ou les conditions aux limites. Les paramètres sélectionnés sont rendus variables et le résultat des variations est analysé en simulation puis comparé aux

expériences. Les paramètres sont ensuite optimisés afin que la réponse donnée par la simulation soit la plus proche possible des résultats expérimentaux.

6.1. Choix des Facteurs

Les principaux paramètres de modélisation sont donnés aux paragraphes 3.3.2 et 3.3.3. Parmi les paramètres mentionnés, la résistivité et le coefficient de température du cuivre et de l'aluminium ont été entretemps déterminés et de ce fait ne sont plus inconnus.

La condition aux limites sur la face inférieure est la température du porte-substrat, égale à 30°C pendant les tests. Le coefficient d'échange en face avant a été calculé et est égal à 26 W/(°C.m²).

En dehors des dimensions, les principaux facteurs significatifs sur l'auto-échauffement sont les conductivités thermiques du verre et du BCB, ainsi que l'épaisseur du diélectrique sous la piste. Un plan d'expérience factoriel à deux niveaux de variations réalisé sur les trois paramètres cités, a été effectué, avec comme réponse la résistance thermique. Les effets des trois facteurs sont donnés dans le tableau 32.

Tableau 32 : Effet, somme des carrés et contribution des facteurs sur la réponse de la résistance thermique.

Coefficient	Effet	Somme des carrés	% Contribution
A - Epaisseur de BCB sous la piste	48	4597	1,0
B - Conductivité thermique du BCB	-302	182874	38,3
C - Conductivité thermique du verre	-380	289529	60,6

L'effet de l'épaisseur de BCB est le plus faible, 1% de contribution sur la résistance thermique contre 38,3 % pour la conductivité thermique du BCB et 60,6 % pour la contribution de la conductivité thermique du verre. L'épaisseur de BCB, au vu de son influence, est éliminée des paramètres à ajuster et fixée à sa valeur théorique : 3,5 µm. Les inconnues sont donc réduites à la conductivité thermique du BCB et à la conductivité thermique du verre.

Ces conductivités thermiques doivent varier de façon réaliste. La littérature nous indique que les conductivités thermiques ajustées dans les simulations peuvent être significativement différentes des valeurs théoriques [48]. En cause les contacts entre les différentes couches déposées lors du procédé de fabrication qui sont, dans la plupart des cas, imparfaits. Ces imperfections sont à l'origine de résistances thermiques de contact, difficiles à évaluer. L'ajustement des paramètres permet la prise en compte des phénomènes précédemment cités. Aussi, les valeurs qui vont être déterminées ne doivent pas être interprétées comme les valeurs réelles des conductivités thermiques de nos matériaux mais comme des valeurs effectives. Néanmoins, nous veillerons à comparer les

valeurs déterminées aux valeurs théoriques. Un trop grand écart signifierait l'oubli d'un paramètre influent.

6.2. Méthodologie

Deux paramètres variables ont été choisis : la conductivité thermique du verre et la conductivité thermique du BCB, qui sont nos deux facteurs. Afin d'analyser rapidement l'impact de la variation des conductivités thermiques, la réponse choisie est la résistance thermique du motif considéré. Le nombre peu élevé de facteurs nous autorisent un plan complet à trois niveaux de variations. Soit un total de neuf simulations par motif. Les motifs sélectionnés sont donnés dans le tableau 33.

Tableau 33 : Dimensions et métallisations correspondantes des motifs sélectionnés pour l'étape de calibration.

W (µm)	L (µm)	Métallisation
7	500	2
11	1250	2
15	2000	2
7	2000	3
5	1000	1

Ainsi, cinq motifs ont été choisis pour l'étude. Les conductivités thermiques varient selon un plan d'expériences à trois niveaux soit neuf simulations pour cinq motifs, soit un total de 45 simulations. Pour chaque motif nous aurons une réponse de type :

$$R_{th}(motif) = a_0 + a_1.\lambda_{BCB} + a_2.\lambda_{Verre} + a_3.\lambda_{BCB}\lambda_{Verre} + a_4.\lambda_{BCB}^{\ 2} + a_5.\lambda_{Verre}^{\ 2} \qquad \textbf{2.31}$$

Avec λ_{Verre} et λ_{BCB}, les conductivités thermiques du verre et du BCB.

La valeur réelle de la résistance thermique est connue pour chaque motif, car déterminée expérimentalement. De ce fait, il s'agit de résoudre, par optimisation, les différentes équations afin de déterminer la paire ($\lambda_{BCB,}$ λ_{Verre}) qui donnent des valeurs de résistances thermiques les plus proches des résultats expérimentaux. Les variations sont choisies non loin des valeurs théoriques. De 1 à 2 W/(K.m) pour la conductivité thermique du verre et de 0,2 à 0,4 W/(K.m) pour la conductivité thermique du BCB.

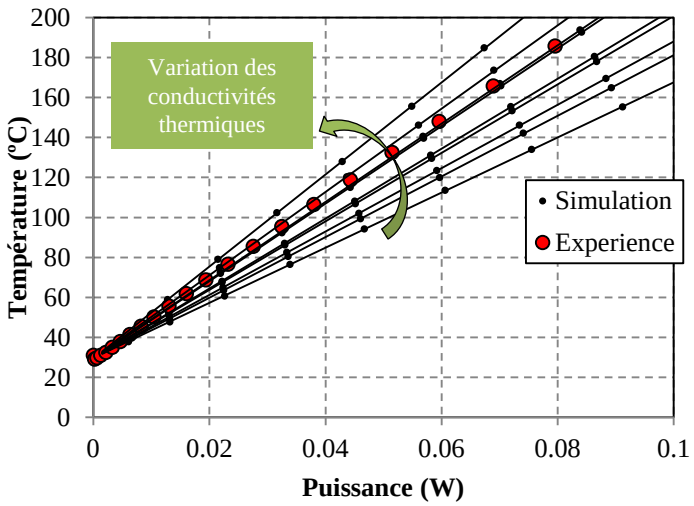


Figure 52 : Température du motif en fonction de la puissance dissipée pour le motif W7L500 M2. Les variations de la conductivité thermique du BCB et du verre affectent la pente et donc la résistance thermique. Les points rouges correspondent à la caractérisation expérimentale qui sert de référence pour la calibration, le but étant de trouver une paire de conductivité pour lesquelles la simulation est accordée avec l'expérience.

La figure 52 est donnée en exemple et montre les résultats des différentes variations suivant le plan d'expérience, des conductivités thermiques, du verre et du BCB, sur la résistance thermique pour le motif W7L500M2. Un faisceau de droite est obtenu. Dans chaque cas la résistance thermique est relevée et permet la modélisation de la résistance thermique en fonction des deux conductivités thermiques suivant la formule 2.31. Cinq modèles sont déduits correspondants aux cinq motifs.

La détermination des conductivités thermiques consistent à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{aligned}
R_{th}^{\exp}(W7L500M2) &= a_0 + a_1.\lambda_{BCB} + a_2.\lambda_{Verre} + a_3.\lambda_{BCB}\lambda_{Verre} + a_4.\lambda_{BCB}^{\ 2} + a_5.\lambda_{Verre}^{\ 2} \\
R_{th}^{\exp}(W11L1250M2) &= a_0 + a_1.\lambda_{BCB} + a_2.\lambda_{Verre} + a_3.\lambda_{BCB}\lambda_{Verre} + a_4.\lambda_{BCB}^{\ 2} + a_5.\lambda_{Verre}^{\ 2} \\
R_{th}^{\exp}(W15L2000M2) &= a_0 + a_1.\lambda_{BCB} + a_2.\lambda_{Verre} + a_3.\lambda_{BCB}\lambda_{Verre} + a_4.\lambda_{BCB}^{\ 2} + a_5.\lambda_{Verre}^{\ 2} \\
R_{th}^{\exp}(W7L2000M3) &= a_0 + a_1.\lambda_{BCB} + a_2.\lambda_{Verre} + a_3.\lambda_{BCB}\lambda_{Verre} + a_4.\lambda_{BCB}^{\ 2} + a_5.\lambda_{Verre}^{\ 2} \\
R_{th}^{\exp}(W5L1000M2) &= a_0 + a_1.\lambda_{BCB} + a_2.\lambda_{Verre} + a_3.\lambda_{BCB}\lambda_{Verre} + a_4.\lambda_{BCB}^{\ 2} + a_5.\lambda_{Verre}^{\ 2}
\end{aligned} \qquad \textbf{2.32}$$

Le logiciel résout le système et trouve la solution ($\lambda_{BCB,}$ λ_{Verre}) pour lesquelles les valeurs calculées sont les plus proches des résultats expérimentaux.

6.3. Détermination des conductivités thermiques

L'optimisation se fait à partir du logiciel Design Expert™. Les valeurs déterminées sont les suivantes : 0,27 W/(K.m) pour le BCB et 1,29 W/(K.m) pour le verre. La valeur théorique de la conductivité thermique du BCB est aux alentours de 0,29 W/(K.m) et celle du verre aux alentours

de 1,1W/(K.m), soit respectivement 7 et 16 % de différence relative. Les valeurs ainsi déterminées sont donc proches des valeurs théoriques.

Le tableau 34 donne la valeur de la résistance thermique calculée en fonction des conductivités thermiques déterminées. Les valeurs prédites par le modèle sont proches des valeurs expérimentales, avec un écart maximum de 6% pour le motif W15L2000M2. Une étape de vérification est cependant nécessaire afin de confirmer les prédictions.

Tableau 34 : Comparaison des résistances thermiques prédits par le modèle et des résistances thermiques expérimentales pour chacun des motifs pour une conductivité thermique du BCB égale à 0,27 W/(K.m) et 1,29 W/(K.m) pour la conductivité thermique du verre.

W (µm)	L (µm)	Métallisation	R_{th} expérimentale (°C/W)	R_{th} prédite par le modèle (°C/W)	Différence (%)
7	500	2, cuivre	1943	1911	2,0
11	1250	2, cuivre	1156	1109	4,1
15	2000	2, cuivre	695	736	5,9
7	2000	3, cuivre	1207	1160	3,9
5	1000	1, aluminium	1400	1400	0,0

6.4. Validation

Afin de vérifier la pertinence des conductivités thermiques déterminées, ces valeurs ont été intégrées dans le modèle du simulateur et plusieurs motifs de type inductance ont été simulés, motifs n'ayant pas participé à la détermination des valeurs des conductivités thermiques. Pour chaque inductance les valeurs des résistances thermiques sont relevées, les résultats sont donnés dans le tableau 35.

Tableau 35 : Comparaison entre les résistances thermiques simulées et expérimentales.

W (µm)	X (µm)	Y (µm)	N	R_{th} simulée (°C/W)	R_{th} expérimentale (°C/W)	Ecart relatif (%)
10	86	86	1.5	1737	1769	1,87
10	86	86	5.5	1206	1166	3,32
10	223	223	3.5	995	969	2,58
10	360	360	1.5	927	924	0,33
10	360	360	5.5	605	605	0,03
30	223	223	1.5	893	900	0,79
30	223	223	3.5	637	639	0,25
50	86	86	1.5	1114	1237	11,09
50	86	86	5.5	454	460	1,38
50	223	223	3.5	500	496	0,90
50	360	360	1.5	645	639	0,86

Un bon accord est trouvé entre les valeurs expérimentales et simulées. Un écart de 11% est obtenu pour le motif W50X86N15, qui fait figure d'exception, les autres écarts sont relativement bas, avec au maximum 3,32 %.

Les figure 53, la figure 54 et la figure 55 sont données en exemple et représentent les réponses en courant et puissance de la résistance électrique et de la température pour les inductances W10X86N15, W30X223N35 et W50X223N35.

Sur ces graphes nous pouvons voir un très bon accord visuel entre la simulation et l'expérience pour la résistance électrique en fonction du courant, la température en fonction du courant et la température en fonction de la puissance dissipée.

A ce stade, la simulation électrothermique aux éléments finis pour la technologie étudiée et dans le cas de test en plaquette sous pointes, est considérée comme prédictive. Les résultats déterminés par simulation sont fidèles aux résultats obtenus expérimentalement, cela pour différentes dimensions d'inductances et d'interconnexions, et pour une température absolue maximale de 200°C.

Le tableau 36 et le tableau 37 résument les différents paramètres du modèle électrothermique pour la simulation aux éléments finis déterminés au cours de ce chapitre.

Tableau 36 : Tableau récapitulatif des paramètres électriques et thermiques déterminées, des couches constituant la technologie étudiée.

	Electrique		Thermique
	Résistivité électrique à 0°C (ohm.m)	Coefficient de température à 0°C (°C-1)	Conductivité thermique (W/(°C.m))
Cuivre	$1{,}63\ 10^{-8}$	$4{,}20\ 10^{-3}$	385
Aluminium	$2{,}60\ 10^{-8}$	$4{,}50\ 10^{-3}$	238
Verre	-	-	1,29
BCB	-	-	0,27

Tableau 37 : Tableau récapitulatif des conditions aux limites thermiques déterminées.

	Conditions aux limites thermiques	
	Coefficient d'échange (W / (°C.m²))	Température constante
Face avant	26	Température ambiante Dans notre cas T = 293 K
Face arrière	Pas de coefficient d'échange	Température du substrat Dans notre cas = 303 K

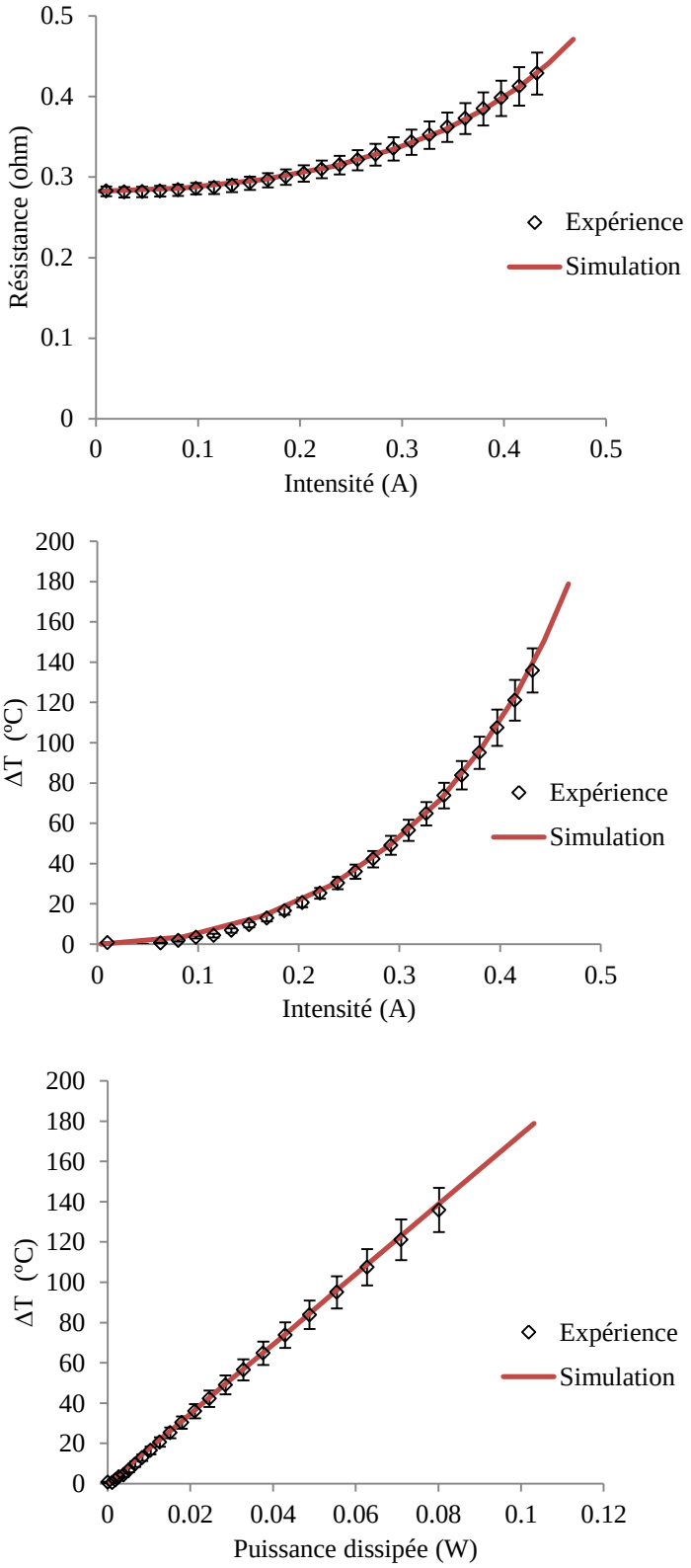


Figure 53 : Représentation des trois réponses mesurées, R(I) T(I) et T(P) et comparaison avec la simulation pour une inductance de 10 µm de largeur, de rayon interne 86 µm et avec 1,5 tours.

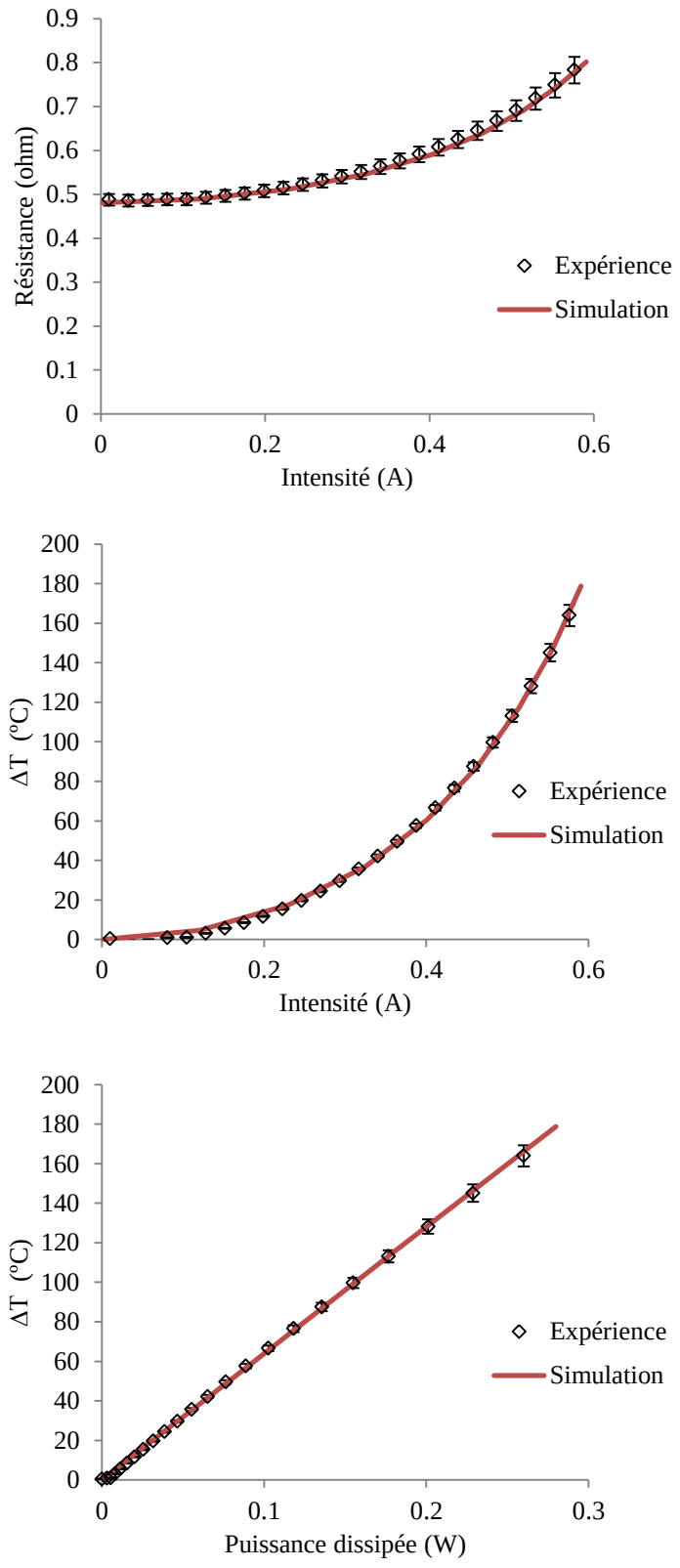


Figure 54 : Représentation des trois réponses mesurées, R(I) T(I) et T(P) et comparaison avec la simulation pour une inductance de 30 µm de largeur, de rayon interne 223 µm et avec 3,5 tours.

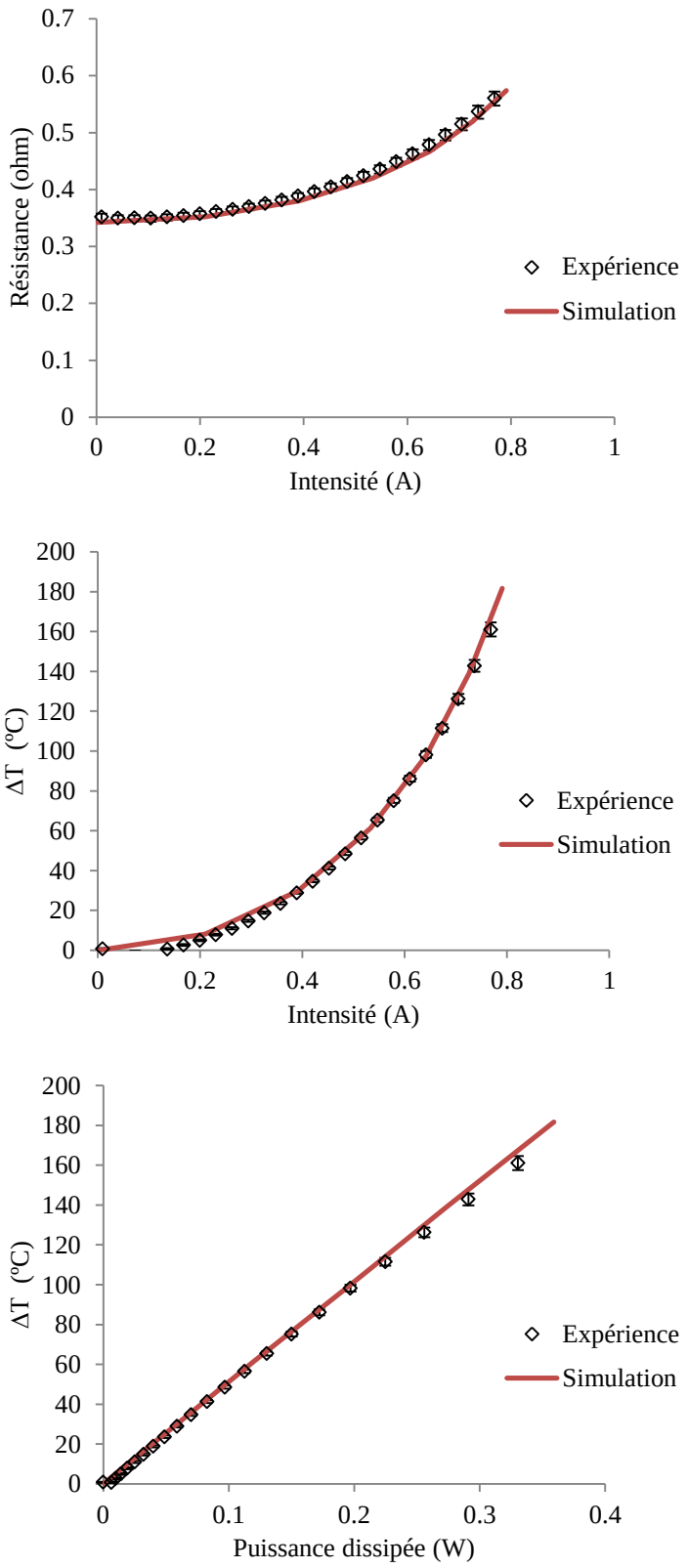


Figure 55 : Représentation des trois réponses mesurées, R(I) T(I) et T(P) et comparaison avec la simulation pour une inductance de 50 µm de largeur, de rayon interne 223 µm et avec 3,5 tours.

7. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'aborder les principaux paramètres influençant l'auto-échauffement d'un motif sous sollicitation électrique continue. Dans notre cas, les paramètres influents sont :

- l'épaisseur des couches de matériaux se situant sous la source de chaleur. L'augmentation de l'épaisseur augmente la résistance thermique et défavorise la dissipation,
- la nature des matériaux, et leurs conductivités thermiques. Des faibles valeurs de conductivités thermiques sont sources de mauvaise dissipation et fort auto-échauffement,
- les dimensions de la source de chaleur. Les dimensions telles que la largeur et la longueur influent sur la résistance thermique et la résistance électrique, ces deux valeurs conditionnant l'auto-échauffement.

La méthodologie des plans d'expériences et des surfaces de réponses a été utilisée afin de modéliser la résistance thermique en fonction des dimensions.

La modélisation des résistances thermiques pour les interconnexions et les inductances donnent de bons résultats, avec des coefficients de corrélations dans les trois cas, pour les pistes au deuxième et troisième niveau de métallisation et les inductances, supérieurs à 0,99.

La formule et les modèles ainsi développés permettent, par leur utilisation directe ou par la création d'abaques, le calcul de la température d'auto-échauffement d'un motif, interconnexion ou inductance, en fonction, des dimensions, et du courant appliqué. Ceci constitue une alternative efficace à la simulation aux éléments finis pour l'évaluation du risque thermique à l'étape dessin.

La précision du modèle est variable suivant le motif. Au maximum, un écart de 23°C est obtenu entre les valeurs expérimentales et calculées, ce qui peut être considéré comme acceptable.

Les caractérisations électrothermiques sur les inductances et les interconnexions ont ensuite été utilisées afin de calibrer le modèle du simulateur. Les conductivités thermiques effectives du verre et du BCB déterminées sont égales à 1,29 et 0,27 W/(K.m). Pour ces valeurs, les résultats de simulations sont en accord avec les résultats expérimentaux.

A ce stade, deux modèles, analytique et numérique, ont été déterminés permettant la prédiction de l'auto-échauffement des interconnexions et des inductances, en fonction de leurs dimensions et du courant appliqué.

Les paramètres électriques et thermiques des matériaux constituant la technologie ont été extraits. Nous verrons que ces paramètres auront leurs utilités lors de l'étude du chapitre suivant. Dans le prochain chapitre, nous traiterons de la caractérisation en radiofréquence, ce qui constitue un domaine d'étude plus proche de l'application.

Chapitre 3
Caractérisation et modélisation électrothermique sous sollicitation radiofréquentielle des inductances et interconnexions

1. Introduction 119

2. Les radiofréquences 120

2.1. La puissance 120

2.2. Les paramètres S 121

2.3. L'adaptation d'impédance 122

3. Méthodologie pour la caractérisation électrothermique en radiofréquence 123

3.1. La méthode quatre pointes 123

3.2. Détermination des sondes de température 124

3.3. Banc de mesure 125

4. Présentation des motifs de test 126

4.1. Motif de test pour la caractérisation en radiofréquence 127

4.1.1. Présentation du cadre de mesure 127

4.1.2. Détermination des valeurs de capacités pour l'adaptation d'impédance 128

4.1.3. Présentation des structures de test 129

4.2. Motifs spécifiques pour déterminer la différence de température entre l'inductance et le motif d'aluminium 131

5. Caractérisation électrothermique des inductances et des interconnexions en radiofréquence 132

5.1. Mesures des paramètres S à 0,96 GHz 133

5.2. Evaluation de la différence de température entre la sonde et le motif sous test 134

5.3. Mesure de la température d'auto-échauffement sous puissance radiofréquentielle 140

5.4. Comparaison avec le régime continu 141

6. Modélisation électro-magnéto-thermique 145

6.1. Méthodologie 145

6.2. Caractérisation expérimental 148

6.3. Simulation électromagnétique sous HFSS 149

6.4. Simulation électrothermique sous Sdevice 150

6.5. Résultats après convergence 151

7. Conclusion 154

1. Introduction

Dans ce chapitre, la caractérisation électrothermique sous sollicitation radiofréquentielle va être abordée. Le chapitre 2 a montré qu'un modèle analytique de l'auto-échauffement en fonction des dimensions et de l'intensité suffit à décrire le comportement électrothermique de composants basiques en sollicitation électrique continue et ce, pour la technologie RLC06a. Il s'agit dans ce chapitre d'étudier une possible corrélation entre le régime radiofréquentiel et le régime continu.

Dans un premier temps, un rappel des principaux concepts utilisés en radiofréquences, à savoir la puissance, les paramètres *S* et l'adaptation d'impédance, sera abordé.

Une méthodologie de mesure de la température d'auto-échauffement en radiofréquence sera ensuite présentée. La méthodologie retenue repose sur la mesure de résistance d'un motif dans l'environnement proche de l'inductance. La variation de résistance du motif étant proportionnelle à l'échauffement de l'inductance, la température pourra ainsi être effectivement mesurée. Les motifs de tests spécifiques pour la caractérisation électrothermique seront présentés avec les calibrations correspondantes.

Les résultats de caractérisations électrothermiques en radiofréquence seront analysés et comparés aux résultats de caractérisations électrothermiques en courant continu. Le but de l'étude est de déterminer si une corrélation entre les deux régimes électriques, est possible. La comparaison nécessite cependant une variable commune entre les deux régimes. L'intensité efficace ou I_{rms} a été choisie afin de représenter la température d'auto-échauffement en radiofréquence.

Dans une dernière partie, nous verrons la mise en place d'une méthodologie de couplage faible entre le simulateur électromagnétique HFSS et le simulateur électrothermique Sdevice sur une ligne de transmission. Le but est ici de modéliser numériquement les phénomènes électromagnétiques et les phénomènes thermiques, afin de comparer les résultats obtenus avec les résultats de caractérisation et ainsi démontrer la faisabilité de la méthode, avec pour objectif la prédiction de l'auto-échauffement sous sollicitations radiofréquentielles.

2. Les radiofréquences

Les radiofréquences appartiennent à la gamme des ondes radio et sont utilisées dans le cadre de la radiocommunication ou télécommunication. L'appellation radiofréquence désigne les signaux dont la fréquence est comprise entre la centaine de megahertz et la dizaine de gigahertz. Pour la gamme citée, la longueur d'onde est comprise entre un mètre et un millimètre.

Lorsque la longueur d'onde est du même ordre de grandeur que la dimension du circuit, les propriétés du courant et de la tension dépendent alors de la position le long de la ligne de transmission. On ne peut plus se contenter de la loi d'ohm pour décrire le comportement électrique de la ligne. De plus, des phénomènes d'interactions entre les composants et les matériaux environnant influencent la réponse électrique. Ainsi, il est nécessaire de prendre en compte ces interactions afin de modéliser correctement le fonctionnement du circuit. Le formalisme mathématique complet pour l'étude de la propagation des ondes et de leurs interactions est complexe et fait appel aux équations de Maxwell. Dans cette partie, nous ne développerons pas le formalisme mathématique associé à la résolution des problèmes complexes de la sollicitation radiofréquence à un circuit intégré mais nous rappellerons les principales notions et paramètres utilisés et utiles dans l'étude électrothermique des inductances et interconnexions soumises à des sollicitations radiofréquentielles.

Dans un premier temps nous définirons la puissance en radiofréquence, puis nous présenterons les paramètres *S* et leurs significations, enfin nous verrons la notion d'adaptation d'impédance.

2.1. La puissance

La puissance est la quantité d'énergie par unité de temps fournit par un système à un autre et est exprimée en Watt. En radiofréquence, la puissance est l'unité de base pour caractériser un signal radiofréquentiel, elle est exprimée en millidécibel ou dBm. Le décibel n'est pas au sens propre une quantité physique mais un rapport de quantité physique donnée en échelle logarithmique dans un but de comparaison. Dans le cas du domaine électronique, il s'agit d'un gain donné par la relation suivante :

$$G = 10.\log\left(\frac{P_{sortie}}{P_{entrée}}\right) \qquad \textbf{3.1}$$

Le gain en décibel permet la comparaison en échelle logarithmique entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie.

La puissance en dBm a été introduite pour comparer les niveaux de puissances de façon commode, cette unité n'est pas reconnue comme étant une unité du système international, elle reste néanmoins très utilisée dans le domaine des circuits électroniques des radiofréquences.

La puissance en dBm est la puissance comparée à une puissance de 1 mW.

$$P(dBm) = 10.\log\left(\frac{P_{sortie}}{0.001}\right) \quad \textbf{3.2}$$

De la précédente formule, la puissance en watt est aisément calculable :

$$P(Watt) = 10^{\frac{P(dBm)}{10}-3} \quad \textbf{3.3}$$

2.2. Les paramètres S

Les paramètres *S*, de l'anglais Scattering Parameters, font partie d'une famille de formalisme, utilisée pour décrire le comportement de réseaux électriques linéaires en fonction des signaux d'entrée. La détermination expérimentale des paramètres *S* exige des mesures sur charges adaptées, c'est-à-dire sur une entrée et une sortie adaptée à 50 ohms, et nécessitent la mesure des ondes directes et inverses. Des analyseurs de réseaux permettent l'accès à ces grandeurs.

La figure 56 montre la matrice des paramètres *S* dans le cas d'un quadripôle, c'est-à-dire des fonctions électriques liant un port d'entrée à un port de sortie, où a_1 et a_2 représentent les ondes de puissances incidentes et b_1 et b_2 les ondes de puissances réfléchies.

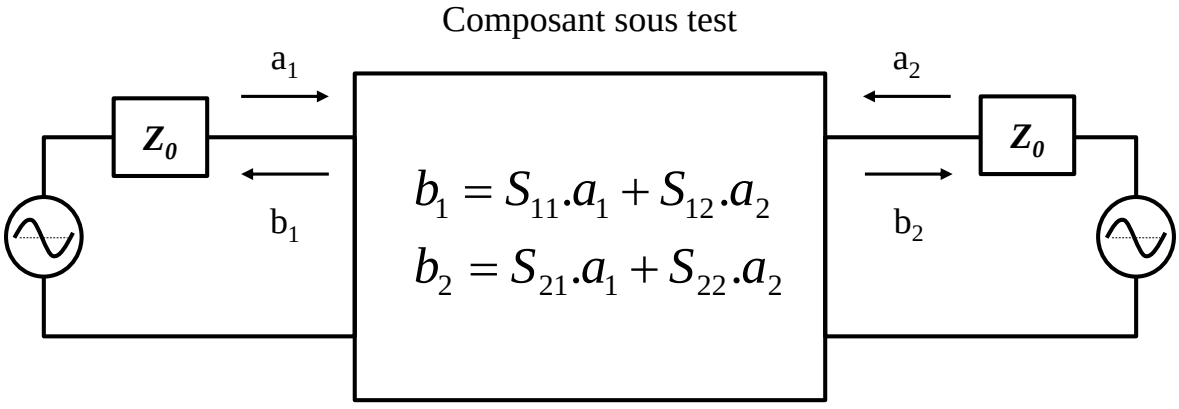


Figure 56 : Matrice S d'un quadripôle sous sollicitation radiofréquentielle

Un dispositif radiofréquence est modélisé par un ensemble de ports. Chaque port correspond à une ligne de transmission ou l'équivalent d'une ligne de transmission d'un mode propagatif d'un guide d'onde. Les paramètres *S* relient les ondes incidentes avec les ondes réfléchies par les ports du dispositif selon l'équation 3.4.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \qquad \textbf{3.4}$$

$$b_1 = S_{11}.a_1 + S_{12}.a_2$$
$$b_2 = S_{21}.a_1 + S_{22}.a_2$$

En conséquence, si $a_2 = 0$, ce qui signifie que la sortie du quadripôle est adaptée, alors $S_{11} = b_1 / a_1$ est le coefficient de réflexion vu à l'entrée et $S_{21} = b_2 / a_1$ est le coefficient de transmission de l'entrée à la sortie. De même, si $a_1 = 0$, ce qui signifie que l'entrée du quadripôle est adaptée, alors $S_{22} = b_2 / a_2$ est le coefficient de réflexion vu à la sortie et $S_{12} = b_1 / a_2$ est le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée (équation 3.5) [76].

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} \qquad S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0}$$
$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} \qquad S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} \qquad \textbf{3.5}$$

Le coefficient de réflexion S_{ii} est utile pour connaitre le niveau de puissance réfléchie qui peut perturber le fonctionnement des instruments arrières. Le coefficient de transmission $S_{ij,i\neq j}$ caractérise l'isolation ou plus précisément, le couplage inter-éléments [77].

Pour les coefficients S_{ij}, on considèrera uniquement le module dans la suite du manuscrit, et on fera abstraction du caractère vectoriel des paramètres *S*. Les paramètres *S* seront utilisés afin de juger de la bonne adaptation des motifs de tests dessinés pour la caractérisation électrothermique sous sollicitations radiofréquentielles.

2.3. L'adaptation d'impédance

L'adaptation d'impédance est nécessaire à chaque fois que deux systèmes ou circuits sont connectés, afin de transférer un maximum de puissance d'un circuit à l'autre. La norme actuelle pour l'adaptation est la valeur de 50 ohms. Les générateurs et les câbles sont adaptés 50 ohms. La valeur de 50 ohms a été fixée tout simplement car il s'agit du meilleur compromis entre la puissance transmise maximale et les pertes minimales [78].

La mesure des paramètres *S* nous donnent l'indication de l'adaptation d'un circuit fonctionnant en radiofréquence. Dans le cas de l'étude de l'auto-échauffement, il est important de minimiser le coefficient de réflexion. En effet, l'auto-échauffement apparait dans le cas où une puissance est dissipée dans le composant. Aussi, il est nécessaire que la majorité de la puissance incidente « traverse » le composant. En conséquence, nous prendrons soin d'adapter chacune de nos inductances afin d'avoir un échauffement significatif.

3. Méthodologie pour la caractérisation électrothermique en radiofréquence

Dans cette partie, la méthodologie de mesure de la température d'auto-échauffement est traitée. La problématique est de déterminer un moyen de mesurer la température d'auto-échauffement d'un motif sollicité en radiofréquence.

Dans un premier temps, la méthodologie retenue sera présentée et discutée. Le motif spécifique de mesure de la température sera ensuite présenté. Enfin le banc de mesure pour la caractérisation électrothermique en radiofréquence, sera décrit.

3.1. La méthode quatre pointes

Dans le chapitre 2 est présentée la méthodologie de mesure de température via la mesure de la variation de résistance et la connaissance du coefficient de température du métal testé. Le but est ici d'utiliser la méthodologie des quatre pointes pour déterminer la température d'auto-échauffement d'un motif soumis à un signal radiofréquentiel.

Dans leur étude, Show *et al.* appliquent un faible courant continu sur la structure sollicitée en radiofréquence, permettant la mesure directe de la variation de la résistance en fonction de la puissance incidente. Des condensateurs de part et d'autres du composant testé, découplent le signal continu du signal alternatif. Des bobines d'arrêt bloquent les signaux alternatifs et laissent passer les signaux continus permettant ainsi la mesure de la résistance électrique [54]. Cette méthode présente néanmoins l'inconvénient de devoir rajouter des composants spécifiques pour chaque motif de test.

Une mesure indirecte est plus simple à mettre en œuvre. Dans le cas d'une mesure indirecte, la mesure n'est pas réalisée directement sur la source de chaleur c'est à dire l'inductance, mais sur un motif spécifique situé dans l'environnement proche de la source de chaleur, et dont l'élévation de résistance est significative de l'auto-échauffement de l'inductance. Le motif agit alors comme une thermistance. La mesure de sa résistance peut aisément s'effectuer à l'aide de la méthode des quatre pointes. La connaissance du coefficient de température du métal permet alors le calcul de la température. La méthode de mesure indirecte par l'intermédiaire d'un motif quatre pointes a été choisie afin de caractériser l'auto-échauffement des composants en radiofréquence.

Le motif spécifique est appelé sonde de température et qualifie le motif dont l'évolution de la résistance est caractéristique de la température d'auto-échauffement. Le motif se définit comme une ligne avec quatre plots de mesures. La partie suivante traite de la détermination des caractéristiques du motif, à savoir sa position vis-à-vis de la source de chaleur et de ses dimensions.

3.2. Détermination des sondes de températures

La coupe de la technologie est donnée en figure 3 paragraphe 2.2 du chapitre 1. Le premier niveau de métallisation est en aluminium, dont la caractérisation a été vue au paragraphe 5.2 du chapitre 2. La séparation physique de l'aluminium et du cuivre au deuxième niveau de métallisation est réalisée par la première couche de diélectrique BCB d'une épaisseur de 3,5 µm. Le premier niveau de métallisation en aluminium est choisi afin de réaliser les motifs permettant la mesure de la température.

Nous nous intéressons ici à la réponse en température d'un motif d'aluminium. La résistivité de l'aluminium, de même que le coefficient de température, sont connus. La figure 57 présente le calcul de l'évolution de la résistance en fonction de la température dans le cas d'une ligne d'aluminium pour différentes largeurs de pistes.

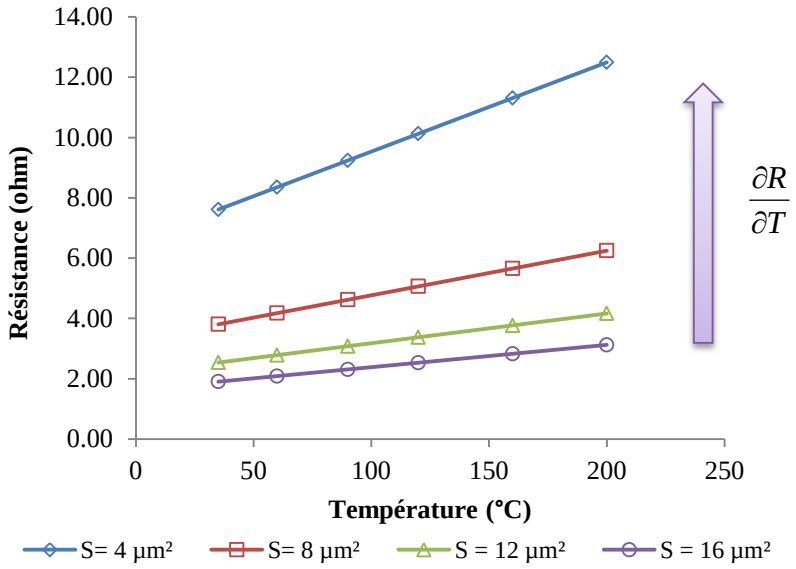


Figure 57 : Calcul de l'évolution de la résistance en fonction de la température pour différentes valeurs de sections *S* de pistes en aluminium.

Dans le but d'utiliser une ligne d'aluminium comme une sonde de température, la réponse de la résistance en fonction de la température définit la sensibilité de la mesure. La sensibilité est définie comme la variation de la résistance en fonction de la température. Etant donné l'évolution linéaire de la résistance en fonction de la température, la sensibilité est directement donnée par le coefficient directeur (équation 3.6).

$$Sensibilité = \frac{\partial R}{\partial T} \qquad \textbf{3.6}$$

La sensibilité de la résistance en fonction de la température augmente avec la résistance initiale du motif. Ainsi, plus un motif a une résistance élevée, meilleure sera sa réponse en température.

La règle de dessin dans le cas de la technologie étudiée impose un minimum en largeur de 5 µm pour une ligne d'aluminium. L'épaisseur est fixé à 0,8 µm. Dans ces conditions, la section est égale à 4 µm². Pour une ligne de 1000 µm la résistance initiale à température ambiante est d'environ 7,5 Ω (en bleu sur la figure 57). Cette valeur nous assure une bonne sensibilité pour la mesure de température, égale à 0,0296 ohm.°C^{-1}. La résolution d'un ohmmètre est en général de l'ordre du µΩ, c'est-à-dire en deçà de la sensibilité en température calculée.

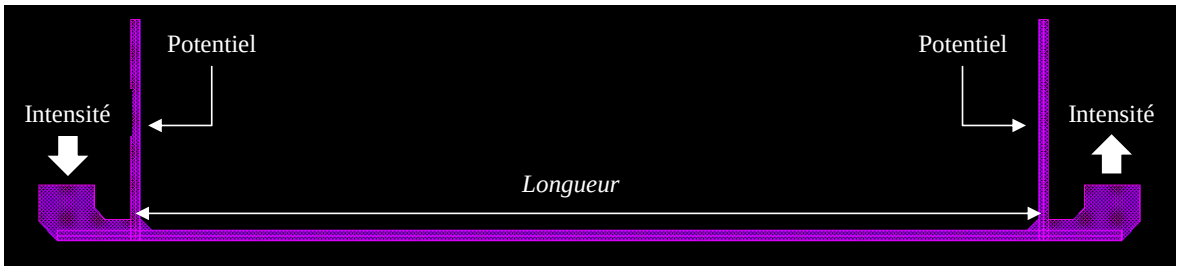


Figure 58 : Dessin schématique d'une sonde de température, en fait une piste d'aluminium placé sous l'inductance.

La figure 58 présente une ligne d'aluminium avec quatre points d'entrée et de sortie pour l'imposition du courant et la mesure de la différence de potentiel. Les inductances testées sont de dimensions variables, aussi il sera nécessaire d'adapter la longueur de la ligne d'aluminium pour chaque inductance.

Pour réaliser la mesure, un banc de test spécifique à ce type de caractérisation a été utilisé.

3.3. Banc de mesure

La caractérisation électrothermique nécessite l'imposition d'une forte puissance RF au motif à tester. Dans ces conditions, la puissance incidente peut monter jusqu'à 40 dBm soit une dizaine de Watt. Il est donc important d'avoir un banc de mesure adapté afin de ne pas endommager les appareils de test.

La figure 59 montre le schéma de la chaine d'acquisition pour un test de tenue en puissance.

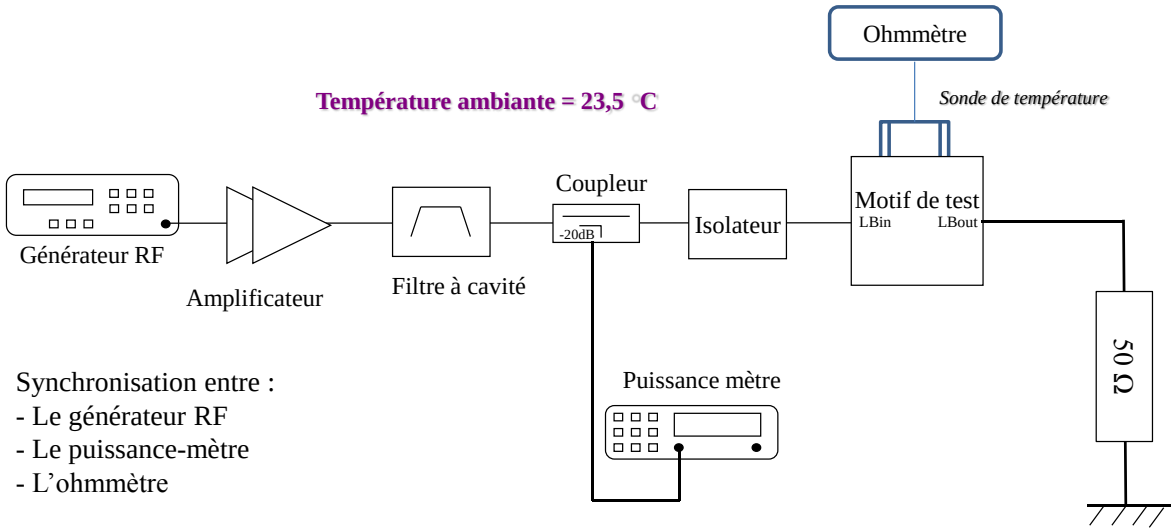


Figure 59 : Chaine d'acquisition de la mesure de température sous contrainte électrique radiofréquentielle. LBin et LBout sont respectivement les points d'entrées et de sorties du signal RF.

Le circuit possède plusieurs éléments :

- Le générateur : envoie le signal.
- L'amplificateur : amplifie le signal.
- Le filtre à cavité : sélectionne le signal à la fréquence désirée et élimine le bruit.
- Le coupleur : permet la mesure de la puissance d'entrée.
- L'isolateur : permet l'isolation et la sécurisation de la chaine de mesure au cas où le circuit testé est en circuit ouvert. Un circuit ouvert provoque une réflexion totale du signal envoyé. A 40 dBm, soit 10 W, une réflexion du signal endommagerait irrémédiablement les appareils situés en amont du motif testé.
- L'ohmmètre, couplé avec le générateur de puissance mesurera la résistance du motif d'aluminium pour chaque incrément de puissance.

La fréquence de 0,96 GHz représente la fréquence la plus utilisée concernant les applications fonctionnant à de fortes puissances. La caractérisation électrothermique s'effectuera donc pour une fréquence fixe, égale à 0,96 GHz.

La caractérisation en radiofréquence de composants sur plaquette nécessite le dessin de motifs dédiés. Dans la partie suivante, les motifs de tests vont être présentés.

4. Présentation des motifs de test

Nous avons vu que la méthodologie retenue pour la mesure de la température, est la mesure de la résistance d'un motif spécifique en aluminium dont l'élévation de la résistance est proportionnelle à l'élévation de la température de l'inductance.

Les sondes de températures ont ensuite été intégrées aux structures de tests spécifiques à la caractérisation en radiofréquence. Dans un premier temps, les structures de tests déterminées seront décrites. Des motifs pour évaluer la différence de température entre la sonde d'aluminium et l'inductance seront présentés dans une seconde partie.

4.1. Motif de test pour la caractérisation en radiofréquence

Pour la réalisation des motifs en radiofréquence, il est nécessaire :

- d'ajouter un plan de masse,
- de déterminer la valeur des capacités pour adapter les inductances à 50 ohms,
- d'intégrer les sondes de températures pour permettre la caractérisation thermique.

Le cadre de mesure, c'est-à-dire le plan de masse, est tout d'abord présenté. La détermination des valeurs de capacités est ensuite abordée. La structure globale des motifs de tests, condensateur, inductance et sonde de température, est décrite dans un dernier temps.

4.1.1. Présentation du cadre de mesure

Les structures de tests pour la mesure radiofréquentielle sur plaquette se présente sous la forme d'un cadre, avec de chaque côté, les plots de mesure pour la pose des pointes. Le dessin schématique du cadre de mesure est illustré en figure 60.

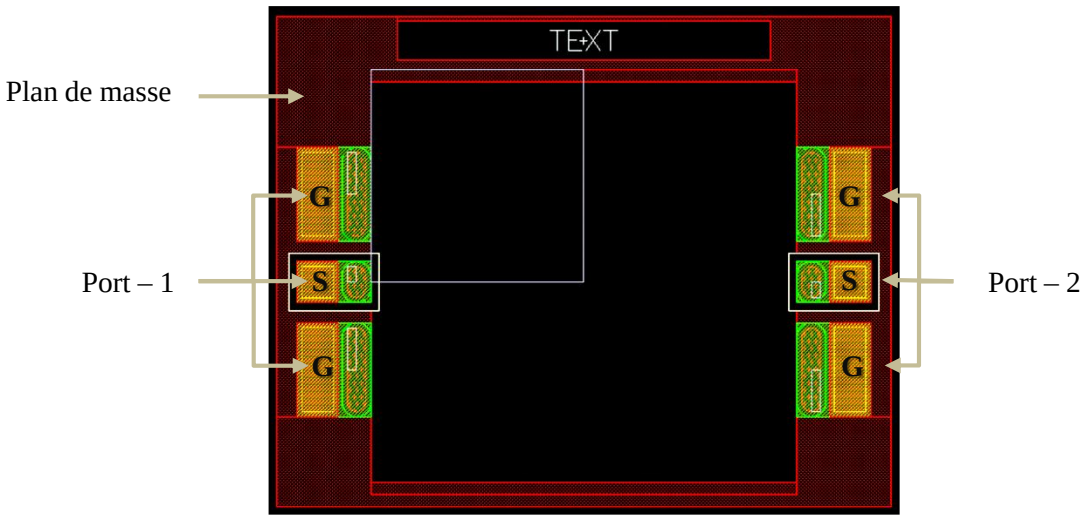


Figure 60 : Structure de test pour la mesure sous sollicitation radiofréquentielle. Les lettres S et G signifient respectivement Source et Ground.

Le cadre est le plan de masse (ground sur la figure ci-dessus), réalisé au deuxième niveau de métallisation. Le plan de masse sert de référence au signal envoyé et permet de réduire les couplages parasites ainsi que le bruit. La distance entre le motif à tester et le plan de masse est un

paramètre à fixer. Thermiquement, le plan de masse agit comme un dissipateur latéral de la chaleur, exerçant une influence sur la température moyenne du motif testé. Pour les tests de tenue en puissance, le pire cas est choisi. En conséquence, le plan de masse se situe sur tous les motifs de test dessinés, le plus loin possible du composant afin de ne pas influencer la réponse électrothermique.

4.1.2. Détermination des valeurs de capacités pour l'adaptation d'impédance

Afin que la température d'auto-échauffement soit significative, une forte puissance doit être imposée en entrée du motif testé. Une adaptation de toutes nos inductances est nécessaire afin :

- d'éviter que le signal ne soit trop fortement réfléchi,
- d'avoir une augmentation significative de la température dans le motif.

L'adaptation d'impédance à 50 ohms se réalise via la mise en série d'un condensateur dont la valeur de capacité est à déterminer. La valeur de la capacité est déterminée à partir de simulations ADS (Advanced Design System). La technologie étudiée, étant connue, des modèles comportementaux pour une large gamme de valeurs d'inductances et donc de dimensions sont implémentés dans le modèle du simulateur. Une optimisation est réalisée sur les paramètres *S* par variation de la capacité du condensateur mis en série avec l'inductance. Pour un S_{ii} minimal et un $S_{ij,i\neq j}$ maximal, la valeur de capacité est déduite. Néanmoins, lors de la conception du masque, les modèles électriques implémentés étaient limités à des largeurs inférieures à 30 µm et des rayons internes inférieures à 180 µm, dans le cas des inductances à chanfrein. Pour les inductances de grandes dimensions, les modèles ont été utilisés en extrapolation. L'adaptation d'impédance pour les inductances de largeur supérieure à 30 µm et de rayon interne supérieure à 180 µm est donc sujette à caution. Une mesure de paramètre *S* sera effectuée afin de confirmer ou infirmer si l'adaptation est correctement réalisée.

Le schéma du circuit utilisé dans le simulateur est illustré en figure 61. Quatre configurations sont testés : sans condensateur, avec condensateur C_1, avec condensateur C_2 et avec les deux condensateurs en même temps.

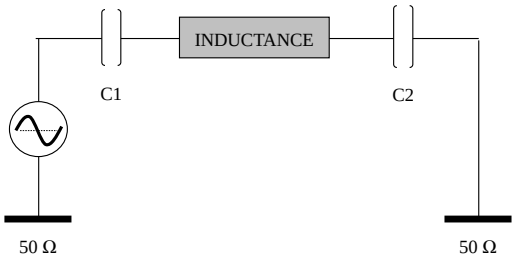


Figure 61 : Schéma électrique du circuit utilisé pour déterminer l'adaptation d'impédance dans le simulateur électronique ADS.

Les résultats des simulations sont donnés dans le tableau 38 et ce pour chaque inductance dessinée.

Tableau 38 : Dimensions, valeurs d'inductance correspondantes, et valeurs de capacités déterminées.

W (µm)	X (µm)	Y (µm)	N	Xeq (µm)	Inductance (nH)	C_1 (pF)	C_2 (pF)
10	86	86	1,5	86	0,47	/	/
10	86	86	5,5	86	6,05	/	4,8
10	86	360	1,5	223	1,61	/	/
10	86	360	5,5	223	14,65	/	1,85
10	223	223	3,5	223	6,42	/	4,49
10	360	360	1,5	360	2,98	/	12,54
10	360	360	5,5	360	24,17	/	1,3
10	360	86	1,5	223	1,61	/	/
10	360	86	5,5	223	14,65	/	1,85
30	86	223	3,5	154	4,31	7,38	/
30	223	223	1,5	223	1,40	/	4,79
30	223	223	3,5	223	6,08	/	4,79
30	223	223	5,5	223	14,90	/	1,78
30	223	86	3,5	154	4,31	7,38	/
30	223	360	3,5	291	7,86	/	3,58
30	360	223	3,5	291	7,86	/	3,55
50	86	86	1,5	86	0,52	/	/
50	86	86	5,5	86	9,38	/	2,98
50	86	360	1,5	223	1,34	/	/
50	86	360	5,5	223	15,22	/	1,78
50	223	223	3,5	223	6,16	/	4,77
50	360	360	1,5	360	2,25	/	25,29
50	360	360	5,5	360	21,06	1,23	/
50	360	86	1,5	223	1,34	/	/
50	360	86	5,5	223	15,22	/	1,78

Une fois les capacités déterminées, le dessin de chaque structure de test peut être réalisé.

4.1.3. Présentation des structures de test

La détermination des valeurs de capacités pour réaliser l'adaptation a été réalisée pour toutes les inductances de différentes dimensions. Les dimensions des inductances sont les mêmes que présentés précédemment dans le cadre du plan d'expériences exposé au chapitre 2.

Le dessin d'un motif de test pour l'inductance W30X223N55 est illustré en figure 62. Le but des motifs est de caractériser l'auto-échauffement de l'inductance seule, aussi plusieurs choix dimensionnels ont été effectués afin de maximiser la réponse thermique de l'inductance. Une largeur de 100 µm est choisie pour les pistes d'accès entre les plots de contacts et l'inductance, cela pour minimiser la résistance d'accès et donc minimiser la puissance dissipée. La transition entre les pistes d'accès et la piste de l'inductance est réalisée avec une forme dite « d'entonnoir » permettant de minimiser les gradients de température et de densité de courant [79]. Enfin, le cadre du plan de masse est placé le plus loin possible, à environ 700 µm de l'inductance afin de ne pas influencer la dissipation de la chaleur.

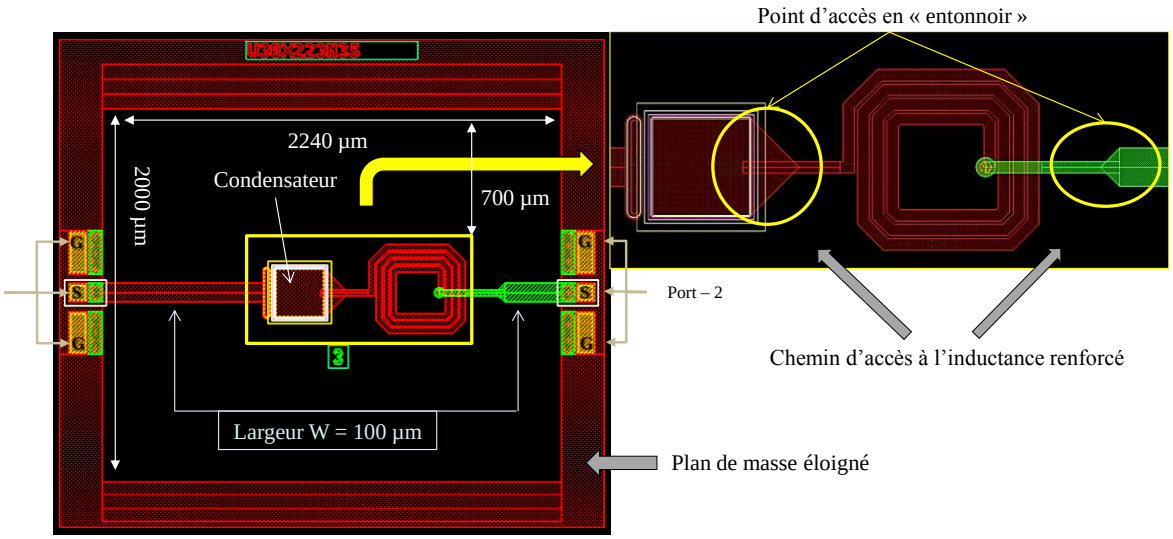


Figure 62 : Motif de test de l'inductance W30X223N35 pour la caractérisation des inductances en radiofréquence. La largeur des chemins d'accès entre les plots de mesures et l'inductance est fixée à 100 µm.

Les sondes de température sont intégrées aux motifs de tests. La figure 63 présente le dessin d'un motif de test avec la sonde de température en aluminium. La sonde de température, est reliée à quatre plots de contacts situés à la verticale du motif de test, cela pour réaliser la mesure de la résistance du motif d'aluminium en même temps que l'imposition de la puissance en radiofréquence.

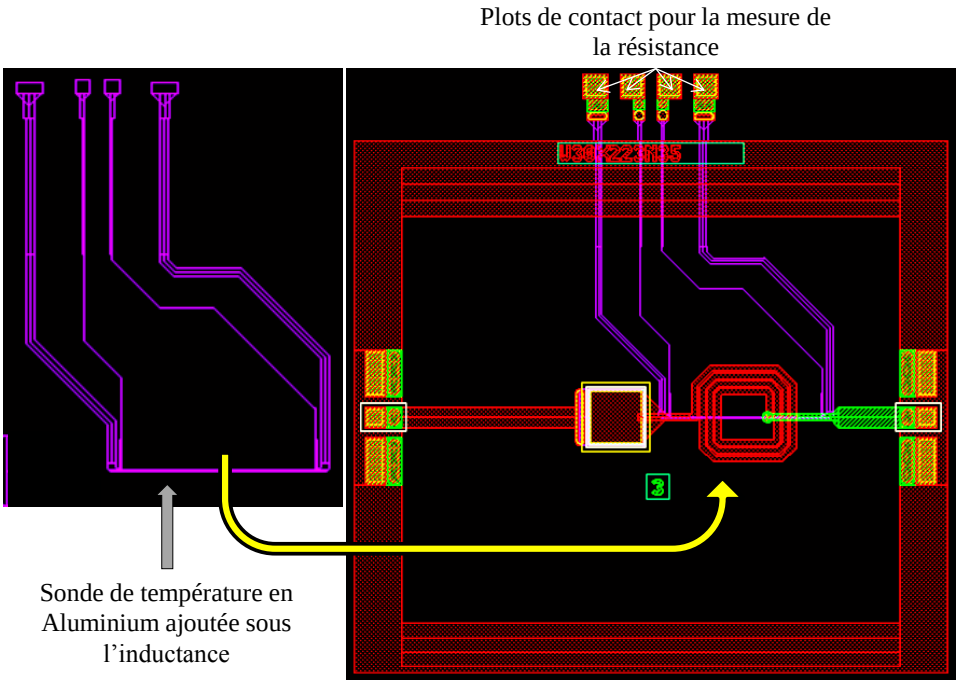


Figure 63 : Motif de test pour la mesure de l'échauffement d'une inductance en radiofréquence, ici dans le cas d'une inductance W30X223N35. Le motif en aluminium est placé sous l'inductance. Des chemins d'accès reliés à quatre plots permettent la mesure de la résistance du motif en parallèle de l'excitation radiofréquentielle.

Le motif d'aluminium nous donne accès à la température d'auto-échauffement en radiofréquence. L'aluminium se trouve au premier niveau de métallisation, l'inductance en cuivre au deuxième niveau de métallisation, une épaisseur de 3,5 µm de diélectrique sépare la sonde de température avec la source de chaleur. Dès lors, la température qui est calculée grâce à la mesure de résistance de l'aluminium ne sera pas la température réelle de l'inductance. De plus il s'agit toujours d'une mesure moyenne le long de la ligne de la température, et non maximale.

Afin d'évaluer la différence de température entre l'inductance qui est la source de chaleur et la sonde de température, des motifs spécifiques ont dessinées et intégrés au masque d'étude.

4.2. Motifs spécifiques pour déterminer la différence de température entre l'inductance et le motif d'aluminium

Des inductances pour la caractérisation sous courant continu, avec quatre plots de mesure ont été intégrées dans le masque d'étude. Sous les inductances, une sonde de température avec quatre plots de mesures a été intégrée. Ainsi, la température moyenne de l'inductance et la température moyenne du motif en aluminium est accessible. La différence des deux températures en sera déduite. Quatre inductances ont été dessinées, W10X360N55, W10X360Y86N55, W30X223N35 et W50X86N55. La figure 64 montre le dessin des quatre motifs réalisés avec en rouge l'inductance et en mauve le motif en aluminium.

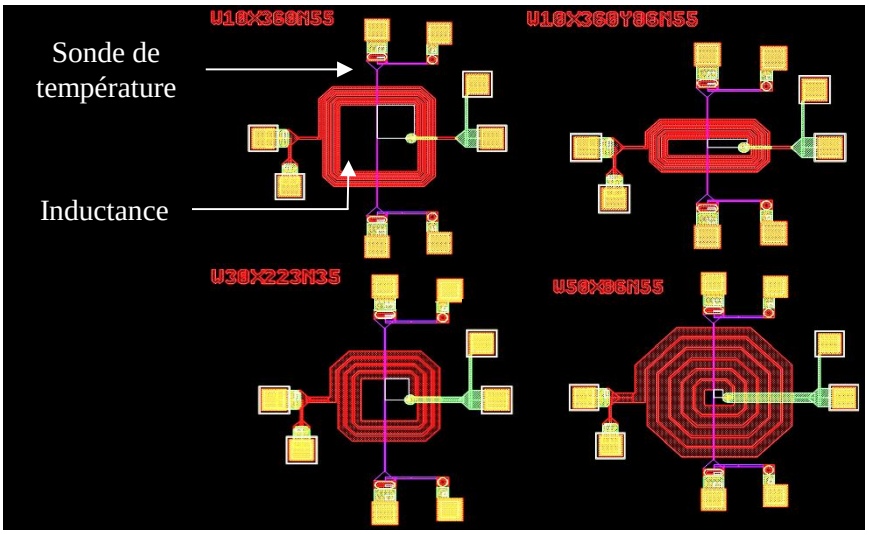


Figure 64 : Motifs dessinés pour évaluer, en DC, la différence de température réelle entre l'inductance et la piste d'aluminium.

Le motif en aluminium est intégré perpendiculairement à l'inductance, à la différence des motifs de test RF, et cela pour des raisons pratiques de mesures afin de pouvoir poser les pointes.

Les structures de tests ainsi présentés permettent la caractérisation électrothermique sous sollicitations radiofréquentielles.

5. Caractérisation électrothermique des inductances et des interconnexions en radiofréquence

Avant de procéder à la caractérisation électrothermique, plusieurs mesures préliminaires sont nécessaires. Premièrement il s'agit de connaître le coefficient de température TCR de l'aluminium afin de pouvoir calculer la température correspondante à une valeur de résistance. La caractérisation de l'aluminium a été effectuée et est présentée dans le chapitre 2. La valeur moyenne mesurée est égale à 4,5 10^{-3} $°C^{-1}$.

Deuxièmement, les paramètres *S* des motifs de tests, inductances et capacités, seront mesurés afin de vérifier que l'adaptation à 50 ohms a été correctement réalisée.

Troisièmement, la différence entre la température d'auto-échauffement de l'inductance et la température déterminée grâce au motif d'aluminium, sera évaluée, grâce aux motifs présentés précédemment.

Quatrièmement, les résultats de la caractérisation électrothermique des inductances seront présentés et analysés.

5.1. Mesures des paramètres S à 0,96 GHz

La mesure des paramètres *S* à la fréquence de test de 0,96 GHz nous permet de vérifier la bonne adaptation des circuits LC réalisés. Le paramètre S_{11}, coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée, est visualisé pour toutes les inductances à l'aide d'un abaque de Smith. L'abaque de Smith se présente sous la forme d'un disque et permet la visualisation d'une impédance. L'abaque de Smith est normalisé à 50 ohms, le centre du disque correspond à la valeur 50 ohms. Le circuit est considéré comme adapté lorsque les points sont proches de 50 ohms c'est-à-dire proches du centre de l'abaque.

La figure 65 montre la représentation des coefficients de réflexions S_{11} dans l'abaque de Smith.

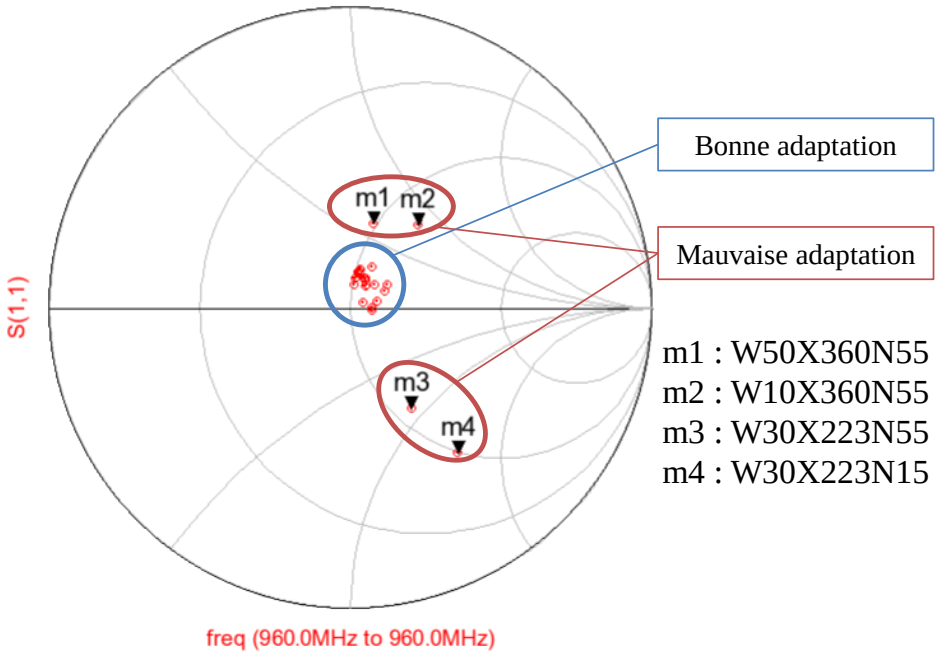


Figure 65 : Représentation des paramètres S(1,1) dans l'abaque de Smith. Le centre du cercle représente la valeur de 50 ohms, caractéristique d'une bonne adaptation. Dans notre cas, quatre inductances sont mal adaptées notées m1, m2, m3 et m4.

L'adaptation à 50 ohms est bonne pour la majorité des inductances, excepté quatre d'entre-elle : W10X360N55, W30X223N15, W30X223N55 et W50X360N55. La cause de cette mauvaise adaptation est à imputer à l'utilisation en extrapolation des modèles comportementaux lors de la détermination des valeurs de capacités pour l'adaptation d'impédance. Concrètement, cela signifie que pour les inductances citées, les résultats devront être pris avec précaution, la puissance mesurée à l'entrée n'étant pas la puissance que « voit » réellement le motif sous test.

5.2. Evaluation de la différence de température entre la sonde et le motif sous test

Quatre inductances, W10X360N55, W10X360Y86N55, W30X223N35 et W50X86N55 ont été testées afin d'évaluer la différence de température entre la sonde d'aluminium au premier niveau de métallisation et le motif situé au deuxième niveau de métallisation. La mesure est effectuée à l'aide de huit pointes, quatre pointes pour le test de l'inductance, quatre pour la mesure de la température grâce à la sonde en aluminium, comme cela est illustré en figure 66.

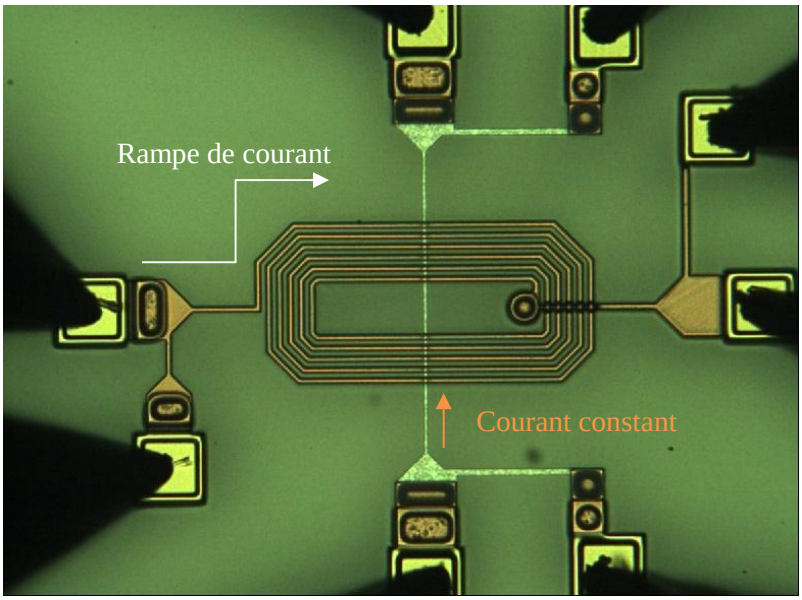


Figure 66 : Représentation du test de l'inductance W10X360Y86N55 avec une sonde d'aluminium W5L500M1, afin d'évaluer la différence de température entre l'inductance et le motif d'aluminium.

L'inductance est sollicitée par une rampe de courant continue et s'échauffe. La sonde de température est alimentée par un faible courant et seule la différence de potentiel varie en fonction de la température. Pour chaque incrément de courant imposé à l'inductance, la résistance de la sonde d'aluminium est mesurée.

La figure 67 montre l'évolution de la température de l'inductance et de la sonde en fonction du courant imposé à l'inductance, pour le motif W10X360N55.

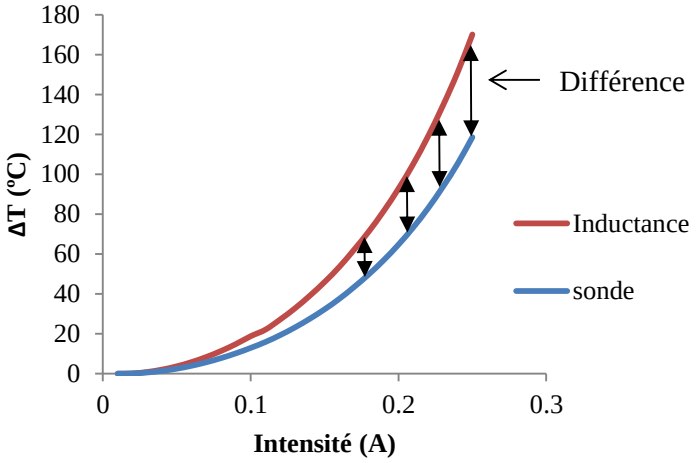


Figure 67 : Température d'auto-échauffement de l'inductance W10X360N55 comparée à la température mesurée par le motif d'aluminium, en fonction du courant imposé à l'inductance. La différence augmente lorsque le courant augmente.

Il est clair que la sonde de température ne donne pas la température moyenne réelle de l'inductance. Une différence est présente. L'écart n'est pas constant mais augmente avec la température de l'inductance. La différence est quantifiée en représentant la température d'auto-échauffement de l'inductance en fonction de la température d'auto-échauffement donnée par la sonde. Les résultats pour chaque inductance sont donnés en figure 68.

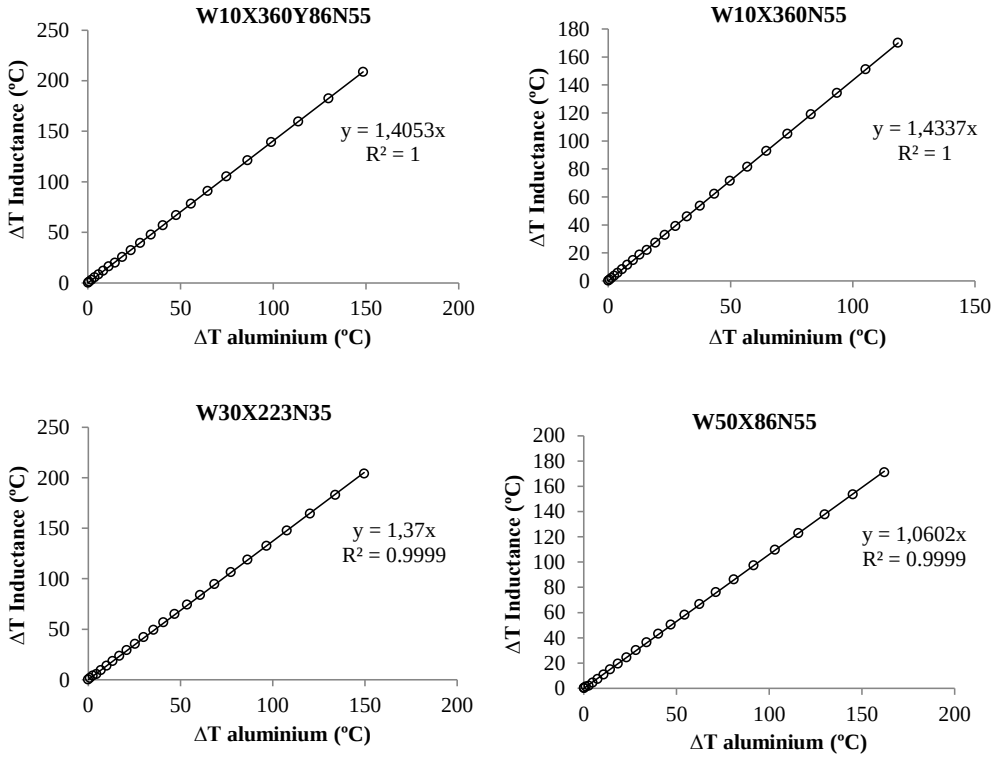


Figure 68 : Représentation de l'auto-échauffement de l'inductance en fonction de la différence de température mesurée par la sonde d'aluminium pour les quatre inductances W10X360N55, W10X360Y86N55, W30X223N35 et W50X86N55.

Une corrélation linéaire est clairement visible dans chacun des quatre cas.

$$\Delta T_{Inductance} = a \times \Delta T_{Aluminium} \qquad 3.7$$

La proportionnalité des deux températures se démontre par une analyse thermique. Le système peut se décrire comme un pont diviseur de température, avec deux résistances thermiques mises en série, avec R_{th1} la résistance thermique entre l'inductance et le motif d'aluminium, et R_{th2} la résistance thermique entre le motif d'aluminium et le porte substrat. La somme des deux résistances thermiques donne la résistance thermique équivalente R_{theq}, égale à la résistance thermique de l'inductance, dépendante des dimensions de cette dernière. La figure 69 décrit le système thermique de l'inductance et du motif d'aluminium.

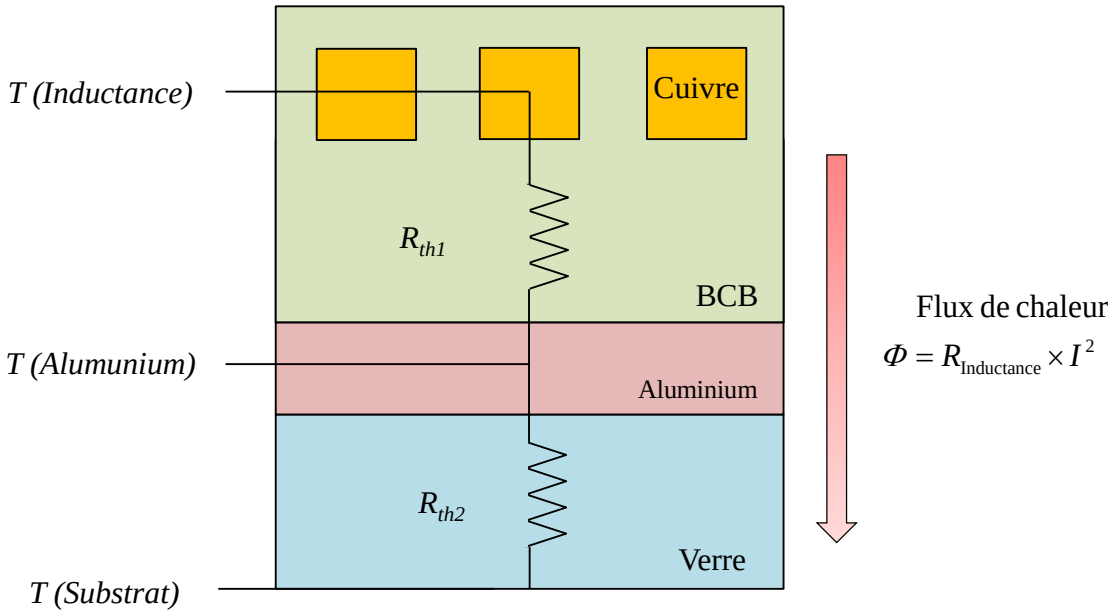


Figure 69 : Coupe schématique d'un motif de test et le réseau de résistance thermique associé. Le flux thermique est égal à la puissance dissipée dans l'inductance.

Si l'on applique la formule du pont diviseur pour l'expression de la température de la sonde en aluminium en fonction de la température de l'inductance, on a :

$$\Delta T_{\text{Aluminium}} = T_{\text{Aluminium}} - T_{\text{Substrat}} = \frac{R_{th2}}{R_{th1} + R_{th2}} \times \Delta T_{\text{Inductance}}$$

$$\Delta T_{\text{Inductance}} = \frac{R_{th1} + R_{th2}}{R_{th2}} \times \Delta T_{\text{Aluminium}}$$

$$\Delta T_{\text{Inductance}} = \frac{R_{theq}}{R_{theq} - R_{th1}} \times \Delta T_{\text{Aluminium}}$$

$$\Delta T_{\text{Inductance}} = a \times \Delta T_{\text{Aluminium}}$$

Pour l'inductance W10X360N55, la résistance thermique équivalente R_{theq} est égale à 615°C/W. La résistance thermique R_{th1} peut être calculée en traçant l'évolution de la différence de température entre l'inductance et le motif d'aluminium, en fonction de la puissance dissipée, dans le cas du motif W10X360N55. La résistance thermique entre l'inductance et le motif d'aluminium est égale à 186°C/W. Ainsi le coefficient de proportionnalité peut être calculé.

$$R_{theq} = 615 \quad °C/W \quad R_{th1} = 186 \quad °C/W$$

$$\Delta T_{\text{Inductance}} = \frac{R_{theq}}{R_{theq} - R_{th1}} \times \Delta T_{\text{Aluminium}}$$

$$a = \frac{R_{theq}}{R_{theq} - R_{th1}} = \frac{615}{615 - 186} = \frac{615}{428}$$

$$a = 1{,}435$$

Le coefficient calculé pour l'inductance W10X360N55 est quasiment égal au coefficient déterminé en figure 68. La proportionnalité des deux températures est donc démontrée.

Le coefficient *a* est calculé pour chaque inductance et reporté dans le tableau 39.

Tableau 39 : Coefficient de proportionnalité et de corrélation entre la différence de température de l'inductance et la différence de température mesurée par le motif d'aluminium pour les quatre motifs testés.

	W10X360N55	W10X360Y86N55	W30X223N35	W50X86N55
a	1,43	1,41	1,37	1,06
R^2	1	1	0,9999	0,9999

La valeur du coefficient de proportionnalité est à peu près le même pour les inductances W10 et W30, environ égal à 1,4. En revanche il est presque égal à 1 pour l'inductance W50X86N55. De par ses caractéristiques dimensionnelles, le rapport entre la surface occupée par le cuivre et la surface non occupée est beaucoup plus grand pour l'inductance W50X86N55, comme cela est visible sur la figure 70.

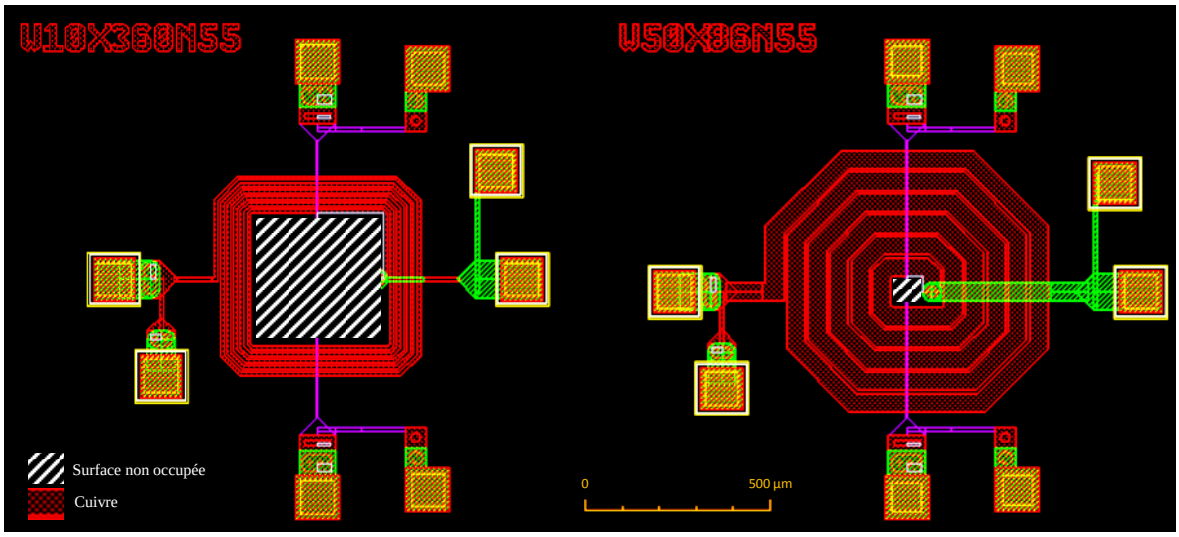


Figure 70 : Dessin des inductances W10X360N55 et W50X86N55. Visuellement, la surface non occupée par l'inductance W50X86N55 est moins importante que pour W10X360N55.

La surface d'occupation d'une inductance dépend surtout de la valeur du rayon interne, et du nombre de tours. Une inductance avec un faible rayon interne et un grand nombre de tours aura moins de zones inoccupées. Intuitivement, la température de la sonde sera plus précise pour un motif dont la surface occupée par le cuivre est grande. Afin de confirmer cette hypothèse, une simulation électrothermique DC a été réalisée pour le motif W10X360N55 et le motif W50X86N55. Dans les deux cas, le motif d'aluminium situé sous l'inductance est de même dimension, avec une largeur de 5 µm et une longueur de 750 µm.

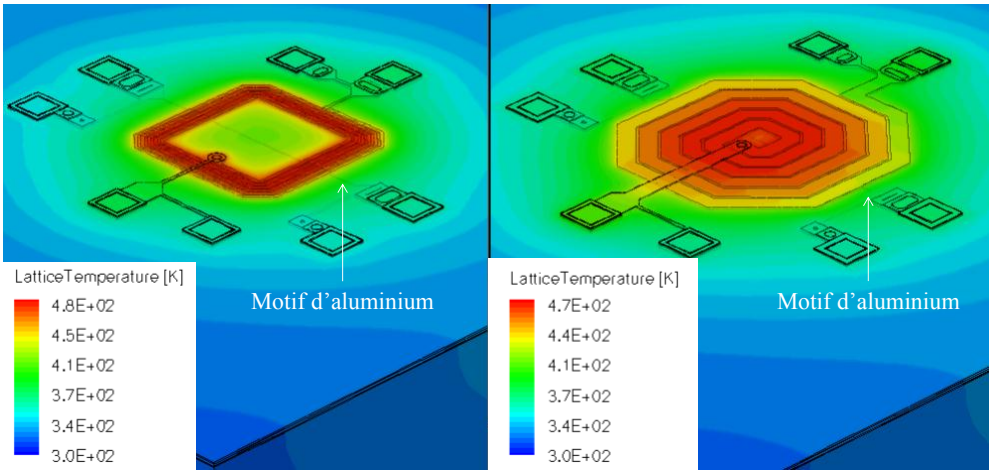


Figure 71 : Simulation des inductances W10X360N55 et W50X86N55. Dans les deux cas, une température d'environ 480 K (207 °C) est atteinte.

La distribution de température dans le motif d'aluminium est relevée dans les deux cas et est donnée en figure 72, avec en bleu le profil de température de la piste d'aluminium relatif à l'inductance W10X360N55, et en rouge celui relatif à l'inductance W50X86N55.

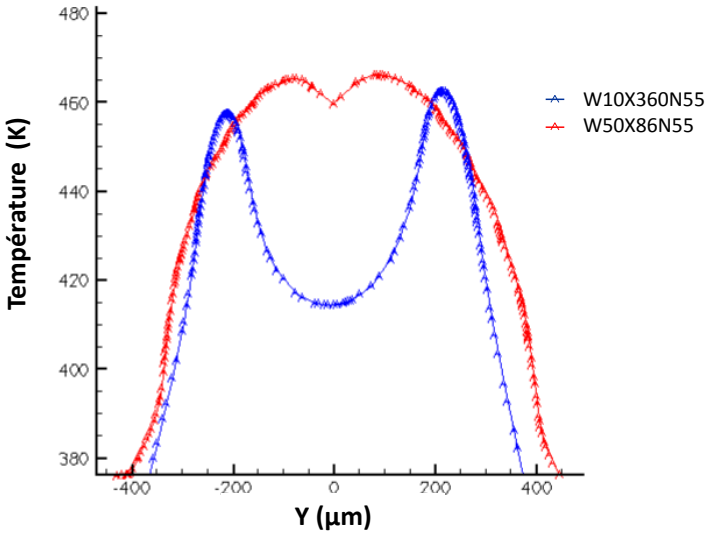


Figure 72 : Distribution de la température dans les motifs d'aluminium, situé sous l'inductance W10X360N55 en bleu, et sous l'inductance W50X86N55 en rouge.

Du fait de la géométrie de l'inductance, le profil de température n'est pas le même pour chaque motif. La mesure de température donnée par le motif d'aluminium est une température moyenne et est conditionné par le profil de température dans la piste d'aluminium. Pour l'inductance W10X360N55 (en bleu), deux pics de températures sont visibles, correspondants aux spires de parts et d'autres du centre de l'inductance. Le rayon interne de l'inductance W50X86N55, de 86 µm, couplé à la grande largeur de la piste implique un profil de température plus proche de la valeur de température de l'inductance, rendant la mesure de la sonde d'aluminium plus juste. Le tableau 40 présente la comparaison entre la température d'auto-échauffement de l'inductance et la température d'auto-échauffement donnée par le motif d'aluminium. Un écart relatif de 26 % est trouvée pour l'inductance W10X360N55 et 2,2 % pour l'inductance W50X86N55.

Tableau 40 : Valeur de la température d'auto-échauffement de l'inductance et de la sonde de température. La différence est effectivement beaucoup moins importante pour l'inductance W50X86N55.

	W10X360N55	W50X86N55
ΔT inductance (°C)	165,0	148,6
ΔT aluminium (°C)	121,3	145,2
Différence relative (%)	26,5	2,2

La dépendance de la température donnée par le motif en aluminium en fonction de la géométrie de l'inductance pose le problème du coefficient correctif à appliquer. Dans l'idéal, le coefficient correctif devrait être déterminé au cas par cas, pour chaque géométrie d'inductance. En pratique nous allons considérer que la température déterminée par la sonde d'aluminium est la température réelle de l'inductance pour des rayons internes égal à X = 86 µm et de nombre de tours

égal à N = 5,5 (équation 3.8). Pour les autres dimensions, le coefficient de correction égal à 1,4 sera appliqué à la température mesurée (équation 3.9).

$$T_{Inductance} = T_{Sonde} \text{ W = variable, X = 86 µm et N = 5,5} \quad \textbf{3.8}$$

$$T_{Inductance} = 1{,}4 \times T_{Sonde} \text{ Pour W = variable, X > 86 µm et N < 5,5} \quad \textbf{3.9}$$

Il s'agit là d'une approximation simplificatrice rendue nécessaire pour le nombre de motifs et donc de résultats à traiter.

Enfin, l'influence du motif d'aluminium sur la réponse électrothermique de l'inductance a également été évaluée. Les caractérisations électrothermiques des inductances avec motif d'aluminium ont été comparées aux caractérisations sans motif d'aluminium. Pour l'inductance W10X360N55, la température est respectivement de 150°C et 145°C à 0,24 A, soit 6°C de différence. La résistance thermique est égale respectivement à 614 °C/W et 605 °C/W soit 1,5 % de différence. Nous pouvons donc conclure sur la faible influence du motif d'aluminium sur le comportement électrothermique de l'inductance.

5.3. Mesure de la température d'auto-échauffement sous puissance radiofréquentielle

Les motifs sont testés en puissance RF. Un programme de mesure a été conçu dans le but d'automatiser la mesure pour plusieurs valeurs de puissance incidente. Une rampe de puissance est appliquée aux motifs de test via des pointes spécifiques aux tests en radiofréquence. Les pointes utilisées pour l'envoi des signaux radiofréquences sont limitées en termes de puissance. En accord avec les spécifications du fournisseur, une puissance maximale de 41 dBm soit 12,5 W est respectée pour les tests, afin de ne pas endommager les pointes. Les tests s'effectuent jusqu'à cette puissance ou jusqu'à destruction du motif.

La mesure de la résistance du motif d'aluminium est réalisée cinq secondes après l'imposition de la puissance, afin de garantir l'état stationnaire de la température. Une fois la mesure effectuée, la puissance est incrémentée.

En sortie de la mesure, nous avons donc accès à la température mesurée en fonction de la puissance incidente dans le dispositif.

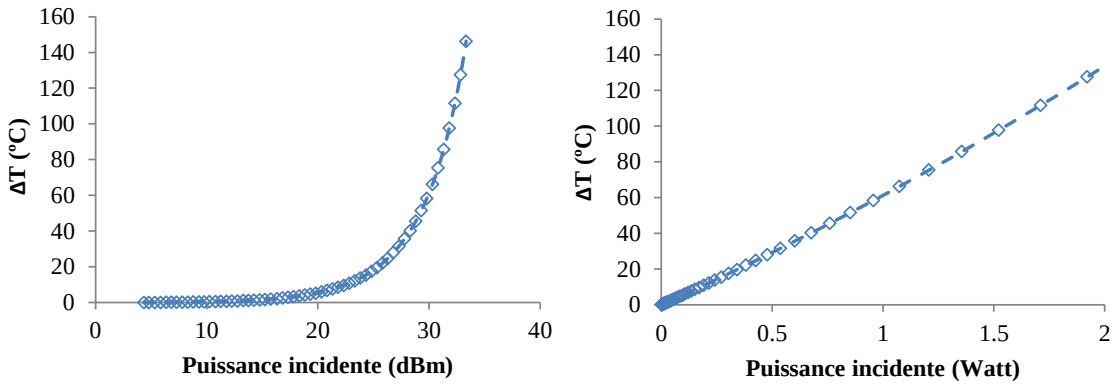


Figure 73 : Evolution de la température d'auto-échauffement, mesurée par la sonde en aluminium, de l'inductance W10X86Y360N55 en fonction de la puissance incidente donnée en dBm (à gauche) et en Watt (à droite).

La figure 73 présente les courbes pour l'inductance W10X86Y360N55 de la variation de la température en fonction de la puissance, en dBm et en Watt. En dBm, la température augmente rapidement à partir de 25 dBm, ceci est dû à l'expression logarithmique de la puissance en dBm. Lorsque la puissance est exprimée en Watt, la variation de la température est quasiment linéaire en fonction de la puissance.

La caractérisation électrothermique a été réalisée sur l'ensemble des motifs de tests. La mesure n'étant pas automatisé, la mesure n'a pu s'effectuer que sur un motif par dimension.

Une fois l'ensemble des inductances caractérisées, les résultats ont été comparés aux caractérisations effectuées sous sollicitations continues présentées dans le cadre du chapitre 2.

5.4. Comparaison avec le régime continu

La comparaison avec le régime continu pose le problème de la variable à choisir. Dans le cas du régime continu, la température est représentée, soit en fonction de l'intensité du courant, soit en fonction de la puissance dissipée. En radiofréquence, nous avons seulement accès à la puissance incidente en Watt. La figure 74 compare la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée en régime continu et de la puissance incidente en régime radiofréquentiel, pour trois inductances W10X223N35, W30X360Y223N35 et W50X360Y86N55.

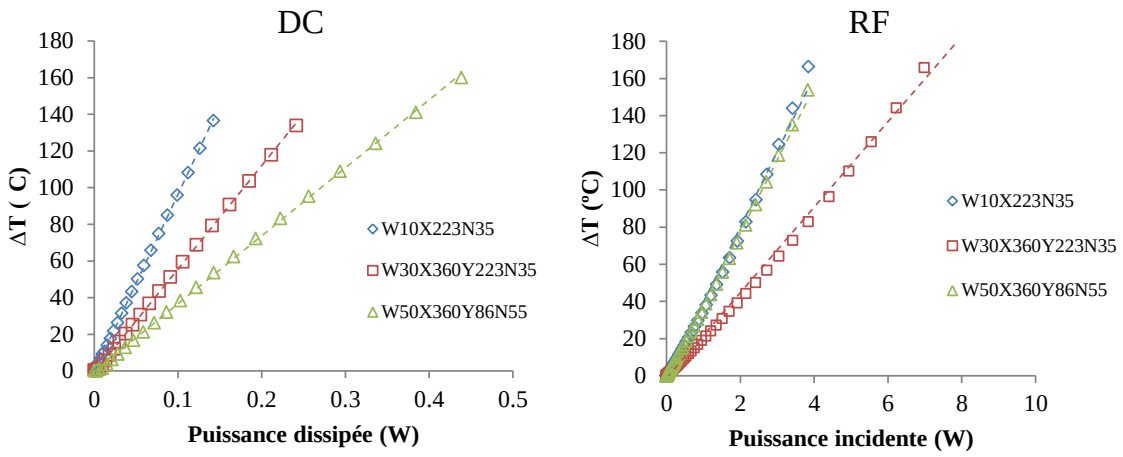


Figure 74 : Comparaison de l'auto-échauffement en fonction de la puissance dissipée en DC (à gauche) et de l'auto-échauffement en fonction de la puissance incidente en RF (à droite).

Sur la figure 74, la température d'auto-échauffement en fonction de la puissance incidente en régime radiofréquentiel du motif W30X360Y223N35 (en rouge) est inférieure à celle du motif W50X360Y86N55 (en vert), et ce, contrairement à ce qui est observé en régime continu. La puissance dissipée calculée en régime continu, est de l'ordre de la centaine de milliWatt, en radiofréquence, la puissance d'entrée de l'ordre de quelques Watts. En fait, les deux puissances ne sont pas comparables car de natures différentes. En régime continu, il s'agit de la puissance dissipée, caractéristique des pertes par effet Joule. En radiofréquence, la puissance incidente est la puissance totale envoyée au motif, incluant donc la puissance transmise et les pertes. Or, seules les pertes par effet Joule contribuent à l'augmentation de la température d'auto-échauffement. La comparaison est, dès lors, délicate.

Afin de pouvoir comparer l'auto-échauffement entre le régime continu et le régime radiofréquentiel, il est nécessaire d'avoir un paramètre commun aux deux régimes.

Lorsque l'auto-échauffement sous régime alternatif est étudié, la valeur efficace de l'intensité ou I_{RMS} est considérée comme l'équivalent de l'intensité en courant continu [52, 80]. Hunter utilise la formule de Schafft [41] avec la valeur I_{RMS} afin de déterminer les courants maximaux admissibles sous sollicitation électrique alternative [46, 47]. Dans ce cas, l'hypothèse d'un état stationnaire de la température d'auto-échauffement est effectuée. L'hypothèse de l'état stationnaire peut dans notre cas être réalisée du fait de la fréquence du signal, de 960 MHz, bien plus grand que l'inverse de la constante de temps thermique du système, de l'ordre de quelques MHz [80].

Dans le cas des radiofréquences, parler d'intensité du courant n'a pas réellement de sens. Il s'agit plutôt d'une distribution d'intensité, qui peut être variable, le long de la piste conductrice. Néanmoins, en première approximation, la valeur de l'intensité efficace est choisie afin de comparer l'auto-échauffement en régime radiofréquentiel avec l'auto-échauffement en régime continu.

La valeur I_{RMS} est égale à la valeur d'intensité maximum divisée par √2. Dans notre cas, nous cherchons à connaitre la valeur de l'intensité efficace en fonction du niveau de puissance imposé à l'entrée des motifs de test, et ce pour pouvoir relier chaque valeur de température d'auto-échauffement mesurée à une valeur d'intensité efficace.

Afin de connaitre la valeur d'intensité I_{RMS} moyenne une simulation ADS a été effectuée pour chaque motif de test. Pour chaque niveau de puissance imposée, la valeur efficace de l'intensité est relevée ce qui permet de tracer l'évolution de la température d'auto-échauffement mesurée par la sonde en fonction de la valeur efficace de l'intensité.

La figure 75 montre la comparaison entre la température d'auto-échauffement en fonction du courant I_{RMS} obtenu sous sollicitation radiofréquentielle et la température d'auto-échauffement en fonction du courant continu, pour six inductances de différentes dimensions W10X223N35, W10X360N15, W10X360Y86N55, W30X223N35, W50X86Y360N15 et W50X360Y86N55.

La comparaison brute entre l'auto-échauffement RF en fonction de la valeur efficace du courant et l'auto-échauffement en fonction du courant continu donne des résultats inégaux. L'écart observé est quasiment égal à 150°C pour l'inductance W50X360Y86N55 à 0,2 A. Toutes les températures d'auto-échauffement sous régime radiofréquence sont plus importantes que les températures d'auto-échauffement sous régime continu. En première conclusion, cela signifie qu'un phénomène ou un paramètre supplémentaire, non présent en régime continu, accroit l'auto-échauffement en radiofréquence.

Dans le chapitre 1, au paragraphe 3.2.2 nous avons vu que la résistance augmente avec la fréquence. L'accroissement de résistance est dû à une utilisation partielle du conducteur par le courant. Le courant n'a plus une répartition homogène mais à tendance à se localiser vers la périphérie du conducteur. Ce phénomène est appelé effet de peau ou parfois effet Kelvin [81]. De ce fait, à haute fréquence, tout se passe comme si la résistance effective en courant alternatif était supérieure à la résistance réelle en courant continu. L'augmentation de la résistance effective augmente la puissance dissipée par effet Joule et augmente donc l'échauffement.

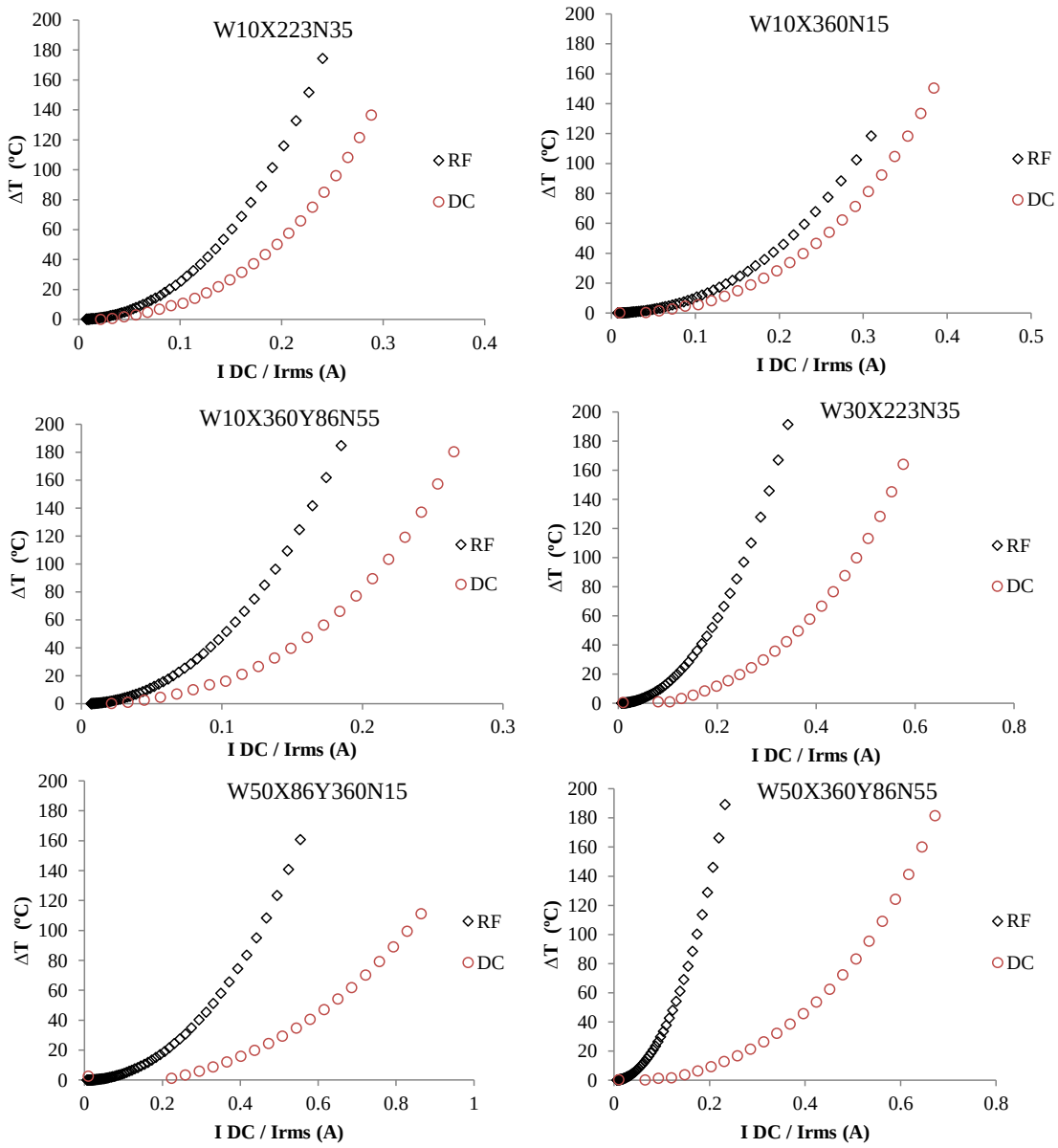


Figure 75 : Comparaison de l'auto-échauffement sous sollicitations RF en fonction de la valeur efficace de l'intensité et les caractérisations réalisées sous sollicitations électriques continues pour différentes dimensions d'inductances.

Le problème se résume en fait à déterminer une méthode de calcul de la puissance dissipée en radiofréquence. Une simulation numérique prenant en compte les phénomènes électromagnétiques est à même de calculer la puissance effectivement dissipée au sein de la piste en cuivre.

Un simulateur prenant en compte les effets électromagnétiques et thermiques n'étant pas disponible, une méthodologie manuelle a été mise en œuvre. Un simulateur électromagnétique a été utilisé afin de simuler l'application d'une puissance RF sur une ligne de transmission et un simulateur électrothermique a ensuite été utilisé afin de calculer l'auto-échauffement correspondant.

6. Modélisation électro-magnéto-thermique

Dans cette partie, une simulation électromagnétique couplée à une simulation électrothermique a été effectuée. Le but est de retrouver les résultats expérimentaux. Le motif étudié est dans ce cas une ligne de transmission, plus simple à modéliser.

Dans un premier temps, la méthodologie de couplage faible, entre le simulateur électromagnétique et électrothermique est décrite, ainsi que les résultats. Dans un deuxième temps nous verrons le résultat après convergence et la comparaison avec la caractérisation expérimentale.

6.1. Méthodologie

La simulation électromagnétique est effectuée à partir de l'outil de simulation HFSS, acronyme de High Frequency Structural Simulator et permet la simulation des structures électroniques sollicitées avec des signaux radiofréquentiels. Néanmoins, HFSS ne prend pas en compte les phénomènes thermiques. Il est donc nécessaire d'utiliser, séparément, un simulateur électrothermique. L'outil Sdevice de Sentaurus, présenté au chapitre 2 permet le calcul électrothermique. Le but est donc de coupler ces deux simulateurs.

L'auto-échauffement en radiofréquence par des outils de simulation a déjà été étudié.

Ribas *et al.* dans leur étude sur le comportement thermique et mécanique d'inductances planaires suspendues, utilisent un simulateur thermique aux éléments finis afin de visualiser la distribution de température le long de la spire. Du fait du caractère qualitatif de l'étude, aucune corrélation n'est effectuée entre la puissance dissipée en radiofréquence et la puissance dissipée en simulation [59]. En revanche dans leur étude sur le comportement thermique d'un composant capacitif MEMS fonctionnant en radiofréquence, Rizk *et al.* calculent la puissance dissipée en radiofréquence et l'injecte dans l'équation de la chaleur en régime stationnaire afin de déterminer la température d'auto-échauffement du composant. Rizk *et al.* soulignent que le paramètre important à calculer est la puissance dissipée totale [82]. Enfin, Jensen *et al.*, dans leur étude électrothermique d'un composant RF MEMS, couplent un simulateur électromagnétique avec un simulateur thermique. La simulation des deux phénomènes s'effectue en plusieurs itérations obtenant une convergence au bout de trois itérations [83].

La littérature confirme ainsi que le résultat à prendre en considération est la puissance dissipée en radiofréquence. A partir de ce résultat, l'augmentation de température correspondante peut être calculée par un simulateur thermique. Dans chacun des cas, la simulation thermique est réalisée dans le cas stationnaire, la période du signal radiofréquentiel étant bien supérieure à la constante de temps thermique du système microélectronique.

Nous utiliserons donc le simulateur électromagnétique afin de calculer la puissance dissipée dans la ligne de transmission. Ce résultat sera ensuite injectée dans le simulateur thermique pour

calculer l'auto-échauffement correspondant, et cela jusqu'à atteindre la convergence sur la température.

Une première simulation est effectuée sous HFSS, avec comme paramètre initial, la résistivité du cuivre à température ambiante, la puissance incidente et la fréquence du signal. En sortie, la puissance dissipée et la résistance sont relevées. La puissance dissipée est calculée en intégrant les pertes dans le volume, en utilisant le théorème de Poynting sur le bilan des puissances.

$$\underbrace{\frac{d}{dt}\int_V dv\left(\frac{1}{2}\mu\left|\vec{H}\right|^2+\frac{1}{2}\varepsilon\left|\vec{E}\right|^2\right)}_{\text{Changement de l'énergie totale par unité de temps}}=\underbrace{-\int_V dv\vec{E}\cdot\vec{j}}_{\text{Pertes dues à l'effet Joule}}\underbrace{-\oint_A dA\vec{n}\cdot(\vec{E}\times\vec{H})}_{\text{Puissance transportée à travers A}} \qquad \textbf{3.10}$$

Avec V le volume, H le champ magnétique, μ la perméabilité magnétique, E le champ électrique, ε la constante diélectrique j la densité de courant et A la section.

La puissance dissipée extraite est donc une puissance moyenne, du fait de l'intégration dans le volume. Le but de la simulation est ici de retrouver les résultats expérimentaux, qui se basent sur une mesure moyenne de la température d'auto-échauffement, ce qui justifie ce calcul.

Ces deux valeurs, résistance électrique et puissance dissipée, permettent alors le calcul de la résistivité effective $\rho_{effective}$, et de la tension U, à appliquer dans la simulation électrothermique.

La résistivité effective est calculée, afin de prendre en compte dans la simulation électrothermique l'augmentation de la résistance avec la fréquence. La tension est calculée afin de définir la condition électrique. Le but est d'obtenir la même valeur de puissance dissipée déterminée par le simulateur électromagnétique.

$$\rho_{effective} = R.\frac{W.E}{L} \qquad \textbf{3.11}$$

$$U = \sqrt{P.R} \qquad \textbf{3.12}$$

Avec W et E, la largeur et l'épaisseur de la ligne, respectivement égal à 10 et 6 µm, R et P sont, la résistance électrique et la puissance dissipée, issues de la simulation électromagnétique. Les valeurs de résistivité effective et de la tension sont ensuite implémentées dans le modèle électrothermique de Sdevice. Après simulation, une valeur de température T est atteinte. La valeur de température est ensuite utilisée afin de calculée la valeur de résistivité correspondante. La nouvelle valeur de résistivité est ensuite implémentée dans le modèle du simulateur HFSS, qui permet d'obtenir de nouvelles valeurs de puissance dissipée et de résistance, et ainsi de suite. La boucle est effectuée tant que la convergence sur la température n'est pas atteinte. Le schéma de la méthodologie est présentée en figure 76.

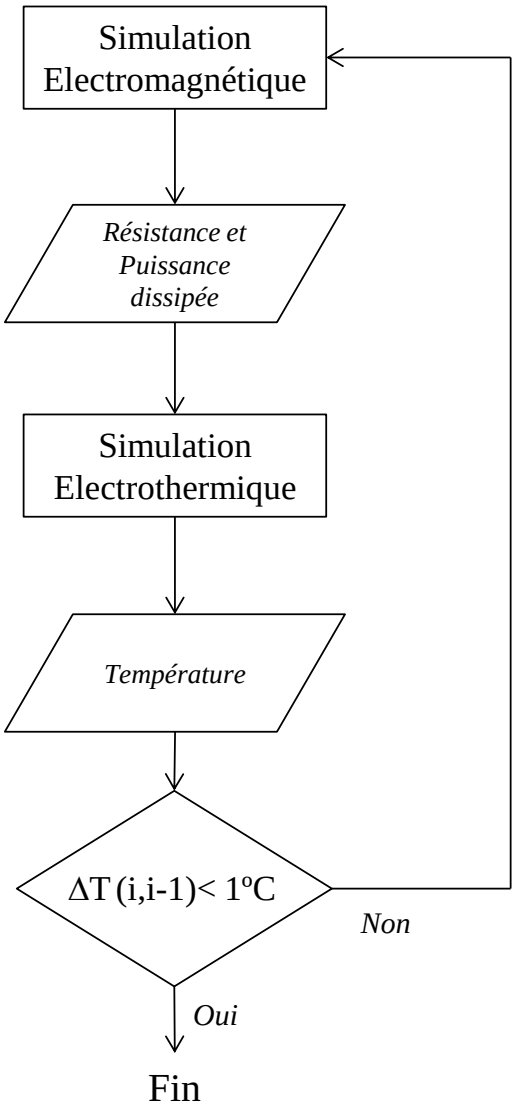


Figure 76 : Méthodologie de couplage faible entre le simulateur hyperfréquence HFSS et le simulateur electrothermique Sdevice.

La méthodologie ainsi présentée est appelée méthodologie par couplage faible, au sens que chaque phénomène, électromagnétique d'une part et thermique de l'autre est calculé séparément et de manière indépendante. Le couplage faible s'oppose au couplage fort c'est-à-dire à une résolution en temps réel des équations couplées des deux phénomènes. Dans notre cas, le couplage n'est pas effectué automatiquement et nécessite que l'utilisateur gère chaque itération avant d'atteindre la convergence.

La méthodologie est appliquée sur un motif simple, à savoir un guide d'onde et ce, afin de simplifier le problème et diminuer les temps de calculs des simulateurs utilisés. Dans un premier temps, les résultats de la caractérisation sont présentés, la première itération du couplage est ensuite expliquée avec la présentation d'une simulation électromagnétique et électrothermique. Enfin les résultats après convergence sont présentés et comparés avec les résultats de la caractérisation.

Afin de pouvoir comparer les résultats de simulation, une caractérisation électrothermique expérimentale d'une ligne de transmission sollicitée en radiofréquence, a été effectuée.

6.2. Caractérisation expérimentale

Un guide d'onde en cuivre a été conçu au deuxième niveau de métallisation de 6 µm d'épaisseur. La sonde d'aluminium est située au niveau inférieur, et est reliée à quatre plots de mesures qui permettent la mesure de la température. La ligne a une largeur de 10 µm et une longueur de 1250 µm. Le dessin du motif est illustré en figure 77.

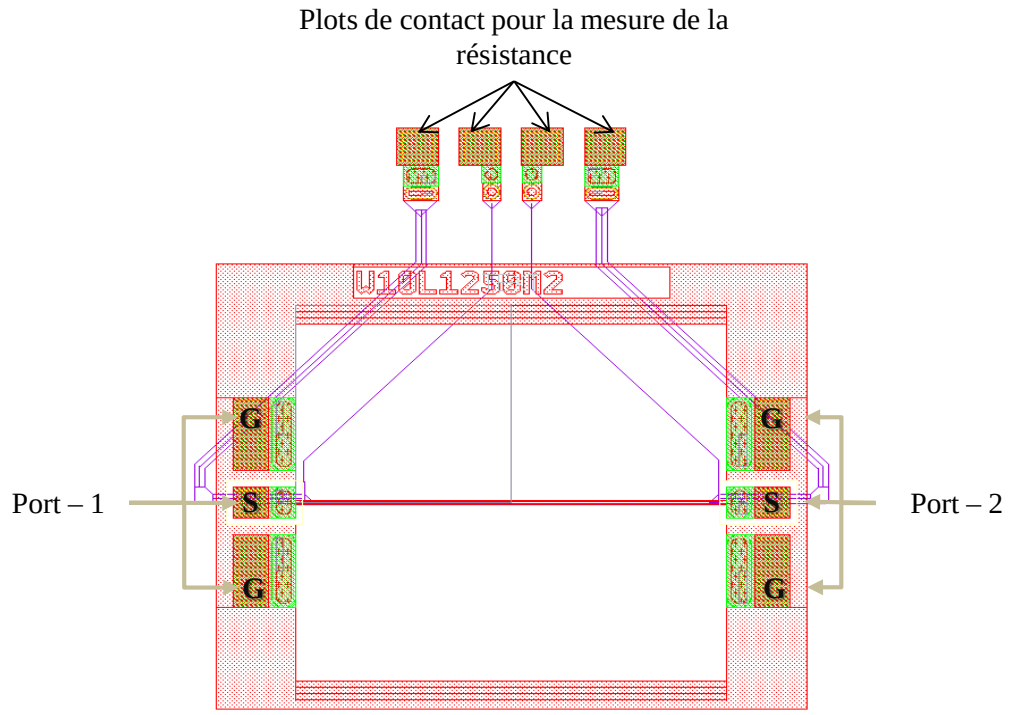


Figure 77 : Guide d'onde de 10 µm de largeur et 1250 µm de longueur réalisé au deuxième niveau de métallisation, c'est-à-dire avec du cuivre de 6 µm d'épaisseur. Un motif d'aluminium est situé en vis-à-vis de la ligne afin de mesurer la température d'auto-échauffement de la ligne de cuivre.

La ligne de transmission, noté W10L1250, a été sollicitée avec une puissance radiofréquence. La mesure de température a été effectuée avec la sonde quatre pointes d'aluminium située directement sous le motif. Le coefficient de correction a été déterminé par une simulation électrothermique avec l'ajout d'une ligne d'aluminium sous la ligne de cuivre. Le coefficient de correction calculée est égal à 1,37.

Expérimentalement, une température d'auto-échauffement de 163,6°C est mesurée. La température de la ligne de cuivre est donc égale à 163,6°C x 1,37 = 222°C. La température mesurée et corrigée, en fonction de la puissance incidente, est donnée en figure 78.

De la caractérisation, la température maximale atteinte et la puissance incidente correspondante sont relevées, respectivement 222°C à 11,23 W. La valeur de 11,23 W est implémentée dans les conditions de simulations de HFSS.

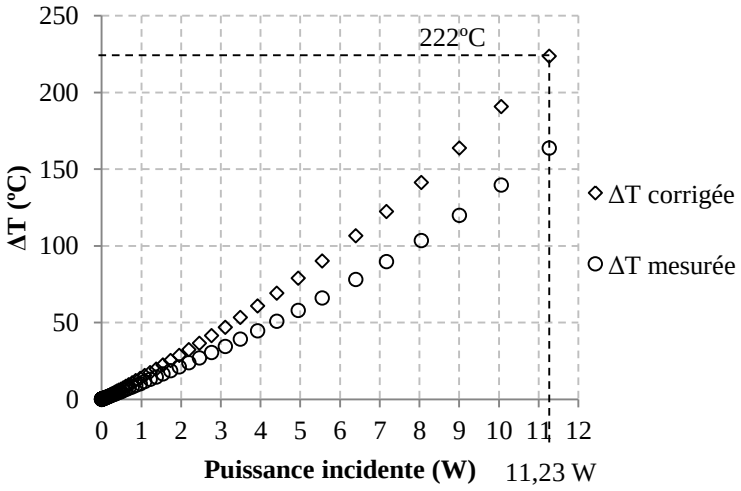


Figure 78 : Caractérisation de l'auto-échauffement de la ligne W10L1250M2 en fonction de la puissance incidente. A 11,23 W, la température mesurée par la sonde d'aluminium atteint 222°C.

6.3. Simulation électromagnétique sous HFSS

Le modèle électromagnétique utilisé est basé sur les équations de Maxwell de la propagation des ondes électromagnétiques.

Afin de créer la structure à simuler, l'outil VLE2HFSS est utilisé. VLE2HFSS est un outil informatique développé par le service CAD du site STMicrolectronics de Tours et permet d'intégrer HFSS dans l'outil de conception Cadence. L'utilisateur définit au préalable les contacts électriques, appelés ports et le plan de masse. Le maillage est géré de façon automatique par le logiciel [84]. Pour effectuer la simulation électromagnétique, plusieurs simplifications sont effectuées. Le motif d'aluminium est retiré, les plots de contacts également, le signal étant appliqué directement sur le niveau de cuivre. La figure 79 présente le motif W10L1250 simulé.

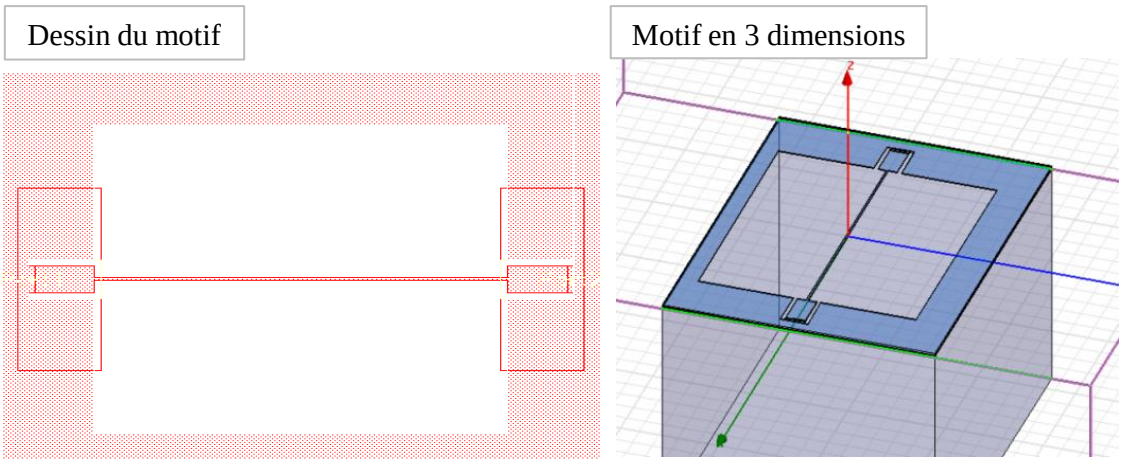


Figure 79 : Motif expérimental et simplifié pour la simulation sous HFSS. Le motif en aluminium est retiré. Les plots de contact de parts et d'autres de la ligne sont également enlevés, afin d'alléger le temps de calcul.

A l'état initial, la résistivité à température ambiante est implémentée dans les paramètres de modélisation. Une simulation est effectuée pour une puissance incidente de 11,23 W et à une fréquence de 0,96 GHz. En sortie, la résistance série R_S et la puissance dissipée, par l'intégration des pertes dans le volume, sont relevées.

A la première simulation le simulateur donne une résistance égale à 0,612 ohm et une puissance dissipée de 0,12059 W.

6.4. Simulation électrothermique sous Sdevice

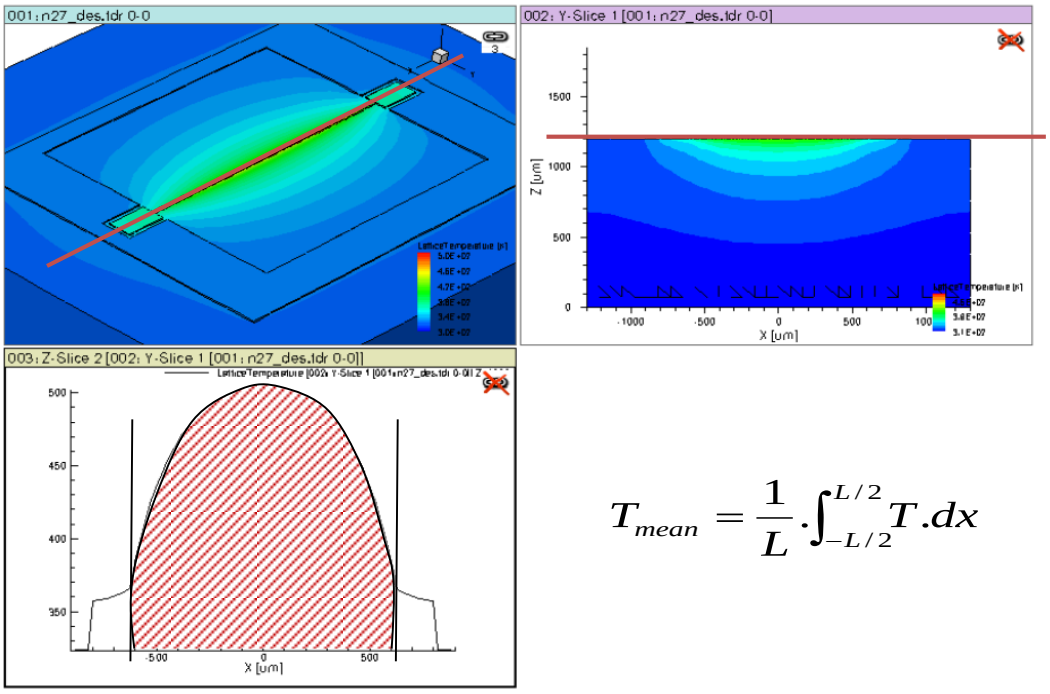
La puissance dissipée ainsi déterminée est ensuite injectée dans le simulateur électrothermique Sdevice. Pour avoir la même puissance dissipée, la résistivité du cuivre est calculée afin d'avoir la même valeur de résistance que la valeur déterminée sous HFSS et ainsi prendre en compte la variation de la résistance avec la fréquence. La valeur de la résistivité effective est déterminée par la formule 3.11 et est dans ce cas, indépendante de la température.

$$\rho_{effective} = R.\frac{W.E}{L} = 0{,}612.\frac{10\times 6\times 10^{-12}}{1250\times 10^{-6}} = 3{,}1219\times 10^{-8}\, ohm.m$$

La tension continue à appliquer, afin d'obtenir la même puissance dissipée relevée sous HFSS est calculée par la formule 3.12.

$$U = \sqrt{P.R} = \sqrt{0{,}612\times 0{,}12059} = 0{,}279 \;\; V$$

Les valeurs calculées sont implémentées dans la simulation électrothermique. Les autres paramètres, paramètres physiques des matériaux et conditions aux limites, sont les mêmes que ceux déterminés au chapitre 2.



$$T_{mean} = \frac{1}{L}.\int_{-L/2}^{L/2} T.dx$$

Figure 80 : Méthode d'extraction de la température moyenne de la piste en cuivre dans le simulateur électrothermique.

La figure 80 montre le résultat de la simulation électrothermique. La température moyenne de la ligne de cuivre est calculée en intégrant la distribution de température selon la longueur de la ligne de cuivre.

$$T_{moyen} = \frac{1}{L}\int_{-L/2}^{L/2} T(x).dx \qquad \textbf{3.13}$$

L est la longueur de la ligne de cuivre, soit 1250 µm. A la première simulation, la température relevée est égale à 151,84 °C.

A ce stade, une première itération a été effectuée. La deuxième itération s'effectue par l'implémentation d'une nouvelle résistivité à la température calculée par le simulateur électrothermique soit :

$$\rho = \rho_0 \times (TCR_0 \times T + 1) = 1{,}63.10^{-8}(4{,}2.10^{-3} \times 151{,}84 + 1) = 2{,}6695.10^{-8}\, ohm.m$$

La résistivité calculée est ensuite implémentée dans la simulation HFSS afin de lancer la deuxième itération jusqu'à atteindre la convergence.

6.5. Résultats après convergence

La figure 81 montre les résultats de la valeur de résistance, de puissance dissipée et de températures extraites en fonction du nombre d'itérations. La convergence est atteinte entre la

cinquième itération et sixième itération avec une différence de température entre la cinquième et sixième itération égale à 0,42 °C.

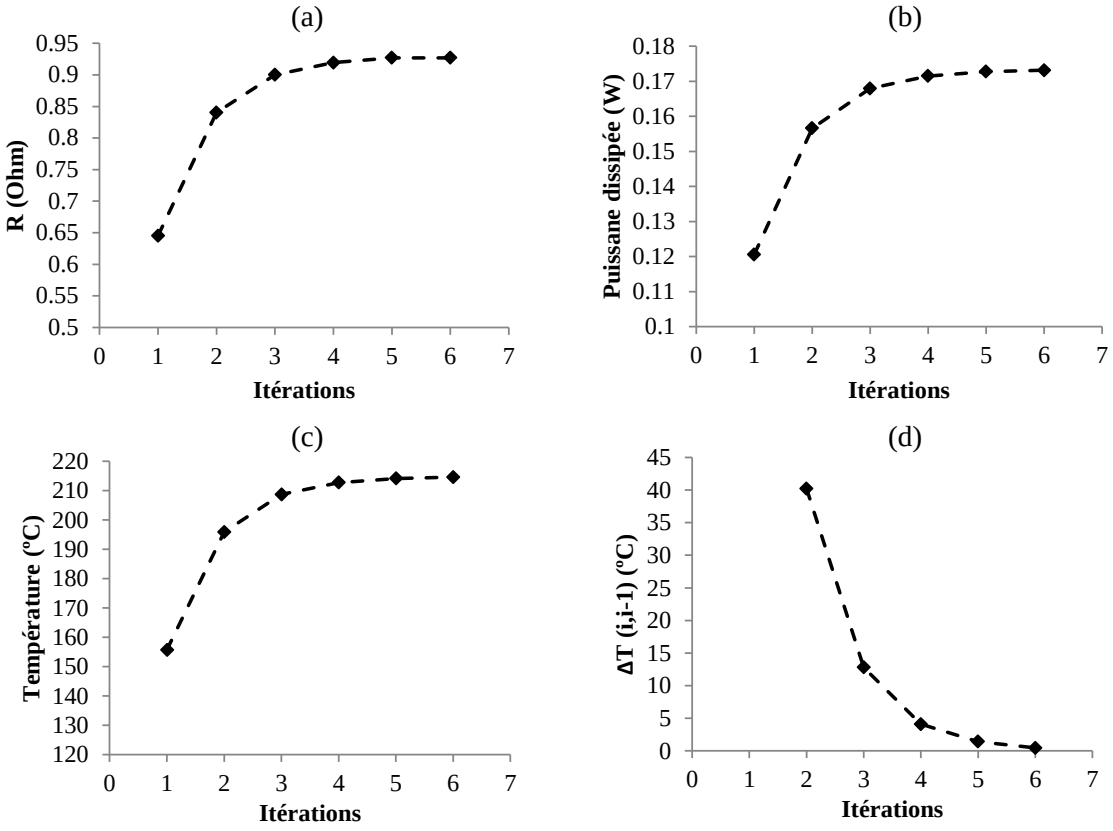


Figure 81 : Valeurs de résistance électrique (a), de puissance dissipée (b), de températures (c) et de la convergence de la température (d), en fonction du nombre d'itération. La convergence est atteinte à la sixième itération avec une différence de 0,42 °C atteinte entre l'itération n°5 et l'itération n°6.

Le tableau 41 présente les valeurs numériques des différents paramètres à la sixième itération.

Tableau 41 : Paramètres relevés à la sixième itération.

Itération n°6	
R (ohm)	0,927
Puissance dissipée (W)	0,173
Température (°C)	214,6
ΔT (i, i-1) (°C)	0,42

La valeur finale de la température est égale à 214,6°C, soit une température d'auto-échauffement de 214,6 – 23,5 = 191,5 °C. La valeur de la puissance dissipée est égale à 0,173 W soit 1,5 % de la puissance incidente. La température déterminée par la simulation est comparée au résultat de la caractérisation, donnés en figure 82. Le modèle du simulateur a été calibré (chapitre

2, paragraphe 6) pour les tests en plaquette, rendant possible la comparaison de la température d'auto-échauffement simulé et la température mesurée.

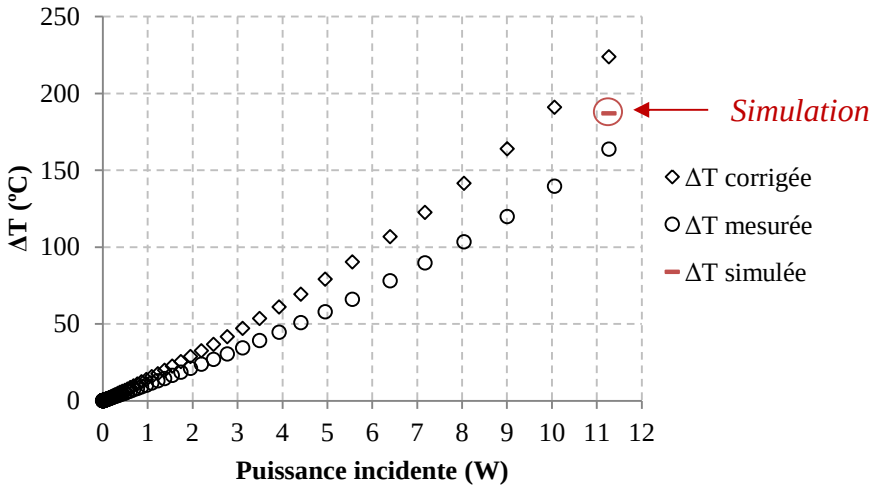


Figure 82 : Comparaison entre le résultat de simulation 191,5 °C et la réponse expérimentale 222°C. Un écart de 15% est obtenu.

Expérimentalement, 222°C est obtenue contre 191,5°C en simulation, soit un écart relatif de 15%, ce qui confirme la cohérence du résultat de simulation.

Une simulation électromagnétique d'une ligne de cuivre soumise à une puissance radiofréquence a été effectuée. De cette simulation, qui ne prend pas en compte l'augmentation de la température, une puissance dissipée ainsi que la valeur de la résistance ohmique ont été extraites. Ces valeurs ont ensuite été injectées dans une simulation électrothermique pour les mêmes conditions de résistance ohmique et de puissance dissipée. Au bout de six itérations, la convergence sur la valeur de température est obtenue. La température d'auto-échauffement ainsi calculée en simulation est comparée à la température expérimentale. Une différence de 15 % est obtenue, ce qui peut être considéré comme un bon résultat. A ce stade, un couplage Electro-magnéto-thermique a été réalisé avec des résultats comparables entre la simulation et l'expérience.

Pour les motifs de type inductance, la simulation électromagnétique est possible. En revanche la simulation électrothermique devient problématique. En effet, les motifs ont été adaptés par l'ajout d'un condensateur. Dans la simulation électrothermique, la puissance dissipée relevée dans HFSS est imposée avec le calcul de la tension et de la résistance équivalente. En régime continu, un condensateur bloque le courant et aucune puissance n'est dissipée dans les motifs conducteurs. Néanmoins, une solution existe, consistant à exporter une cartographie de la puissance dissipée en radiofréquence, vers un simulateur purement thermique afin de s'affranchir de ce problème. Une exportation des fichiers de résultats d'un simulateur, vers un autre, suppose une compatibilité et une communication entre les deux types de simulateur utilisés. En l'état, un tel

outil n'est pas disponible sur le site de STMicroelectronics, et ce type de simulation n'a pas pu être effectué.

7. Conclusion

L'auto-échauffement en régime radiofréquentiel a été étudié dans le but de prédire les phénomènes thermiques dans les composants radiofréquences.

Une méthodologie de mesure de la température d'auto-échauffement de structures soumises à des contraintes radiofréquentielles a été développée permettant la caractérisation électrothermique des inductances.

La comparaison des résultats entre les caractérisations DC et RF montre que l'auto-échauffement en radiofréquence est plus important qu'en régime continu. En effet, en radiofréquence le phénomène d'effet de peau doit être pris en compte. L'effet de peau augmente la résistance électrique effective du motif sollicité, ce qui accroit la puissance dissipée et donc l'auto-échauffement.

C'est pourquoi, un couplage électro-magnéto-thermique a été réalisé sur une ligne de transmission afin de prendre en compte les phénomènes électromagnétiques d'une part et les phénomènes thermiques d'autre part. Le résultat de simulation donne un écart relatif comparé à l'expérience de 15%. La simulation des deux phénomènes pris en compte séparément donne donc de bons résultats de modélisation.

Ce chapitre a ainsi montré la faisabilité de la simulation électromagnétique et thermique par couplage faible comme une preuve de concept, qui permettra le développement d'un outil plus complexe, non disponible au moment de ces travaux, prenant en charge l'automatisation du couplage entre le simulateur électromagnétique et thermique. De plus, le développement de cet outil pourra s'appuyer sur les caractérisations et la méthodologie de mesure de l'auto-échauffement en radiofréquence, déterminées au cours de ce chapitre.

Conclusion générale

L'électromigration et l'auto-échauffement sont deux phénomènes majeurs étudiés en fiabilité des pistes d'interconnexions de type Cu / low-k. Le risque à l'électromigration est à relier avec les dimensions technologiques des pistes. Nous avons montré, par une étude bibliographique, que le risque à l'électromigration pour le cuivre de la technologie étudiée est minime. Deux raisons nous ont conduits à éliminer l'électromigration comme risque pour la technologie :

- Au vu des dimensions, la densité de courant maximale reste faible, au maximum 3 à 4 mA/µm². Le risque à l'électromigration est à considérer pour de plus fortes densités de courant, aux environs de 10 mA/µm².
- L'application finale de la technologie est le domaine des radiofréquences, soit une sollicitation alternative du signal électrique. La littérature montre que le risque à l'électromigration est beaucoup plus faible que dans le cas d'une sollicitation en courant continu, voire inexistant.

En revanche, l'auto-échauffement devient problématique. Les fortes épaisseurs assurent une faible densité de courant mais les pistes sont néanmoins sollicitées par une importante intensité de courant, propice à l'auto-échauffement. Le tableau 42 montre, pour une même densité de courant, le calcul de l'intensité, la température d'auto-échauffement et la puissance dissipée, pour deux pistes de cuivre de différentes sections, 24 et 120 µm².

Tableau 42 : Intensité, température d'auto-échauffement et puissance dissipée calculés pour deux pistes de différentes sections sollicitées par une même densité de courant de 5 mA/µm²

Section	Densité de courant *J* (mA/µm²)	Intensité *I* (A)	ΔT (°C)	Puissance dissipée *P* (W)
24 µm²	5	0,134	21	0,017
120 µm²	5	0,67	111	0,109

A densité de courant constante, la température d'auto-échauffement est plus grande pour une piste de forte section. En effet, le courant et donc la puissance dissipée sont plus importants lorsque la section de la piste augmente. Pour les fortes épaisseurs et largeurs, l'auto-échauffement devient alors le facteur limitant.

La problématique de l'auto-échauffement sous sollicitation électrique continue a fait l'objet d'une étude approfondie dans le chapitre 2. Au travers de simulations numériques aux éléments finis, nous avons montré que la nature des matériaux, et particulièrement la valeur des conductivités thermiques, l'épaisseur des couches technologiques, et les dimensions du composant, influent sur la réponse thermique. La figure 83 illustre les différents paramètres influents. Le tableau 43 montre la liste des paramètres à prendre en compte, et leurs effets sur la température d'auto-échauffement.

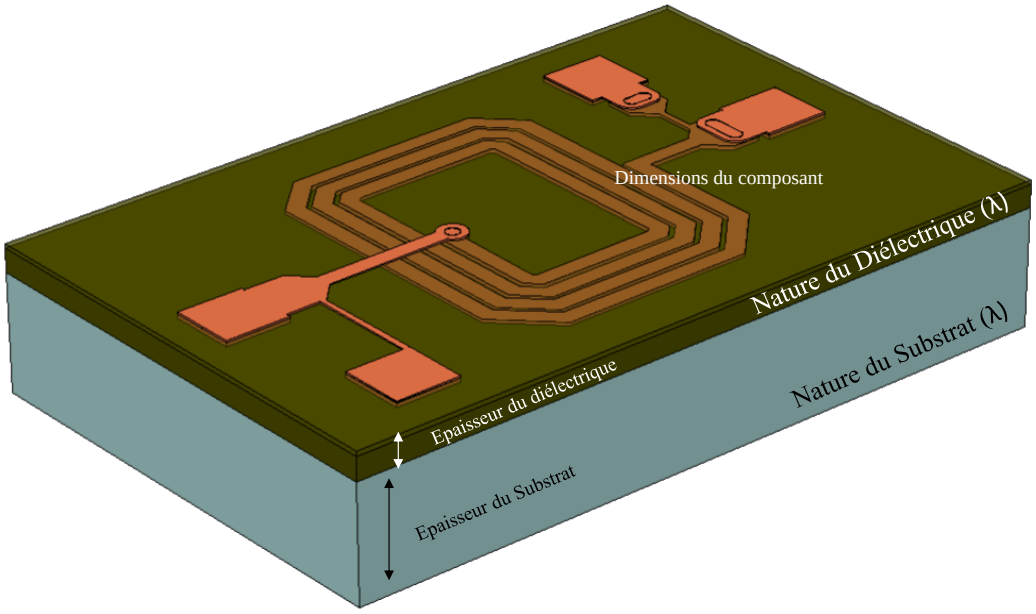


Figure 83 : Paramètres à prendre en compte pour la gestion du risque thermique. La nature des matériaux et particulièrement le paramètre de la conductivité thermique λ est à prendre en compte ainsi que leurs épaisseurs associées. Les dimensions du composant, qui est dans le cas du problème thermique, la source de chaleur, conditionne également l'auto-échauffement. Tous ces paramètres ont un impact sur la résistance thermique et donc sur la dissipation de la chaleur.

Tableau 43 : Effet des différents paramètres technologiques sur la température d'auto-échauffement d'un motif microélectronique.

Paramètres	Effet sur la température d'auto-échauffement
Conductivité thermique du substrat ↑	↓
Conductivité thermique du diélectrique ↑	↓
Epaisseur du substrat ↑	↑
Epaisseur du diélectrique ↑	↑
Dimensions du composant ↑	variable

A technologie constante, seules les dimensions du composant influent sur la réponse électrothermique. Les caractérisations de la température en fonction de l'intensité et de la puissance dissipée ont permis de déterminer plusieurs modèles de résistances thermiques et résistances électriques permettant le calcul de la température d'auto-échauffement d'un motif en fonction de ses dimensions.

Le tableau 44 montre l'impact des dimensions sur la résistance thermique, la résistance électrique et la température d'auto-échauffement d'un motif de type interconnexion ou inductance. Lorsque la longueur varie, la résistance thermique et la résistance électrique varie de façon opposée. Ces deux variations sont à prendre en compte afin de prédire la température d'auto-échauffement d'un composant en fonction de ses dimensions.

Tableau 44 : Effet des paramètres dimensionnels du composant pour une intensité de courant constante, sur la valeur de la résistance thermique, résistance électrique et température d'auto-échauffement. Dans le cas d'une inductance, les rayons internes X&Y et le nombre tours affectent tous deux la valeur de la longueur totale de la spire.

Dimensions		**Résistance thermique**	**Résistance électrique**	**Température d'auto-échauffement**
Largeur W ↑	Largeur W ↑	↓	↓	↓
Rayon interne X ↑	Longueur L ↑	↓	↑	↑
Rayon interne Y ↑				
Nombre de tours N ↑				

Les résultats donnés par le modèle montrent une bonne adéquation avec les expériences, avec une différence moyenne entre la température prédite et expérimentale de quelques degrés et une différence maximum de 23°C. Le modèle déterminé constitue ainsi en première approche, un outil d'analyse rapide du risque électrothermique, et cela pour une large gamme de dimensions. La température d'auto-échauffement peut s'évaluer, soit par calcul, soit par la création d'abaques, comme celui de la figure 45 pour les pistes d'interconnexions au deuxième niveau de métallisation.

Concernant l'auto-échauffement en radiofréquence, la comparaison des résultats de caractérisations, sous sollicitations électriques radiofréquentielles et continues, ne montre pas une corrélation entre les deux types de sollicitations. Afin de prendre en compte les phénomènes dus à la radiofréquence, un simulateur électromagnétique a été utilisé. Une méthodologie de couplage manuel a été effectuée afin de modéliser à la fois les phénomènes électromagnétiques ainsi que les phénomènes thermiques sur une ligne de transmission. La figure 82 présente le résultat de simulation égal à 191,5°C et le résultat expérimental, compris entre 163,6 et 222°C, soit une différence de 15 % avec la température effectivement mesurée.

En conclusion, l'aboutissement majeur de ce travail de thèse repose sur la proposition d'un modèle analytique électrothermique permettant le calcul de la température d'auto-échauffement d'un motif sollicité en courant continu, et ce en fonction des dimensions propres du motif. Parallèlement, une méthodologie de caractérisation de la température d'auto-échauffement sous sollicitations radiofréquentielles a été déterminée et testée avec succès. Une méthodologie de couplage manuel entre un simulateur électromagnétique et thermique a été réalisée permettant la simulation des deux phénomènes. La méthodologie de couplage faible qui a été réalisée nécessite un va et vient des résultats de simulations électromagnétique et thermique que l'utilisateur doit réaliser manuellement. L'idéal est bien sûr que la boucle s'effectue de manière automatique entre deux simulateurs aux environnements compatibles. Le développement d'un tel outil permettrait la simulation de structure plus complexe comme des inductances en série avec un condensateur. Le développement de cet outil, sur la base du travail déjà réalisé, s'avère être la perspective la plus immédiate à ce travail de thèse.

Références bibliographiques

[1] K. Zoschke, M. Wolf, M. Topper, O. Ehrmann, T. Fritzsch, K. Kaletta, F.-J. Schmuckle, and H. Reichl, "Fabrication of application specific integrated passive devices using wafer level packaging technologies," *Advanced Packaging, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 359 – 368, aug. 2007.

[2] B.-G. Kim, Y.-M. Park, J.-K. Lee, and I.-S. Kang, "Development on integrated passive devices using wafer level package technologies," in *Electronics Packaging Technology Conference (EPTC), 2010 12th*, pp. 691 –695, dec. 2010.

[3] C.-H. Chen, C.-H. Huang, T.-S. Horng, S.-M. Wu, C.-T. Chiu, C.-P. Hung, J.-Y. Li, and C.-C. Chen, "Very compact transformer-coupled balun-integrated bandpass filter using integrated passive device technology on glass substrate," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, pp. 1372 –1375, may 2010.

[4] P. Chinoy and J. Tajadod, "Processing and microwave characterization of multilevel interconnects using benzocyclobutene dielectric," *Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 714 –719, nov 1993.

[5] A. Modafe, N. Ghalichechian, M. Powers, M. Khbeis, and R. Ghodssi, "Embedded benzocyclobutene in silicon: An integrated fabrication process for electrical and thermal isolation in MEMS," *Microelectronic Engineering*, vol. 82, no. 2, pp. 154 – 167, 2005.

[6] A. Strandjord, W. Rogers, Y. Ida, R. DeVeillis, S. Shiau, E. Moyer, D. Scheck, and P. Garron, "Photosensitive benzocyclobutene for stress-buffer and passivation applications (one mask manufacturing process)," in *Electronic Components and Technology Conference, 1997. Proceedings., 47th*, pp. 1260 –1268, may 1997.

[7] S. Jahinuzzaman and A. Sultana, "Electromigration in Cu interconnects," Master's thesis, University of Waterloo, Ontario, Canada, 2003.

[8] S. Murarka, *Metallization Theory and Practice for VLSI and ULSI*. Butterworth - Heinemann, 1993.

[9] J. Guillaumond, *Etude de la résistivité et de l'éléctromigration dans les interconnexions destinées aux technologies des noeuds 90 - 32 nm*. PhD thesis, Université Joseph Fourier, 2005.

[10] L. Nguyen Tran, *Caractérisation et modélisation d'interconnexions et d'inductances en technologies BiCMOS. Application à l'amplification faible bruit.* PhD thesis, Université de Cergy-Pontoise, 2009.

[11] T. Feng, J. Cai, H. Kwon, Q. Wang, and X. Dou, "High-q on-chip inductors embedded in wafer-level package for RFIC applications," in *Electronic Packaging Technology High Density Packaging, 2008. ICEPT-HDP 2008. International Conference on*, pp. 1 –4, july 2008.

[12] V. Fiks *et al.*, "On the mechanism of the mobility of ions in metals," *Sov. Phys. Solid State*, vol. 1, p. 14, 1959.

[13] D. Fabre, "Etude d'électromigration et caractérisation électrothermique de cuivre électrolytique de forte épaisseur," rapport de stage d'ingénieur, STMicroelectronics, juin 2009.

[14] *Engineering Statistics Handbook*. National Institute of Standards and Technology, 2003.

[15] J. Black, "A brief survey and some recent results," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 338 – 347, apr 1969.

[16] Y.-L. Cheng, B.-J. Wei, and Y.-L. Wang, "Scaling effect on electromigration in copper interconnects," in *Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits, 2009. IPFA 2009. 16th IEEE International Symposium on the*, pp. 698 –701, july 2009.

[17] J. Cho and C. V. Thompson, "Grain size dependence of electromigration-induced failures in narrow interconnects," *Applied Physics Letters*, vol. 54, no. 25, pp. 2577–2579, 1989.

[18] Y.-C. Joo and C. V. Thompson, "Analytic model for the grain structures of near-bamboo interconnects," *Journal of Applied Physics*, vol. 76, no. 11, pp. 7339–7346, 1994.

[19] C. S. Hau-Riege and C. V. Thompson, "The effects of microstructural transitions at width transitions on interconnect reliability," *Journal of Applied Physics*, vol. 87, no. 12, pp. 8467–8472, 2000.

[20] S. Yokogawa, H. Tsuchiya, and Y. Kakuhara, "Effective thermal characteristics to suppress Joule heating impacts on electromigration in Cu/low-k interconnects," in *Reliability Physics Symposium (IRPS), 2010 IEEE International*, pp. 717 –723, may 2010.

[21] J. Lloyd, J. Clemens, and R. Snede, "Copper metallization reliability," *Microelectronics Reliability*, vol. 39, no. 11, pp. 1595 – 1602, 1999.

[22] J. Lloyd, "Black's law revisited-nucleation and growth in electromigration failure," *Microelectronics and reliability*, vol. 47, no. 9-11, pp. 1468–1472, 2007.

[23] C. S. Hau-Riege, "An introduction to Cu electromigration," *Microelectronics Reliability*, vol. 44, no. 2, pp. 195 – 205, 2004.

[24] J. Lloyd, "Electromigration for designers. An introduction for the non specialist," tech. rep., Lloyd Technology Associates, Inc., 2002.

[25] R. J. Miller, "Electromigration failure under pulse test conditions," in *Reliability Physics Symposium, 1978. 16th Annual*, pp. 241 –247, april 1978.

[26] J. M. Towner and E. P. van de Ven, "Aluminum electromigration under pulsed D.C. conditions," in *Reliability Physics Symposium, 1983. 21st Annual*, pp. 36 –39, april 1983.

[27] J. Maiz, "Characterization of electromigration under bidirectional (BC) and pulsed unidirectional (PDC) currents," in *Reliability Physics Symposium, 1989. 27th Annual Proceedings., International*, pp. 220 –228, apr 1989.

[28] B. Liew, N. Cheung, and C. Hu, "Electromigration interconnect lifetime under AC and pulse DC stress," in *Reliability Physics Symposium, 1989. 27th Annual Proceedings., International*, pp. 215 –219, apr 1989.

[29] B.-K. Liew, N. Cheung, and C. Hu, "Projecting interconnect electromigration lifetime for arbitrary current waveforms," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 1343 – 1351, may 1990.

[30] L. Ting, J. May, W. Hunter, and J. McPherson, "AC electromigration characterization and modeling of multilayered interconnects," in *Reliability Physics Symposium, 1993. 31st Annual Proceedings., International*, pp. 311 –316, march 1993.

[31] J. Tao, N. Cheung, and C. Hu, "An electromigration failure model for interconnects under pulsed and bidirectional current stressing," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 539 –545, apr 1994.

[32] J. Tao, J. Chen, N. Cheung, and C. Hu, "Electromigration design rules for bidirectional current," in *Reliability Physics Symposium, 1996. 34th Annual Proceedings., IEEE International*, pp. 180 –187, 30 1996-may 2 1996.

[33] J. Tao, J. Chen, N. Cheung, and C. Hu, "Modeling and characterization of electromigration failures under bidirectional current stress," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 800 –808, may 1996.

[34] C. Hu, "AC effects in IC reliability," in *Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis, 1996. Proceedings of the 7th European Symposium on*, pp. 1611 –1617, 1996.

[35] J. Joule, "On the heat evolved by metallic conductors of electricity," *Philosophical Magazine*, vol. 19, p. Scientific Papers 65, 1841.

[36] System Plus S.A., *Performances thermiques, Théorie*. Formation interne STMicroelectronics.

[37] D. Scansen, R. Haythornthwaite, and S. Brown, "Impact of low-k dielectrics on microelectronics reliability," in *Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference on*, pp. 714 –717, may 2005.

[38] S. Yokogawa, Y. Kakuhara, and H. Tsuchiya, "Joule heating effects on electromigration in Cu/low-k interconnects," in *Reliability Physics Symposium, 2009 IEEE International*, pp. 837 –843, april 2009.

[39] R. Streiter, H. Wolf, Z. Zhu, X. Xiao, and T. Gessner, "Thermal and electrical simulation of deep submicron interconnection systems," in *Advanced Metallization(AMC) Conference 2001 and the Advanced Metallization Conference-Asia(ADMETA) 2001*, pp. 379–386, 2001.

[40] K. Banerjee, A. Amerasekera, G. Dixit, and C. Hu, "The effect of interconnect scaling and low-k dielectric on the thermal characteristics of the IC metal," in *Electron Devices Meeting, 1996. IEDM '96., International*, pp. 65 –68, dec. 1996.

[41] H. Schafft, "Thermal analysis of electromigration test structures," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 664 – 672, mar 1987.

[42] A. Bilotti, "Static temperature distribution in IC chips with isothermal heat sources," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 217 – 226, mar 1974.

[43] D. Ney, V. Girault, and X. Federspiel, "Analytical extraction of thermal conductivities of low-k dielectrics for advanced technologies," in *Integrated Reliability Workshop Final Report, 2004 IEEE International*, pp. 52 – 58, oct. 2004.

[44] A. Ionescu, F. Mondon, G. Reimbold, D. Blachier, L. Arnaud, P. Waltz, and Y. Morand, "Investigations of the thermal behaviour of low-k dielectrics based on smart designed electromigration lines," in *Solid-State Device Research Conference, 1998. Proceeding of the 28th European*, pp. 216 –219, sept. 1998.

[45] W. Wu, S. Kang, J. Yuan, and A. Oates, "Electromigration performance for Al/SiO2, Cu/SiO2 and Cu/low-k interconnect systems including Joule heating effect," in *Integrated Reliability Workshop Final Report, 2000 IEEE International*, pp. 165 –166, 2000.

[46] W. Hunter, "Self-consistent solutions for allowed interconnect current density. Part I. implications for technology evolution," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 304 –309, feb 1997.

[47] W. Hunter, "Self-consistent solutions for allowed interconnect current density. Part II. application to design guidelines," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 310 –316, feb 1997.

[48] J. Gill, D. Harmon, J. Furukawa, and T. Sullivan, "Predicting thermal behavior of interconnects," in *Integrated Reliability Workshop Final Report, 1999. IEEE International*, pp. 54 –60, 1999.

[49] J. Gill, "Joule heating considerations in metallization reliability and the impact of thermal conductivity," in *Conference Proceedings Advanced Metallization Conference (AMC) Materials Research Society*, 2005.

[50] N. Yovanovich, Y. Muzychka, and J. Culham, "Spreading resistance of isoflux rectangles and strips on compound flux channels," *Journal of Thermophysics and Heat Transfer*, vol. 13, pp. 495 – 500, October - December 1999.

[51] Y. H. Kim, S. Y. Kim, and G. H. Rhee, "Evaluation of spreading thermal resistance for heat generating multi-electronic components," in *Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronics Systems, 2006. ITHERM '06. The Tenth Intersociety Conference on*, pp. 7 pp. – 264, 30 2006-june 2 2006.

[52] M. Casu, M. Graziano, G. Masera, G. Piccinini, and M. Zamboni, "An electromigration and thermal model of power wires for a priori high-level reliability prediction," *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 349 –358, april 2004.

[53] K. Grenier, D. Dubuc, B. Ducarouge, V. Conedera, D. Bourrier, E. Ongareau, P. Derderian, and R. Plana, "High power handling RF MEMS design and technology," in *Micro Electro*

Mechanical Systems, 2005. MEMS 2005. 18th IEEE International Conference on, pp. 155 – 158, jan.-3 feb. 2005.

[54] L. Chow, Z. Wang, B. Jensen, K. Saitou, J. Volakis, and K. Kurabayashi, "Skin-effect self-heating in air-suspended RF MEMS transmission-line structures," *Microelectromechanical Systems, Journal of*, vol. 15, pp. 1622 –1631, dec. 2006.

[55] H. Sagkol, S. Sinaga, J. Burghartz, B. Rejaei, and A. Akhnoukh, "Thermal effects in suspended RF spiral inductors," *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 26, pp. 541 – 543, aug. 2005.

[56] R. Groves, D. Harame, and D. Jadus, "Temperature dependence of q and inductance in spiral inductors fabricated in a silicon-germanium/bicmos technology," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 32, pp. 1455 –1459, sep 1997.

[57] H.-W. Chiu, Y.-S. Lin, K. Liu, and S.-S. Lu, "Temperature and substrate effects in monolithic RF inductors on silicon with 6-µm-thick top metal for rfic applications," *Semiconductor Manufacturing, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 316 –330, aug. 2006.

[58] H. Sagkol, B. Rejaei, and J. Burghartz, "Thermal issues in micromachined spiral inductors for high-power applications," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 3288 – 3294, nov. 2008.

[59] R. Ribas, J. Lescot, J.-L. Leclercq, J. Karam, and F. Ndagijimana, "Micromachined microwave planar spiral inductors and transformers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1326 –1335, aug 2000.

[60] A. Alnukari, P. Guillemet, Y. Scudeller, and S. Toutain, "Electromagnetic and thermal investigation of RF devices," in *Thermal, Mechanical Multi-Physics Simulation, and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), 2010 11th International Conference on*, pp. 1 –5, april 2010.

[61] Z. Wang, B. Jensen, L. Chow, J. Volakis, K. Saitou, and K. Kurabayashi, "Full-wave electromagnetic and thermal modeling for the prediction of heat-dissipation-induced RF-MEMS switch failure," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 16, p. 157, 2006.

[62] JEDEC, *Standard Method for Measuring and Using the Temperature Coefficient of Resistance to determine the Temperature of a Metallization Line*. JEDEC, jesd33-b ed., Februar 2004.

[63] G. Meaden, *Electrical resistance of metals*. International cryogenics monograph series, Plenum Press, 1965.

[64] H. Schafft and J. Suehle, "The measurement, use and interpretation of the temperature coefficient of resistance of metallizations," *Solid-state electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 403–410, 1992.

[65] A. Chateauneuf, *Comprendre les éléments finis*. ellipses, 2005.

[66] F. Elshabini, A.R. Barlow, *Thin Film Technology Handbook*. McGraw-Hill, 1998.

[67] P. Lagrée, "Le coefficient d'échange, son importance dans les transferts thermiques." page 2.

[68] P. Marchio, D. Reboux, *Introduction aux transferts thermiques*. Les presses, Ecole des mines de Paris, 2003.

[69] A. Grove, *Physics and technology of semiconductor devices*, vol. 143. Wiley New York, 1967.

[70] A. von Glasow, A. Fischer, and G. Steinlesberger, "Using the temperature coefficient of the resistance (tcr) as early reliability indicator for stressvoiding risks in cu interconnects," in *Reliability Physics Symposium Proceedings, 2003. 41st Annual. 2003 IEEE International*, pp. 126 – 131, march-4 april 2003.

[71] S. Murarka, *Copper - Fundamental Mechanisms for Microelectronics Application*. Wilay Inter-Science, 2000.

[72] J. von Hagen and H. Schafft, "Temperature determination methods on copper material for highly accelerated electromigration tests (e.g. sweat)," in *Integrated Reliability Workshop Final Report, 2002. IEEE International*, pp. 45 – 49, oct. 2002.

[73] B. Li, D. Harmon, J. Gill, F. Chen, and T. Sullivan, "Thermal and electromigration challenges for advanced interconnects," in *Integrated Reliability Workshop Final Report, 2004 IEEE International*, pp. 46 – 51, oct. 2004.

[74] J. Goupy, *Plans d'expériences pour surfaces de réponse*. Dunod, 1999.

[75] P. Ozil, *Le logiciel design expert. De l'élaboration d'un plan d'expériences à son interprétation*. 2008.

[76] L. Chusseau, *Cours d'hyperfréquences, Paramètres S*. Centre d'´Electronique et de Microélectronique de Montpellier, Université Montpellier II, mars 2006.

[77] S. Vergerio, *Recherche des caractéristiques optimales d'antennes multi-capteurs pour les systèmes MIMO*. PhD thesis, Université de Provence, 2007.

[78] microwaves101, "Why 50 ohms ?." http://www.microwaves101.com/encyclopedia/, april 2009. Consulté le 10 septembre 2012.

[79] A. Salles, B. Estibals, and C. Alonso, "Electro-thermal study of nano-inductors for integrated low power converters," in *Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, vol. 3, pp. III – 717–20 Vol.3, may 2004.

[80] K. Banerjee and A. Mehrotra, "Coupled analysis of electromigration reliability and performance in ulsi signal nets," in *Proceedings of the 2001 IEEE/ACM international conference on Computer-aided design*, ICCAD '01, (Piscataway, NJ, USA), pp. 158–164, IEEE Press, 2001.

[81] P. Leduc, *Caractérisation et modélisation prédictive d'inductances spiralées intégrées*. PhD thesis, Université François Rabelais Tours, 2004.

[82] J. Rizk, E. Chaiban, and G. Rebeiz, "Steady state thermal analysis and high-power reliability considerations of rf mems capacitive switches," in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 239 –242, 2002.

[83] B. Jensen, K. Saitou, J. Volakis, and K. Kurabayashi, "Fully integrated electrothermal multidomain modeling of rf mems switches," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 364 – 366, sept. 2003.

[84] STMicroelectronics, *VLE2HFSS release 4.0 User manual*. Manuel d'utilisation interne.

[85] J. Rosas, "Plans d'éxpériences," 2010.

[86] P. Ozil, *Plans d'expériences (D.O.E.) Modélisation empirique Methodologie de surface de réponse Méthodologie Taguchi*. INP Grenoble, 2007.

[87] J. Z. A. Schimmerling, P. Sisson, *Pratique des plans d'expériences*. Lavoisier TEC&DOC, 1998.

[88] L. Champaney, L. Lionel Gendre, "Simulations par éléments finis : raffinements du maillage et convergence," Janvier 2012. Consulté le 26 septembre 2012.

Annexes

1. Création et maillage de la structure pour la simulation électrothermique 175

1.1. Création de la structure 175

1.2. Le maillage 176

2. Détermination du coefficient d'échange convectif 179

3. La méthodologie des plans d'expériences 181

3.1. Terminologie 181

3.1.1. Facteur 181

3.1.2. Réponse 182

3.1.3. Système d'équations 182

3.2. Les différents plans d'expériences 183

3.2.1. Les plans factoriel à deux niveaux de variations 184

3.2.2. Les plans d'expériences à trois niveaux de variations pour la modélisation de surface de réponse 184

3.3. Analyse des résultats 186

3.3.1. La transformation de réponse 186

3.3.2. Raffinement du modèle 187

3.3.3. Critère de qualité 188

3.3.4. Validation 189

3.4. Conclusion 189

4. Calcul de la longueur d'une inductance chanfrein 190

1. Création et maillage de la structure pour la simulation électrothermique

1.1. Création de la structure

La structure en trois dimensions est réalisée par l'éditeur de structure du simulateur. Sa réalisation s'effectue via deux fichiers de commande : l'un gérant le procédé relatif à l'empilement des matériaux désirés, l'autre gérant les masques afin de dessiner le motif voulu. La structure est créée de la même manière que la création physique d'un motif microélectronique. Un fichier « Ligament Flow » permet de définir le substrat, les couches déposées et leurs épaisseurs ainsi que leur gravure. Pour chaque commande de gravure, un masque est associé. Les masques sont quant à eux, définis dans le fichier « layout ». La figure 84 montre une impression d'écran du fichier ligament et du fichier layout.

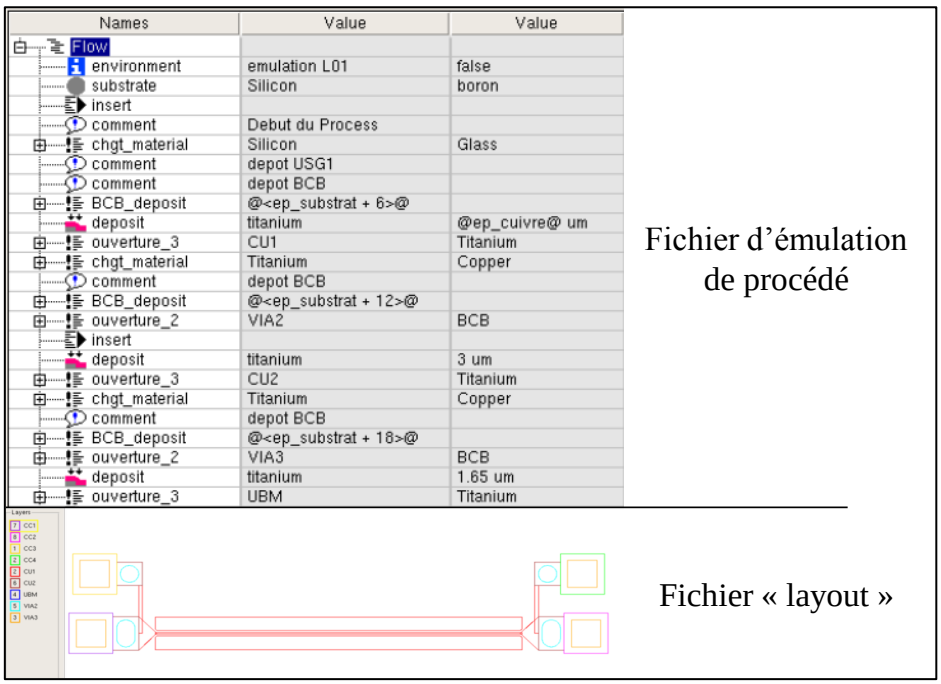


Figure 84 : Fichier d'émulation de procédé constitué des étapes de conception, dépôt et gravure des matériaux désirés. Un fichier de masquage y est associé permettant le dessin du composant désiré.

A la fin de du processus, une structure en trois dimensions est créée. La figure 85 montre un motif en trois dimensions créé à partir de l'éditeur de structure.

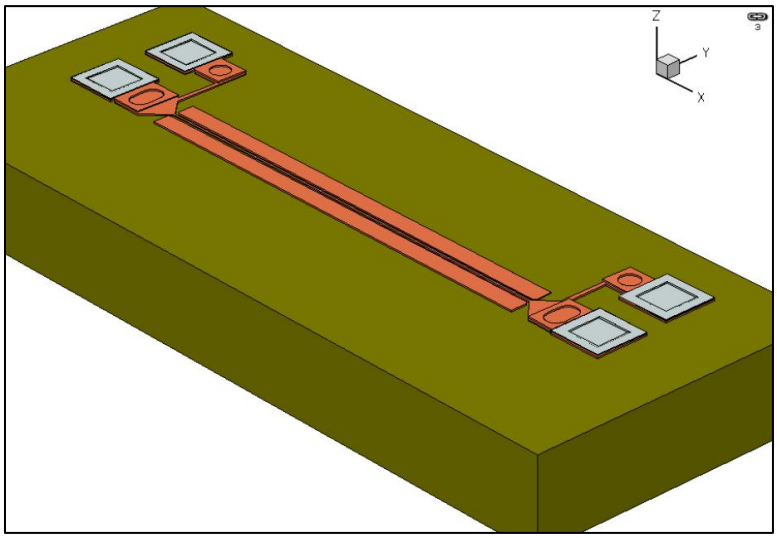


Figure 85 : Structure en trois dimensions d'un motif de test avec quatre plots de mesure. Pour plus de clarté, le diélectrique n'est pas représenté graphiquement.

Ainsi un motif peut aisément être modélisé, représentant le plus fidèlement possible la structure expérimentale.

La résolution s'effectue selon une discrétisation de l'espace et donc de la structure étudiée appelé maillage.

1.2. Le maillage

La méthode des éléments finis repose sur un découpage de l'espace : le maillage, qui a pour but de rendre les résultats de simulation fiable.

Un maillage est constitué :

- D'une liste de nœuds, c'est-à-dire de points de l'espace, caractérisés par leurs coordonnées dans un repère fixe.
- D'une liste d'éléments, c'est-à-dire de polyèdres en 3 dimensions, des polygones en 2 dimensions ou des segments en 1 dimension, dont les sommets sont les nœuds.

Plus le maillage est fin, moins il contribue aux écarts entre simulation et réalité, mais plus le coût du calcul augmente [88]. Le maillage influe donc sur la qualité de la solution numérique et du temps nécessaire aux calculs.

Le maillage se définit selon la taille minimum et maximum des mailles dans les trois dimensions de l'espace, x, y et z, soit un total de 6 paramètres. Le maillage est spécifié, soit selon une zone spatialement délimitée, soit selon le matériau. Les dimensions minimum du maillage sont conditionnées par les dimensions minimum du matériau.

Afin d'optimiser le maillage, une procédure dite de maillage itératif a été mise au point. Le maillage itératif consiste en un remaillage local de la structure là où la variable d'intérêt comme par

exemple, la température varie de façon significative, le remaillage s'effectuant à partir d'une condition définie par l'utilisateur. Si la température est la variable étudiée, la condition de remaillage sera une différence de température ΔT. Une première simulation est effectuée avec un faible maillage. Le résultat est analysé par le mailleur qui ajoutera automatiquement des mailles dans les zones où la variation de la température est supérieure au critère ΔT. La figure 86 illustre la méthodologie de maillage itératif.

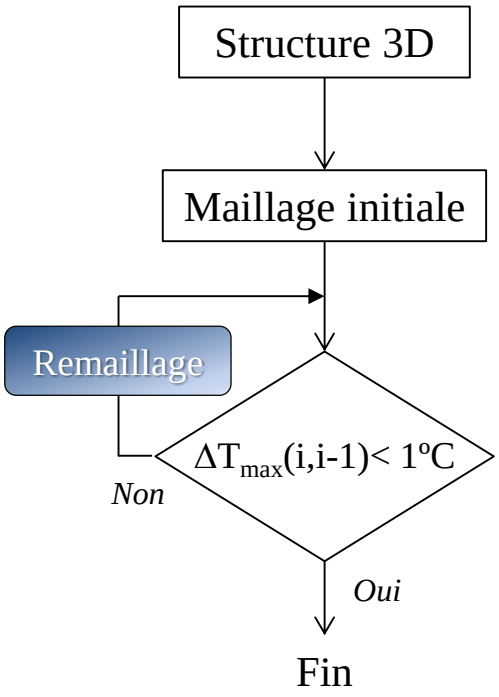


Figure 86 : Principe du maillage itératif, le remaillage de la structure est effectuée tant que la différence de température entre l'itération i-1 et l'itération i est supérieure ou égal à 1°C.

Le critère d'arrêt, est défini comme suit : lorsque la différence entre la température maximale de l'itération *i-1* et la température maximale de l'itération *i* est inférieure ou égale à 1°C.

La figure 87 montre la différence de maillage entre la première et cinquième itération pour une simulation électrothermique d'une piste en cuivre. Nous pouvons noter la différence de température maximale calculée par le simulateur entre les deux itérations, égale à 25,8 °C, ce qui montre l'importance du maillage dans la précision du résultat.

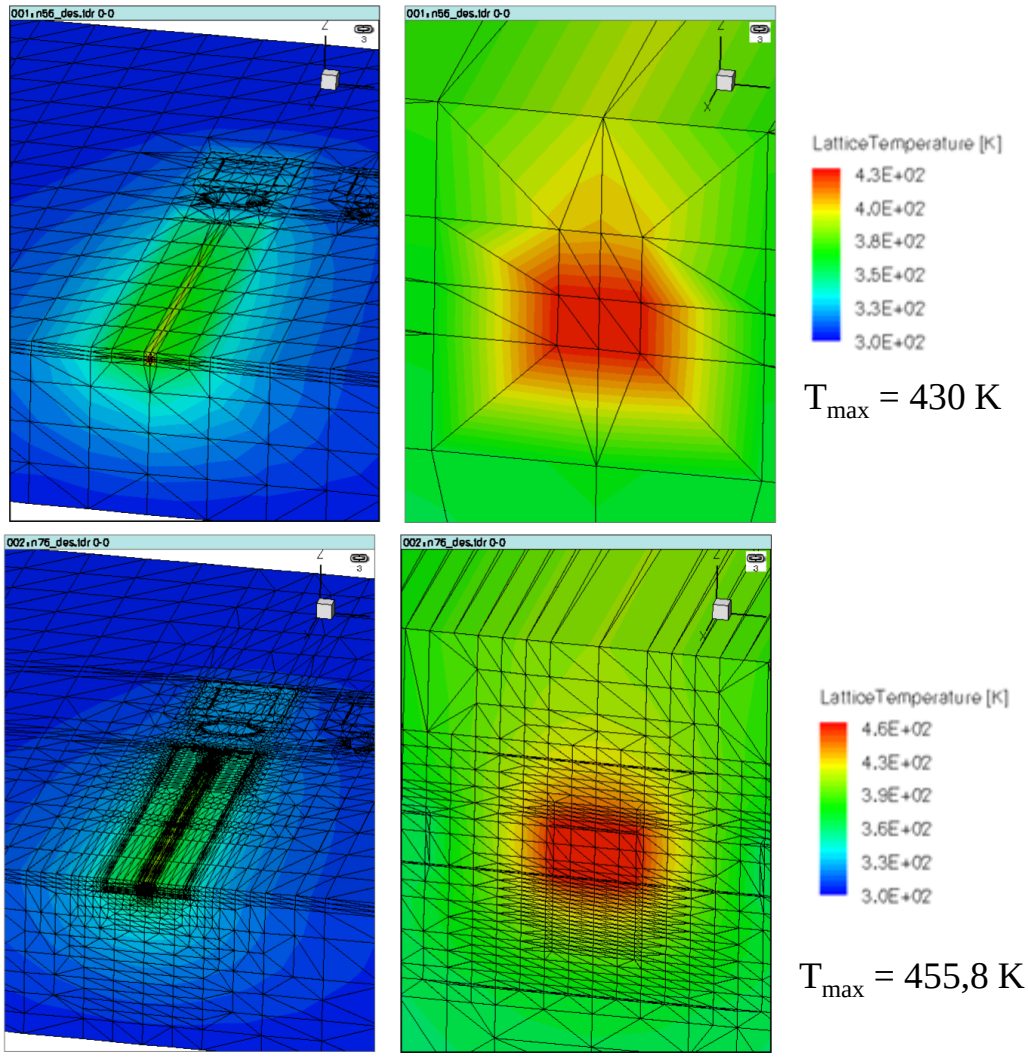


Figure 87 : Nombre de point du maillage et température maximale en fonction du nombre d'itération. Le maillage est optimal à partir de la troisième itération.

Ainsi, la méthode du maillage itératif apparaît comme une solution efficace quant à l'optimisation du maillage, représentant un gain de temps conséquent dans la mise en place des simulations.

2. Détermination du coefficient d'échange convectif

Pour une plaque horizontale portée à une température T_1 en contact avec l'air à température ambiante T_{amb}, une convection naturelle, c'est-à-dire non forcée s'établie. Le coefficient d'échange convectif entre la plaque et l'air se calcule avec l'équation suivante :

$$h = 0.54.(G_r.P_r)^{0.25} \times \frac{\lambda_{air}}{l}$$

Pour déterminer l'équation à utiliser, il est nécessaire de calculer le nombre *Gr*, ou nombre de Grashof et le nombre *Pr* ou le nombre de Prandtl.

Le nombre de Prandtl est le rapport de la diffusivité dynamique qui caractérise la diffusion de quantité de mouvement et de la diffusivité thermique qui caractérise la diffusion de chaleur. Pour l'air, la formule suivant est utilisée :

$$\Pr = \frac{\nu}{\alpha} = \frac{Taux\ \ de\ \ diffusion\ \ visqueux}{Taux\ \ de\ \ diffusion\ \ thermique} = \frac{c_p \mu}{\lambda}$$

Avec c_p la capacité calorifique de l'air en en J/(kg.K), μ la viscosité dynamique en kg/(m.s) et λ la conductivité thermique de l'air en W/(K.m). Le nombre de Prandtl est sans dimensions. Avec c_p = 1007, μ = 1,85 10^{-5} et λ = 0,0261, l'application numérique donne le résultat : 0,71.

Le nombre de Grashof est le rapport du produit des forces d'Archimède par les forces d'inertie aux forces de frottement au carré. Il remplace le nombre de Reynolds dans le cas de la convection naturelle. Dans le cas d'une plaque horizontale, il est calculé par la formule suivante :

$$G_r = \frac{\beta.\Delta T.g.L^3.\rho^2}{\mu^2}$$

Avec :

- g = l'accélération de pesanteur égal à 9,81 $m.s^{-2}$
- β = Coefficient d'expansion thermique égal à l'inverse de la température de l'air, ici à 1/293 = 0,0034 $°C^{-1}$.
- ΔT = La différence de température entre la plaque et l'air
- μ = La viscosité dynamique de l'air égale à 1,85 10^{-5} kg/(m.s)
- ρ = La masse volumique de l'air égale à 1,17 kg/m^3 à 25°C.

Une inductance ou une piste portée à une température T_1 va chauffer son environnement, dans notre cas le BCB. La température n'est pas uniforme sur la plaque. L'échauffement maximal mesuré est égale à 200°C. Nous faisons l'approximation que la température est environ de 120°C sur une zone de longueur l = 1000 µm. Dans ce cas G_r = 16,1.

$$h = 0.54.(G_r.P_r)^{0.25} \times \frac{\lambda_{air}}{l} = 26 \text{ W/(K.m²)}.$$

Cette valeur est proche des valeurs standard utilisée pour simuler la convection naturelle entre une paroi et l'air ambiant.

3. La méthodologie des plans d'expériences

Les plans d'expériences servent à optimiser l'organisation des essais. Cette organisation permet d'obtenir le maximum de renseignements avec le minimum d'expériences. Elle permet également d'obtenir la meilleure précision possible sur la modélisation des résultats. La méthodologie des plans d'expériences est basée sur des règles mathématiques strictes et exige une démarche rigoureuse de la part de l'expérimentateur.

Il existe un nombre important de plans différents. Chacun, par ses propriétés, permet de résoudre certains problèmes particuliers. On peut cependant diviser les plans d'expériences en deux grandes catégories :

- Les plans pour étudier, estimer et comparer les effets des paramètres.
- Les plans pour prédire la ou les réponses en fonction des paramètres, le plus souvent dans un but d'optimisation.

La méthodologie des plans d'expériences utilise une terminologie adaptée et précise. Nous allons voir premièrement cette terminologie.

3.1. Terminologie

3.1.1. Facteur

Les variables que l'on désire étudier sont appelés facteurs. En général un facteur varie entre deux bornes : la borne inférieure, que l'on note le plus souvent par -1 et la borne supérieure, que l'on note le plus souvent par +1. L'ensemble de toutes les valeurs que peut prendre le facteur entre le niveau bas et le niveau haut s'appelle le domaine de variation du facteur.

Les facteurs étudiés peuvent être des variables continues ou des variables discrètes. La figure 88 illustre l'espace défini par deux ou plusieurs facteurs qui se définit comme l'espace expérimental. Une expérience réalisée à valeur fixée des facteurs s'appelle un point expérimental. Un plan d'expériences est donc un ensemble de plusieurs points expérimentaux.

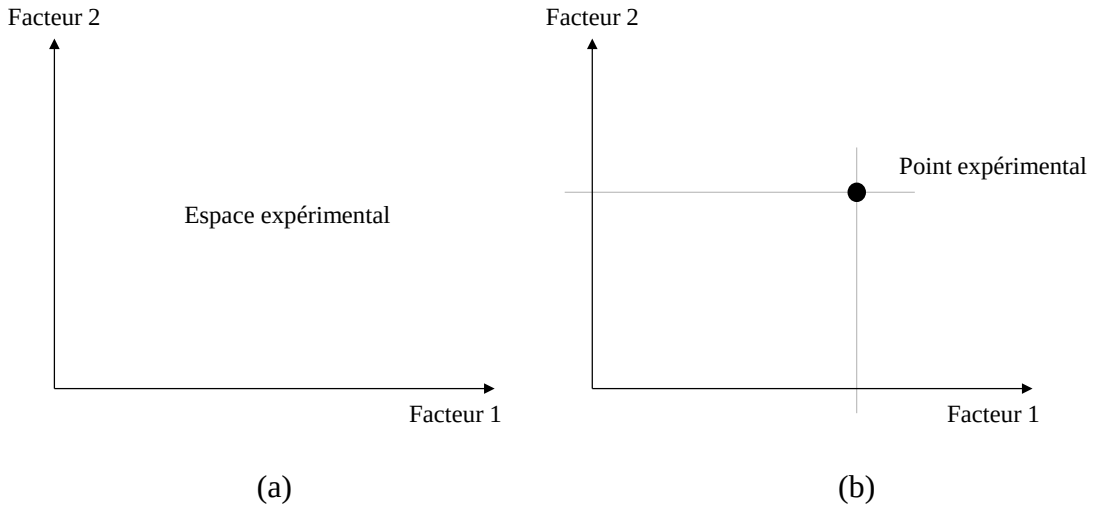


Figure 88 : Chaque facteur est représenté par un axe. Ces axes sont orthogonaux entre eux. L'espace défini est l'espace expérimental (a). Dans l'espace expérimental, les niveaux des facteurs définissent des points expérimentaux (b) d'après [74].

Lorsqu'on attribue la valeur -1 au niveau bas, la valeur +1 au niveau haut, et 0 à la valeur milieu, une nouvelle variable est introduite, appelé variable centrée réduite. Le passage d'une variable d'origine, A, aux variables centrées réduites x, est donné par la formule suivante [74] :

$$x = \frac{A - A_0}{Pas}$$

Avec A_0 la valeur centrale du domaine de variation du facteur.

3.1.2. Réponse

Les grandeurs qui intéressent l'expérimentateur et qui sont mesurées à chaque expérience sont appelées réponses. Le choix des réponses est un problème difficile qui ne relève pas de la théorie des plans d'expériences. Ce n'est qu'après une analyse des phénomènes, des enjeux, des objectifs et des contraintes de l'étude que l'on peut définir la ou les bonnes réponses. C'est donc à l'expérimentateur de choisir la ou les réponses afin de répondre au problème posé.

3.1.3. Système d'équations

Chaque point expérimental permet d'obtenir une valeur de la réponse. Cette réponse est modélisée par un polynôme dont les coefficients sont les inconnus qu'il faut déterminer. A la fin du plan d'expériences, on a un système de *n* équations s'il y a n essais, à *p* inconnues s'il y a *p* coefficients dans le modèle choisi *a priori*. Ce système s'écrit d'une manière simple en notation matricielle :

$$y = X.\beta + e$$

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{pmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} 1 & x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1k} \\ 1 & x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2k} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nk} \end{bmatrix}. \quad \beta = \begin{pmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \beta_k \end{pmatrix} \quad et \quad e = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_k \end{pmatrix}$$

y est le vecteur des réponses, *X* est la matrice de calcul, ou matrice du modèle qui dépend des points expérimentaux choisis pour exécuter le plan et du modèle postulé. β est le vecteur des coefficients et *e* le vecteur des écarts.

Ce système possède un nombre d'équations inférieur au nombre d'inconnues. Il y a *n* équations et *p* + *n* inconnues. Pour le résoudre, on utilise une méthode de régression basée sur le critère des moindres carrés. On obtient ainsi les estimations des coefficients β.

La somme du carré des erreurs (SCE) s'écrit :

$$SCE = e^t e = (y - x.\beta)^t (y - x\beta)$$

SCE est une fonction des coefficients β. Ils sont déterminés de façon à minimiser la SCE. Le minimum de SCE est atteint lorsque toutes les dérivées partielles de la SCE par rapport aux différents β_i s'annulent :

$$SCE = y^t y - y^t X.\beta - \beta^t X^t y + \beta^t X^t X.\beta$$

$$\frac{\partial}{\partial \beta}(SCE) = 0 = (X^t X).\beta - X^t y$$

D'où on déduit :

$$\beta = (X^t X)^{-1} X^t y$$

Avec *X'* la matrice transposée de *X*. Dans le cas pratique, il existe de nombreux logiciel résolvant automatiquement les calculs et donnant directement la valeur des coefficients.

3.2. Les différents plans d'expériences

Un plan d'expériences peut remplir différents objectifs : déterminer quels sont les facteurs les plus influents sur une ou des réponses, lesquels sont les plus importants ou lesquels interagissent. Dans ce cas il s'agit d'une analyse qualitative. Ou bien l'objectif peut être la prédiction d'une ou plusieurs réponses dans un but d'optimisation ou simplement de prédiction. Il s'agit alors d'une analyse quantitative.

En fonction de l'objectif désiré, le type de plan d'expériences sera différent. En fait, un plan d'expériences dépend du modèle postulé. Dans le cas d'un plan factoriel où le but est le criblage,

un modèle linéaire, avec ou sans interaction est postulé. Les facteurs ne prennent alors que deux niveaux de variations. Si la prédiction est l'objectif, un modèle linéaire avec interaction peut être postulé à condition que la réponse varie bien linéairement avec les facteurs. Si non, un modèle quadratique doit alors être postulé avec des facteurs à trois niveaux de variation. Il appartient à l'expérimentateur de décider du plan le mieux adapté pour répondre au problème posé.

3.2.1. Les plans factoriel à deux niveaux de variations

Les plans factoriels à deux niveaux de variations sont les plus usuels. Avec deux niveaux et k facteurs, ceux-ci sont notés 2^k. Dans un plan factoriel complet, la totalité des expériences doit être réalisée, ce qui fait 2^k expériences à mener. Le principe consiste alors à répartir de façon optimale les essais dans le domaine expérimental. Soit par exemple un plan factoriel complet à deux facteurs, noté : 2^2. La meilleure stratégie dans ce cas-là consiste à choisir les points de mesures aux extrémités du domaine expérimental, ce qui accroit la précision du résultat et ne demande que quatre essais [85]. La figure 89 présente les points expérimentaux dans l'espace expérimental avec la notation codés associés, +1 et –1 représentent les niveaux des facteurs.

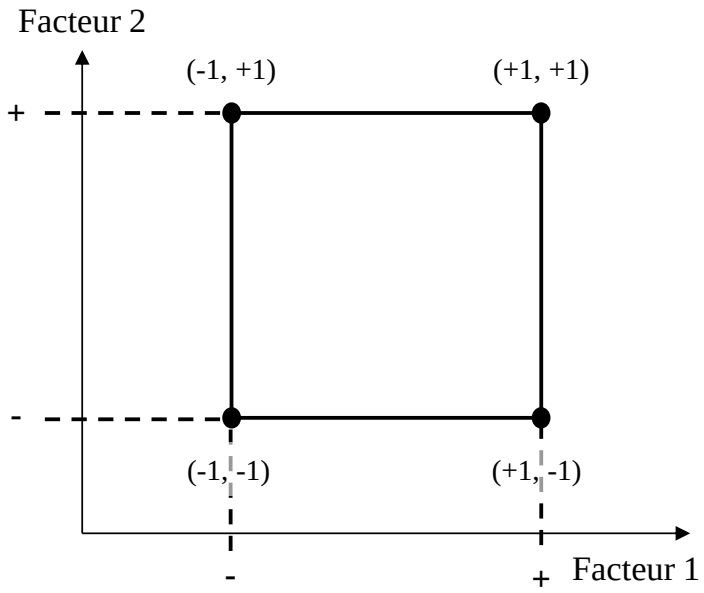


Figure 89 : Emplacement des points expérimentaux dans le cas d'un plan factoriel complet à deux facteurs dans le domaine expérimental.

3.2.2. Les plans d'expériences à trois niveaux de variations pour la modélisation de surface de réponse

Les plans pour la modélisation de surfaces de réponse s'utilisent dans le cadre de l'optimisation ou la prévision des réponses. Ils permettent de décrire l'évolution de la réponse pour

un nombre limité de facteurs. Les facteurs doivent tous être quantitatifs et continus. Leur influence est généralement non linéaire et le comportement de la réponse est représenté par une surface de réponse.

Pour modéliser les surfaces de réponses, plusieurs plans peuvent être utilisés. Nous allons voir un type de ces plans : les plans composites centrés.

Les plans composites centrés ont été créés pour modéliser, en vue de les explorer, les surfaces de réponses. Dans ces plans, tous les facteurs sont continus et l'on cherche à estimer un modèle quadratique de la forme :

$$y = \left[a_0 + a_1 u + a_2 v + a_{12} u.v + ...\right] + \left[a_{11} u^2 + a_{22} v^2\right]$$

Les plans composites centrés sont conçus pour être conduits de manière séquentielle. Les deux premières séquences servent à estimer la partie linéaire du modèle et la dernière les effets quadratique.

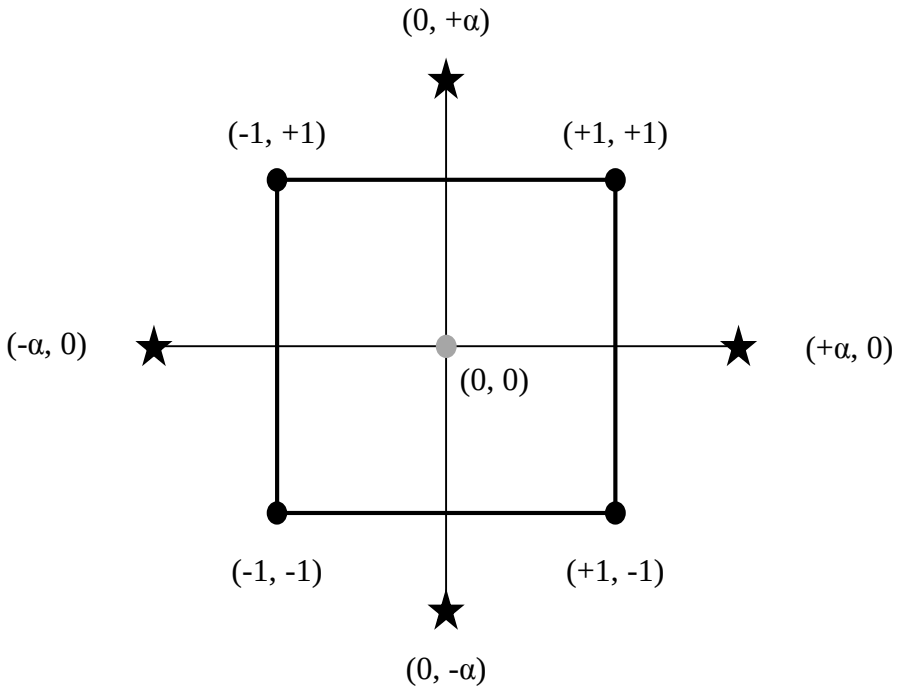


Figure 90 : Représentation des points expérimentaux pour un plan composite pour 2 facteurs.

Un plan composite centré se compose d'un plan factoriel à deux niveaux, de points dits axiaux appelés points étoiles, et de points au centre, comme cela est illustré en figure 90.

Les points du plan factoriel consiste en toutes les combinaisons possibles des niveaux +1 et -1 des différents facteurs. Dans l'exemple de la figure 90, ces points sont (-1, -1) (+1, -1) (-1, +1) et (+1, +1). Les point axiaux ou en étoile ont tous des facteurs au niveau 0. Pour un plan à deux facteurs, les points étoiles sont : (-α, 0) (+α, 0) (0, -α) (0, +α). La valeur de α doit être déterminée. Une valeur commode de α est 1. Dans ce cas les points en étoiles se trouvent sur les

faces du cube du plan d'expériences (s'il y a 3 facteurs), on dit alors qu'on a un plan composite à faces centrées. Le choix de fixer α à 1 est commode car seulement trois niveaux de variations sont choisis pour les facteurs (-1, 0, 1) au lieu de cinq lorsque que α est différent de 1. Les points centraux, comme indiqué par leur noms sont les points situés au milieu du domaine de variation de chaque facteurs et sont notés (0, 0). Les points centraux sont habituellement répétés entre 4 et 6 fois afin d'obtenir une bonne estimation de l'erreur expérimentale, notée erreur pure dans la terminologie des plans d'expériences.

3.3. Analyse des résultats

La méthodologie des plans d'expériences permet également une analyse statistique des résultats. L'analyse statistique permet, à l'aide d'indicateurs numériques, de juger de la qualité de la modélisation. Dans certains cas, l'analyse peut également conduire à rendre le modèle déterminé plus précis.

3.3.1. La transformation de réponse

Dans certains cas, il apparait qu'une transformation de la réponse permet d'augmenter l'adéquation du modèle vis-à-vis des valeurs expérimentales.

Cinq transformations sont généralement envisagées et présentées dans le tableau 45.

Tableau 45 : Transformation et puissance associée envisagées pour la transformation de réponses.

Transformation	Puissance associée (λ)	Nom de la transformation
1/Y	-1	Inverse
$1/\sqrt{Y}$	-1/2	Racine carrée inverse
Ln (Y)	0	Logarithme
$\sqrt{Y}$	½	Racine carrée
Y	1	Non transformée
Y^2	2	Carrée

L'intérêt de réaliser une transformation est évalué grâce à la visualisation du graphe de Box-Cox [86], dont une illustration est présenté en figure 91. Le graphe de Box-Cox permet de visualiser le logarithme de la somme des résidus SCE en fonction du type de transformation réalisée, c'est-à-dire en fonction de la valeur de λ.

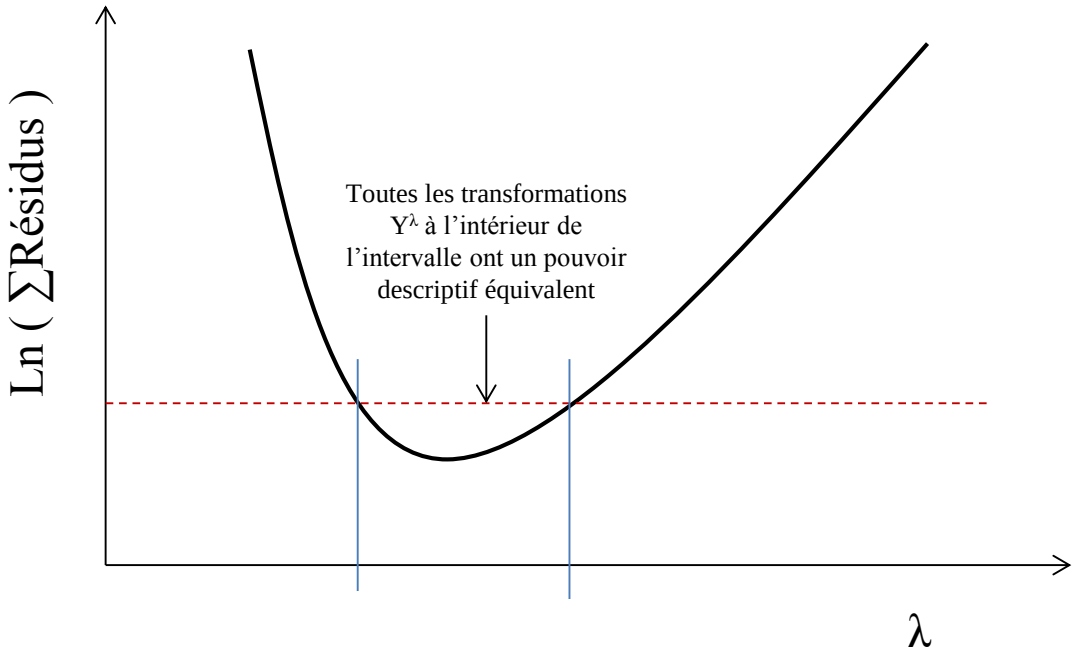


Figure 91 : Graphe de Box-Cox. Le logarithme de la somme des résidus est tracé en fonction de la valeur λ de transformation. Le but est d'avoir le minimum de résidus.

Le point le plus bas du graphe correspond à la meilleure transformation. Les transformations à l'intérieur de l'intervalle, qui représente l'intervalle de confiance à 95% de la valeur de lambda, ont un pouvoir descriptif équivalent.

3.3.2. Raffinement du modèle

Une fois la réponse transformée, les coefficients du modèle sont calculées avec l'erreur associée. Pour juger la significativité des coefficients le *F* de Fisher est calculée.

Une estimation *V(A)* de la variance de y associée à l'action A et ce à partir des effets de cette action. Une estimation de la variance *V(e)* de la variabilité naturelle de *y*, soit à partir des résidus, soit à partir des répétitions.

$$F = \frac{\frac{Somme\ des\ carrés\ des\ écarts\ du\ facteur\ A}{degré\ de\ liberté\ du\ facteur\ A}}{\frac{Somme\ des\ carrés\ des\ résidus\ e}{degré\ de\ liberté\ des\ résidus\ e}} = \frac{V(A)}{V(e)}$$

Le rapport *F* suit une loi de Fischer Snedecor si les effets réels de l'action analysée sont nuls. Dans le cas contraire, elle ne suit pas cette loi. La table de Fischer Snedecor donne pour certains niveaux de confiance la borne ou valeur critique de $F_{critique}$ dans lequel on a une probabilité (1-α) de

rencontrer *F* si l'hypothèse de la nullité des effets réels de l'action est satisfaite. En générale alpha est égale à 0,05 soit 5%.

Associée à la valeur de *F*, la probabilité *Prob > F* est calculée, qui calcule la probabilité qu'à la variable Fischer d'être supérieure à la valeur estimée de *F*. Si la probabilité est supérieure à 0,05 le facteur est déclarée comme non significatif. Si la probabilité est inférieure à 0,01, le facteur est déclarée comme significatif [87].

Ainsi, des termes du modèle peuvent être éliminés s'ils sont analysés comme non significatifs.

3.3.3. Critère de qualité

Nous nous intéressons ici à deux indicateurs numériques : le coefficient de régression R^2 et le coefficient de régression ajusté R^2 *ajusté*. R^2 représente la proportion de variation expliquée par le modèle. Le R^2 *ajusté* donne la variation de la réponse expliquée par le modèle relativement au degré de liberté. Ces deux valeurs sont comprises entre 0 et 1. Elles doivent être proches de 1 pour que le modèle soit ajusté à l'ensemble des essais. En général, on considère que le modèle est valide au-dessus de 0,85. Ces coefficients sont définis par les équations suivantes :

$$R^2 = \frac{SS_{\mathrm{Re}gr}}{SS_{Total}} = 1 - \frac{SS_{\mathrm{Re}sid}}{SS_{Total}}$$

Avec SS_{regr} la somme des carrés des réponses expliquées par le modèle :

$$SS_{\mathrm{Re}gr} = \sum_{i=n}^{n} (\hat{Y}_i - \overline{Y}_i)^2$$

Et SS_{Resid} la somme des carrés des résidus :

$$SS_{\mathrm{Re}sid} = \sum_{i=n}^{n} Résidus^2 = \sum_{i=n}^{n} (Y_i - \hat{Y}_i)^2$$

Et SS_{Total} est la somme des deux expressions précédentes :

$$SS_{Total} = SS_{\mathrm{Re}gr} + SS_{\mathrm{Re}sid}$$

Le R^2 *ajusté* est défini par l'expression suivante :

$$R^2{}_{ajusté} = \frac{MS_{\mathrm{Re}gr}}{MS_{Total}} = 1 - \frac{MS_{\mathrm{Re}sid}}{MS_{Total}} = \frac{SS_{\mathrm{Re}sid} \big/ (n-p)}{SS_{Total} \big/ (n-c)} SS_{Total} = 1 - (1-R^2).\left(\frac{n-c}{n-p}\right)$$

Où $n - c$ et $n - p$ représentent le nombre de degrés de liberté totale et résiduelle respectivement.

3.3.4. Validation

Une fois la vérification des indicateurs statistiques effectuée, les valeurs prédites par le modèle sont comparés aux valeurs expérimentales. Par précaution il est préférable d'ajouter des expériences compris dans le domaine expérimental mais non compris dans le plan afin de vérifier la bonne prédiction du modèle, vis-à-vis de l'expérience.

3.4. Conclusion

Les plans d'expériences ont pour but l'optimisation des essais dès que l'objectif vise à étudier l'influence de plusieurs facteurs sur la une ou plusieurs réponses. L'influence est généralement étudiée grâce à un plan factoriel à deux niveaux. Si l'on veut une analyse prédictive, un plan à trois niveaux de facteurs est généralement réalisé. Dès que le nombre de facteurs est grand, les plans complets ne deviennent plus réalisables car le nombre d'essais nécessaire devient vite trop important.

Nous allons voir par la suite l'utilisation concrète de la méthodologie des plans d'expériences. Le plan factoriel à deux niveaux de variations a été utilisé afin d'étudier l'influence des différents facteurs sur la réponse en température d'un motif quelconque. Le plan composite centré sera utilisé afin de déterminer une formule prédictive de la résistance thermique en fonction des dimensions.

4. Calcul de la longueur d'une inductance chanfrein

Une inductance se caractérise par sa largeur *W*, ses rayons internes *X* et *Y*, son nombre de tours *N* et sa distance interspire S. La figure 92 représente une inductance de dimensions W30X86Y223N35.

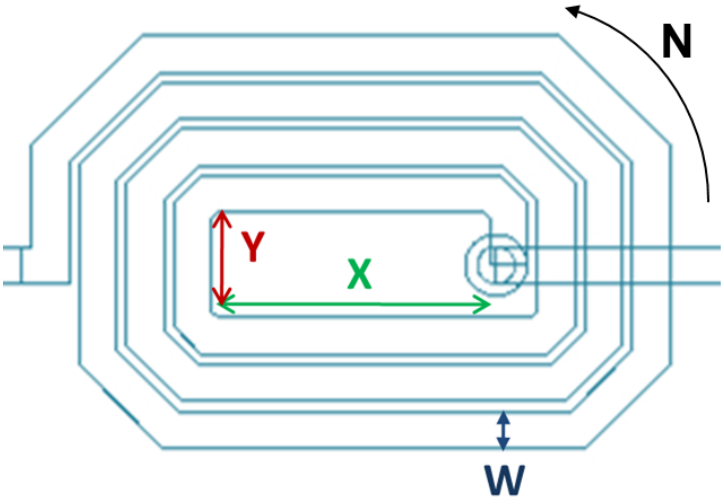


Figure 92 : Paramètres dimensionnels d'une inductance chanfrein. Une inductance se caractérise par sa largeur *W*, ses rayons internes horizontaux et verticaux *X* et *Y*, et son nombre de tours *N*.

Les rayons internes se retrouvent dans chaque spire rectiligne de l'inductance comme cela est montré dans la figure 93.

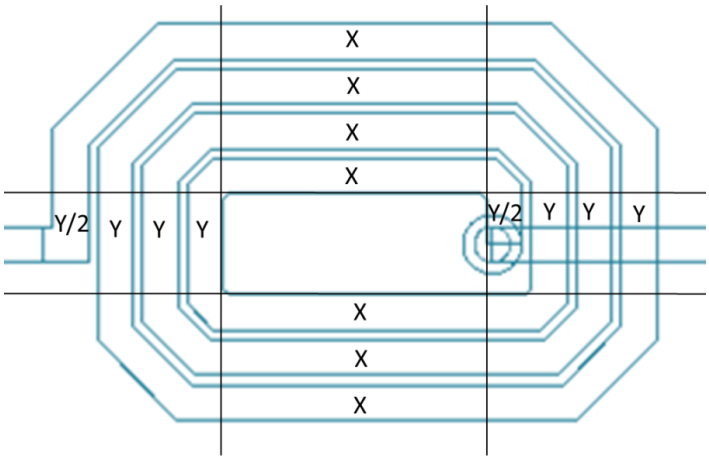


Figure 93 : Dimensions *X* et *Y* se retrouvant dans chaque spire rectiligne de l'inductance

Pour l'inductance en question la longueur est égale à 7 fois le rayon interne vertical et 7 fois le rayon interne horizontal, c'est-à-dire deux fois le nombre de tours multiplié par la somme des rayons internes.

$$L_1 = 7.Y + 7.X = (2 \times 3.5)Y + (2 \times 3.5)X = 2.N.(X + Y)$$

La figure 94 représente un zoom sur l'un des coins de l'inductance. Un coin se découpe en quatre triangles rectangles égaux d'angle $\frac{\pi}{8}$.

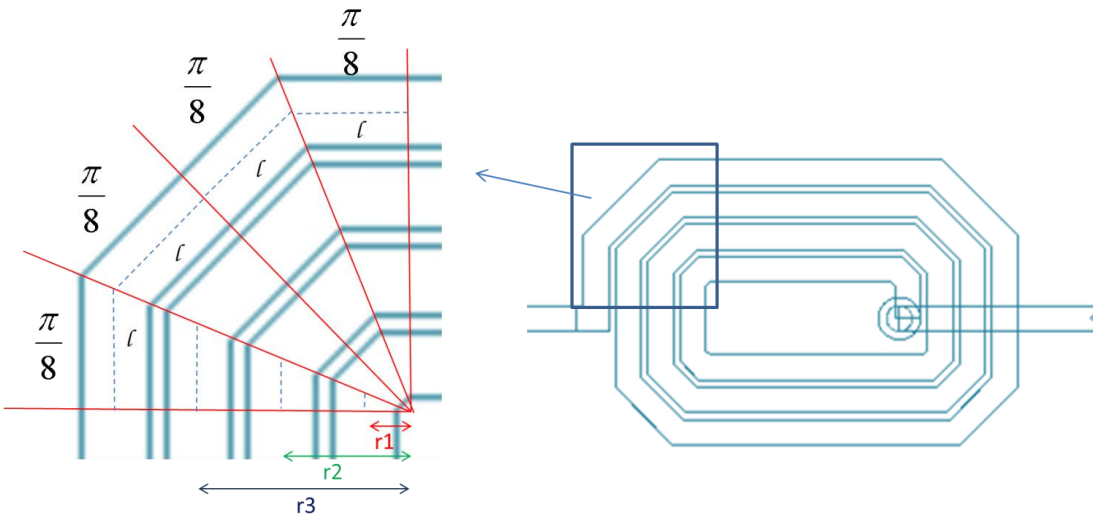


Figure 94 : Le coin de l'inductance peut se découper en quatre triangles rectangles d'angle π/8, la longueur *l* est définit comme la base de ces triangles.

La longueur *l* est définit comme la base des triangles. L'expression de *l* se définit grâce à la relation trigonométrique :

$$\tan\left(\frac{\pi}{8}\right) = \frac{l}{r_n}$$

Avec r_n la base du triangle rectangle, différent selon la spire. L'expression de r_n est définit par :

$$r_n = \frac{W}{2} + (n-1)(W+S)$$

La longueur d'un bras est donnée par la relation suivante :

$$L = 4 \times l = 4 \times r_n \tan\left(\frac{\pi}{8}\right)$$

La longueur totale des quatre bras s'obtient par la somme les différents r_n, c'est-à-dire la somme d'une suite arithmétique, ce qui donne :

$$L = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times (r_1 + r_2 + \ldots + r_n)$$

$$L = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times \sum_{1}^{n} r_n$$

$$L = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times \frac{n \times (r_1 + r_n)}{2}$$

Les coins de l'inductance sont différents. En effet, comme le montre la figure 95 , le nombre de spire pour les coins supérieurs est égale à 4 alors que pour les coins inférieurs, est égal à 3. Ce qui représente en fait le nombre de spire, 3,5, plus ou moins ½.

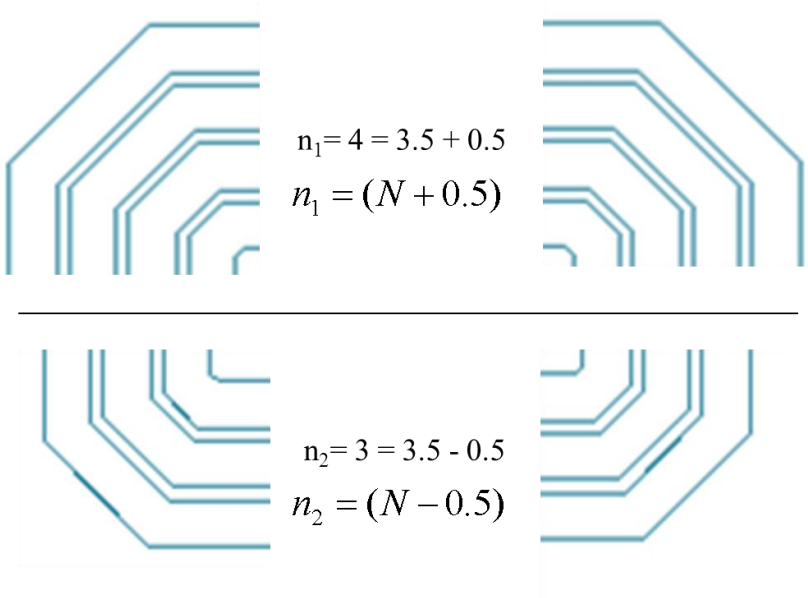


Figure 95 : Calcul du nombre de spires pour chaque coin en fonction du nombre de tours.

Ainsi pour calculer la longueur totale des coins constituant l'inductance il est nécessaire de prendre en compte cette différence. Soit L_1 la longueur de piste d'un coin supérieur de l'inductance et L_2 la longueur de piste d'un coin inférieur de l'inductance.

$$L_2 = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times \frac{\left(\left(N + \frac{1}{2}\right) \times (r_1 + r_{N+\frac{1}{2}})\right)}{2}$$

$$L_3 = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times \frac{\left(\left(N - \frac{1}{2}\right) \times (r_1 + r_{N-\frac{1}{2}})\right)}{2}$$

Les coins sont présents deux fois chacun, l'expression devient :

$$L_2 = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times \left(\left(N + \frac{1}{2}\right) \times (r_1 + r_{N+\frac{1}{2}})\right)$$

$$L_3 = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times \left(\left(N - \frac{1}{2}\right) \times (r_1 + r_{N-\frac{1}{2}})\right)$$

Soit L_{coin} la longueur totale des pistes constituant les coins de l'inductance définit comme la somme des longueurs de coins supérieurs et inférieurs.

$$L_{coin} = L_2 + L_3$$

Les $r_{1,}$ $r_{N+1/2}$ et $r_{N-1/2}$ sont remplacés par les expressions respectives, on obtient :

$$L_2 = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times \left(\left(N + \frac{1}{2}\right) \times (W + (N - \frac{1}{2})(W + S)\right)$$

$$L_3 = 4 \times \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \times \left(\left(N - \frac{1}{2}\right) \times (W + (N - \frac{3}{2})(W + S)\right)$$

L'allongement de la piste à chaque tour est pris en compte par l'expression :

$$L_4 = (N - 0.5).(W + S)$$

La longueur de l'inductance est la somme des différentes longueurs déterminées et est donnée par la relation :

$$L_{Total} = L_1 + L_2 + L_3 + L_4$$

$$L = 2.N.(X + Y) + \left(N + \frac{1}{2}\right).\left(W + \left(N - \frac{1}{2}\right).(W + S)\right).4.\tan\left(\frac{\pi}{8}\right) + \left(N - \frac{1}{2}\right).\left(W + \left(N - \frac{3}{2}\right).(W + S)\right).4.\tan\left(\frac{\pi}{8}\right) + (N - 0.5).(W + S)$$

Pour calculer précisément la résistance de l'inductance, il est nécessaire de prendre en compte la longueur de la piste de reprise de contact au troisième niveau de métallisation. La longueur de cette piste est égale à la largeur et la distance interspire, multiplié par le nombre de tours soit :

$$L = N.(W + S)$$

La résistance de l'inductance peut être calculée par la relation suivante :

$$R_{Inductance} = \rho \frac{L_{M2}}{W.E_{M2}} + \rho \frac{L_{M3}}{W.E_{M3}} = \frac{\rho}{W}.(\frac{L_{M2}}{E_{M2}} + \frac{L_{M.3}}{E_{M3}})$$

Publications

Articles de revues internationales avec comité de lecture

L. Siegert, M. Capelle, F. Roqueta, V. Lysenko, and G. Gautier, "Evaluation of mesoporous silicon thermal conductivity by electrothermal finite element simulation," *Nanoscale Research Letters*, vol. 7, no. 1, p. 427, 2012.

Présentations en conférences internationales avec comité de lecture

L. Siegert, G. Fiannaca, F. Roqueta, G. Gautier, and C. Anceau, "Electrothermal prediction model of cu low k interconnection on glass substrate," in *Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), 2011 12th International Conference* , pp. 1/5 –5/5, Avril 2011.

L. Siegert, G. Fiannaca, and G. Gautier, "Joule heating temperature prediction for inductor," in *Integrated Reliability Workshop Final Report (IRW), 2011 IEEE International*, pp. 121 –124, Octobre 2011.

L. Siegert, M. Capelle, F. Roqueta, V. Lysenko, and G. Gautier, "Evaluation of mesoporous silicon thermal conductivity by electrothermal finite element simulation," *Proceedings of PSST*, Malaga, mars 2012.

Présentations en conférences nationales avec comité de lecture

L. Siegert, G. Fiannaca, F. Roqueta, and G. Gautier, "Détermination d'une formule analytique prédisant l'effet joule dans les interconnexions en cuivre sur substrat verre," *Recueil d'articles des JNRDM*, Paris, mai 2011.

Laurent SIEGERT

Caractérisation et modélisation électrothermique des interconnexions et inductances en cuivre épais

Résumé

Les inductances et interconnexions des composants passifs intégrés pour la téléphonie mobile, sont sujettes à des défaillances dues à l'électromigration et l'auto-échauffement. L'électromigration n'est pas un risque majeur, au regard des grandes dimensions de cuivre de la technologie étudiée et de l'application. L'auto-échauffement est, en revanche, le principal phénomène qui limite le choix des dimensions des inductances et interconnexions lors de leurs conceptions.

L'effet Joule pour les interconnexions et les inductances, a été étudié par le biais de caractérisations et de simulations électrothermiques. La méthodologie des plans d'expériences a été utilisée afin de modéliser le comportement électrothermique des inductances et des interconnexions. Un modèle prédictif de l'auto-échauffement en fonction des dimensions et de l'intensité, a été déterminé permettant d'étudier et de déterminer l'influence de chaque facteur dimensionnel, en régime continu.

En radiofréquence, une méthodologie de mesure de l'auto-échauffement a été déterminée permettant sa caractérisation sur des composants sur plaquette. Une corrélation entre les régimes continus et alternatifs ne donnant pas de résultat concluant, une méthodologie de couplage faible, entre un simulateur électromagnétique et électrothermique a été effectuée, permettant la simulation du phénomène d'auto-échauffement sous contrainte radiofréquentielle.

Mots clés : Inductance, interconnexion, cuivre, effet Joule, modèle prédictif, régime continu, régime radiofréquentiel.

Résumé en anglais

Electrothermal and electromigration failure are likely to occur on copper inductor and interconnection in integrated passive devices for wireless telephony application. Electromigration is not a concern considering the high thickness of the copper and the application but the Joule heating is the main restriction on the dimensions during the component design.

Joule heating on interconnections and inductors has been studied by electrothermal characterization and simulation. We have shown that Joule heating depends of several parameters such as material layers parameters and component dimensions. Design of experiments methodology has been used in order to model the inductor and interconnection electrothermal behavior. A self-heating predictive model has been determined allowing the study and the determination of dimensions impact in direct current.

In radiofrequency, a self-heating measurement methodology has been determined allowing its characterization at wafer level. A correlation between direct current and radiofrequency is not satisfactory and a weak coupling between an electromagnetic and electrothermal simulator has been performed, providing the self-heating simulation under radiofrequency stress.

Keywords: Inductor, Interconnection, copper, Joule heating, predictive model, direct current, radiofrequency.