



**HAL**  
open science

# Contribution à l'étude de solutions non destructives pour la détection et la localisation de défauts électriques dans les structures électroniques 3D

Nicolas Courjault

► **To cite this version:**

Nicolas Courjault. Contribution à l'étude de solutions non destructives pour la détection et la localisation de défauts électriques dans les structures électroniques 3D. Electromagnétisme. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2016. Français. NNT : 2016TOU30313 . tel-01635356

**HAL Id: tel-01635356**

**<https://theses.hal.science/tel-01635356>**

Submitted on 15 Nov 2017

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Université  
de Toulouse

# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)

---

**Présentée et soutenue par :**

**Nicolas Courjault**

Le 17 Juin 2016

**Titre :**

Contribution à l'étude de solutions non destructives pour la détection et la localisation de défauts électriques dans les structures électroniques 3D

---

ED GEET : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

**Unité de recherche :**

UMR 5213

**Directeur(s) de Thèse :**

M. Thierry Lebey

M. Vincent Bley

**Rapporteurs :**

M. Eric Woïrgard

M. Philippe Descamps

**Autre(s) membre(s) du jury :**

M. Jean Pascal Cambronne

M. Stéphane Moreau

M. Fulvio Infante

M. Philippe Perdu

Contribution à l'Etude de Solutions non-Destructives pour la Détection et la Localisation  
de Défauts Electriques dans les Structures Electroniques 3D

## Remerciement

Une thèse est un travail de longue haleine dans laquelle plusieurs métiers peuvent être effectués et, où, donc une ouverture d'esprit et des compétences parallèles sont utiles et parfois nécessaires. On peut citer comme exemple le travail de laboratoire, ou encore l'ingénierie de diverse machine de localisation de défaut, tout en passant par l'observation globale d'analyse de défaillance. Cet enchaînement permet d'apprendre à avoir une échelle variable de vision des éléments nécessaires à une analyse. Je pense que cette échelle de vision est ce qui m'aura le plus marqué durant ma thèse et auquel je garderai le plus en souvenir.

Mais ce souvenir ne saurait exister sans les personnes qui m'ont entouré durant ces trois années. C'est pour cette raison que je tiens à remercier tout particulièrement les personnes qui m'ont permis d'aller jusqu'au bout de cette thèse qui fut particulièrement éprouvante et notamment sur la dernière étape de rédaction et de présentation.

Tout d'abord, j'adresse mes plus sincères remerciements à mes directeurs de thèse Thierry Lebey et Vincent Bley qui m'ont soutenu jusqu'au bout et cela malgré mes pertes de motivations, en particulier sur la phase de rédaction et de soutenance.

J'adresse également mes remerciements à Philippe Perdu pour m'avoir fourni des orientations avisées, des remarques, des critiques m'ayant permis de suivre une direction donnée tout au long de la thèse.

J'exprime ma gratitude à Fulvio Infante pour m'avoir permis d'effectuer cette thèse CIFRE au sein de son entreprise Intraspec Technologies et de m'avoir guidé à certains moments pour outre passer certains problèmes techniques et scientifiques.

Je remercie ensuite Francis Pressecq et le CNES dans son ensemble dont notamment, Frédéric Bourcier, Kevin Sanchez, Elsa Locatelli, Jean-Michel Desmarre, Delphine Faye, Sandrine Lachiver, Cécile Gouin et Jean Garnier de m'avoir permis de travailler au sein de leur laboratoire d'expertise et d'avoir pu utiliser des outils performants et à la pointe de la technologie.

Cette thèse n'aurait pu se terminer sans le soutien des rapporteurs. Je remercie donc MM. Philippe Descamps et Eric Woïgard d'avoir accepté de jouer ce rôle. Il en est de même pour MM. Jean-Pascal Cambronne et Stéphane Moreau d'avoir accepté d'être mes examinateurs pour la soutenance de thèse.

J'exprime évidemment ma reconnaissance envers tous mes collègues de laboratoire pour leur gentillesse et leur bonne humeur au cours de ces trois années au sein du labo avec notamment, Guillaume Bascoul, Kateryna Kiryukhina, Dorine Laverjat, Kevin Melandez, Marie Peyriguer, Grégory Sattler, Hélène Chauvin, Fabien Messenger, Fabien Battistela, Jérôme

Dibattista, Piero Spezzigu, Mélanie Cabanel, Camille Rigaud, Clovis Lataste, Djemel Lellouchi, Jérémy Dhennin, Julien Uzanu, Patrick N'guyen, Sébastien Sifflet, Mathieu Dejob, Chung Tah Chua, Roberta Pilia.

Enfin je témoigne ma reconnaissance amicale envers Antonio Orozco, manager technique chez « Neocera », le constructeur du microscope magnétique, pour ses réponses aux nombreux problèmes techniques rencontrés durant ces trois années de travail ainsi qu'au programme IARPA, qui a contribué financièrement à cette thèse.

## I. Introduction générale

La fiabilité est un élément critique pris en compte tout au long du processus de conception et d'élaboration d'un satellite. Pour un satellite de défense ou de télécommunication, une panne engendrerait rapidement un échec de la mission (par exemple : aucune information sur le terrain d'opération d'une mission militaire, perte de communication entre les continents et des îles éloignées etc.). La réparation d'un satellite étant quasiment proscrite pour des raisons évidentes de coûts (préparation de l'équipe à la réparation, environnement spatial, production d'un lanceur, etc.), il est donc primordial d'assurer une fiabilité optimale pour les satellites afin de garantir leur mission pour une durée de vie la plus longue possible. Des échecs restent toujours possibles (comme c'est le cas des lanceurs actuellement), mais de fabuleuses réussites existent comme le « rover » martien « Opportunity ». Alors qu'il ne devait avoir une durée de vie que de 90 sols (jour sidéral martien) soit environ 92 jours terrestres, il en est, à la date du 10 novembre 2015, à 4187 sols multipliant par 46 sa durée de vie initiale !

L'analyse de défaillance est une partie de la fiabilité qui est utilisée à partir de l'apparition d'une défaillance. L'objectif principal est de comprendre ses causes afin de permettre - via un retour aux concepteurs du système - d'appliquer une solution correctrice. Cette démarche empêche la réapparition de cette défaillance et contribue à l'amélioration de la fiabilité générale du système en question. Cependant afin de comprendre les raisons d'une défaillance, un travail important de localisation du défaut est nécessaire qui dépend de son type, et de la nature du système électronique. En fonction de ces informations, la technique la plus à même de localiser le défaut doit être choisie. Certaines de ces techniques existent depuis déjà plusieurs décennies et leur capacité n'est plus à démontrer.

Toutefois, la structure des composants électroniques devient de plus en plus complexe. Les besoins actuels nécessitent, en effet d'intégrer toujours plus de fonctions dans le volume le plus faible. Ces nouvelles structures de composant font appel à des interconnexions internes dites « 3D » permettant de transférer un signal entre les diverses couches. Du fait de leur complexité, ces structures peuvent présenter des défaillances dont les origines bien que multiples restent identiques aux défauts apparaissant sur des structures 2D traditionnelles. L'introduction de la dimension verticale engendre par exemple de nombreuses modifications quant à l'interprétation des résultats de localisation de défaut. Certaines techniques allant même jusqu'à perdre leur pouvoir de localisation.

Le spatial n'a encore que très peu affaire à ce type de composant. Généralement seules des technologies éprouvées (existant depuis au moins dix ans afin d'être certain de la fiabilité des composants) sont utilisées. Néanmoins, il arrivera forcément un jour où des composants 3D apparaîtront dans ces systèmes. Il est donc primordial de maintenir à jour ces techniques de

localisation afin de pouvoir garantir la durée de vie la plus longue possible d'un satellite. L'enjeu de cette thèse, réalisée en collaboration avec le laboratoire d'expertise du CNES, est d'étudier la capacité de techniques de localisation de défaut différentes sur ces nouveaux composants et systèmes électroniques 3D.

La première partie de ce manuscrit consistera en une analyse bibliographique du sujet. Des objets 3D présents sur le marché (SIP, PIP, MCM, etc.) ou à venir (TSV), des défauts fréquemment rencontrés et les techniques les plus à même de les localiser seront présentés. La deuxième partie consistera en l'évaluation de quatre techniques d'analyse de défaillance via une analyse de leurs performances sur des échantillons 3D modèles. Compte tenu des limites observées, la troisième et dernière partie présentera les améliorations qu'il nous a semblé nécessaire de développer durant cette thèse pour répondre au problème posé.

Enfin, nous présenterons dans une dernière partie, nos conclusions et les axes suivant lesquels nous pensons utiles de poursuivre ces travaux.

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>V</b>
<b>II.</b>	<b>ETAT DE L'ART.....</b>	<b>1</b>
<b>A.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>1</b>
<b>B.</b>	<b>Différents objets 3D.....</b>	<b>3</b>
1.	Multi Chip Module (MCM).....	3
2.	Package In Package (PIP).....	3
3.	Package On Package (POP).....	4
4.	System In Package (SIP).....	4
5.	System On Package (SOP).....	5
6.	Through Silicon Via (TSV).....	6
<b>C.</b>	<b>Les différents défauts.....</b>	<b>8</b>
1.	Défaut d'ordre électrique.....	8
a.	Le court-circuit.....	8
b.	Le circuit ouvert franc.....	8
c.	Le circuit ouvert résistif.....	9
2.	Défaut d'ordre technologique.....	10
a.	Fissures.....	10
b.	Délaminages.....	11
c.	Filament anodique conducteur (CAF).....	11
3.	Caractérisation d'un défaut électrique.....	14
a.	Soft defect.....	14
b.	Hard defect.....	14
4.	Synthèse.....	14
<b>D.</b>	<b>Plusieurs techniques de microscopie.....</b>	<b>15</b>
1.	Microscopie acoustique.....	15
2.	Tomographie à rayons X.....	17
3.	Réflectométrie temporelle.....	20
a.	Réflectométrie.....	20
b.	Transmétrie.....	23
4.	Réflectométrie temporelle par impulsion électro-optique (EOTPR).....	24
5.	Microscopie magnétique.....	24
a.	Généralités.....	24
b.	Localisation de défaut 2D.....	25
c.	Défaut ciblé.....	26
6.	Thermographie à détection synchrone (LIT).....	26
a.	Généralités.....	26
b.	Résolution spatiale.....	28
7.	Réflectométrie dans le domaine spatiale (SDR).....	28
<b>E.</b>	<b>Conclusion de l'état de l'art.....</b>	<b>30</b>
<b>F.</b>	<b>Glossaire.....</b>	<b>31</b>



<b>III. APPLICATIONS DES DIFFERENTES TECHNIQUES A LA LOCALISATION DE DEFAUT DANS UNE INTEGRATION 3D.....</b>	<b>32</b>
<b>A. Introduction.....</b>	<b>32</b>
<b>B. Evolutions apportées par les objets 3D dans la localisation de défaut .....</b>	<b>34</b>
1. Time domain Reflectometry/ « Transmetry » .....	34
a. Principe RF mis en jeu .....	35
b. Mesure de vitesse .....	36
2. Microscopie magnétique .....	39
a. Mise en œuvre .....	39
b. Essai d'observation de courant vertical.....	40
c. Possibilité d'observation de défaut 3D .....	41
3. Thermographie par détection synchrone (Lock-in thermography) .....	42
a. Dans les objets 3D .....	42
b. L'émissivité .....	43
c. Localisation de Défaut 3D par Thermographie à détection synchrone.....	45
<b>C. Essai de localisation de défaut 3D.....</b>	<b>48</b>
1. localisation d'ouvert franc sur daisy chain par réflectométrie temporelle .....	48
2. Ouvert résistif .....	50
3. court circuit 3d.....	51
<b>D. Essai de visualisation de défaut 3D .....</b>	<b>55</b>
1. Tomographie à rayons X .....	55
<b>E. Tableau de comparaison des techniques de localisation.....</b>	<b>57</b>
<b>F. Conclusion .....</b>	<b>59</b>
<b>G. Glossaire.....</b>	<b>60</b>
<b>IV. EVOLUTION DES TECHNIQUES EXISTANTES POUR UNE MEILLEURE ADAPTATION A LA 3D.....</b>	<b>61</b>
<b>A. Introduction.....</b>	<b>61</b>
<b>B. Imagerie de phase magnétique.....</b>	<b>62</b>
1. Théorie.....	62
2. Véhicule de test .....	65
3. Image de phase et d'amplitude .....	67
4. Microscopie magnétique avec décalage de référence de phase.....	68
5. Cas d'étude réel sur Actuateur piezo-électrique .....	70
a. Court-circuit de faible impédance .....	70
b. Court-circuit d'impédance moyenne.....	72
6. Conclusion .....	74
<b>C. Mesure magnétique avec échantillon incliné.....</b>	<b>75</b>
1. Introduction.....	75

2.	Calcul de champs magnétiques pour des échantillons inclinés avec une source de courant rectangulaire	75
a.	Inclinaison de l'échantillon suivant l'axe x	75
i.	Système de référence	76
ii.	Calcul du moment magnétique	77
iii.	Calcul de $B_z$	77
iv.	Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante z	78
v.	Dérivation du rapport signal sur bruit	79
vi.	Calcul de $B_y$	79
vii.	Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante y	79
viii.	Mesure magnétique simultanée de deux composantes	80
b.	Inclinaison de l'échantillon suivant l'axe Y	80
i.	Calcul de $B_z$	81
ii.	Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante z	82
iii.	Calcul de $B_x$	82
iv.	Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante X	83
v.	Mesure magnétique simultanée de deux composantes	83
vi.	Dérivation du signal $S_{zx}$	83
c.	Technique possible de mesure de courants verticaux	84
i.	Considération en champ magnétique dans le cadre d'une inclinaison d'axe X	84
ii.	Considération en champ magnétique dans le cadre d'une inclinaison d'axe Y	86
d.	Conclusion	87
3.	Calcul de champs magnétiques pour des cas d'échantillons inclinés avec deux sources de courant linéaires	88
a.	Sans inclinaison	88
i.	Schéma d'ensemble	88
ii.	Expression du champ magnétique	88
iii.	Calcul du signal mesuré par le SQUID	89
b.	Calcul du signal mesuré par le SQUID d'un échantillon incliné selon deux sources de courant linéaires	90
i.	Schéma d'ensemble	90
ii.	Expression du champ magnétique	91
iii.	Calcul du signal mesuré par le SQUID	91
c.	Conclusion	91
4.	Mesures expérimentales	93
5.	Conclusion	96
<b>D.</b>	<b>Couplage Tomographie à rayons X – Microscopie magnétique</b>	<b>97</b>
1.	Introduction	97
2.	Fonctionnement du couplage	98
3.	Mise en œuvre	99
a.	Microscopie magnétique	99
b.	Tomographie à rayons X	100
4.	Simulation magnétique 3D	101
a.	Présentation simulateur	101
b.	Simulations magnétiques	102
5.	Conclusion et perspectives	105

<b>V. CONCLUSION GÉNÉRALE .....</b>	<b>106</b>
<b>VI. LISTE DES CONTRIBUTIONS.....</b>	<b>109</b>
<b>VII. REFERENCES.....</b>	<b>110</b>
<b>VIII. ANNEXES .....</b>	<b>115</b>

## Table de Figures

<b>Figure 1 : les différentes parties d'un composant électronique. Des puces de processeur sur wafer, image à rayons X d'un lead Frame, observation MEB d'une « ball bonding », un boîtier DIL.....</b>	<b>1</b>
<b>Figure 2 : exemples de Multi-Chip Module .....</b>	<b>3</b>
<b>Figure 3 : Schéma (gauche) et image MEB (droite) d'un dispositif de Package in Package [3]. .....</b>	<b>3</b>
<b>Figure 4 : Schéma (gauche) et image MEB (droite) d'un dispositif Package on Package [4]..</b>	<b>4</b>
<b>Figure 5 : Exemple d'organisation d'un system in package [4]......</b>	<b>4</b>
<b>Figure 6 : Comparaison entre différentes technologies d'assemblages. (a) System on Chip (SoC), (b) Multi-Chip-Module (MCM), (c) System in Package (SiP), and (d) System on Package (SoP) [6]. .....</b>	<b>5</b>
<b>Figure 7 : Schéma d'illustration de Through Silicon Vias [28].....</b>	<b>6</b>
<b>Figure 8 : Différentes applications du TSV : (a) en tant que couche active permettant de faire des connexions traversantes pour les couches plus profondes, (b) en tant qu'interposer, (c) permettant des connexions directes au sein d'un empilement de couches [7]. .....</b>	<b>7</b>
<b>Figure 9 : Exemples de court-circuit [11]......</b>	<b>8</b>
<b>Figure 10 : Exemple de circuit ouvert franc [11]......</b>	<b>9</b>
<b>Figure 11 : Exemple d'ouvert résistif [12].....</b>	<b>9</b>
<i>Figure 12 : Evolution de la densité de courant surfacique en présence d'un circuit ouvert résistif. .....</i>	
<b>Figure 13 : Exemples de fissures sur des « balls » de brasure [13]. .....</b>	<b>11</b>
<b>Figure 14 : Vue en coupe d'un PCB. Le CAF suit l'interface existante après délaminage entre une fibre de verre et la résine époxy et finit par former un court-circuit entre l'anode et la cathode. ....</b>	<b>12</b>
<b>Figure 15 : Diagramme de Pourbaix du cuivre [16].....</b>	<b>13</b>
<b>Figure 16 : Formule empirique de J.R. Black sur le temps de vie d'un circuit microélectronique. [17] .....</b>	<b>13</b>

<b>Figure 17 : Schéma des possibles défauts rencontrés dans un semi-conducteur [13].</b>	<b>14</b>
<b>Figure 18 : Expression du coefficient de réflexion et de transmission acoustique d'un matériau.....</b>	<b>15</b>
<b>Figure 19 : Schéma d'ensemble d'une analyse technologique au SAM.....</b>	<b>16</b>
<b>Figure 20 : Images respectives d'un A-scan, C-scan et d'une inversion de phase [22].</b>	<b>16</b>
<b>Figure 21 : Lois générales sur la technique de microscopie acoustique [23].</b>	<b>17</b>
<b>Figure 22 : Schéma d'ensemble de l'analyse RX [27].</b>	<b>18</b>
<b>Figure 23 : Schéma d'émission de photon X.</b>	<b>19</b>
<i>Figure 24 : Schéma de conception du canon générateur de rayons X.</i>	
<b>Figure 25 : Schéma électrique de la mesure par TDR [29].</b>	<b>21</b>
<b>Figure 26 : Signaux théoriques mesurées par le réflectomètre [29].</b>	<b>22</b>
<b>Figure 27 : Exemple d'analyse TDR [29].</b>	<b>23</b>
<i>Figure 28 : (gauche) Schéma de fonctionnement de l'EOTPR. (droite) Progression du signal dans un échantillon [33].</i>	
<b>Figure 29 : Synoptique de fonctionnement de la microscopie magnétique.</b>	<b>25</b>
<b>Figure 30 : Loi de Biot Savard pour une densité de courant volumique [10].</b>	<b>26</b>
<b>Figure 31 : Loi de Planck sur le spectre d'émission d'un matériau en fonction de la température</b>	<b>27</b>
<b>Figure 32 : Schéma de principe de la thermographie à détection synchrone [38].</b>	<b>27</b>
<b>Figure 33 : Mesure d'un point chaud pour différentes fréquences de synchronisation Respectivement 3 Hz, 6 Hz, 12 Hz [40].</b>	<b>28</b>
<b>Figure 34 : Schéma de principe d'une localisation SDR d'un circuit ouvert.</b>	<b>29</b>
<i>Figure 35 : Protocole général de recherche de défaut dans les systèmes et composants électroniques de puissance [54].</i>	
<i>Figure 36 : Schéma d'ensemble d'une mesure de réflectométrie temporelle.</i>	
<b>Figure 37 : Montée de signal TDR brut. Temps de montée de 28 ps.</b>	<b>36</b>

<b>Figure 38 : Montée de signal TDR filtrée par un câble SMA de qualité moyenne. Temps de montée de 178 ps. ....</b>	<b>36</b>
<i>Figure 39 : Schéma d'une ligne microstrip. ....</i>	
<b>Figure 40 : Schéma détaillant le magnétomètre SQUID [47]. ....</b>	<b>39</b>
<i>Figure 41 : Illustration du champ magnétique généré pour différentes directions de courant électrique. ....</i>	
<i>Figure 42 : Vue en coupe schématique du circuit imprimé testé. ....</i>	
<b>Figure 43 : Superposition de l'image de courant et de la photographie de la zone testée, vue par la face supérieure. ....</b>	<b>41</b>
<b>Figure 44 : Projections de lignes de courants sur le plan de mesure du capteur [8]. ....</b>	<b>42</b>
<b>Figure 45 : Projection de ligne de courants sur un plan incliné [8]. ....</b>	<b>42</b>
<b>Figure 46 : (a-b) Images optiques d'une puce FPGA. (c-d) Images thermiques topographiques de différents niveaux de la puce FPGA ; (c) en surface de la puce FPGA, (d) au premier niveau inférieur. ....</b>	<b>43</b>
<b>Figure 47 : (a) Image thermique topographique d'un échantillon illustrant un ouvert résistif. (b) Image d'amplitude thermique de l'échauffement par alimentation électrique. (c) Image de phase thermique. ....</b>	<b>44</b>
<b>Figure 48 : Phénomène de propagation thermique dans un échantillon encapsulé. ....</b>	<b>45</b>
<b>Figure 49 : Mesure d'un point d'émission thermique sur un composant encapsulé par thermographie à détection synchrone. Respectivement 3 Hz, 6 Hz, 12 Hz [51]. ....</b>	<b>46</b>
<b>Figure 50 : Second exemple de localisation de défaut par voie thermique (a), radiographique (b) et analyse physique (c) [50]. ....</b>	<b>46</b>
<b>Figure 51 : Illustration du phénomène thermique mis en jeu dans le cadre d'une localisation de défaut 3D [51]. ....</b>	<b>47</b>
<b>Figure 52 : Mesures TDR suivant l'entrée 1 de la chaîne de via. ....</b>	<b>49</b>
<b>Figure 53 : Mesures TDR suivant l'entrée 2 de la chaîne de via. ....</b>	<b>49</b>
<b>Figure 54 : Motifs de circuit ouverts résistifs disponibles. ....</b>	<b>50</b>

<b>Figure 55 : Observation thermique d'un ouvert résistif. (a) Image topographique, (b) image d'amplitude thermique. Images de phase .....</b>	<b>51</b>
<b>Figure 56 : Observation magnétique d'un ouvert résistif. (a) Résultat brut magnétique. (b) Résultat en image de courant après application de l'algorithme MCI.....</b>	<b>51</b>
<b>Figure 57 : Composant FPGA sur PCB multi-couches possédant un court-circuit 3D. ....</b>	<b>52</b>
<b>Figure 58 : Superposition des cartographies de courant, pour la ligne C100, avec l'image optique du composant testé. (a) Visualisation des courants en phase avec l'alimentation, (b) visualisation des courants en quadrature. ....</b>	<b>53</b>
<b>Figure 59 : Agrandissement de la zone étudiée. (a) Visualisation du courant en phase électrique de 150°. (b) Visualisation du courant en quadrature. ....</b>	<b>53</b>
<b>Figure 60 : Image d'amplitude thermique obtenue par LiT.....</b>	<b>54</b>
<b>Figure 61 : Tomographie d'un « Daisy Chain » possédant un circuit ouvert franc sur une des colonnes.....</b>	<b>55</b>
<b>Figure 62 : Schéma bloc du détecteur synchrone utilisé pour la microscopie magnétique.</b>	<b>62</b>
<b>Figure 63 : Ancien synoptique du microscope magnétique.....</b>	<b>64</b>
<b>Figure 64 : Nouveau synoptique du microscope magnétique. ....</b>	<b>64</b>
<b>Figure 65 : (a) Schéma du circuit RLC, (b) vue côté fils du circuit RLC. ....</b>	<b>65</b>
<b>Figure 66 : (a-b) Images obtenues par scans magnétiques, (c-d) Visualisation en image de courant des mêmes scans, (Gauche) en voie X du détecteur synchrone, (Droite) en voie Y. ....</b>	<b>66</b>
<b>Figure 67 : Superposition des images optiques avec les images de courant (a) en voie X, (b) en voie Y.....</b>	<b>66</b>
<i>Figure 68 : Phase de différents éléments placés en circuit parallèle. <math>Arg(Z_{\text{équi}})</math> correspond à l'argument de l'impédance équivalente de l'ensemble de la branche associée (ici, un circuit RLC série). ....</i>	
<b>Figure 69 : Image d'amplitude magnétique obtenue à partir des résultats des voies X et Y. ....</b>	<b>67</b>
<b>Figure 70 : Image de phase magnétique obtenue à partir des résultats des voies X et Y. ..</b>	<b>68</b>

<b>Figure 71 : Superposition de l'image optique et de l'image de courant d'un second circuit RLC parallèle, (a) Image de courant obtenue depuis la voie X dans des conditions standard d'utilisation, (b) Image de courant obtenue pour une référence de phase modifiée.....</b>	<b>69</b>
<b>Figure 72 : Photographie d'un actuateur piézoélectrique fonctionnel. ....</b>	<b>70</b>
<b>Figure 73 : Schéma électrique du circuit de test du premier actuateur défectueux. ....</b>	<b>71</b>
<b>Figure 74 : Scan magnétique du composant défectueux à faible résistance. (a) Voie X du détecteur synchrone, (b) voie Y.....</b>	<b>71</b>
<b>Figure 75 : Images de courant obtenues à partir des scans magnétiques, (a) en voie X, (b) en voie Y. ....</b>	<b>71</b>
<b>Figure 76 : Superposition de l'image optique et de l'image de courant permettant la localisation du défaut sur le premier actuateur en défaut.....</b>	<b>72</b>
<b>Figure 77 : (a) Image d'amplitude du même composant, (b) Image de phase. ....</b>	<b>72</b>
<b>Figure 78 : Schéma électrique du circuit de test du second actuateur défectueux. ....</b>	<b>72</b>
<b>Figure 79 : Scans magnétiques de l'actuateur piézoélectrique à résistance. (a) Voie X du détecteur synchrone, (b) voie Y.....</b>	<b>73</b>
<b>Figure 80 : Images de courant obtenues à partir des scans magnétiques, (a) en voie X observant les courants résistifs, (b) en voie Y observant les courants en quadrature de phase. ....</b>	<b>73</b>
<b>Figure 81 : Superposition de l'image optique et de l'image de courant permettant la localisation du défaut sur le second actuateur en défaut.....</b>	<b>73</b>
<b>Figure 82 : (a) Image d'amplitude magnétique du même composant, (b) Image de phase magnétique. ....</b>	<b>73</b>
<b>Figure 83 : Schéma de déplacement d'un courant au sein d'un via.....</b>	<b>75</b>
<i>Figure 84 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.....</i>	
<i>Figure 85 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.....</i>	
<b>Figure 86 : Référence échantillon lors d'une inclinaison d'axe X. ....</b>	<b>85</b>
<b>Figure 87 : Référence échantillon lors d'une inclinaison d'axe Y. ....</b>	<b>86</b>
<b>Figure 88 : Schéma d'ensemble de l'étude.....</b>	<b>88</b>



<b>Figure 89 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.....</b>	<b>90</b>
<b>Figure 90 : Images d'un échantillon de test en vue de dessus.....</b>	<b>93</b>
<b>Figure 91 : Scan magnétique non-incliné de la zone de test. ....</b>	<b>94</b>
<b>Figure 92 : Scans magnétiques inclinés, (a) d'angle de 27°, (b) et de -27°.....</b>	<b>94</b>
<b>Figure 93 : Opération de différence des scans magnétiques. (a-b) Scans magnétiques inclinés. (c) Scan magnétique résultant de la différence des deux scans inclinés. (d) Scan magnétique résultant avec ajustement symétrique de l'échelle de couleur. La zone indiquée par le croisement vert permet la comparaison en situant la position d'un via.....</b>	<b>95</b>
<b>Figure 94 : Schéma de fonctionnement du couplage MM-RX3D .....</b>	<b>98</b>
<i>Figure 95 : Procédure de mise en œuvre du couplage suivant le sens principal.....</i>	
<b>Figure 96 : (Gauche) scan magnétique de l'échantillon, (Milieu) Image de courant du composant, (Droite) Image optique du composant. (Crédit Image : CEA-Leti).....</b>	<b>100</b>
<b>Figure 97 : (Gauche) Tomographe du TSV. (Droite) Squelette de l'architecture métallique du TSV obtenu après squelettisation. (Crédit Image : CEA-Leti).....</b>	<b>100</b>
<b>Figure 98 : Différentes vues du squelette de l'architecture métallique du TSV. (Crédit Image : CEA-Leti).....</b>	<b>101</b>
<b>Figure 99 : Exemple de squelettisation sur un autre échantillon. (Gauche) Tomographie de l'échantillon, (Droite) squelette obtenu. ....</b>	<b>101</b>
<b>Figure 100 : Chemin de courant initial obtenu après la tomographie RX. En arrière-plan, le scan magnétique obtenu avec le microscope magnétique. (Crédit Image : CEA-Leti) .....</b>	<b>102</b>
<b>Figure 101 : Scan magnétique simulé depuis le chemin présent. Devant, le chemin de courant modifié avant simulation magnétique 3D. (Crédit Image : CEA-Leti).....</b>	<b>103</b>
<b>Figure 102 : Champ magnétique obtenu après simulation du chemin de courant observé. (Crédit Image : CEA-Leti) .....</b>	<b>104</b>
<b>Figure 103 : Différence des champs magnétiques entre le scan et la simulation. (Crédit Image : CEA-Leti).....</b>	<b>104</b>
<b>Figure 104 : Comparaison d'une même zone de l'échantillon. (Gauche) Avant simulation, (Droite) Après simulation. (Crédit Image : CEA-Leti).....</b>	<b>105</b>
<b>Figure 105 : Schéma de déplacement d'un courant au sein d'un via .....</b>	<b>116</b>

*Figure 106 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.....*

**Figure 107 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.....126**

**Figure 108 : Référence échantillon lors d'une inclinaison d'axe X .....133**

**Figure 109 : Référence échantillon lors d'une inclinaison d'axe Y .....135**

**Figure 110 : Schéma d'ensemble de l'étude.....138**

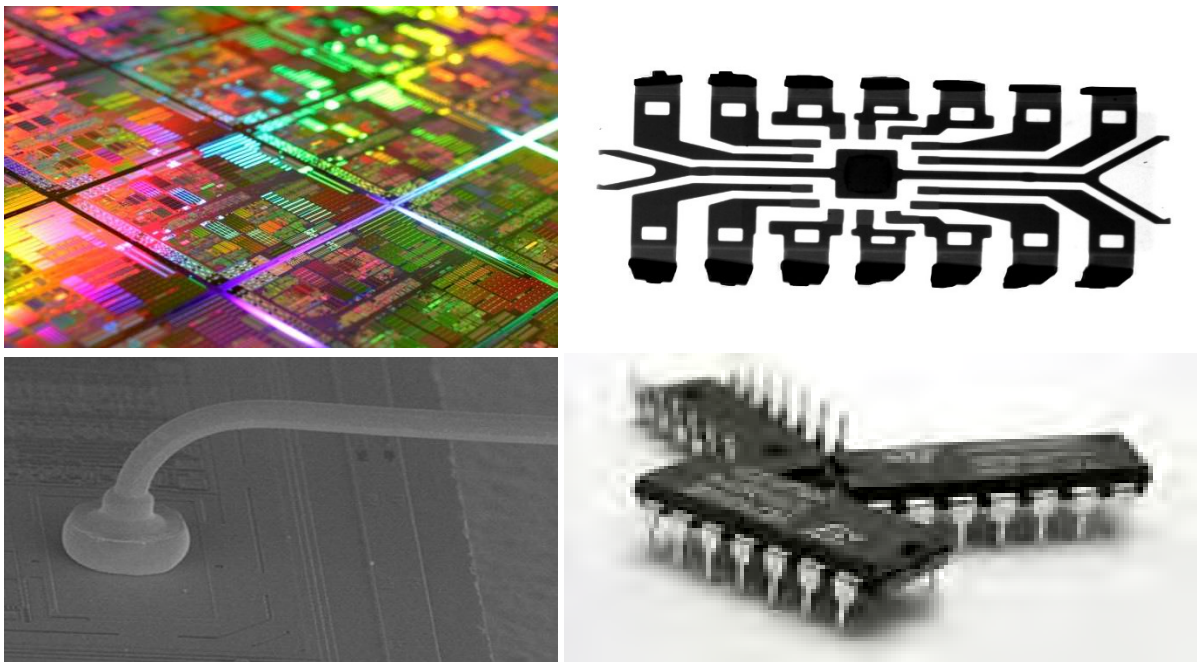
**Figure 111 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.....141**

Contribution à l'Etude de Solutions non-Destructives pour la Détection et la Localisation  
de Défauts Electriques dans les Structures Electroniques 3D

## II. Etat de l'Art

### A. INTRODUCTION

Afin de mieux répondre à la problématique posée précédemment, il est nécessaire de créer un état de l'art des technologies présentes actuellement disponibles. Tout d'abord, afin de situer le contexte, le schéma de construction d'un composant électronique est rappelé. Il est composé de la puce, qui reste le plus souvent réalisée en silicium et qui exécute la fonction. Pour des raisons de fiabilité, ce composant est encapsulé dans un boîtier afin de l'isoler de tout contact extérieur qui pourrait l'endommager par actions mécaniques, par pollutions particulaires, par rayonnement etc. Afin de maintenir les liaisons électriques, un « lead frame » est mis en place. Il s'agit d'une partie métallique de forme particulière qui permet d'éviter tout risque de court-circuit et garanti des fonctions de maintien et de résistance mécanique supplémentaires. Enfin, les contacts sur la puce sont réalisés, le plus souvent grâce aux « bonding » lesquels sont des fils généralement réalisés en or ou en aluminium voire également, depuis récemment, en cuivre ou argent. D'autres possibilités d'interconnexion entre le « leadframe » et le boîtier existe, c'est les cas des « flipchips » et des « ball bonding ». De nombreuses techniques particulières existent pour la mise en place de ces « bonding » permettant de jouer sur leur forme et sur leur brasure, le but de ces techniques étant d'améliorer la fiabilité du composant. La **Figure 1** illustre quelques uns de ces éléments.



*Figure 1 : les différentes parties d'un composant électronique. Des puces de processeur sur wafer, image à rayons X d'un lead Frame, observation MEB d'une « ball bonding », un boîtier DIL.*

Depuis l'invention de l'électronique, de nombreux composants ont été créés et mis sur le marché et cela pour divers objectifs ; amplification de signaux en télécommunication, calculs informatiques, contrôle et gestion de système mécanique, optique, hydraulique... En fonction du besoin, leurs dimensions pouvaient varier, cependant ces dimensions ne variaient jusqu'à dernièrement que suivant la surface du composant, et non suivant le volume. Les derniers besoins en termes de puissance de calcul, de mémoire, de montée en fréquences... en somme, les pensées du « more than Moore », nécessite cette évolution vers une architecture 3D des composants. C'est ce changement de dimension qui nous conduit à définir le plan de ce chapitre.

Ainsi, dans une première sous-partie les différents objets 3D existants ainsi que leurs caractéristiques seront étudiés. Puis les défauts électroniques les plus souvent rencontrés seront détaillés. Enfin dans une dernière sous partie, les différentes techniques permettant l'analyse et la localisation de ces défauts seront présentées, et leurs limites discutées.

## B. DIFFERENTS OBJETS 3D

### 1. MULTI CHIP MODULE (MCM)

Le MCM est une technologie dont la caractéristique principale est de regrouper plusieurs puces au sein d'un même boîtier. Ce regroupement s'effectue généralement de manière surfacique, c'est-à-dire, sur une seule couche. Le MCM est à l'origine un objet 2D, cependant certaines évolutions, telles que le Laminated-Multi Chip Module (MCM-L) lui ont permis d'intégrer plusieurs couches sur plusieurs niveaux [1]. La Figure 2 montre un exemple de ce type de composant ainsi qu'une image de l'intérieur d'un boîtier MCM.

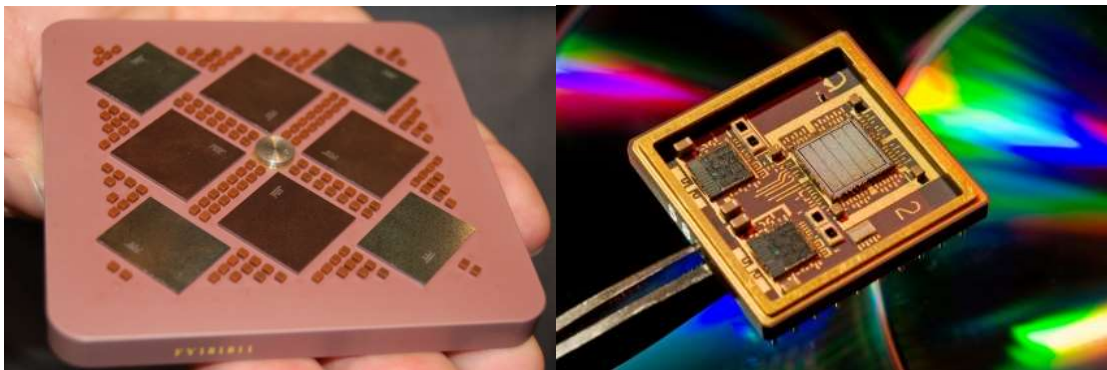


Figure 2 : exemples de Multi-Chip Module

Il peut, en conséquence, être considéré comme un objet 3D (et même l'un des premiers). Des systèmes apparaissent déjà en laboratoire en 1983 [2].

### 2. PACKAGE IN PACKAGE (PIP)

Cet objet correspond à l'encapsulation du boîtier au sein même d'un autre boîtier. Il y a toujours un PCB principal qui rassemble toutes les connexions électriques du composant et porte le boîtier principal. La Figure 3 illustre ce type de composant ; on peut observer, en noir, les différents boîtiers. A l'intérieur se trouvent au moins deux autres boîtiers qui n'ont, en général, pas de communication entre eux.

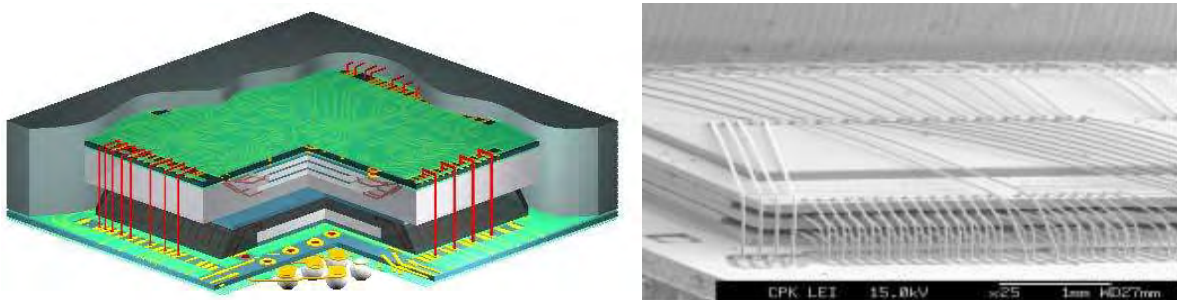


Figure 3 : Schéma (gauche) et image MEB (droite) d'un dispositif de Package in Package [3].

En d'autres termes, un composant a été inséré au sein même d'un autre composant.

### 3. PACKAGE ON PACKAGE (POP)

Le POP ressemble beaucoup au PIP dans sa conception mais la différence majeure est qu'il n'y a pas de boîtier global. Il s'agit d'un boîtier brasé au-dessus d'un autre boîtier. En conséquence (et autre différence avec le PIP), les deux boîtiers sont directement observables. En règle générale, la partie logique sur le dessus est placée avec les mémoires tandis que sur la partie inférieure, est localisée la partie de traitement telle que le processeur [3]. La Figure 4 illustre un PoP.

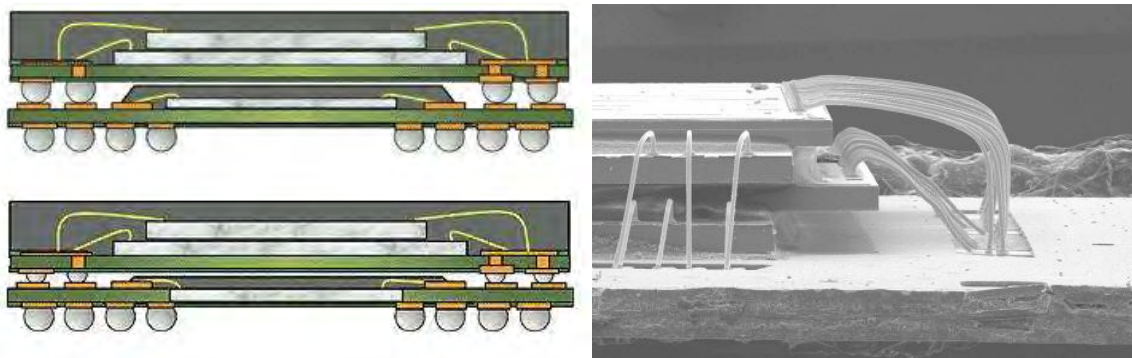


Figure 4 : Schéma (gauche) et image MEB (droite) d'un dispositif Package on Package [4].

Cette organisation s'explique par le fait que les mémoires utilisent moins de broches que les processeurs d'où une complexité d'assemblage plus faible.

### 4. SYSTEM IN PACKAGE (SIP)

Le « System in Package » est un assemblage de composants électroniques dont l'ensemble est autonome. A la différence du PIP qui possède la fonction de composant, il offre une possible utilisation de sa fonction directement (un téléphone portable). L'ensemble des puces électroniques, de différentes technologies telles que des antennes, filtres, composants passifs, etc. est ainsi rassemblé au sein d'un même boîtier. La Figure 5 montre un exemple d'organisation d'un SIP.



Figure 5 : Exemple d'organisation d'un system in package [4].

Le SIP est un des objets tridimensionnels qui offre l'une des encapsulations les plus avantageuses. Il est une évolution du MCM avec des dimensions plus faibles, une distribution de puissance améliorée et des coûts de production plus faibles [5].

## 5. SYSTEM ON PACKAGE (SOP)

Le « System on Package » ressemble fortement au SIP à la différence qu'il intègre davantage de composants actifs du fait de l'amélioration de la miniaturisation des composants passifs [5].

La Figure 6 illustre un SoP et effectue une comparaison de celui-ci avec d'autres types d'assemblages.

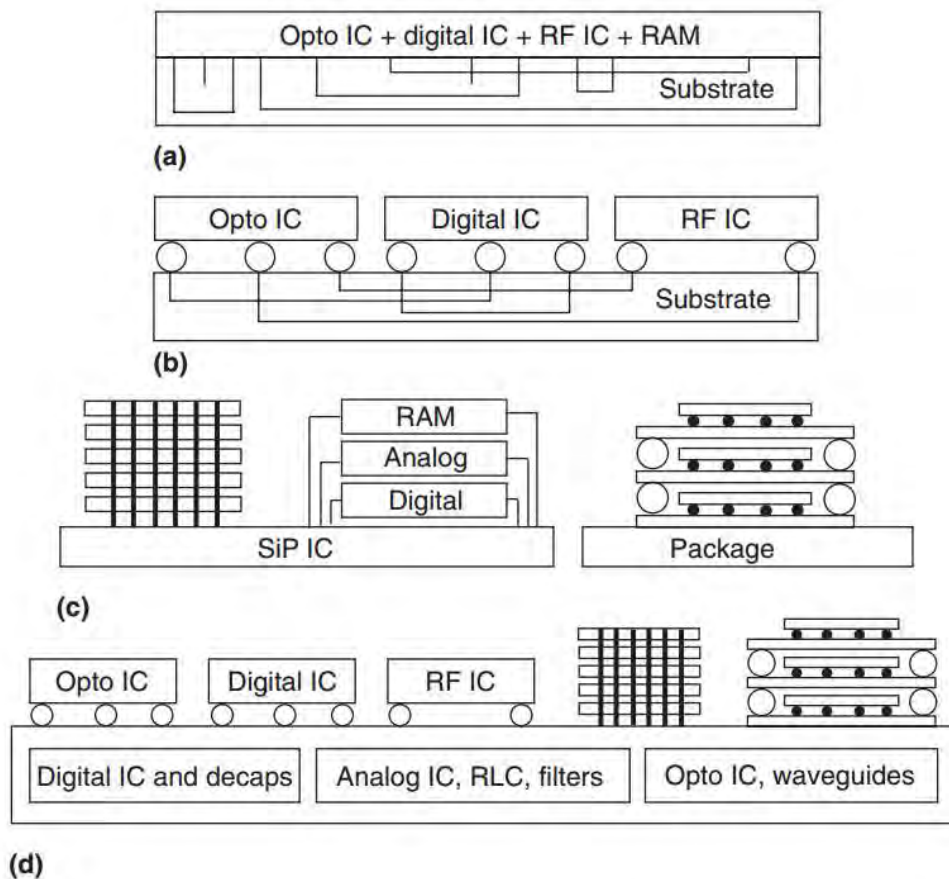


Figure 6 : Comparaison entre différentes technologies d'assemblages. (a) System on Chip (SoC), (b) Multi-Chip-Module (MCM), (c) System in Package (SiP), and (d) System on Package (SoP) [6].

Suivant cette figure, on remarque que le SiP n'embarquerait ni éléments de radiofréquence, ni d'optoélectronique. La littérature n'est pas claire sur la différence entre SiP et SoP, à l'exception d'un point ; le SoP est une évolution du SiP.



## 6. THROUGH SILICON VIA (TSV)

Le TSV à la différence des objets précédents, n'est ni un système, ni un composant mais une configuration particulière de ce dernier. Il s'agit de connexions verticales réalisées au sein même de la puce en silicium supprimant ainsi la mise en place des fils de câblage. La Figure 7 illustre le principe d'un TSV.

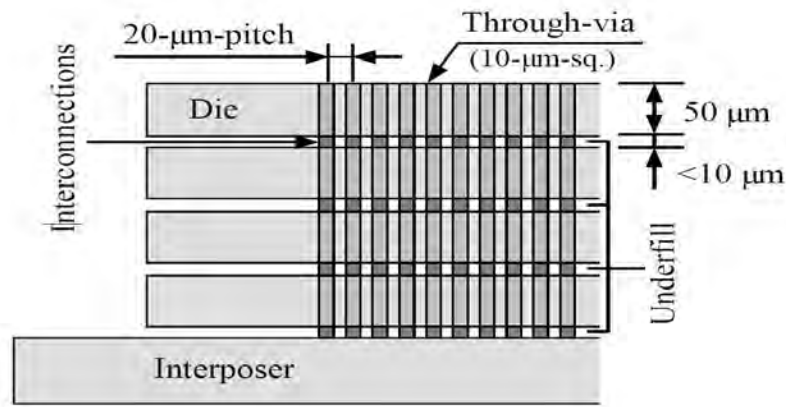


Figure 7 : Schéma d'illustration de Through Silicon Vias [28]

Il peut être mis en place suivant différents objectifs. La Figure 8 expose quelques exemples possibles d'utilisation du TSV.

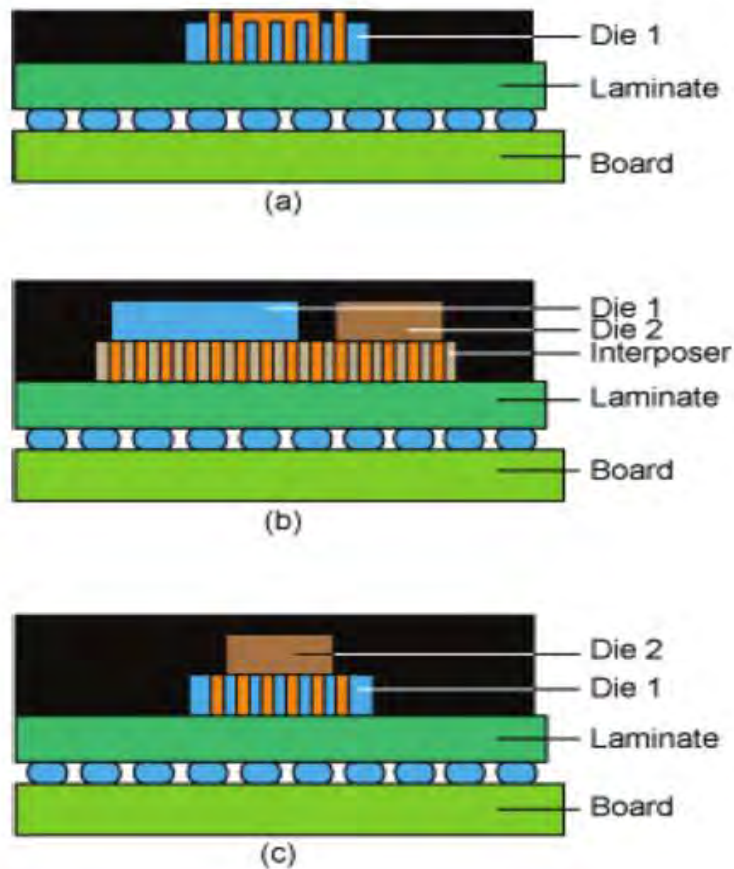


Figure 8 : Différentes applications du TSV : (a) en tant que couche active permettant de faire des connexions traversantes pour les couches plus profondes, (b) en tant qu'interposer, (c) permettant des connexions directes au sein d'un empilement de couches [7].

L'objectif du TSV est ainsi d'augmenter le nombre de connexions possibles entre composants, de diminuer l'espace utilisé en supprimant les fils de câblage réduisant les coûts d'encapsulation et améliorant la miniaturisation, de supprimer une partie des impédances parasites en réduisant la longueur des connexions et ainsi gagner en fréquence et en rapidité de la puce [8] [9].

Cependant dès son apparition, des problèmes de rendement et de fiabilité mécanique sont apparus. En effet, la mise en place d'entretoises métalliques en cuivre ou en or entre les puces a créé des contraintes supplémentaires que devaient subir les puces de silicium [9]. Ces problèmes sont, à l'heure actuelle, en voies d'être résolus [10].

## C. LES DIFFÉRENTS DÉFAUTS

En fonction du composant ou système, ainsi que de la zone de ces derniers (puce, interconnexions, leadframe, etc.) différents défauts peuvent survenir. Une grande multitude de défauts existe ainsi seul les principaux seront présenté dans cette partie. Il s'agit principalement de défauts au niveau des interconnexions.

### 1. DEFAUT D'ORDRE ELECTRIQUE

Est appelé un tel défaut, une défaillance ayant une signature d'ordre électrique.

#### a. Le court-circuit

Il s'agit ici du court-circuit se produisant entre deux points de circuit qui habituellement ont entre eux une résistance de plusieurs mégaOhms voire gigaOhms (contact ouvert). Les conséquences de ce défaut sont variables mais perturbent fortement le fonctionnement du système électronique. Celles-ci dépendent de la surface de contact du défaut et de la position de celui-ci dans le circuit électronique. La Figure 9 illustre quelques exemples de court-circuit.

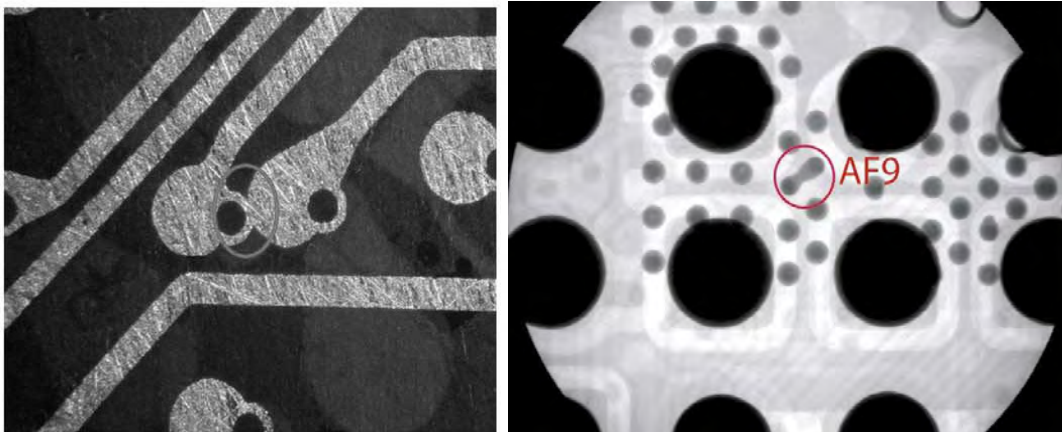


Figure 9 : Exemples de court-circuit [11].

Généralement, il conduit à une forte dérivation de courant engendrant un échauffement important de la zone de contact du défaut qui endommage le circuit et/ou le composant.

#### b. Le circuit ouvert franc

Le circuit ouvert est un des défauts électroniques possible et observable. Mécaniquement il correspond, généralement, à une fissure plus ou moins grande dans une ligne de métal modifiant localement la résistance électrique. Il existe deux types de circuits ouverts : l'ouvert franc et l'ouvert résistif.

De la même manière que le court-circuit, le circuit ouvert franc correspond à un contact de plusieurs méga Ohms ou giga Ohms entre deux éléments d'un même circuit possédant

habituellement une résistance électrique très faible (inférieure à l'Ohm). Il peut s'agir de la présence d'une fissure totale d'une piste sur un PCB, un circuit intégré etc. ou d'un oubli de métallisation entre deux points d'une piste. La Figure 10 expose un exemple de circuit ouvert franc créé par un manque de métallisation entre deux pistes.

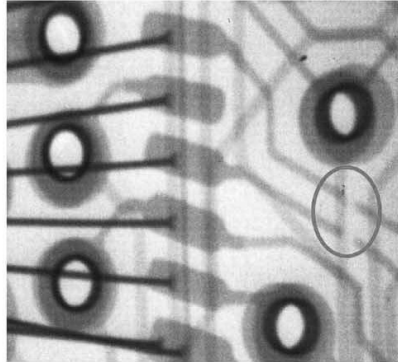


Figure 10 : Exemple de circuit ouvert franc [11].

Le circuit ouvert est également un défaut perturbant fortement le fonctionnement d'un circuit électronique, cependant à la différence du court-circuit, il ne détruit généralement pas le composant et/ou le circuit en défaut.

### c. Le circuit ouvert résistif

L'ouvert résistif correspond à une ouverture partielle d'une piste d'un circuit imprimé ou composant électronique. On peut également en voir apparaître sur des contacts de brasure des composants tels que des BGA (Ball Grid Array) ou PGA (Pin Grid Array). La taille de l'ouverture est la cause des modifications électriques locales qui vont ensuite créer le dysfonctionnement. Si l'ouverture devient trop faible, la résistance électrique locale va suffisamment augmenter pour engendrer un possible dysfonctionnement tel qu'une chute de tension. Un exemple d'ouvert résistif est observable en Figure 11.

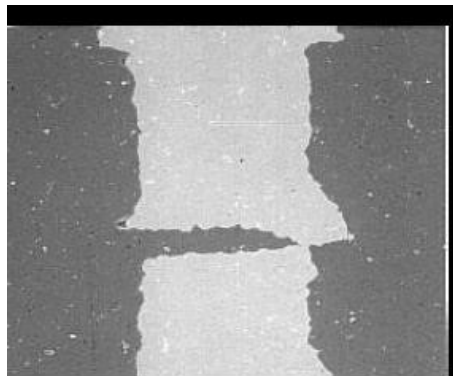


Figure 11 : Exemple d'ouvert résistif [12].

Ce défaut démontre la présence d'une fragilité en un point pouvant devenir un ouvert franc. Cependant, en lui-même, ce défaut possède un impact plus limité sur le fonctionnement du circuit.

Du point de vue du fonctionnement, ce défaut maintient le contact électrique. Il permet donc toujours le passage du courant. Comme dit précédemment, la section de la piste ayant été modifiée, la résistance locale va, elle aussi, varier. Cependant le courant électrique, représentant la variation au cours du temps du flux de charge électrique, reste identique tout au long de la ligne, et cela même avec une diminution de la section. En revanche, on va observer localement une variation de la densité de courant surfacique. La Figure 12 illustre ce principe.

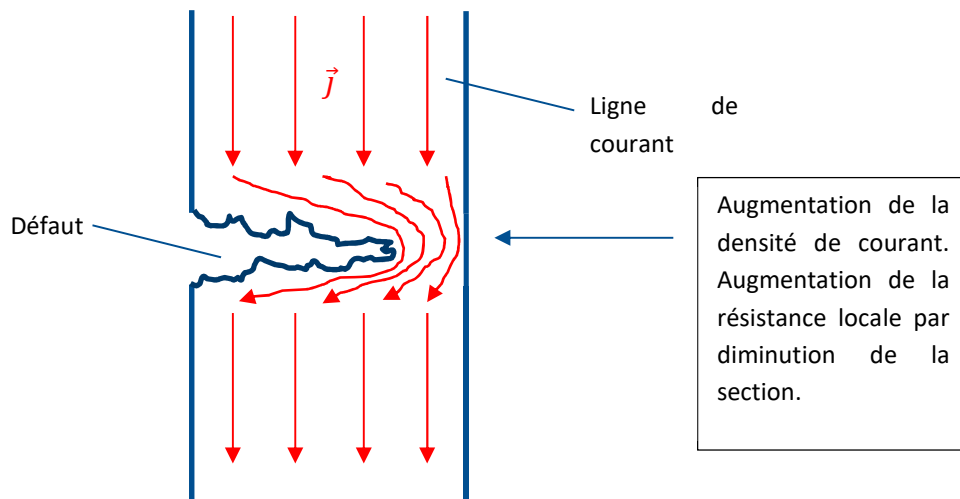


Figure 12 : Evolution de la densité de courant surfacique en présence d'un circuit ouvert résistif.

La modification de la résistance électrique locale ainsi que de la densité de courant surfacique vont être les facteurs décisifs dans la capacité de localisation de l'ouvert résistif. Cela sera plus largement détaillé lors de la description des techniques permettant sa localisation.

## 2. DEFECT D'ORDRE TECHNOLOGIQUE

Est appelé un tel défaut, une défaillance ayant une signature technologique.

### a. Fissures

La fissure correspond à un défaut de type technologique mais qui entraîne souvent la création d'un défaut de type électrique tel que les ouverts « francs » ou « résistifs ». La Figure 13 montre deux exemples de fissure rencontrés sur des « balls » de brasure d'un boîtier BGA engendrant un défaut électrique de type ouvert.

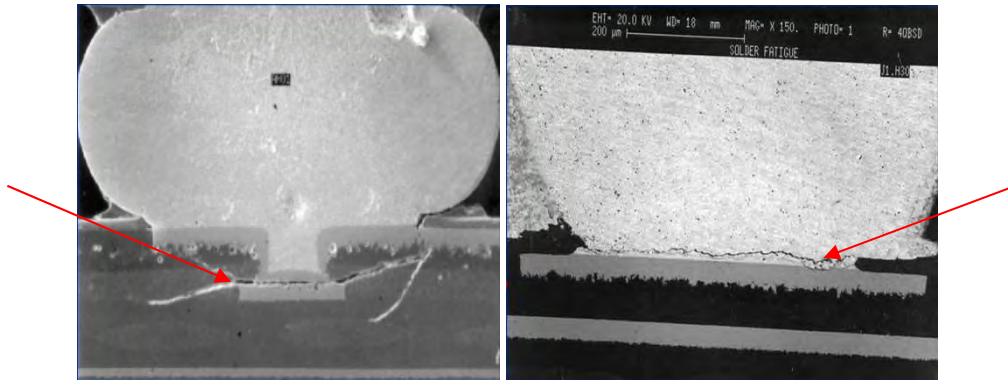


Figure 13 : Exemples de fissures sur des « balls » de brasure [13].

Ce défaut est généralement créé par l'action de contraintes thermomécaniques (de type cisaillement) survenues durant les cyclages thermiques. En effet, un composant électronique étant un assemblage de couches de matériaux de natures diverses (polymères, métaux, céramiques...) possédant des coefficients de dilatation thermique différents, leur assemblage peut générer des contraintes mécaniques pouvant aller jusqu'à la fissure.

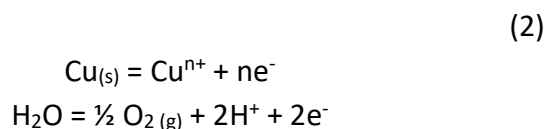
### b. Délaminages

Le délaminage correspond à la présence d'une couche d'air, ou d'une autre composition, gazeux entre deux matériaux normalement très proches. Cela peut perturber directement ou indirectement le fonctionnement d'un composant. Un exemple de cas direct est la création d'ouvert franc ou résistif à la suite du délaminage. Un exemple de cas indirect serait un processeur placé sur son socket. Le manque de pâte thermique peut générer des délaminages limitant la conduction thermique et créant donc des surchauffes pour le processeur voire l'emballage thermique.

### c. Filament anodique conducteur (CAF)

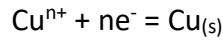
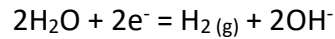
Le filament d'anode conducteur est d'une manière générale un problème d'électromigration des atomes de cuivre ou d'aluminium présents sur les interconnexions des systèmes et composants électroniques. Il correspond plus précisément, à la présence d'une zone de conduction électrique au sein d'une interface verre époxy produite par oxydation puis réduction du cuivre des pistes d'un PCB. Un CAF se produit suivant deux étapes ; une détérioration de l'interface verre époxy puis une migration des ions de cuivres de l'anode vers la cathode sous l'effet d'une différence de potentiel. Les réactions d'oxydo-réduction présentes sont les suivantes [14 15] :

**Anode**



### Cathode

(3)



Ainsi en présence d'humidité, le cuivre se verra ionisé par électrolyse d'un côté d'une piste puis reviendra à un état naturel du côté de la cathode. La constitution d'un amas entraîne la construction progressive d'un filament qui se place généralement entre les différentes couches d'époxy, créant alors un court-circuit. La Figure 14 illustre ce procédé.

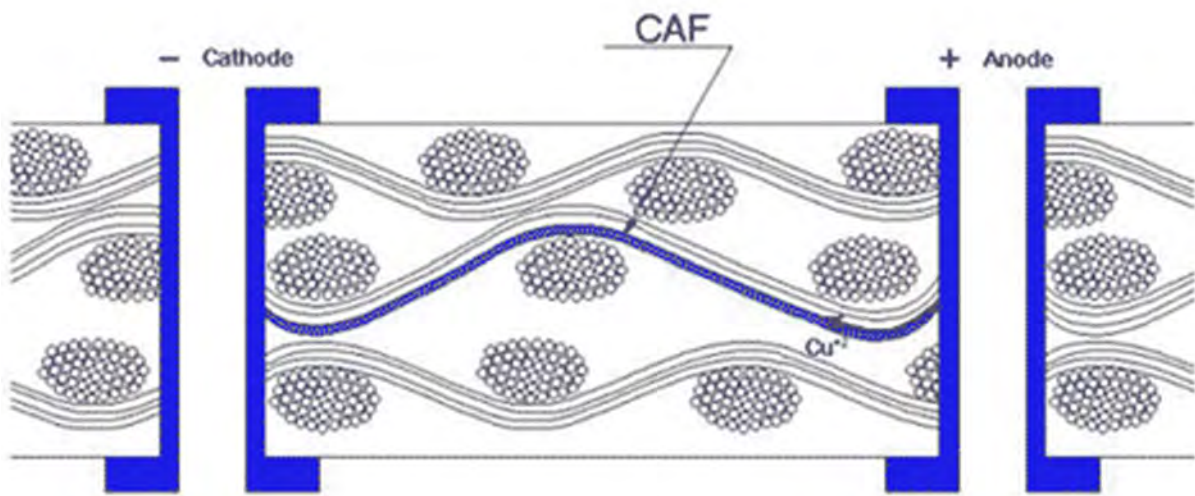


Figure 14 : Vue en coupe d'un PCB. Le CAF suit l'interface existante après délamination entre une fibre de verre et la résine époxy et finit par former un court-circuit entre l'anode et la cathode.

De nombreux facteurs peuvent contribuer à l'apparition d'un CAF notamment [16] :

- La présence d'un gradient de tension élevé (100-300 V/mm)
- Une forte humidité (~80 %)
- L'application de nombreux cycles thermiques à l'échantillon
- Présences de cavités

Le diagramme observable en Figure 15, nous montre les différentes zones d'existence des différents éléments présentés aux équations (2) et (3).

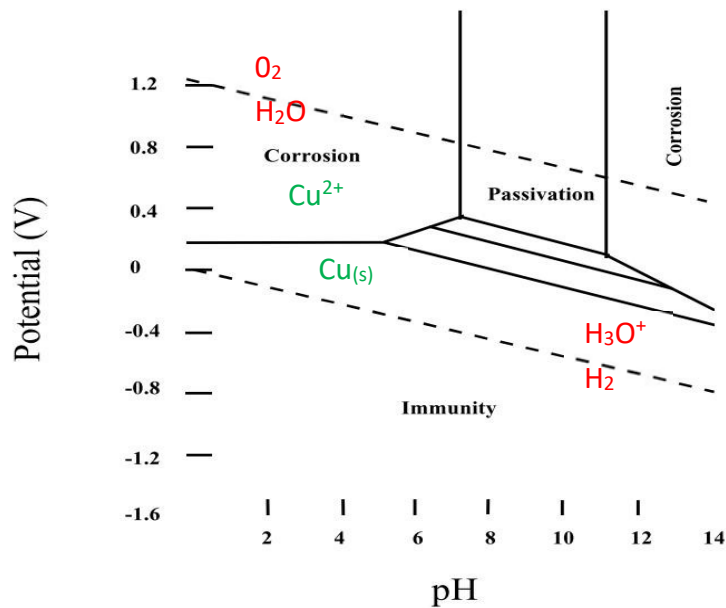


Figure 15 : Diagramme de Pourbaix du cuivre [16]

Ce phénomène de diffusion fut déjà analysé et étudié en 1969 par J.R. Black, qui propose une loi empirique sur le temps de vie d'un circuit microélectronique, donnée en Figure 16.

$$MTTF = A j^{-n} e^{\left(\frac{\Delta H}{kT}\right)} \quad MTTF \text{ (Mean time to failure)} = A j^{-n} e^{\left(\frac{\Delta H}{kT}\right)}$$

Figure 16 : Formule empirique de J.R. Black sur le temps de vie d'un circuit microélectronique. [17]

Les cas du cuivre et de l'aluminium sont les plus courants compte tenu de la présence massive de ces matériaux dans les circuits imprimés. Mais certains cas particuliers peuvent se produire avec notamment l'apparition de pont conducteur avec un déplacement d'ions de magnésium (Mg<sup>2+</sup>) et de brome (Br<sup>-</sup>) [18]. Dans cet exemple, l'apport des ions responsables du court-circuit a été fourni par la présence de pâte thermique à proximité.

De nombreux autres défauts existent et ceux-ci diffèrent en fonction du type d'échantillon. Par exemple, on peut trouver des défauts de types EOS, ESD directement sur les puces siliciums. Dans un souci de synthèse, ces défauts ne seront pas présentés ici.



### 3. CARACTERISATION D'UN DEFAUT ELECTRIQUE

#### a. Soft defect

Le « soft defect » correspond à une gamme de défauts particuliers par lesquels le composant ou système électronique étudié n'est que partiellement défectueux (ou fonctionnel). Le défaut peut n'être observable que dans certaines conditions opératoires. Par exemple, on considère un processeur prévu pour fonctionner dans une gamme de température de 0°C à 85°C pour des valeurs d'alimentation proches de 5V. Ce processeur peut générer des erreurs lorsque la température de fonctionnement est inférieure à 56°C. Cependant il fonctionne correctement au-delà. Il s'agit ici d'un cas de « soft defect » [19]. De nombreuses publications existent sur le sujet [20 21].

#### b. Hard defect

Le « hard defect » s'oppose au « soft defect » dans le sens où il s'agit d'un type de défaut toujours présent quelles que soient les conditions expérimentales de test du composant. En reprenant l'exemple du processeur possédant un « soft defect » et présenté précédemment, si le processeur génère des erreurs quelle que soit sa température de fonctionnement, alors il s'agit d'un « hard defect ».

### 4. SYNTHÈSE

La Figure 17 ci-dessous schématise une grande partie des défauts fréquemment rencontrés dans un composant électronique.

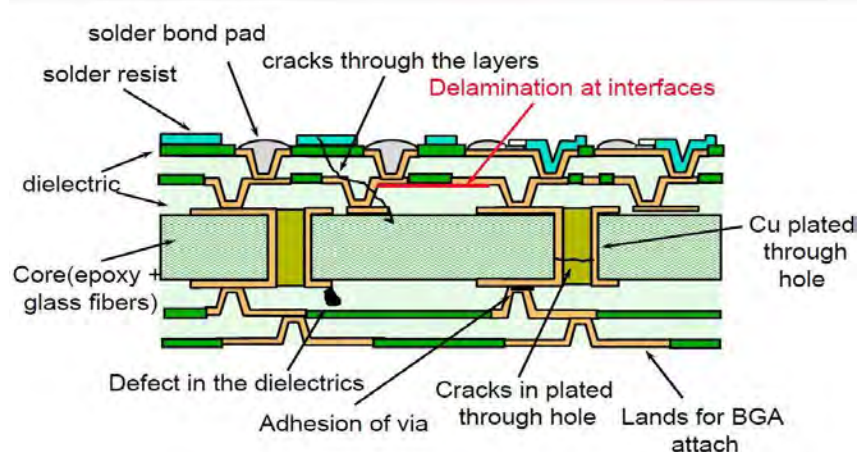


Figure 17 : Schéma des possibles défauts rencontrés dans un semi-conducteur [13].

## D. PLUSIEURS TECHNIQUES DE MICROSCOPIE

Plusieurs procédés d'analyses non destructives existent, mais deux d'entre eux sont les plus fréquemment utilisés. Le premier consiste simplement à observer le défaut suivant une imagerie. L'idée est d'en récupérer de nouvelles informations, de nouveaux indices permettant la recherche du défaut. On citera par exemple le cas d'une imagerie à rayons X permettant d'obtenir des informations par le passage des photons X à travers le composant. D'autres exemples concernent les imageries acoustiques et/ou thermique.

Le second procédé rajoute une étape, dite, d'excitation du défaut avant d'effectuer une imagerie afin de localiser soit cette excitation, soit ses effets.

Chacune des techniques décrites ci-après, fonctionne suivant l'un ou l'autre de ces deux procédés.

### 1. MICROSCOPIE ACOUSTIQUE

Cette méthode émet des ondes acoustiques, et plus précisément, ultrasoniques sur le matériau ou l'élément à observer. Le principe physique de son fonctionnement est lié à la modification de l'impédance acoustique locale due aux matériaux présents.

Soit  $Z_1$  l'impédance acoustique de l'élément 1, et  $Z_2$  l'impédance acoustique de l'élément 2. Les coefficients de réflexion  $R$  et de transmission  $T$  sont décrits en Figure 18 :

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad T = \frac{2 \cdot Z_1}{Z_2 + Z_1} = 1 - R$$

*Figure 18 : Expression du coefficient de réflexion et de transmission acoustique d'un matériau.*

Si la modification de l'impédance acoustique est importante, il en résultera l'apparition d'une onde réfléchi. En pratique la résistance acoustique varie peu pour une interface entre matériaux solides. En revanche, lors d'une interface entre états physiques différents, cette variation est importante et permet d'effectuer une localisation. C'est le cas par exemple, de la présence d'une cavité au sein d'un matériau.

La récupération du signal réfléchi (A-scan, B-scan, C-scan...) ou transmis (T-scan) nous permettra de localiser l'interface et donc le défaut éventuel. La Figure 19 illustre le principe d'un scan acoustique d'un échantillon de test.

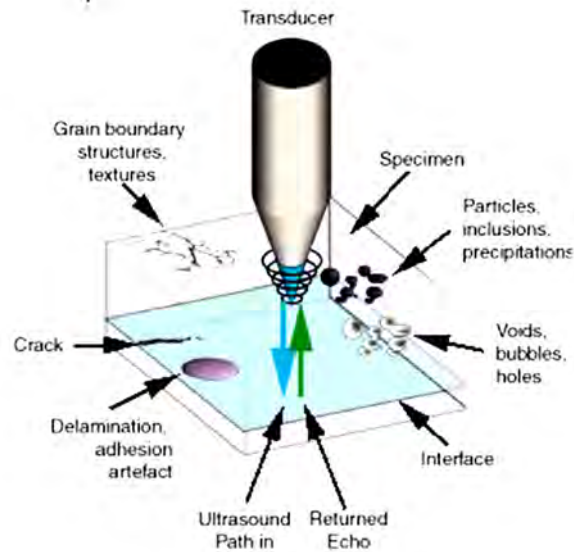


Figure 19 : Schéma d'ensemble d'une analyse technologique au SAM.

Il est d'usage d'utiliser cette technique dans la recherche de délaminages, de zone de vide, de fissures [22]. En effet, l'observation de l'inversion de phase du signal recueilli permet la localisation du défaut. La Figure 20 illustre des résultats obtenus au SAM.

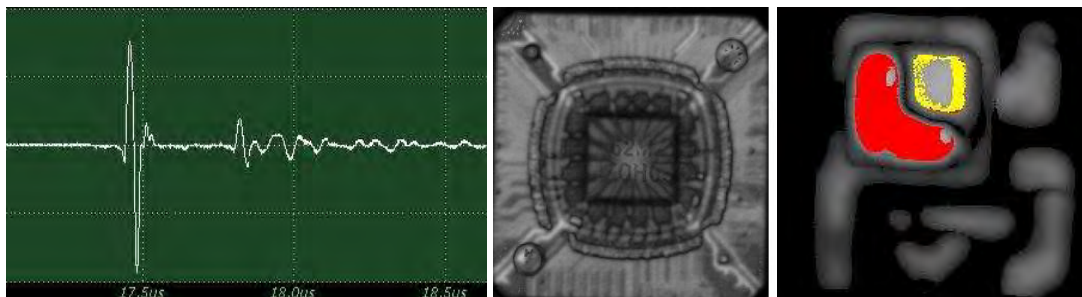


Figure 20 : Images respectives d'un A-scan, C-scan et d'une inversion de phase [22].

La gamme de fréquence généralement utilisée va de 15 à 400 MHz. La résolution surfacique augmente avec la fréquence mais également l'atténuation du matériau [23] ce qui a pour conséquence de diminuer la capacité de pénétration de l'onde à travers l'échantillon à analyser. La Figure 21 résume les lois générales d'utilisation de cette technique. Ainsi en fonction de l'échantillon à observer, certaines fréquences d'utilisations seront à privilégier.

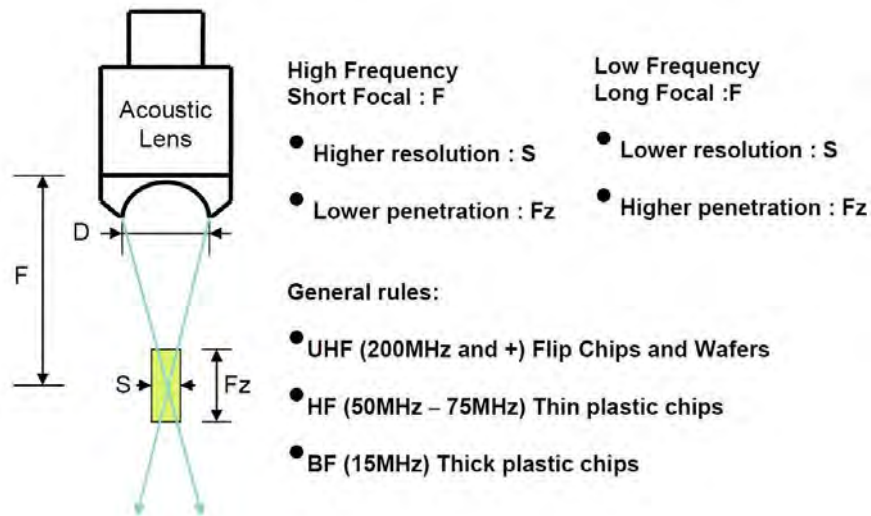


Figure 21 : Lois générales sur la technique de microscopie acoustique [23].

L'application à la 3D est techniquement possible. En effet en combinant un B-scan, qui réalise une analyse en profondeur d'une section d'un échantillon, et un C-scan, effectuant globalement une analyse 2D en surface, on pourrait techniquement obtenir une image 3D. Cependant le procédé fonctionnant par réflexion, il est possible que l'onde réfléchiée par le défaut ne soit pas renvoyée sur le récepteur acoustique mais simplement déviée. En conséquence on perd l'information et l'image obtenue ne reflète plus la réalité de l'échantillon [24].

## 2. TOMOGRAPHIE A RAYONS X

Cette technique utilise des ondes électromagnétiques fortement ionisantes d'énergie situées entre 100 eV à 100 keV soit des longueurs d'ondes de 12.4 pm à 12.4 nm. Il s'agit du domaine du rayonnement X. L'onde est plus ou moins atténuée en fonction principalement de la densité du matériau, du numéro atomique des atomes le constituant et de son épaisseur.

L'onde incidente suit la loi d'absorption suivante :

$$I = I_0 e^{-ud}$$

Avec I l'amplitude de l'onde

$I_0$  l'onde incidente

D l'épaisseur de matériau traversée par l'onde

u le coefficient d'absorption

Dans cette formule, le coefficient d'absorption massique u suit la loi de Bragg-Pierce qui est définie de la manière suivante [25] :

$$u = k.Z^3.\lambda^3$$

Avec k un coefficient de proportionnalité  
Z le numéro atomique du matériau traversé  
 $\lambda$  la longueur d'onde du photon X émis

L'émission est réalisée à partir d'une source à rayon X (cf : Figure 22). Un détecteur RX est situé à l'opposé et vient récupérer les photons X qui ont traversé ou non l'échantillon.

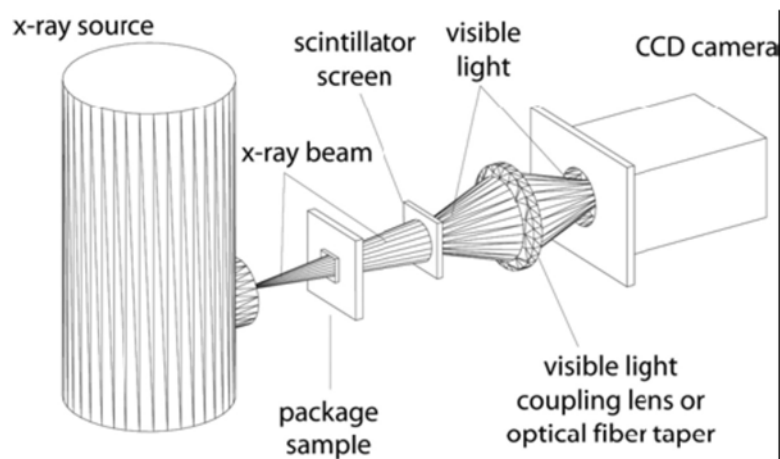


Figure 22 : Schéma d'ensemble de l'analyse RX [27].

Plus précisément, l'émission de photons X n'est possible que par transition d'électrons de fortes énergies. Ce sont donc ceux situés au plus proche du noyau qui sont capables d'émettre.

Ces électrons une fois accélérés, vont « cogner » sur une paroi métallique, l'anode, dont le matériau peut varier (tungstène, molybdène, béryllium). Ils viennent ainsi remplacer ou fournir leur énergie à des électrons de ces atomes. Ces derniers deviennent donc excités et se recombine rapidement en émettant tout un spectre de photons dont certain appartenant au domaine des rayons X. Les Figure 23 et Figure 24 illustrent ce principe.

En pratique une bobine, la cathode, vient effectuer un chauffage de l'environnement générant des électrons libres. Il s'agit de l'effet thermoïonique. Ces électrons viennent ensuite suivre le champ électrique présent entre les électrodes ; un canon à électron a été créé. Ces électrons sont fortement accélérés par la tension d'accélération leur fournissant l'énergie nécessaire à l'émission d'un photon X.

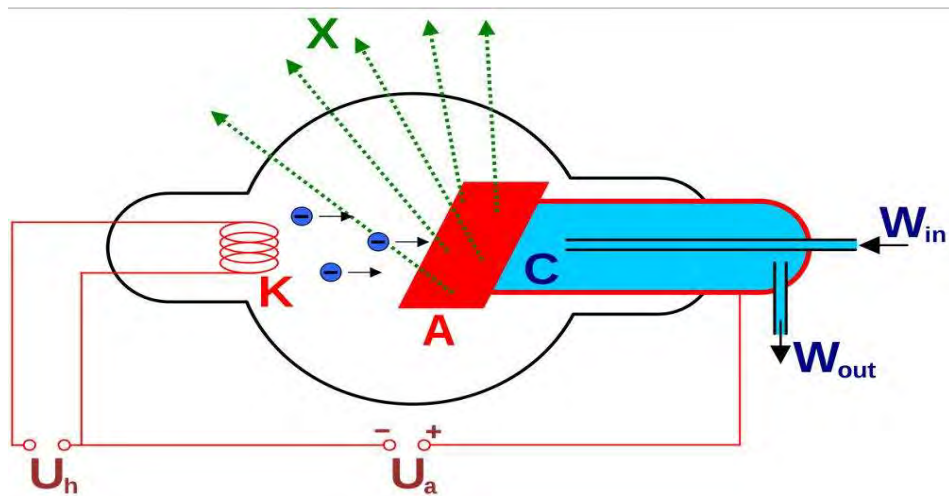


Figure 23 : Schéma d'émission de photon X.

Ce dernier dépend donc de la tension d'accélération mais également du matériau utilisé car les niveaux d'énergies de chaque électron varient en fonction de l'atome en question. Dans le cas d'une cible en cuivre ( $Z=29$ ), cet atome possédant des électrons sur les sous-couches 4s et 3d, on peut alors considérer une émission X produite à partir de transitions électroniques de type  $K_\alpha$ ,  $K_\beta$ ,  $K_\gamma$ ,  $L_\alpha$ ,  $L_\beta$  et même, en théorie,  $M_\alpha$  selon la notation de Siegbahn [26]. Cette dernière s'explique par la lettre de la couche sur laquelle l'électron excité redescend.

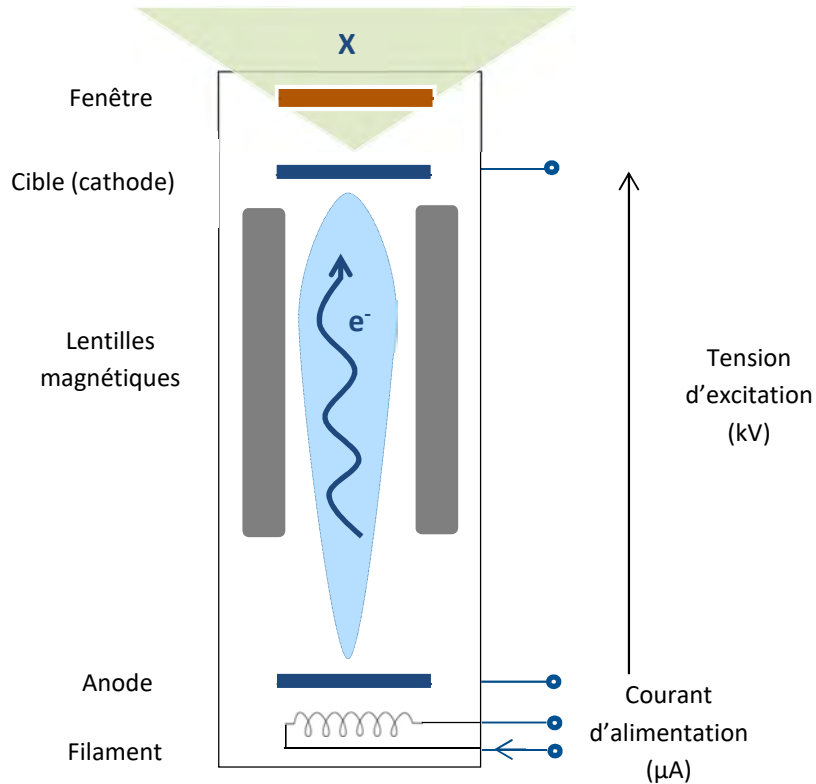


Figure 24 : Schéma de conception du canon générateur de rayons X.

La plupart du temps il revient sur une couche K. Le deuxième terme désigné par une lettre grecque indique le nombre de couches qu'il a sauté en se désexcitant ;  $\alpha$  pour un saut,  $\beta$  pour deux sauts,  $\gamma$  pour trois sauts etc.

L'émission de photon X est alors produite et s'effectue de manière anisotropique mais peut être orientée par la géométrie du dispositif. Dans le cas du système V|tome xs du CNES, que nous avons utilisé pour les travaux de cette thèse, ce sont des lentilles magnétiques qui orientent le faisceau de photons.

Dans le cadre de la tomographie, l'échantillon est situé sur une plateforme amovible et pour chaque position de celui-ci, un bombardement RX est effectué réalisant ainsi une photo 2D de l'échantillon. Il est également possible de trouver des systèmes dans lesquels l'échantillon est fixe mais c'est alors la source d'émission RX qui tourne autour de celui-ci. L'ensemble des images 2D est ensuite analysé informatiquement puis la reconstruction est réalisée. L'algorithme de Feldkamp est utilisé pour la reconstruction dans la plupart des systèmes de tomographie actuelle, cependant celui-ci peut créer des artefacts indésirables lorsque l'on scanne des surfaces planes [27].

La résolution spatiale dépend de la distance entre la source et l'échantillon. Cela s'explique par le fait que l'imagerie à rayons X correspond à une projection de l'image de l'objet, de son « ombre » des rayons X, et donc que plus l'échantillon est proche de la source, plus « l'ombre » sera grande sur le détecteur. Elle avoisine en général les 0.5  $\mu\text{m}$  mais peut atteindre, dans les meilleures conditions, les 60 nm en 2D et 140 nm en 3D [13].

Cette technique a le grand avantage de permettre d'observer à l'intérieur même des matériaux ce qui offre un grand pouvoir de visualisation aussi bien en 2D, qu'en 3D. L'inconvénient est qu'il n'y a pas de possibilité de stimuler les défauts présents afin de les localiser. Il est donc nécessaire de coupler cette technique à une autre afin de savoir où l'image RX doit être réalisé.

### 3. REFLECTOMETRIE TEMPORELLE

#### a. Réflectométrie

La réflectométrie dans le domaine temporel, ou en anglais « Time Domain Reflectometry » (TDR), envoie un front d'onde électromagnétique de temps de montée d'environ 35 ps. La formule empirique ci-dessous [28] permet de lier le temps de montée de l'onde avec sa largeur de spectre correspondant en pratique à la bande passante du système.

$$F = \frac{0.35}{T_m}$$

Avec F la bande passante en Hz

$T_m$  le temps de montée de l'onde en s

Cela correspond à une bande passante du système TDR de 20 GHz.

En pratique, il s'agit d'envoyer une onde de tension sur le composant à tester et d'observer sur un réflectomètre, la propagation et la réception du signal électrique.

Lorsque l'onde arrive sur une variation importante de l'impédance électrique, elle se décompose en une onde réfléchiée et une onde transmise dont les caractéristiques dépendent de la variation d'impédance. L'observation de l'onde réfléchiée, permet de définir si ce saut d'impédance correspond à un défaut. La Figure 25 montre le schéma électrique standard d'une mesure TDR.

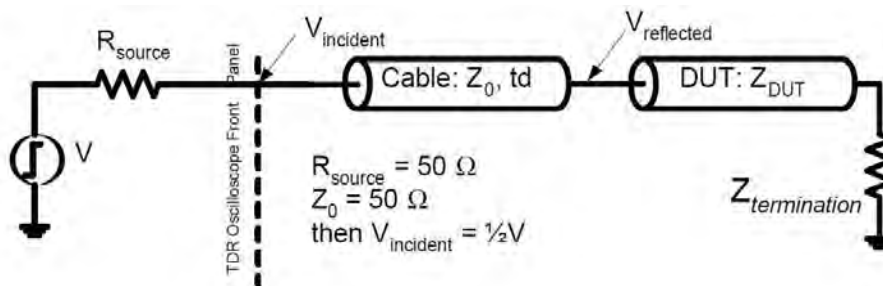


Figure 25 : Schéma électrique de la mesure par TDR [29].

En effet le coefficient de réflexion est défini de la manière suivante :

$$\rho = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0}$$

Avec  $Z_0$  l'impédance caractéristique de la ligne, et  $Z_l$  l'impédance de la charge, autrement dit ici, l'échantillon. L'unité de l'impédance est l'Ohm.

Le coefficient de réflexion peut également se définir par la formule :

$$\rho = \frac{V_r}{V_i}$$

Avec  $V_r$  l'amplitude de l'onde réfléchiée en V et  $V_i$  l'amplitude de l'onde incidente.

Or  $Z_l$  pour un court-circuit vaut 0, tandis que pour un ouvert il vaut  $+\infty$ .

Soit  $\rho_s$ , la résistance de court-circuit et  $\rho_o$ , la résistance d'un ouvert.

Nous avons donc :

$$\rho_s = -1 \Rightarrow |\rho_s| = 1 \text{ et } \phi_s = \pi \qquad \rho_o = 1 \Rightarrow |\rho_o| = 1 \text{ et } \phi_o = 0$$

Avec  $\phi$  le déphasage.

Cela signifie que dans le cas d'un court-circuit, le front est intégralement réfléchi et est en inversion de phase avec le front incident. En conséquence le signal reçu sera nul ou proche de 0. Dans le cas d'un circuit ouvert, le front est également intégralement réfléchi mais en phase, ce qui fait que l'on observera une amplitude deux fois plus grande (Figure 26).



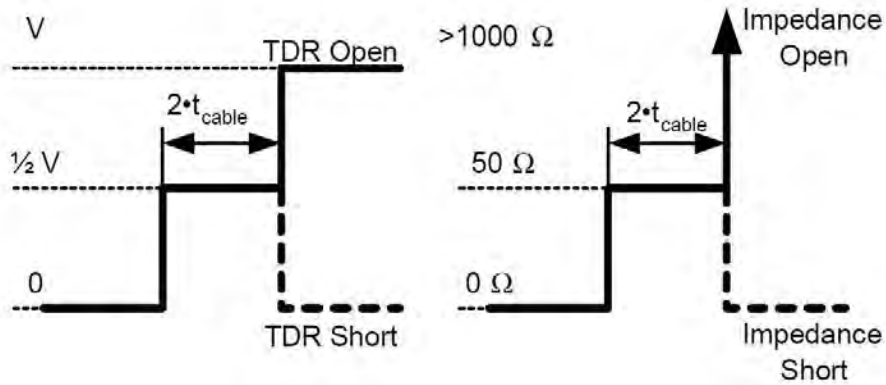


Figure 26 : Signaux théoriques mesurés par le réflectomètre [29].

Toutefois, la résolution spatiale est peu précise, de l'ordre du millimètre [30]. Elle s'exprime de la manière suivante [30] :

$$\lambda_{\text{résolution}} = \frac{0.35}{BW_{\text{system}}} \cdot \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}$$

Avec  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide.

La vitesse du signal dépend de la bande passante  $BW_{\text{system}}$  du système entier de mesure, soit le réflectomètre et les lignes de mesure utilisées et de la permittivité diélectrique  $\epsilon_{\text{reff}}$  de la ligne de mesure et de l'échantillon. On peut également écrire cette formule avec le temps de montée  $T_m$  lié à la bande passante [31] :

$$\lambda_{\text{résolution}} = \frac{T_m * c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}}$$

Une équipe du laboratoire Picosecond Pulse dirigé par Kipp Schoen a effectué des tests de comparaison de la résolution spatiale obtenue en faisant varier le temps de montée et le diélectrique utilisé. Les résultats sont donnés dans le Tableau 1 [32] :

Tableau 1 : Tableau donnant la résolution spatiale pour différent temps de montée (en fonction du diélectrique utilisé)

Dielectric Risetime	Air ( $\epsilon_r = 1.0$ )	Teflon ( $\epsilon_r = 2.1$ )	FR4 ( $\epsilon_r = 4.6$ )	Alumina ( $\epsilon_r = 9.8$ )	GaAs ( $\epsilon_r = 12.9$ )
5.0 ps	750 $\mu\text{m}$	518 $\mu\text{m}$	350 $\mu\text{m}$	240 $\mu\text{m}$	209 $\mu\text{m}$
10.0 ps	1500 $\mu\text{m}$	1035 $\mu\text{m}$	699 $\mu\text{m}$	479 $\mu\text{m}$	418 $\mu\text{m}$
15.0 ps	2250 $\mu\text{m}$	1553 $\mu\text{m}$	1049 $\mu\text{m}$	719 $\mu\text{m}$	626 $\mu\text{m}$
40.0 ps	6000 $\mu\text{m}$	4140 $\mu\text{m}$	2798 $\mu\text{m}$	1917 $\mu\text{m}$	1671 $\mu\text{m}$

Note: Calculations assume a stripline configuration where ( $\epsilon_{\text{eff}} \sim \epsilon_r$ ).

On remarque que pour de l'arséniure de gallium (GaAs), on pourrait descendre à 209  $\mu\text{m}$  de résolution spatiale mais pour un temps de montée de 5 ps. En pratique, on ne peut atteindre que des temps de montée de 10 ps environ grâce à l'ajout de modules spécifiques aux réflectomètres TDR traditionnels. Ces modules sont le 4020 et le 4022 construits par Picosecond [32].



Figure 27 : Exemple d'analyse TDR [29].

Un autre avantage de cette méthode par rapport à celles en transmissions, est le fait que cette technique n'a besoin que d'un seul port sur l'échantillon sous test, qui fait office à la fois d'alimentation et de mesure [28].

Notons qu'il est tout à fait possible d'utiliser deux ports afin d'effectuer une mesure en transmission.

### b. Transmétrie

Le fonctionnement du TDT repose sur le même principe que le TDR à la différence qu'il faut utiliser les deux ports disponibles du réflectomètre. L'étude se focalisera cette fois sur la transmission du signal dans le composant ou circuit à tester et non plus sur la réflexion du signal.

L'expression du coefficient de transmission  $\tau$  est le suivant :

$$\tau = 1 - \rho$$

Avec  $\rho$ , le coefficient de réflexion.

Ou encore :

$$\tau = \frac{V_t}{V_i}$$

Avec  $V_t$  l'amplitude de l'onde transmise en V, et  $V_i$  l'amplitude de l'onde incidente.

## 4. REFLECTOMETRIE TEMPORELLE PAR IMPULSION ELECTRO-OPTIQUE (EOTPR)

Il s'agit d'une évolution du Time Domain Reflectometry (TDR) dont la principale amélioration consiste en la modification du signal, permettant l'augmentation de la bande passante du système en comparaison d'un système TDR normal.

Il s'agit donc d'une méthode non destructive permettant la visualisation et la localisation des défauts de types « ouverts » et « courts-circuits ». Alors que la résolution pouvant être atteinte par le meilleur système TDR est de  $209\ \mu\text{m}$  pour du GaAs [32], l'EOTPR semble capable d'atteindre les  $10\ \mu\text{m}$  pour une bande passante de 2 THz [33]. La Figure 28 présente le schéma d'émission de cette onde ainsi que le comportement théorique de la technique.

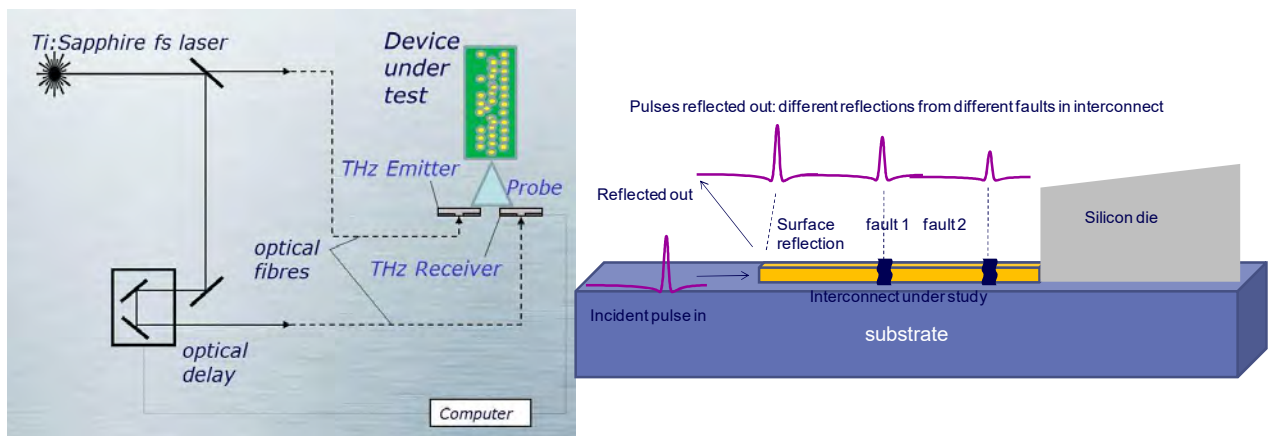


Figure 28 : (gauche) Schéma de fonctionnement de l'EOTPR. (droite) Progression du signal dans un échantillon [33].

La création du signal électrique débute par l'utilisation d'un laser très haute fréquence (de l'ordre du tera Hertz). Celui-ci est ensuite converti en signal électrique grâce à un cristal de tantalate de lithium ( $\text{LiTaO}_3$ ).

Ce système étant relativement récent par rapport aux autres techniques, en conséquence peu de publications ou de cas d'étude sont actuellement disponibles à son sujet dans la littérature.

## 5. MICROSCOPIE MAGNETIQUE

### a. Généralités

La microscopie magnétique vient mesurer le champ magnétique généré par le passage du courant au sein d'un composant ou d'un système électronique. La loi de Biot-Savart permet de transformer ces mesures magnétiques en une cartographie du courant dans l'échantillon permettant ainsi d'obtenir des informations sur l'état de santé du composant testé.

En pratique, on alimente électriquement l'échantillon et on observe, à l'aide de deux capteurs, le champ magnétique produit par le passage du courant. Ces deux capteurs sont la sonde GMR

(Giant Magneto Resistance) et le SQUID (Super conducting QUantum Interference Device). La Figure 29 montre le schéma de principe de ce système de microscopie.

Le capteur GMR, du fait de ses dimensions très réduites (quelques dizaines de micromètres) possède une très bonne résolution spatiale qui peut descendre en dessous des 300 nm [34]. Cette résolution approcherait même les 50 nm en permettant la détection des courants de quelques dizaines de micro Ampères [35]. Quant au SQUID, sa sensibilité le classe deuxième juste derrière le système magnétique SERF (Spin Exchange Relaxation Free). Il s'agit d'une technologie plus récente avec moins de contrainte techniques et possédant un meilleur potentiel de miniaturisation [36] mais non disponible au sein du microscope magnétique. Sa sensibilité permet de détecter des champs magnétiques de l'ordre de la dizaine de pico Tesla, avec un minimum à 1 fT [37], correspondant à des niveaux de courant proche des 500 nA pour une distance de travail de 400 nm [34].

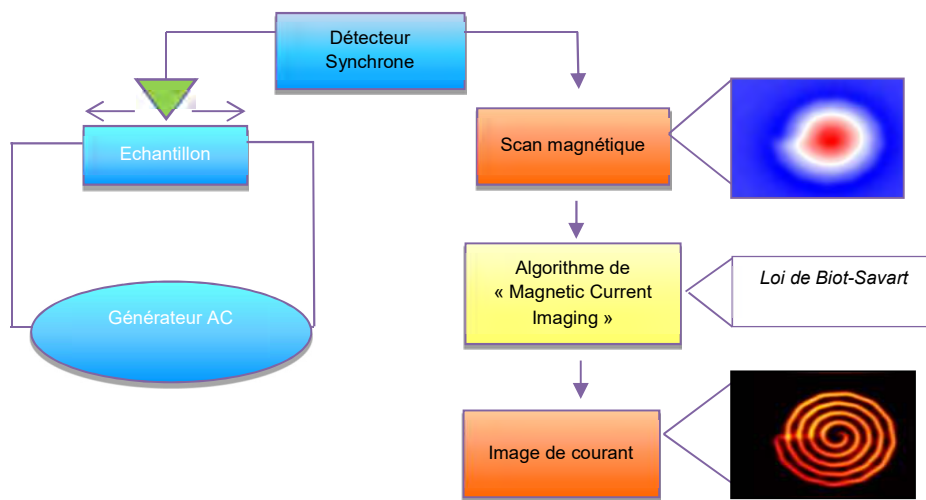


Figure 29 : Synoptique de fonctionnement de la microscopie magnétique.

Sa résolution spatiale tend vers les 3  $\mu\text{m}$  avec un maximum à 1  $\mu\text{m}$  [35]. Les grandes dimensions du SQUID et de ses systèmes de régulations (température, pression) constituent l'inconvénient de ce capteur et la raison de l'obtention d'une moins bonne résolution spatiale en comparaison avec le GMR.

## b. Localisation de défaut 2D

Ces outils nous permettent d'obtenir une image du champ magnétique généré à partir du courant circulant dans le composant. En effet grâce à la loi de Biot-Savart, la mesure du champ magnétique suivant l'axe z de l'échantillon nous permet d'en déduire les composants x et y de la densité de courant surfacique J et donc de visualiser le chemin du courant électrique à travers l'échantillon. La loi de Biot-Savart, dans le cadre d'une évolution de courant volumique, est exprimée par la Figure 30.

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V'} \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}') \times \mathbf{i}_{r'r}}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^2} dV'$$

Figure 30 : Loi de Biot Savard pour une densité de courant volumique [10]

Avec  $\mu_0$  la perméabilité magnétique du vide

«  $J$  » la densité de courant surfacique dans le plan  $xy$  en  $A.m^{-2}$

«  $i_{r'r}$  » le courant linéaire suivant l'axe  $z$  en  $A.m^{-1}$

«  $r - r'$  » la distance entre le point de mesure et le point local de courant en m

«  $dV$  » l'élément de base volumique

D'un point de vue pratique, cette loi ne suffit pas à réaliser de façon objective le passage du champ magnétique à la densité de courant surfacique. Il est nécessaire d'effectuer différents calculs de transformée de Fourier spatiale afin que cela soit mathématiquement réalisable. L'algorithme de « Magnetic Current Imaging » (MCI) effectue ces calculs nécessaires à la transformation de l'image magnétique en cartographie de courant [8]. Ainsi l'observation des courants surfaciques  $J_x$  et  $J_y$  obtenus à partir de la mesure du champ magnétique  $B_z$  est rendue possible.

### c. Défaut ciblé

La microscopie magnétique utilisant l'algorithme MCI, nécessite le passage d'un courant pour la génération du champ magnétique. Elle ne peut donc pas être utilisée pour localiser les circuits ouverts.

Elle est en revanche très bien adaptée à la localisation de courts-circuits car il suffit de procéder par comparaison entre un échantillon défectueux et un fonctionnel pour localiser ce type de défaut.

Dans le cas du circuit ouvert résistif, ce défaut se présentant uniquement sur un chemin de courant théoriquement prévu, la méthode comparative n'est pas la solution à privilégier. Cependant, comme expliqué en Figure 12, la densité de courant dans le circuit ouvert résistif a augmenté. Ce qui signifie que localement le champ magnétique sera également plus intense sur la zone du défaut, et sera donc détectable par la microscopie magnétique.

## 6. THERMOGRAPHIE A DETECTION SYNCHRONES (LIT)

### a. Généralités

Il existe au moins deux types de thermographie. Le premier type communément appelé « steady state thermography » ou thermographie passive, observe les variations de température directement sans apport d'énergie. C'est le cas lors de la recherche de pertes de

chaleur dans un bâtiment, dans la visualisation de cellules vivantes microscopiques « skin temperature mapping », [38] ou encore pour l'observation nocturne dans un cadre militaire.

Le second type est la thermographie active dont le « lock-in thermography » fait partie (Figure 32).

Plus précisément il s'agit d'alimenter l'échantillon contenant le défaut, avec un signal électrique périodique (communément un signal carré est utilisé). Ce dernier est relié à un instrument clé de cette technique de thermographie ; le détecteur synchrone (Lock-In Amplifier). Couplé au signal de référence alimentant l'échantillon, il va permettre de récupérer le signal utile de la caméra, immergé dans le bruit thermique environnant.

Cette technique utilise le même protocole expérimental que la microscopie magnétique, c'est-à-dire, que l'échantillon est alimenté afin de stimuler le défaut et ainsi de mieux le localiser thermiquement. On récupère des informations dans le spectre infrarouge. En effet un court-circuit crée une forte concentration de courant qui par effet Joule va échauffer la zone du défaut. Or d'après la loi de Planck (Figure 31) plus un élément est chaud plus son spectre d'émission s'étend vers les faibles longueurs d'ondes. Il est alors détectable plus facilement pour une caméra IR.

$$L_{\lambda} = \frac{2hc_{\lambda}^2}{\lambda^5} \frac{1}{\exp\left(\frac{hc_{\lambda}}{k\lambda T}\right) - 1}$$

Figure 31 : Loi de Planck sur le spectre d'émission d'un matériau en fonction de la température

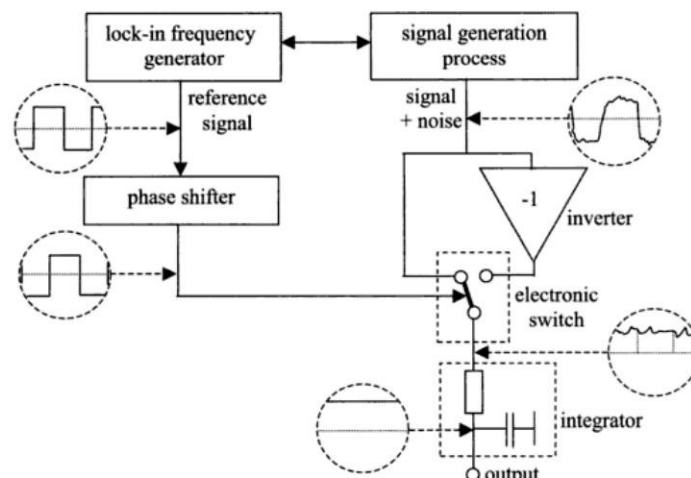


Figure 32 : Schéma de principe de la thermographie à détection synchrone [38].

Les informations d'amplitude et de phase thermiques peuvent ainsi être récupérées malgré un rapport signal sur bruit très faible. Celles-ci vont alors nous renseigner sur la localisation du défaut et sa résistance.

### b. Résolution spatiale

Du point de vue de la résolution spatiale, celle-ci atteint en moyenne 5  $\mu\text{m}$  mais peut descendre jusqu'à 1.4  $\mu\text{m}$  en utilisant une lentille à immersion solide [38]. Cependant la résolution dépend de la fréquence de synchronisation utilisée. Plus celle-ci est élevée, meilleure est la résolution mais le rapport signal sur bruit en souffre et diminue [39]. La Figure 33 illustre ce problème, les conditions d'alimentation sont ici identiques, seule est modifiée la fréquence de synchronisation. On obtient un large signal et de relative forte amplitude pour 3 Hz. Le signal se précise à 6 Hz mais est déjà atténué. Il devient indétectable pour 12 Hz.

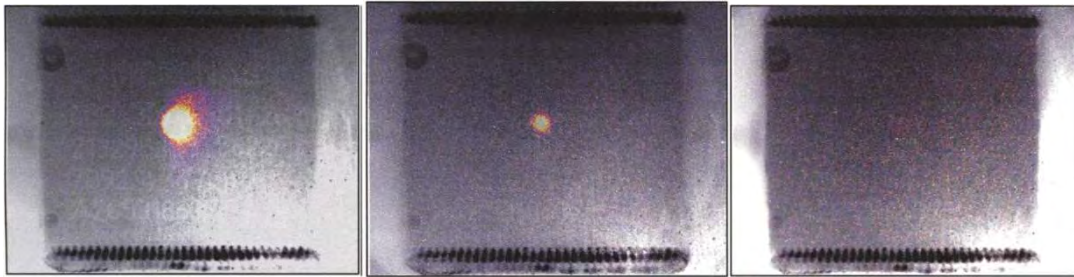


Figure 33 : Mesure d'un point chaud pour différentes fréquences de synchronisation Respectivement 3 Hz, 6 Hz, 12 Hz [40].

Dans ce cas, un moyen technique pour améliorer ce rapport signal sur bruit est d'augmenter le temps d'intégration ce qui en pratique se réalise en augmentant le nombre de périodes de synchronisation [40].

Les courts-circuits générant habituellement de forts courants sur certaines zones localisées, peuvent être facilement détectés par cette technique, d'autant plus que le Lock-in Amplifier permet une détection de variation faible de température [39].

## 7. REFLECTOMETRIE DANS LE DOMAINE SPATIALE (SDR)

Le SDR consiste en la mise en place d'une onde stationnaire de courant pour la localisation de circuit ouvert. Une onde de courant incidente est envoyée qui vient se réfléchir sur le défaut présent. Les ondes incidentes et réfléchies vont alors former une onde stationnaire qui pourra être détectée par le SQUID RF. La Figure 34 illustre la création de cette onde stationnaire.

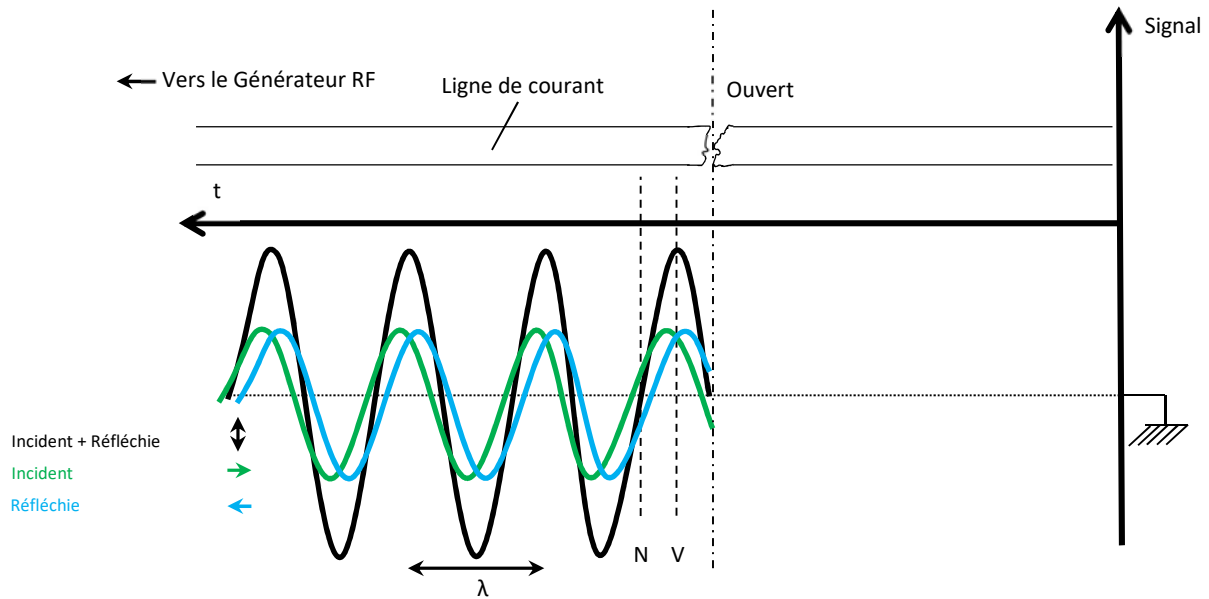


Figure 34 : Schéma de principe d'une localisation SDR d'un circuit ouvert.

En pratique, l'utilisation ne diffère pas d'une manipulation habituelle du microscope magnétique. Il est nécessaire d'alimenter l'échantillon à tester puis de réaliser un scan en balayage avec le SQUID RF. Les résultats obtenus sont visualisables de la même manière que dans une utilisation en microscopie magnétique. Cependant le signal observé étant ici une onde stationnaire de courant, la position de l'ouvert apparaîtrait en un nœud de l'onde. Par conséquent la localisation ne sera pas directement donnée par l'analyse de l'image de courant. Un travail sur la longueur d'onde du signal ainsi que la distance entre nœud et ventre permettront une localisation de l'ouvert.

Cette technique est encore très récente, la littérature indique son apparition en 2012 [41–44].



## E. CONCLUSION DE L'ETAT DE L'ART

La première partie de ce manuscrit a permis de définir les objets électroniques les plus fréquemment rencontrés sur le marché ou qui tendent à y arriver. Les MCM, PIP, POP, SIP sont des éléments existant déjà depuis plusieurs années dont les caractéristiques de défaillance commencent à être (ou sont déjà) bien connues. Les SOP et TSV sont des objets nouveaux encore mal définis et encore peu disponible sur le marché des produits électroniques.

Ce premier chapitre a également présenté les défauts les plus courants dans ces objets et a mis en évidence qu'ils pouvaient être définis de plusieurs manières suivant le point de vue de l'observateur (électronique ou matériau). Ces défauts peuvent être d'ordre technologique comme c'est le cas pour les fissures et les délaminages, ou d'ordre électrique avec les courts-circuits et les circuits ouverts. Les premiers engendrant dans la plupart des cas les seconds. Ils peuvent également apparaître uniquement en fonctionnement, ce serait le cas d'un « soft defect », ou être toujours présents quelles que soient les conditions d'utilisation tel un « hard defect ».

Enfin dans notre dernière partie a été présenté d'un certain nombre de techniques de localisation de défaut. Une première description a illustré le domaine d'activité (thermique, magnétique, électromagnétique etc.) de chacune de ces techniques et ensuite leur fonctionnement global ainsi que leur champ d'application (localisation de court-circuit etc.). Dans le chapitre suivant, nous allons mettre en œuvre un certain nombre d'entre elles afin de mieux définir leur cadre d'utilisation, leurs performances, et leurs limites.

## **F. GLOSSAIRE**

**POP : Package on package**

**PIP : Package in package**

**MCM : Multi Chip Module**

**L-MCM : Laminated Multi Chip Module**

**SIP : System in Package**

**SOP : System on Package**

**SoC : System on Chip**

**TSV : Through Silicon Via**

**MM : Magnetic Microscopy**

**LIT : Lock In Thermography**

**TDR : Time Division Reflectometry**

**FDR : Frequency Division Reflectometry**

**EOTPR : Electro Optical Time Pulse Reflectometry**

**SAM : Scanning Acoustic Microscopy**

**EM : Electromagnétique**

**RF : Radio fréquence**

**SQUID : Superconductive QUantum Interference Device**

**GMR : Giant Magnetoresistance**

**SERF : Spin Exchange Relaxation Free**

**T<sub>m</sub> : Temps de montée**

**SDR : Space Domain Reflectometry**

**MCI : Magnetic Current Imaging**

**EOS : Electrical Over Stress**

**ESD : ElectroStatic Discharge**

### III. Applications des différentes techniques à la localisation de défaut dans une intégration 3D

#### A. INTRODUCTION

Ce second chapitre va mettre en application ces différentes techniques et définir en quoi l'intégration 3D peut-être un problème pour chacune d'entre elles. Avant de rentrer dans le vif du sujet, il convient de définir de manière générale une localisation de défaut. En effet, pour des raisons pratiques il est sage d'effectuer quelques tests électriques et visuels sur le composant ou système défectueux. L'utilisation de techniques de localisation sophistiquées, telles que celles présentées dans le chapitre I, consomme beaucoup de temps et d'énergie. Ce sont donc des techniques à n'utiliser qu'en dernier recours quand les techniques simples ne suffisent pas à localiser directement le défaut. De plus, certaines d'entre elles requièrent des informations préalables à l'expérience de localisation. Par exemple, la microscopie magnétique ou la thermographie à détection synchrone nécessitent de connaître la piste défectueuse à alimenter. Un simple test de continuité électrique s'impose donc afin de rechercher cette piste en défaut. De manière générale, il est également sage de vérifier que le défaut est toujours présent en faisant un test de défaillance du composant ou système. Cela permet de constater directement la défaillance et d'effectuer une première analyse du défaut. On peut ainsi définir un protocole de recherche de défaut rapide de la manière suivante :

- Observation des conséquences du défaut (soft defect, hard defect)
- Premiers essais électriques et premières localisations grossières (test de continuité, courbes I(V))
- Déduction du type de défaut et choix de la technique à employer pour effectuer une localisation précise et non destructive (magnétique, thermique, électromagnétique)
- Visualisation non destructive (imagerie à rayons X, acoustique)
- Vérification par ouverture physique destructive (destructive physical aperture DPA) et analyse optique (microscope, binoculaires)

Certains auteurs du monde de l'analyse de défaillance ont réalisé des protocoles bien plus élaborés et détaillant chaque étape pour chacune des techniques de localisation de défaut ou nécessaire à sa recherche. La Figure 35 illustre ce protocole.

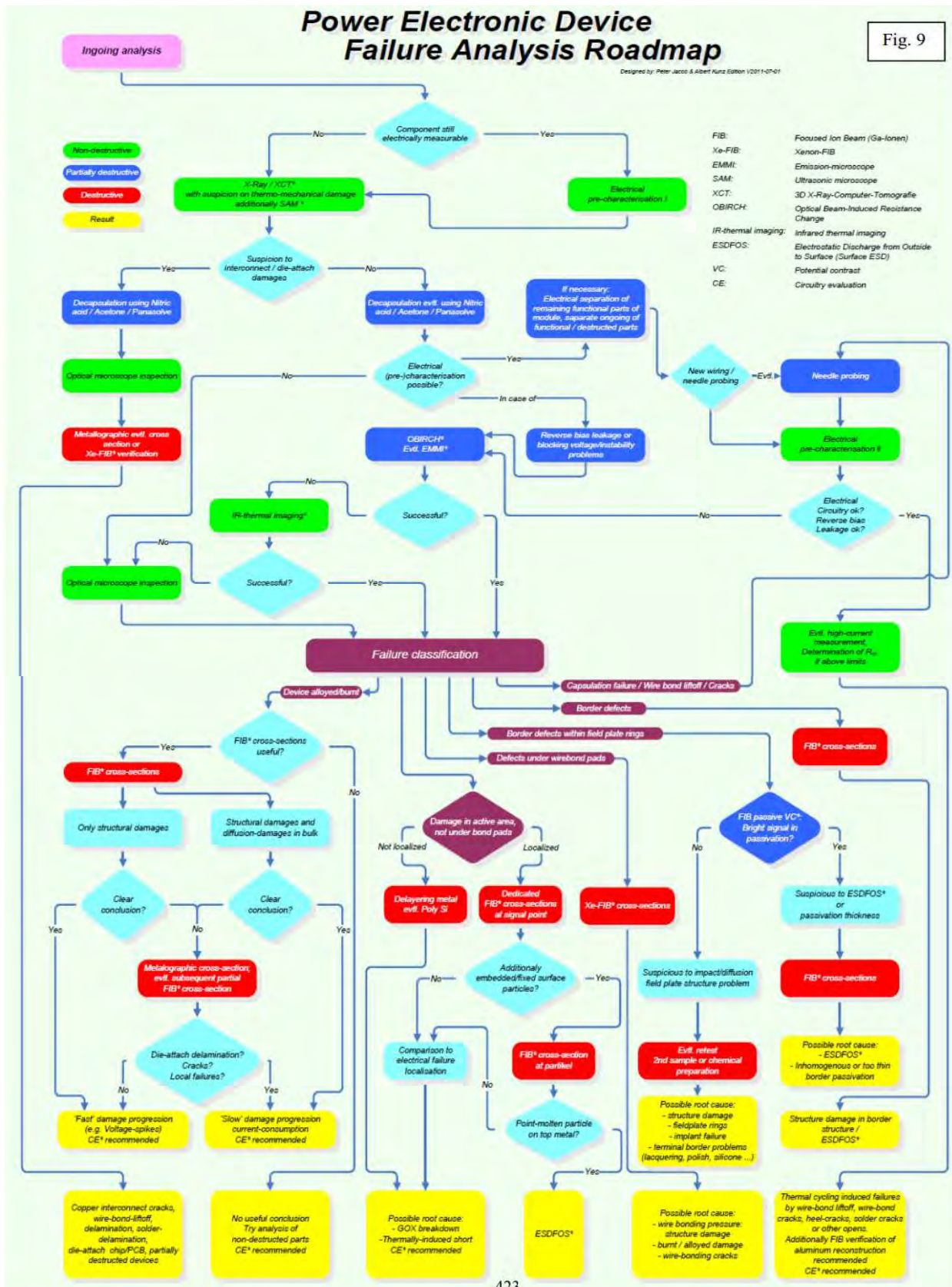


Figure 35 : Protocole général de recherche de défaut dans les systèmes et composants électroniques de puissance [54]

## B. EVOLUTIONS APPORTEES PAR LES OBJETS 3D DANS LA LOCALISATION DE DEFAUT

### 1. TIME DOMAIN REFLECTOMETRY/ « TRANSMETRY »

Comme cela a déjà été décrit dans le premier chapitre, le TDR génère et envoie une onde de tension sur l'échantillon à tester. La réflexion de l'onde incidente indiquera l'état du défaut ou la qualité du circuit observé. De manière générale et dans le cas d'une recherche de défaut, deux connexions sont nécessaires sur le DUT ; une pour l'envoi du signal et l'autre pour la référence de masse sur le circuit.

Le TDR permet d'obtenir la mesure du temps nécessaire au signal pour aller et revenir vers le système. Dans le cas d'une localisation de défaut (2D ou 3D), il est nécessaire de connaître la vitesse de l'onde se propageant dans l'échantillon sous test. Un étalonnage s'impose afin de pouvoir l'estimer. Une mesure précise est malheureusement rarement possible en raison de la complexité des circuits électroniques actuels. En effet, chaque changement de direction présent sur un circuit électronique va générer une légère réflexion de l'onde qui va interférer avec l'onde incidente. Lorsque l'on augmente le nombre de croisements et de changements de direction, il en résulte des réflexions multiples quasiment impossibles à prévoir ni à comprendre. Certains auteurs ont néanmoins proposé une méthode pour comprendre ce phénomène de réflexions multiples, il s'agit par exemple de la méthode Bergeron [45] mais son application et sa mise en œuvre sur un composant complexe nécessite de connaître parfaitement tous les détails du composant à tester (notamment le routage détaillé du circuit). Cette information est souvent tenue confidentielle par les designers des composants et l'obtention de ces informations par rétro-ingénierie prendrait bien davantage de temps et d'énergie que la mesure elle-même sur le système TDR.

Dans le cas d'une localisation sur un composant de technologie 3D, la complexité du circuit augmente encore mais sur le principe de localisation de défaut, peu d'éléments ne changent réellement. L'onde se propage dans le circuit 3D à tester et le principe de réflexion reste identique. Seule, la présence de connexions verticales pourrait gêner la propagation de l'onde. En effet, sur un circuit 2D, les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) ont engendré des règles de conceptions électroniques. Par exemple, les pistes de circuit en angle droit sont interdites car elles occasionneraient une forte réflexion du signal électrique. Les changements de direction se font donc typiquement par bout d'angles de 45°. Dans le cas de la localisation TDR, cela offre un avantage pour la propagation de l'onde de tension dont la bande passante monte en général jusqu'à 20 GHz. Cependant, concernant les *vias*, ces règles ne sont malheureusement pas envisageables pour des raisons de stabilités mécaniques et de fiabilités du via. En conséquence, des réflexions multiples vont se former gênant la lecture et l'analyse des résultats de réflectométrie. Une importante perte de résolution est alors à prévoir.

### a. Principe RF mis en jeu

La Figure 36 illustre le schéma d'ensemble ainsi que les paramètres déterminants d'une mesure TDR, avec « Z » représentant l'impédance caractéristique et «  $\Delta\omega$  » la bande passante des éléments présents.

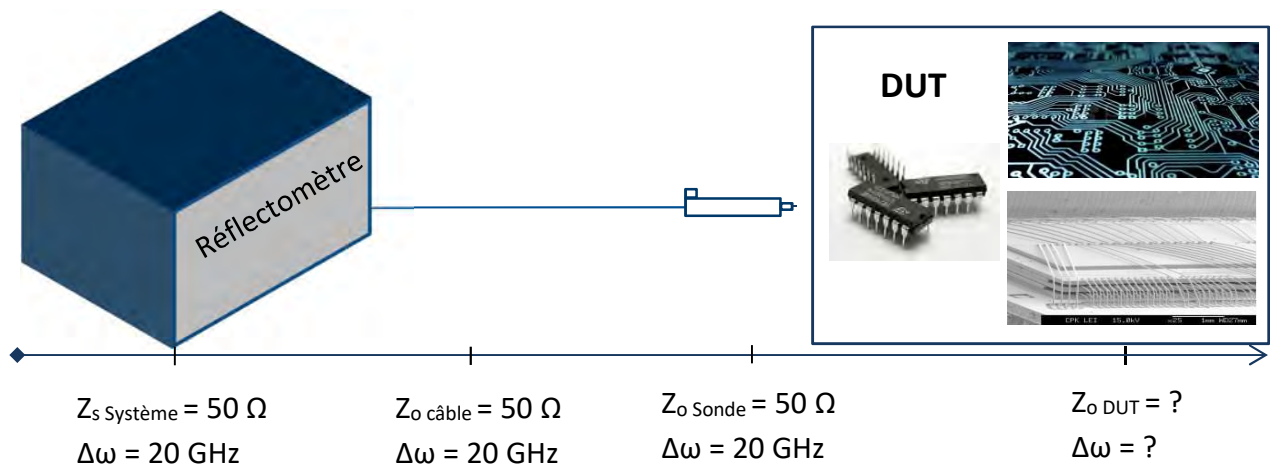


Figure 36 : Schéma d'ensemble d'une mesure de réflectométrie temporelle.

Ces paramètres sont les éléments les plus déterminants de la mesure TDR. L'impédance caractéristique va jouer sur la réflexion du signal selon la formule déjà exprimée dans le premier chapitre sur le coefficient de réflexion. Ainsi chaque « saut » d'impédance sera mesurable par le réflectomètre ce qui en fait un très bon système de mesure d'impédance bien que cela ne soit pas son objectif premier.

La bande passante va jouer, quant à elle, sur la quantité d'harmoniques du signal propagé et plus précisément sur la résolution spatiale obtenue. En effet, le signal émis étant un front d'onde de signal carré, sa décomposition en série de Fourier aura la forme suivante :

$$S_{\text{carré}} = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin((2k+1)2\pi ft)}{2k+1}$$

Chaque élément présent sur la ligne de mesure se comportera comme un filtre passif possédant sa propre bande passante. Plus celle-ci sera élevée, moins il y aura d'harmoniques du signal carré qui seront filtrées. Ainsi, dans l'objectif d'obtenir la meilleure résolution possible pour le réflectomètre, il est nécessaire d'utiliser des éléments de câblages RF pour maximiser cette bande passante. Pour bien illustrer ce cas, la Figure 37 présente une montée de signal à la sortie du réflectomètre. Le temps de montée est ici d'environ 30 ps. Cette montée représente la réflexion du signal sur un ouvert présent à la sortie du système. Cependant, cette forme de signal ne permet pas de positionner avec précision l'ouvert

(l'ouvert est-il présent en début de montée, en fin de montée, au milieu ?). Cette idée traduit le problème de l'incertitude de mesure et donc, en partie, de la résolution spatiale. Ainsi, on comprend physiquement que le temps de montée possède une place importante dans la résolution spatiale et que plus il est petit, meilleure est la résolution spatiale. Cela prouve l'importance de l'utilisation de matériel à bande passante élevée tout au long de la chaîne de mesure, du réflectomètre, aux sondes de mesures en passant par les câbles coaxiaux.

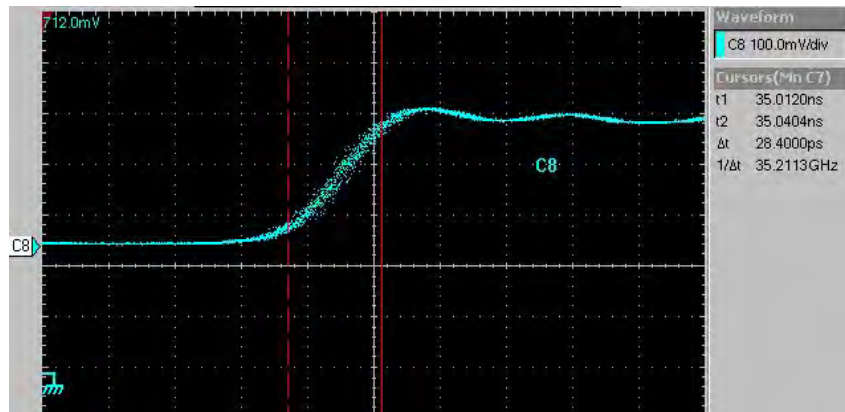


Figure 37 : Montée de signal TDR brut. Temps de montée de 28 ps.

La Figure 38 illustre un cas de temps de montée multiplié par six liée à l'utilisation de câble SMA de mauvaise qualité.

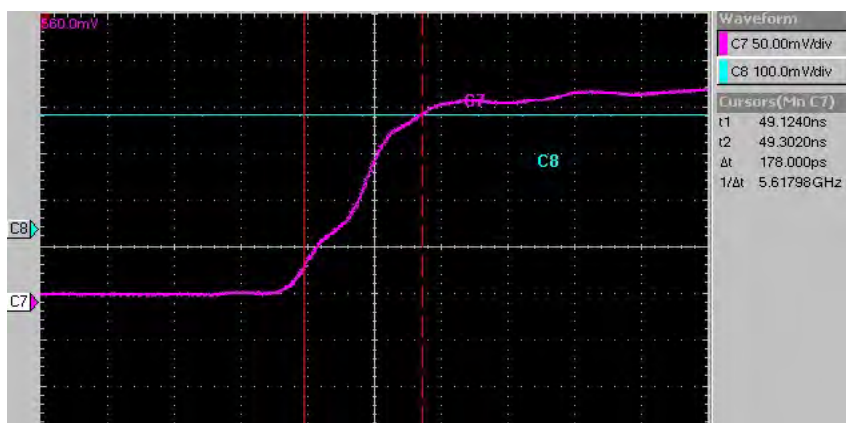


Figure 38 : Montée de signal TDR filtrée par un câble SMA de qualité moyenne. Temps de montée de 178 ps.

## b. Mesure de vitesse

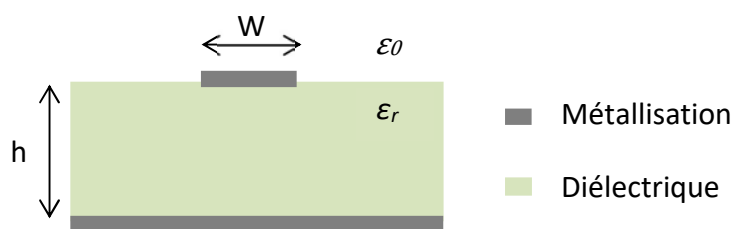
La réflectométrie temporelle ne réalise qu'une mesure du temps mis par l'onde de tension pour effectuer l'aller et le retour dans l'échantillon sous test. Dans l'idée d'effectuer une localisation du défaut, il est nécessaire de connaître la vitesse de propagation de l'onde afin de pouvoir déterminer la longueur parcourue par l'onde jusqu'au défaut.

Cette technique fut à la base développée pour des recherches de défaut dans différents types de câbles. L'expression de la vitesse dans ce type d'échantillon est relativement simple à utiliser et ne nécessite que la connaissance de la permittivité relative du diélectrique du câble. La perméabilité magnétique relative est également nécessaire mais étant globalement toujours égale à l'unité, sauf cas de matériau magnétique particulier, elle n'aura que peu d'influence sur la vitesse de propagation. L'expression de la vitesse de propagation de l'onde dans les câbles est définie ci-dessous :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r * \epsilon_r}}$$

Sur un PCB, la vitesse de propagation va théoriquement évoluer d'une manière différente. Pour mieux le comprendre il est nécessaire de rappeler rapidement la construction des pistes d'un PCB.

Sur un mono ou bi couches, la métallisation sera posée sur un matériau diélectrique généralement du FR4 de permittivité diélectrique  $\epsilon_r=[4,35 ; 4,8]$ . De plus, de nombreuses études ont prouvé que la permittivité n'était pas constante et dépendait de plusieurs paramètres géométriques propres au PCB dont notamment, l'épaisseur et la largeur de métallisation, ainsi que la distance depuis une autre couche de métallisation.  $\epsilon_r$  devient  $\epsilon_{eff}$  (permittivité effective du milieu) qui n'est pas physiquement réelle mais qui rend compte du comportement de l'onde dans le milieu considéré. Ainsi en fonction du rapport entre la largeur de métallisation et la distance depuis une autre couche de lignes microstrip (cf. *Figure 39*, différents cas de figure seront possibles en fonction du rapport entre la largeur de piste  $W$  et la hauteur de diélectrique  $h$ .



*Figure 39 : Schéma d'une ligne microstrip.*

Pour  $W/h < 1$ , l'expression de l'impédance caractéristique est la suivante :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad [1]$$

Avec



$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad [2]$$

Pour  $W/h > 1$ , les expressions deviennent :

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)} \quad [3]$$

Avec

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad [4]$$

$\varepsilon_{eff}$  va ainsi remplacer  $\varepsilon_r$  dans l'expression sur le calcul de la vitesse de propagation de l'onde.

Ces équations sont non seulement complexes mais ne sont vraies que dans un cas de ligne "microstrip", sans connexion verticale et ne possédant qu'une seule couche de métallisation. La création de PCB multicouche implique forcément l'utilisation de "microstrip" en surface mais également de "striplines" pour les couches enterrées. La recherche bibliographique n'a pas montré que des études aient été effectuées pour ces pistes enterrées ce qui signifie que l'on ne peut théoriquement pas savoir le comportement de l'onde et donc estimer sa vitesse dans un composant 3D.

## 2. MICROSCOPIE MAGNETIQUE

Si le premier chapitre a décrit la microscopie magnétique d'une manière générale, nous allons maintenant voir plus en détail le fonctionnement de cette technique et décrire le problème posé par les objets 3D dans la localisation et l'observation de défauts.

### a. Mise en œuvre

Comme décrit en première partie de ce manuscrit, la microscopie magnétique effectue une mesure du champ magnétique généré par le courant circulant dans l'échantillon sous test. Deux capteurs magnétiques sont disponibles permettant une approche de mesure différente en fonction de l'échantillon et des attentes souhaitées. Le SQUID possède une meilleure sensibilité mais nécessite une distance de travail plus élevée à cause de la présence de la fenêtre d'isolation maintenant le capteur sous basse pression et température. La Figure 40 illustre les différentes distances existantes lors de l'utilisation du magnétomètre SQUID.

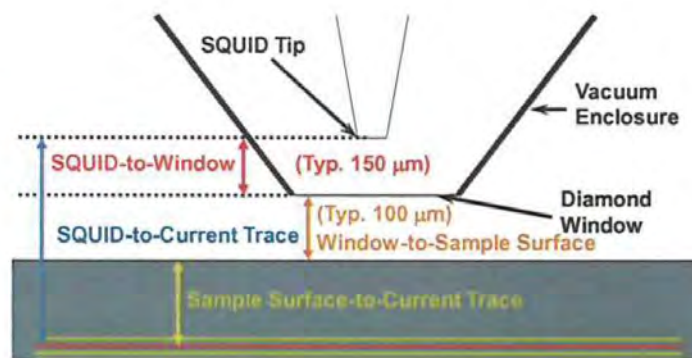


Figure 40 : Schéma détaillant le magnétomètre SQUID [47].

A l'inverse, le GMR permet une mesure en contact de l'échantillon mais ce capteur dispose d'une sensibilité 1 000 à 100 000 fois plus faible que celle du SQUID [37]. Sur le microscope magnétique, cet écart de sensibilité est de 250 car le SQUID possède des dimensions réduites afin de faciliter son application dans l'analyse de défaillance.

Ainsi, si on souhaite rechercher un défaut en surface d'un composant, le GMR sera à privilégier du fait de sa meilleure résolution. Cela bien entendu si les conditions de l'échantillon le permettent (aucune encapsulation, possibilités d'alimentation de la zone intéressante etc.). A l'inverse, pour un défaut en profondeur, au-delà de 100  $\mu\text{m}$ , d'un composant ou système, le SQUID sera à privilégier pour sa meilleure sensibilité.

Cependant un problème de principe va se poser. La localisation de défaut 3D est intimement liée à l'observation de courant suivant toutes les dimensions spatiales. Comme déjà expliqué dans le premier chapitre de ce manuscrit, la mesure du champ magnétique s'effectue suivant

l'axe vertical z ( $B_z$ ) et permet ainsi d'imager les courants surfaciques suivant les axes x et y ( $J_x$  et  $J_y$ ).

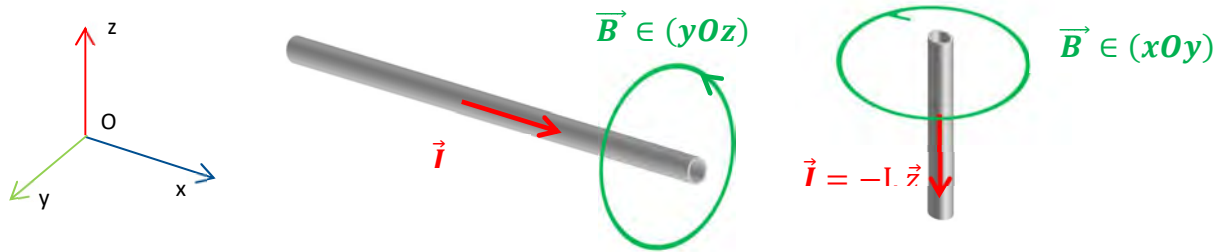


Figure 41 : Illustration du champ magnétique généré pour différentes directions de courant électrique

Or dans ces conditions, il est impossible d'observer des chemins de courant verticaux ( $J_z$ ) car ceux-ci ont une influence magnétique uniquement suivant les axes x et y ( $B_x$  et  $B_y$ ). Par conséquent, l'impossibilité d'observer des chemins de courant verticaux de manière directe, limite les informations récoltées avec cette technique et donc la localisation d'un défaut 3D.

### b. Essai d'observation de courant vertical

Afin de bien illustrer le problème des courants verticaux pour la microscopie magnétique, un essai de visualisation de courant sur un via d'un circuit imprimé est réalisé. Le courant est injecté sur la face inférieure à partir de connexions prévues à cet effet. Puis il remonte à partir de via traversant, se propage sur la face supérieure proche du capteur magnétique et rejoint l'autre connexion située à nouveau sur la face inférieure. La Figure 42 schématise l'échantillon de test.

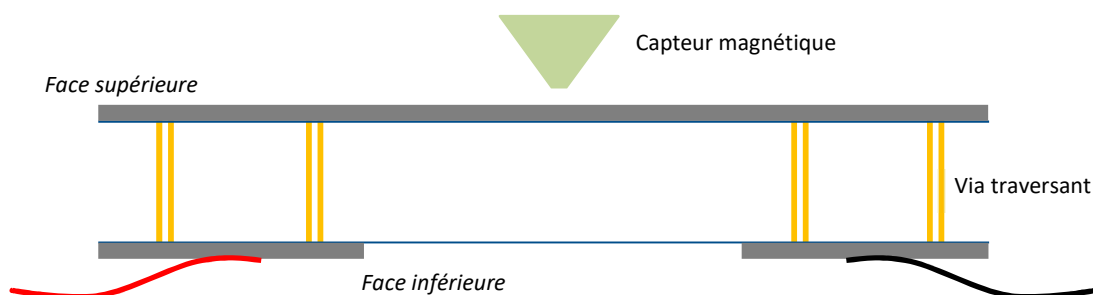
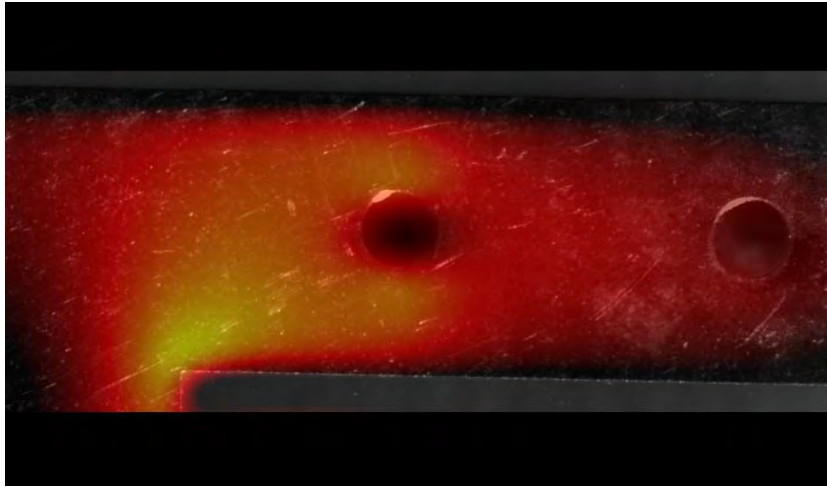


Figure 42 : Vue en coupe schématique du circuit imprimé testé

L'objectif est ici d'observer le comportement de la technique au niveau d'un des via traversant. La Figure 43 représente les résultats obtenus.



*Figure 43 : Superposition de l'image de courant et de la photographie de la zone testée, vue par la face supérieure.*

Comme prévu, on observe un courant relativement homogène représentant le courant surfacique parcourant le métal. Il n'y a aucun signe d'un quelconque effet lié au passage de courants verticaux, ne serait-ce qu'un effet de bord. La distribution de courant est répartie sur les deux via ce qui explique l'augmentation de l'intensité au niveau du via gauche où la densité de courant est supérieure.

### **c. Possibilité d'observation de défaut 3D**

Puisqu'il est impossible d'observer directement les chemins de courants verticaux nous permettant de localiser des défauts 3D, il est nécessaire de trouver une solution afin de rendre cette technique pleinement opérationnelle pour l'analyse de défaillance pour les composants 3D. (La technique est opérationnelle pour les composants « standard »). Deux choix sont possibles : la modification du système permettant d'effectuer de nouvelles mesures magnétiques et ainsi obtenir les informations manquantes à la résolution des équations de Biot-Savard en 3D ce qui est possible uniquement en connaissant un grand nombre de paramètres géométriques de l'échantillon ; ou alors, s'intéresser davantage à l'échantillon lui-même et sur comment son positionnement peut améliorer les mesures magnétiques. La deuxième option paraît plus accessible et a donc été privilégiée.

Ainsi, afin de rendre possible l'observation des courants verticaux, il faut introduire les composantes du champ magnétique du plan XY recherchées dans l'axe de mesure du capteur magnétique. La solution proposée est donc d'incliner l'échantillon.

Un autre problème pouvant survenir dans le cas d'un objet 3D est la superposition de chemins de courant. La présence de différents niveaux de métallisation dans un objet 3D peut, en effet, créer des situations par lesquelles les courants, vus depuis le capteur magnétique, seraient superposés. Cela est dû au fait que le capteur créant une image magnétique n'observe qu'une

projection des champs magnétiques générés dans son plan de mesure. Ainsi dans le cadre d'objet 3D, certains courants pourraient être cachés par ce phénomène comme l'illustre la Figure 44.

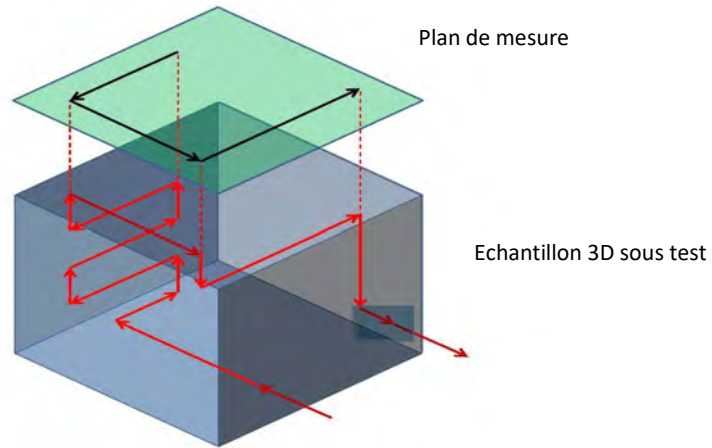


Figure 44 : Projections de lignes de courants sur le plan de mesure du capteur [8].

Dans les cas précédents, l'inclinaison de l'échantillon permettrait de faire apparaître les composantes de courants masqués comme proposé sur la Figure 45.

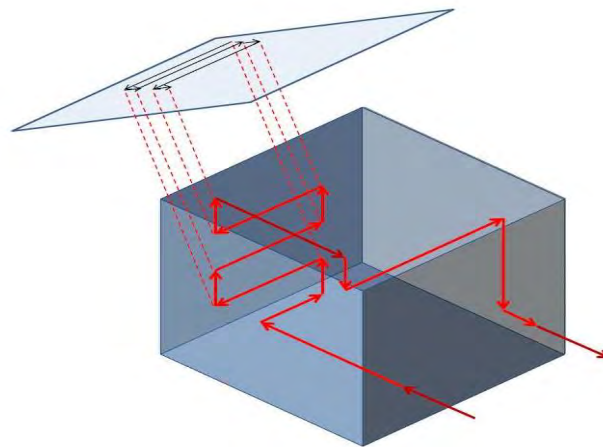


Figure 45 : Projection de ligne de courants sur un plan incliné [8].

Ainsi l'inclinaison semble théoriquement être une solution pour résoudre le problème de la localisation de défaut 3D pour la microscopie magnétique. Son étude détaillée dans un cas concret sera présentée dans le chapitre suivant de ce manuscrit.

### 3. THERMOGRAPHIE PAR DÉTECTION SYNCHRONE (LOCK-IN THERMOGRAPHY)

#### a. Dans les objets 3D

Le détecteur thermique utilisé, est réalisé en InSb, qui permet un spectre de mesure thermique allant de  $1,4 \mu\text{m}$  à  $5,3 \mu\text{m}$  correspondant au proche infrarouge. Le silicium intrinsèque étant transparent pour ces longueurs d'onde, l'observation suivant la profondeur  $z$  est accessible jusqu'à la rencontre d'un élément métallique ou d'impuretés. La Figure 46 illustre cette possibilité sur un composant FPGA de six couches de métallisation.

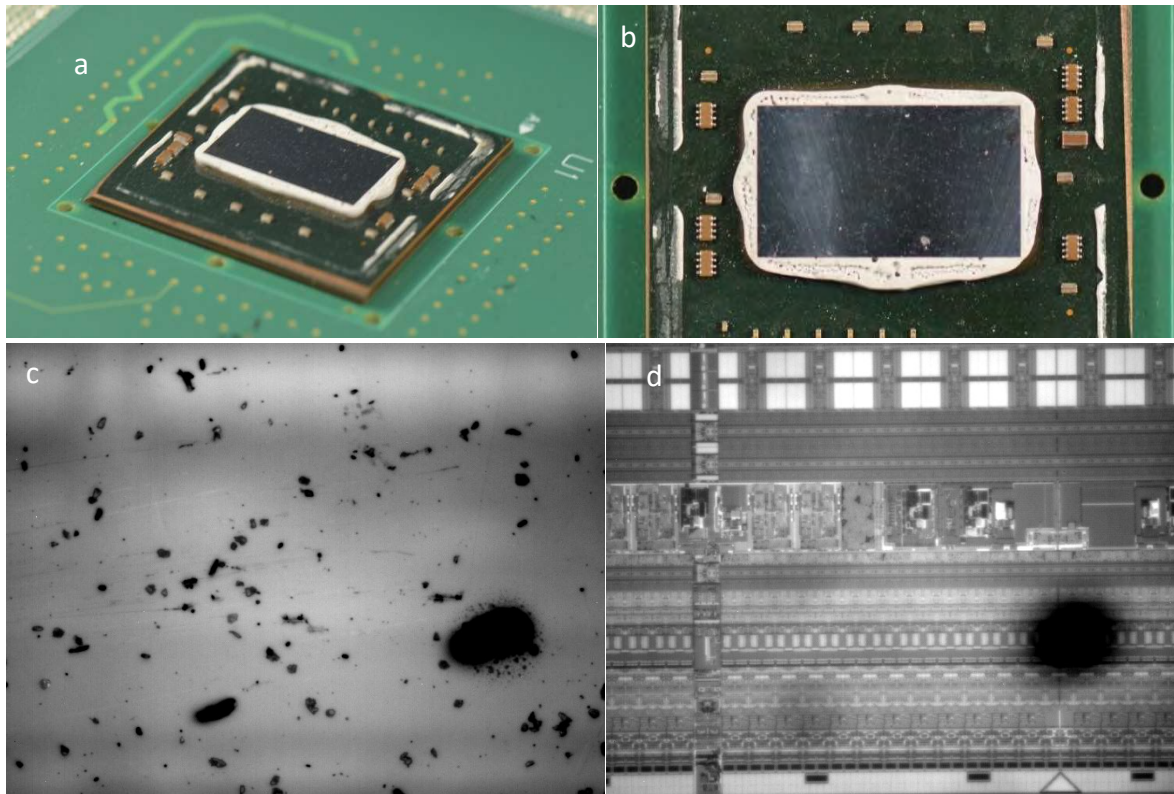


Figure 46 : (a-b) Images optiques d'une puce FPGA. (c-d) Images thermiques topographiques de différents niveaux de la puce FPGA ; (c) en surface de la puce FPGA, (d) au premier niveau inférieur.

L'image thermique topographique correspond à une mesure sans excitation électrique, autrement dit, sans échauffement thermique. L'observation est rendue possible du fait des variations d'émissivité des éléments présents et de leur réflectivité vis-à-vis des photons infrarouges présents dans la lumière ambiante.

On remarquera dans cet exemple qu'il reste néanmoins difficile de repérer les différents niveaux. Les métallisations du niveau supérieur empêchent la visualisation des niveaux inférieurs. L'observation en profondeur reste donc très liée à la structure interne de l'échantillon testé.

### **b. L'émissivité**

L'émissivité est la propriété d'un matériau à rayonner son énergie thermique. Elle est représentée par une valeur comprise entre 0 et 1 représentant le pourcentage d'émission de

photons de l'élément en question par comparaison avec l'émission IR d'un corps noir. Le spectre des photons est donné par la loi de Planck (Cf. Chapitre I), mais dans une problématique thermique, ce spectre est principalement situé dans le domaine des Infrarouges. Ainsi, pour une température donnée, un élément possédant une émissivité supérieure rayonnera davantage de photons IR qu'un autre ayant une émissivité plus faible. Cela ne signifiera pas pour autant que leur température sera différente. C'est donc une notion à prendre fortement en compte, en fonction des conditions expérimentales et des éléments observés, dans le cadre de la thermographie pour la localisation de défaut et bien plus encore dans des cas de mesure de température absolue. La Figure 47 montre un cas d'échec d'observation d'échauffement de la thermographie infrarouge pour cause de trop grande différence d'émissivité.

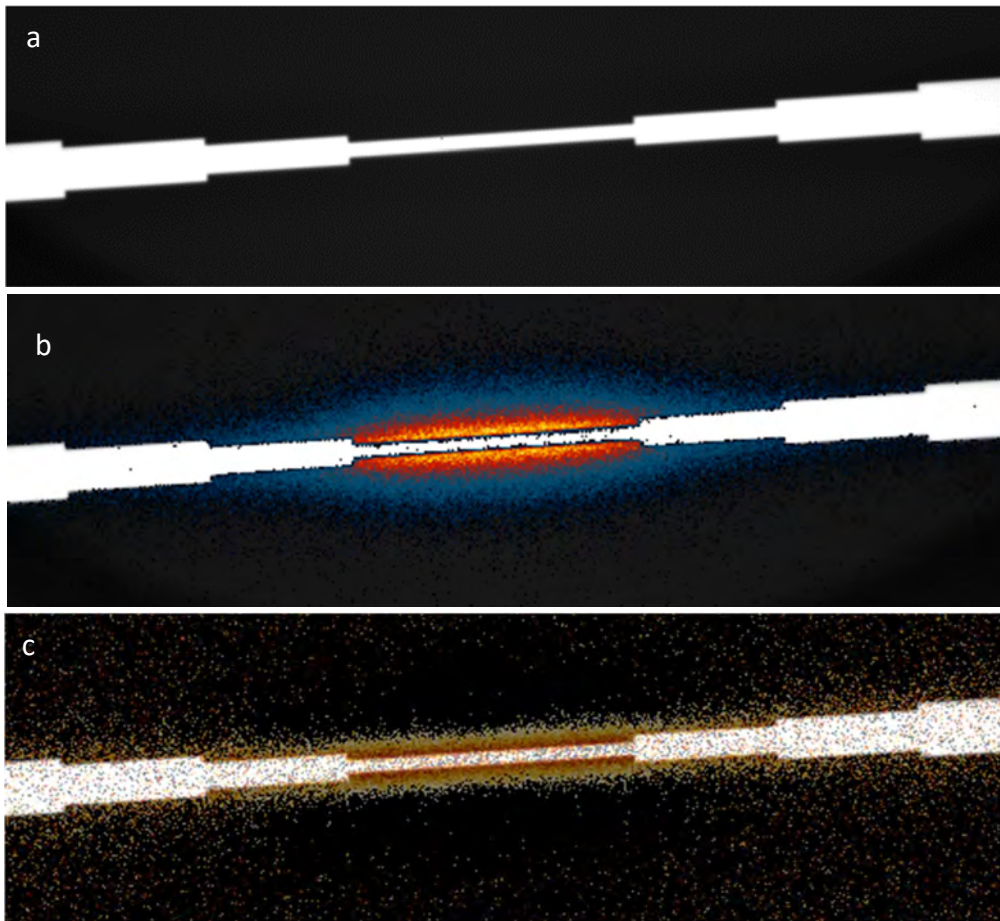


Figure 47 : (a) Image thermique topographique d'un échantillon illustrant un ouvert résistif. (b) Image d'amplitude thermique de l'échauffement par alimentation électrique. (c) Image de phase thermique.

L'échantillon correspond à une métallisation de cuivre sur du plexiglas dont la largeur augmente ou rétrécit afin d'illustrer le comportement d'un ouvert résistif. La partie métallique est alimentée électriquement afin de créer l'échauffement. La partie métallique agit ici en tant que « résistance chauffante » et le plexiglas est chauffé par conduction thermique. Ce dernier

est donc, dans le meilleur des cas, à la même température que la métallisation. Néanmoins, on observe la quasi-totalité du rayonnement IR sur le plexiglas à proximité de la largeur la plus faible de métal. Ceci est normal compte tenu de la différence importante d'émissivité ; celle du cuivre déposé étant de 0,03, alors que celle du plexiglas est de 0,86 [48][49].

### c. Localisation de Défaut 3D par Thermographie à détection synchrone

Comme nous venons de le montrer, la recherche d'un défaut dans un objet 3D non encapsulé est possible grâce à la possibilité d'observer en profondeur à travers le silicium, Cela n'est cependant réalisable pour une observation que sur puce non encapsulée ou ayant été amincie par polissage. Dans le cas d'une encapsulation, le boîtier va apporter une complexité non négligeable à la recherche de ces défauts. En effet, celui-ci n'est généralement pas transparent aux IR sauf dans certains cas particulier comme les boîtiers plastiques [50]. Dans ces conditions, l'acquisition d'informations permettant la localisation 3D est à priori impossible puisque que l'on ne peut capter les photons directement générés par le défaut (court-circuit, ouvert résistif). Néanmoins, le rayonnement IR peut être amené à chauffer le boîtier. La propagation par conduction thermique va ensuite se propager jusqu'en surface et ensuite de nouveau rayonner vers le détecteur permettant théoriquement son observation. La Figure 48 illustre ce phénomène.

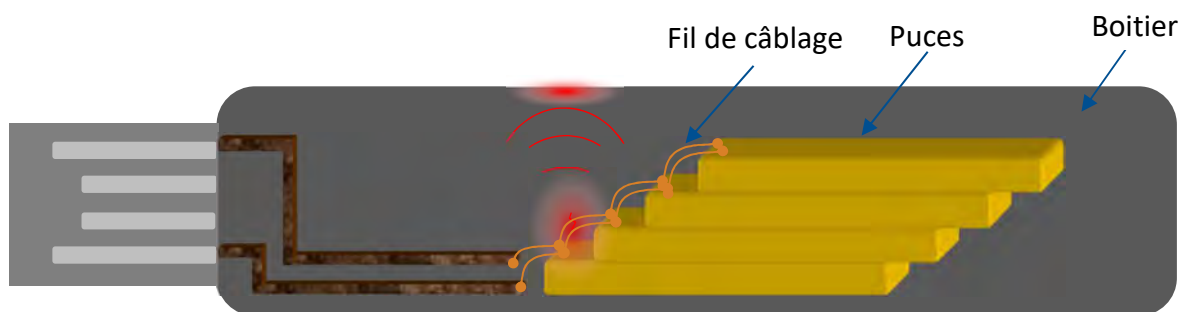


Figure 48 : Phénomène de propagation thermique dans un échantillon encapsulé.

L'ajout de cette interface va, néanmoins, diminuer significativement le rapport signal sur bruit obtenu et la résolution spatiale pour une observation en image d'amplitude thermique. Les images de la Figure 49 montrent un cas d'observation en amplitude d'un composant encapsulé.



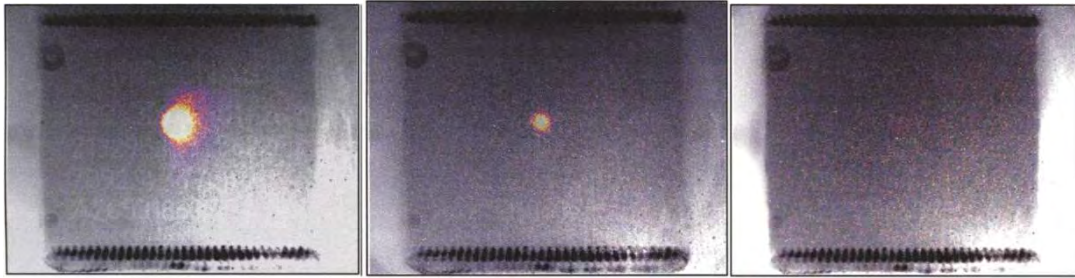


Figure 49 : Mesure d'un point d'émission thermique sur un composant encapsulé par thermographie à détection synchrone. Respectivement 3 Hz, 6 Hz, 12 Hz [51].

Dans ces conditions, une superposition avec une radiographie à rayons X peut être envisagée pour observer la zone d'émission thermique. En fonction du type de composant, du type de défaut et des conditions expérimentales, cette superposition suffira à localiser le défaut et une confirmation par analyse destructive physique suffira à finaliser la localisation (Figure 50).

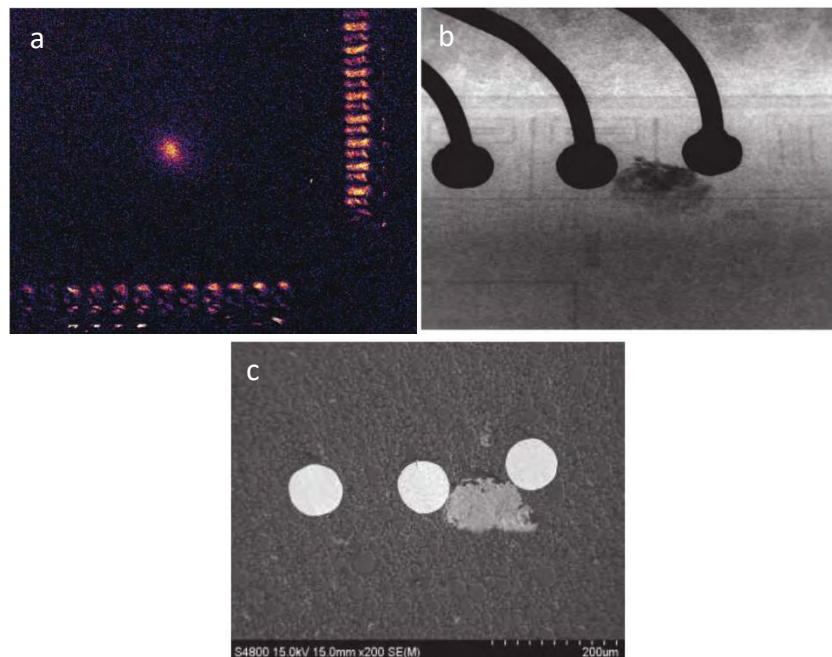
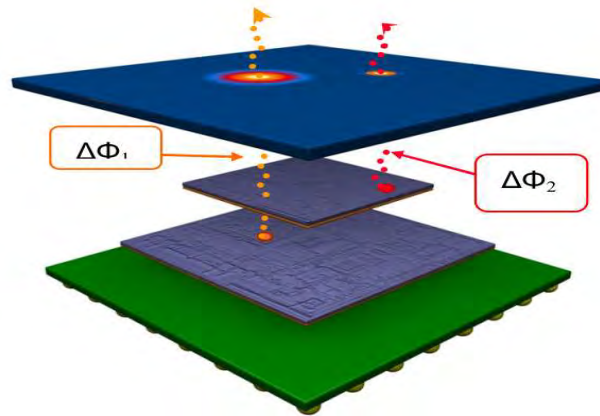


Figure 50 : Second exemple de localisation de défaut par voie thermique (a), radiographique (b) et analyse physique (c) [50].

Mais dans certains cas, la résolution de l'imagerie à rayons X n'est pas suffisante pour observer le défaut.

Une autre approche serait dans ce cas nécessaire. Celle-ci peut être envisagée par l'utilisation de l'information de phase thermique. En effet, cette dernière contient l'information du temps de propagation thermique entre la génération de chaleur (court-circuit) et le point de mesure (la surface externe du boîtier). L'étude de cette phase et dépendant des matériaux présents, l'estimation du lieu de génération de chaleur peut être effectuée. La Figure 51 représente schématiquement ce phénomène.



*Figure 51 : Illustration du phénomène thermique mis en jeu dans le cadre d'une localisation de défaut 3D [51].*

L'analyse reste cependant plus complexe car des simulations de propagation thermique doivent être réalisées. Une connaissance précise des matériaux et de leur épaisseur est également nécessaire afin d'obtenir les constantes de propagation thermique. Une publication de C. Schmidt donne de nombreux détails de cette approche de localisation thermique [51].

## C. ESSAI DE LOCALISATION DE DEFAUT 3D

Plusieurs cas d'étude sont proposés afin de comparer qualitativement les possibilités de chaque technique d'analyse.

### 1. LOCALISATION DE CIRCUIT OUVERT FRANC SUR DAISY CHAIN PAR REFLECTOMETRIE TEMPORELLE

Cette partie va exposer une application du TDR à la localisation d'un circuit ouvert présent dans un objet 3D. Il s'agit ici d'une chaîne de via, communément appelé « daisy chain ». Ce composant a subi une étude de fiabilité de tenue en température en condition spatiale. Une campagne de cyclage thermique a été effectuée et suite à cela, sur quatre composants étudiés, un défaut de type « soft defect » s'est révélé sur un des quatre éléments. Le défaut apparaissait à froid (en dessous d'une température de -40 °C environ).

Le composant possédant deux entrées de signal possibles, la mesure a pu être effectuée suivant chacune de ces deux entrées. Les résultats expérimentaux sont observables en Figure 52 et Figure 53.

Dans chaque cas, la courbe rouge illustre le circuit ouvert créé par la pointe de contact ne touchant pas l'entrée du composant. Le signal observé est donc la réflexion d'un ouvert franc et cette dernière se positionne en bout de pointe. La seconde courbe représente le cas d'un contact avec le composant. Le principe de mesure est le suivant. Le signal TDR se propage dans le composant jusqu'à la rencontre du défaut. En présence de l'ouvert, le signal devrait théoriquement prendre le niveau de tension équivalent à celui de la courbe rouge de référence. Donc le défaut doit théoriquement se situer à la première intersection entre les deux courbes obtenues après l'introduction du signal TDR dans le composant.

Les résultats laissent cependant perplexes.

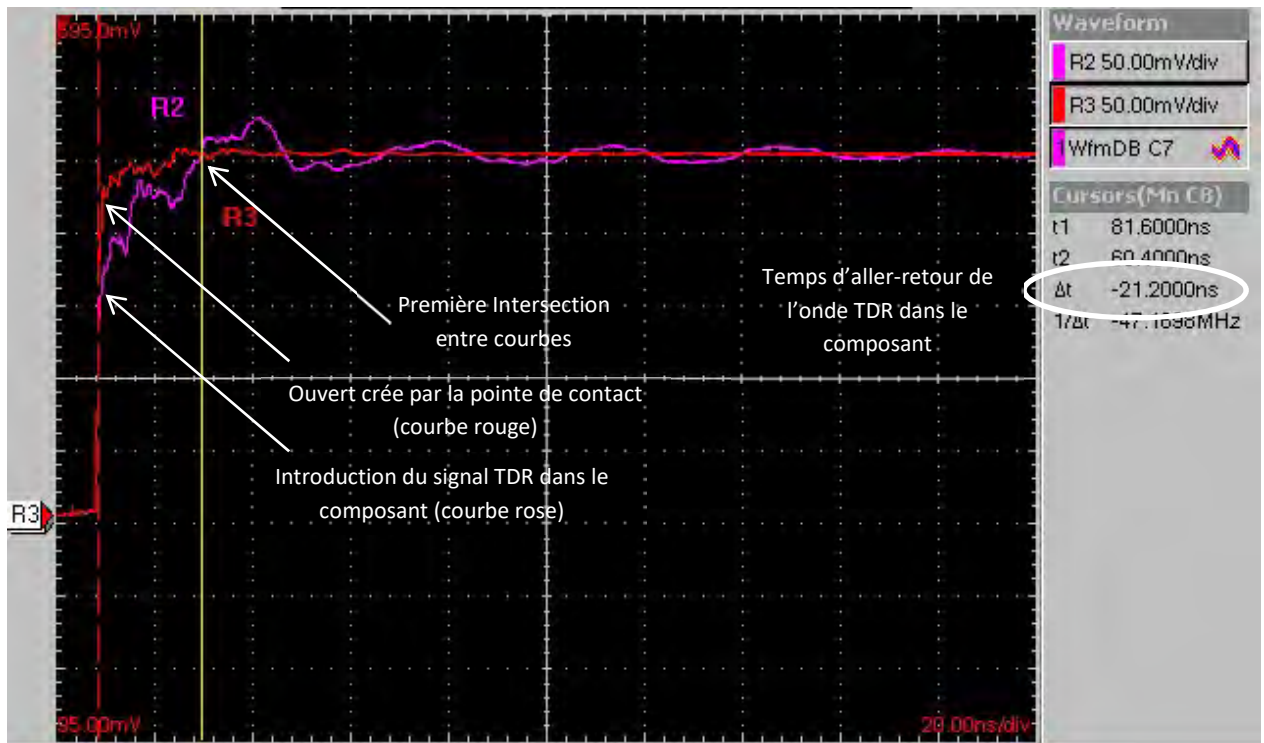


Figure 52 : Mesures TDR suivant l'entrée 1 de la chaîne de via.

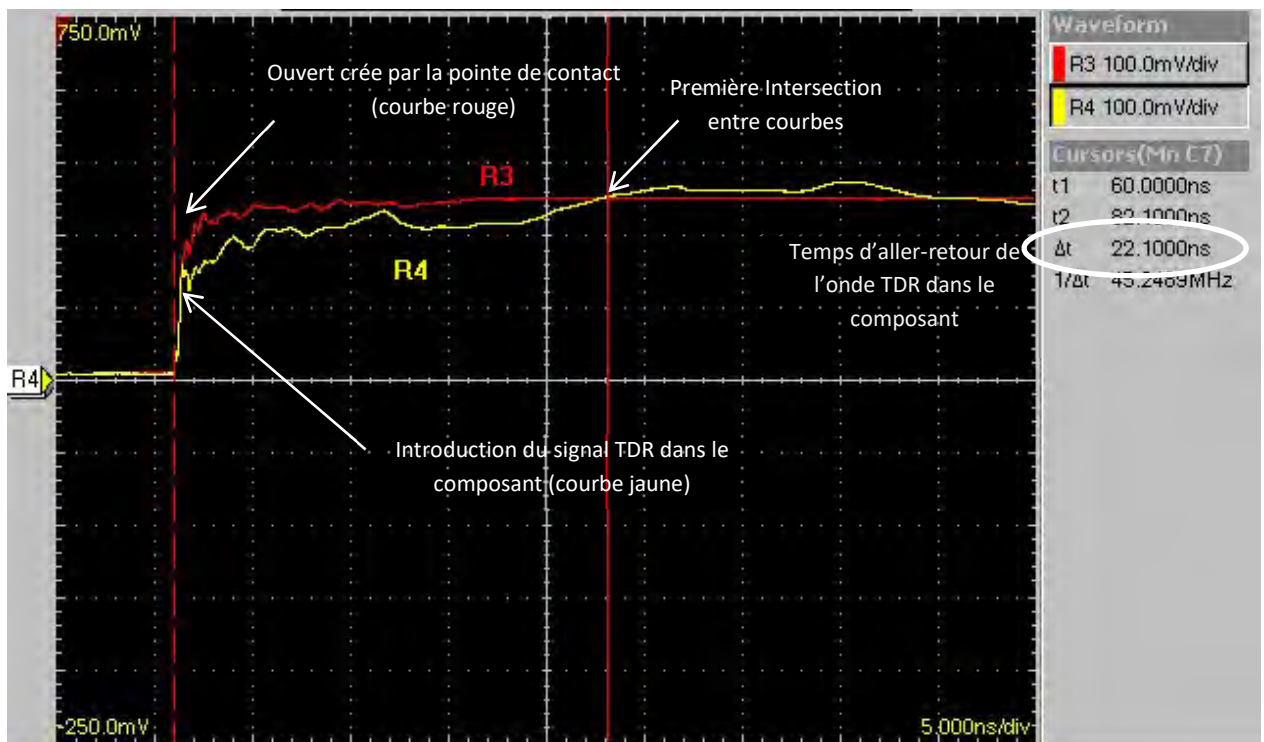


Figure 53 : Mesures TDR suivant l'entrée 2 de la chaîne de via.

Suivant une approche qualitative, la première observation montre que le circuit ouvert se situerait globalement à une distance sensiblement équivalente suivant l'entrée 1 ou l'entrée 2. Seule une analyse physique prouverait la position du défaut mais la probabilité qu'il se situe au centre du composant est relativement faible.

Une autre hypothèse est que l'onde TDR est trop atténuée pour continuer sa propagation dans le composant. On atteindrait ainsi dans les deux cas, le maximum de « pénétration » dans le composant et le défaut serait situé plus loin sur la ligne. Ce cas est d'autant plus vrai que la chaîne de via possède un fort risque de réflexions multiples et donc d'atténuation du signal compte tenu de sa nature.

Un autre élément remarquable concerne la courbe rose en Figure 52. On observe, après la première intersection la création d'une sinusoïde alternant les intersections entre la courbe rouge et la courbe rose. Ce phénomène difficilement interprétable était également visible sur la Figure 53. Il pourrait être dû à l'utilisation de pointe de contact non RF pour cette expérience, ou à la faible bande passante du composant testé. Il est également possible que les réflexions multiples générées dans le composant testé engendrent ce phénomène.

En conséquence, la localisation du défaut est ici impossible du fait de la forte perturbation de l'onde. Néanmoins, la signature du signal montre bien la présence d'un ouvert franc. On assiste ici à un cas de détection du défaut avec une impossibilité de localisation sans destruction de l'échantillon.

## 2. CIRCUIT OUVERT RESISTIF

Ce type de défaut n'est pas à proprement parler un défaut 3D mais il peut très bien se produire sur une interconnexion d'un objet 3D. Il est donc nécessaire de comprendre comment le localiser sur un échantillon simple avant de réaliser une localisation sur un objet complexe. Des véhicules de test ont ainsi été dessinés et réalisés pour étudier le comportement de ce type de défaut vis-à-vis de certaines techniques de localisation. Il s'agit d'une métallisation de cuivre (déposée sur du plexiglas) dont la largeur varie. Plusieurs échantillons sont disponibles (Figure 54) dont la longueur varie pour des raisons purement pratiques.

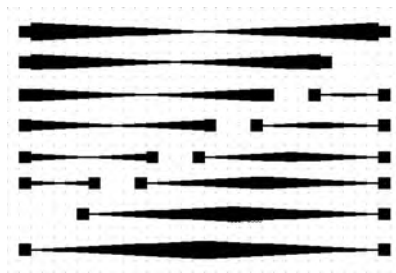


Figure 54 : Motifs de circuit ouverts résistifs disponibles.

Le circuit ouvert résistif engendre une modification de la densité de courant locale qui a une influence significative aussi bien d'un point de vue magnétique que thermique. Il est donc intéressant d'observer le phénomène suivant la microscopie magnétique et la thermographie à détection synchrone.

Les résultats thermiques ont déjà été présentés (Figure 47) mais sont replacés en Figure 55 afin de permettre leur comparaison.



Figure 55 : Observation thermique d'un ouvert résistif. (a) Image topographique, (b) image d'amplitude thermique. Images de phase

Les résultats du scan magnétiques sont donnés en Figure 56.

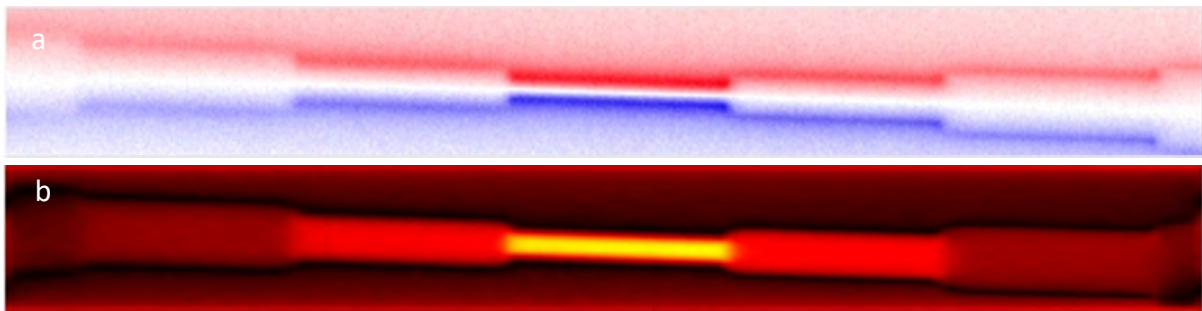


Figure 56 : Observation magnétique d'un ouvert résistif. (a) Résultat brut magnétique. (b) Résultat en image de courant après application de l'algorithme MCI.

Les résultats thermiques ne montrent pas précisément le point d'échauffement pour cause de trop forte différence d'émissivité. Néanmoins, la zone d'émission permet de localiser la zone échauffée. La connaissance de l'échantillon en gardant à l'esprit le problème de l'émissivité, rend possible la localisation du défaut.

Pour ce type de défaut, la comparaison des résultats montre un net avantage pour la microscopie magnétique. L'image MCI permet de localiser très nettement l'ouvert résistif car il est représenté comme un « point chaud » du scan. De plus, cela élude le problème de l'émissivité rencontré, dans le cas d'une analyse thermique, et permet un gain de temps dans l'interprétation.

### 3. COURT CIRCUIT 3D

Le composant suivant (cf. Figure 57) est un vrai cas de défaut dans un objet 3D. Il s'agit d'un composant FPGA monté sur une carte fille pour une utilisation sur une machine de programmation et de test de composant numérique. Une couche type « redistribution layer »

(RDL) est placée à l'interface entre le PCB et le FPGA. Le PCB possède dix couches de métallisation, le RDL dispose de deux couches et le FPGA de six couches. Les couches du RDL se superposant avec les couches externes du PCB et du FPGA, l'ensemble correspond à un système électronique de seize couches.

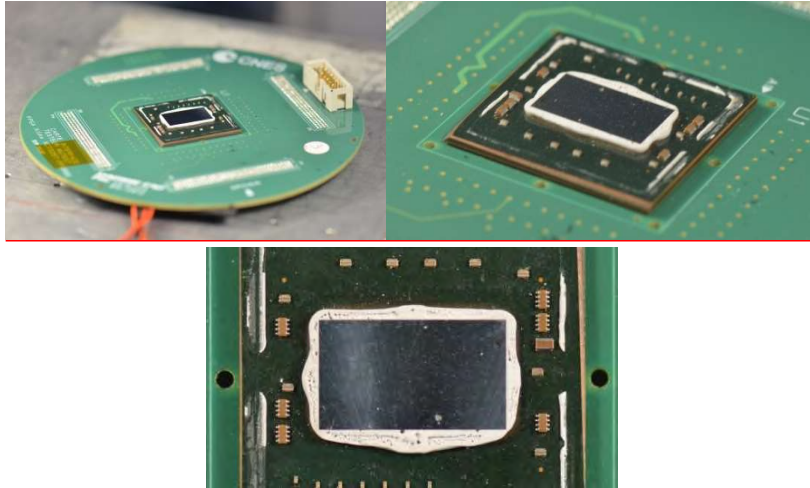
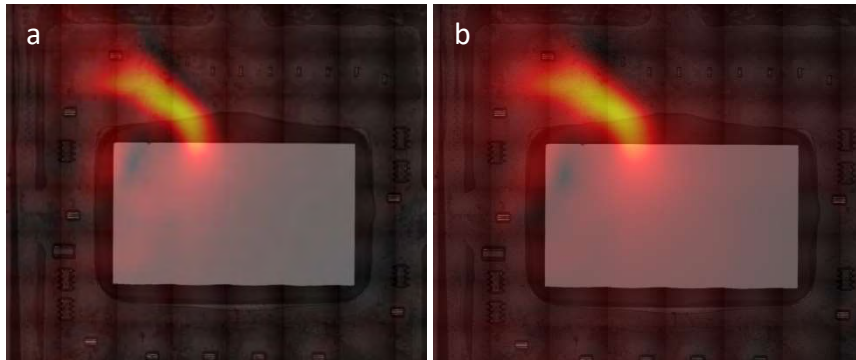


Figure 57 : Composant FPGA sur PCB multi-couches possédant un court-circuit 3D.

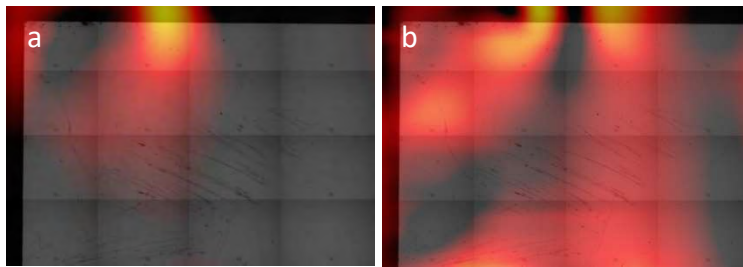
Le défaut constaté est un court-circuit apparu sur plusieurs lignes d'alimentation du composant. Ces lignes sont nommées C100, C200 correspondant au nom de la capacité initialement placée aux points d'alimentations du composant. Les courbes I(V) (non montré ici) montrent des comportements purement résistifs pour C100 et C200. Seuls les résultats pour C100 seront ici présentés.

Comme le défaut recherché est un court-circuit, les techniques les plus appropriées sont la microscopie magnétique et la thermographie à détection synchrone. La première étape de pré-localisation par test de continuité électrique ne donne ici que peu d'informations. Seules les connexions précises d'alimentations sont révélées mais ne permettent pas de dire si le court-circuit se trouve au niveau du PCB multicouche, dans la RDL, ou dans le composant FPGA. Un premier scan magnétique grossier est donc effectué sur la face composant. Les résultats sont présentés en Figure 58.



*Figure 58 : Superposition des cartographies de courant, pour la ligne C100, avec l'image optique du composant testé. (a) Visualisation des courants en phase avec l'alimentation, (b) visualisation des courants en quadrature.*

On observe une forte absorption de courant à l'entrée de la puce. Un scan plus minutieux est donc effectué à cet endroit afin d'améliorer la résolution spatiale. Cela permet d'améliorer le contraste. Les nouvelles images sont données en Figure 59.

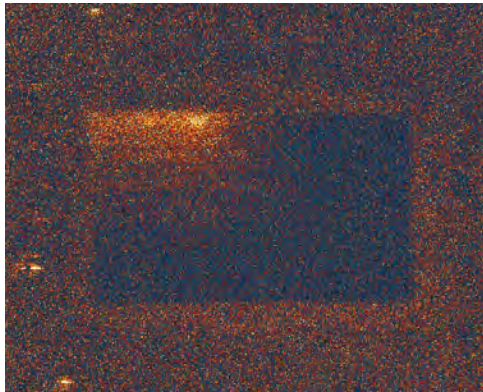


*Figure 59 : Agrandissement de la zone étudiée. (a) Visualisation du courant en phase électrique de 150°. (b) Visualisation du courant en quadrature.*

Un paramètre important a été modifié dans ces images. Il s'agit du déphasage entre le courant d'alimentation et le signal mesuré par les capteurs magnétiques. Sur ces images, la phase a été ajustée pour obtenir un maximum de signal en phase. On observe cependant qu'il reste des courants significatifs dans la visualisation en quadrature ce qui signifie que des éléments inductifs ou capacitifs modifient la phase du courant dans les circuits du FPGA.

Des mesures thermiques sont également réalisées afin de permettre une comparaison et obtenir de nouvelles informations de localisation (Figure 60).





*Figure 60 : Image d'amplitude thermique obtenue par LiT.*

On observe l'apparition de plusieurs points chauds au niveau de la puce FPGA qui laisse supposer la présence de courts-circuits. Néanmoins, le court-circuit est-il toujours présent au point le plus chaud d'une analyse thermique ? Ce point chaud pourrait avoir été créé par la présence d'un court-circuit dans le RDL ou le PCB. De plus, ce phénomène peut être induit par la présence d'une densité de courant plus élevée en certains points du circuit chauffant localement la zone. Cela ne signifie pas pour autant qu'il s'agit du défaut recherché. Une méthode comparative est ici nécessaire avec le changement de FPGA en utilisant les mêmes RDL et PCB ou bien en utilisant d'autres RDL et PCB avec le même FPGA. Cela risque cependant d'endommager un autre système, FPGA fonctionnel dans un cas, PCB et RDL dans l'autre cas.

En conclusion, nous pouvons retenir que les techniques d'analyse de défaillances ne suffisent pas à elles seules. L'approche expérimentale et l'interprétation sont toujours indispensables pour une analyse adéquate avec les conditions de l'objet étudié et du défaut présent. Pour ce composant, une étude comparative serait à employer pour obtenir de nouvelles informations de localisation. Malheureusement, aucun autre système électronique identique n'est pas disponible dans l'immédiat pour poursuivre l'investigation, laissant ainsi en suspens la recherche du court-circuit 3D.

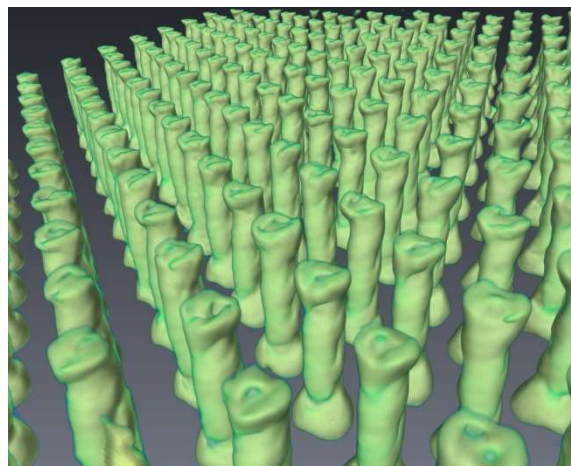
## D. ESSAI DE VISUALISATION DE DEFAUT 3D

### 1. TOMOGRAPHIE A RAYONS X

La tomographie à rayons X permet d'effectuer une analyse non destructive d'un composant ou système électronique par observation de variation de contraste due à la plus ou moins grande absorption des rayons X par les matériaux traversés. Il s'agit ni plus ni moins d'une photographie mais dans le domaine des X.

Ainsi, à la différence des autres techniques précédemment étudiées, la tomographie à rayons X ne nécessite aucune excitation, ne serait-ce que grossière, du défaut pour permettre sa localisation.

En cas de défaut 3D, une tomographie à rayons X peut être effectuée à défaut d'autres techniques. La Figure 61 montre un exemple de cas de circuit ouvert franc sur une des colonnes d'un « Daisy Chain ». On remarquera la quantité de possibilité de circuit ouvert franc possible et donc la pénibilité si la recherche du défaut devait s'effectuer « manuellement ». De plus, d'un point de vue expérimental, lors de la recherche du défaut, si aucune information de pré-localisation n'est disponible, une tomographie générale devrait être effectuée. Or dans ce cas, la résolution spatiale ne serait pas optimale car l'ensemble de l'échantillon devrait être positionné dans le faisceau des X. Cela impliquerait une relative grande distance entre l'échantillon et le canon générateur de photons X. Rappelons que la résolution spatiale s'accroît lorsque cette distance diminue. Cela va donc à l'encontre de notre objectif premier (Cf. Chapitre I)



*Figure 61 : Tomographie d'un « Daisy Chain » possédant un circuit ouvert franc sur une des colonnes.*

Une autre solution serait d'effectuer plusieurs tomographies précises de l'échantillon en diminuant par exemple la taille par quatre des zones de travail. Ainsi il faudrait effectuer quatre tomographies pour observer l'ensemble de l'échantillon. Cela augmenterait

sensiblement la résolution spatiale mais multiplierait au minimum par quatre le temps de travail.

Enfin, la localisation d'un élément douteux en tomographie ne permet pas de prouver l'existence d'un défaut. Il y a toujours un risque que la reconstruction informatique se soit mal déroulée et ait engendrée un artefact pouvant être l'élément douteux observé. Il est donc nécessaire de toujours corroborer les résultats obtenus par tomographie à ceux d'une autre technique de localisation ou d'observation ou d'effectuer une analyse physique destructive (DPA).

Il est donc plus judicieux, lorsque l'on souhaite réaliser la localisation d'un défaut 3D, d'obtenir par un autre moyen, les informations de pré-localisation du défaut avant d'envisager de réaliser une analyse tomographique. Cette dernière servira alors à la validation du défaut. Suivant cette approche, on peut donc affirmer que la tomographie à rayons X est davantage une technique d'observation plutôt que de localisation.

## E. TABLEAU DE COMPARAISON DES TECHNIQUES DE LOCALISATION

Le tableau ci-dessous offre une synthèse globale et actuelle de comparaison des différentes techniques d'analyse de défaillance précédemment détaillées. Chaque technique est évaluée suivant différent critère de comparaison. Une note sur dix est attribuée à chaque fois que cela est possible.

Les différentes formules utilisées dans le cadre du calcul de la notation sont fournies ci-dessous :

- Temps de scan :

$$N_1 = \frac{t_{moylong} - t_{moyTec}}{t_{moylong}}$$

Avec  $t_{moylong}$  le temps moyen le plus long,  $t_{moyTec}$  le temps moyen de la technique visé.

- Type de défaut observé :

$$N_2 = \frac{N_{tech}}{N_{max}}$$

Avec  $N_{tech}$  le nombre de défaut observables par la technique, et  $N_{max}$  le nombre de défaut maximum observé par une technique.

- Précision et Résolution :

$$N_3 = -2.595 * \log\left(\frac{R_{tec}}{1000}\right)$$

Avec  $R_{tech}$  la résolution spatiale de la technique visée. Cette formule est uniquement spécifique aux techniques présentées ici. La formule générale est la suivante :

$$N_{3gen} = \frac{10}{\log\left(\frac{R_{tech_{max}}}{R_{tech_{min}}}\right)} * \log\left(\frac{R_{tech}}{R_{tech_{min}}}\right)$$

Avec  $R_{tech_{min}}$  et  $R_{tech_{max}}$  les valeurs des résolutions respectivement minimale et maximale de la technique associée.

Table 1 : Comparaison de techniques de localisation de défaut

Critères		Réflectométrie Temporelle	Microscopie Magnétique	Thermographie Synchrone	Tomographie RX	Explication
Temps de scan	<b>10</b>	(mesure instantanée)	<b>7</b> (10min-30min-240min)	<b>9</b> (30sec-180sec-1800sec)	<b>0</b> (60min-140min-300min)	Pro rata du temps moyen sur le temps moyen le plus
Type de défaut observé	<b>10</b>	(CCF*, CCG*, OR*, OF*)	<b>5</b> (CCF*, OR*)	<b>5</b> (CCG*, OR*)	<b>10</b> (CCF*, CCG*, OR*, OF*)	Tous les défauts observés = 10.
Excitation du défaut concerné	<b>10</b>		<b>10</b>	<b>10</b>	<b>0</b>	oui = 10, non = 0
Facilité de mise en œuvre	<b>2</b>	(Facile, si connecteur SMA facile-moyen, si Sonde TDR, difficile, si Pointe RF)	<b>3</b> (Capteur fragile à utiliser à proximité de l'échantillon, Planéité à effectuer, Possible utilisation de pointes)	<b>5</b> (possible utilisation de pointes de contact, objectif à utiliser à proximité)	<b>6,5</b> (Support d'échantillon à créer, reconstruction numérique à effectuer)	Type de connexion utilisée Fréquence d'utilisation des différents connecteurs Particularité à employer pour chaque technique
Facilité d'interprétation des résultats	<b>2</b>	(Difficile car mesure requise de la vitesse, possibles réflexions multiples, perturbation facile de la mesure)	<b>6,5</b> (Facile-moyen, La difficulté augmente avec l'éloignement entre le capteur et l'échantillon de test)	<b>7,5</b> (Facile -moyen, Facile sur composant Si, sinon l'émissivité est à prendre en compte)	<b>8</b> (Facile - moyen)	Résultats obtenus sans mesures additionnelles, facilité d'interprétation.
Précision et résolution	Théorique	<b>0</b> (1 mm à 20 GHz si composant RF)	<b>8,5</b> (3 µm SQUID, 500 nm GMR)	<b>7,5</b> (5 µm standard, 1,4 µm avec SIL)	<b>10</b> (140 nm)	Note max à meilleure résolution, Note min à plus mauvaise résolution.
	Expérimentale	<b>0</b> (variable, du cm au mm)	<b>10</b> (5-7 µm SQUID, 1 µm GMR)	<b>9</b> (3,9 µm avec lentille 10x, 1,9 µm avec SIL)	<b>9,4</b> (1,5 µm)	Idem
Distance observée en profondeur z		Sans objet (observation d'une ligne de tension et non d'une image)	(1 cm pour 3 mA SQUID)	(variable... plusieurs cm si aucun écran IR, sinon situation complexe entre rayonnement IR et conduction thermique)	(Dépendant du N° atomique du matériau observé, en moyenne plusieurs dizaines de cm)	
Autres apports		Mesure en transmission Mesure d'impédance	Cartographie de courant Magnétomètre	Mesure de température si étalonnage	Nombreuses possibilités de post traitement du volume obtenu	
		CCF* : Court-circuit faiblement résistif	OF* : Ouvert Franc	CCG* : Court-circuit fortement résistif	OR* : Ouvert Résistif	

## F. CONCLUSION

Le tableau présenté précédemment offre une synthèse et une vue globale sur chaque technique. Néanmoins, aucune technique n'a montré avoir les capacités de localiser, seule, un défaut électrique dans un échantillon 3D. Il est donc nécessaire d'améliorer une de ces techniques présentées ou d'envisager de nouvelles approches de localisation de défaut.

## G. GLOSSAIRE

**DPA** : Destructive Physical Analysis

**CEM** : Compatibilité Electro Magnétique

**LiT** : Lock in Thermography (ou thermographie à détection synchrone)

**MCI** : Magnetic Current Imaging

**PCB** : Printed Circuit Board

**RDL** : ReDistribution Layer

**FPGA** : Field Programmable Gate Array

**IR** : Infra Rouge

**TDR** : Time Domain Reflectometry

**RF** : RadioFréquence

**GMR** : Giant Magnetoresistance

**SQUID** : Superconducting Quantum Interference Device

## **IV. Evolution des techniques existantes pour une meilleure adaptation à la 3D**

### **A. INTRODUCTION**

Les chapitres précédents ont permis de montrer que chacune des techniques examinées avait son potentiel propre dans l'acquisition d'informations permettant la localisation de défaut électrique. Mais aucune n'a montré sa capacité à effectuer une localisation 3D quel que soit le défaut, le composant ou encore le système existant. Il est donc nécessaire de développer des travaux permettant l'évolution de ces techniques conduisant à une analyse de défaillance « optimum ».

Ce chapitre présente trois de nos contributions. La première concerne une évolution directe de la microscopie magnétique offrant de nouvelles informations de mesures électriques. Les applications 3D ne sont malheureusement pas directes car soumises aux mêmes problèmes de base de la microscopie magnétique à savoir l'impossibilité de mesurer des courants verticaux.

Cependant en combinant ces nouvelles informations à notre seconde contribution, l'analyse 3D pourrait être accessible. Il s'agit de la mesure magnétique d'un échantillon incliné. Une étude tant théorique qu'expérimentale a été réalisée et ses résultats sont présentés dans cette partie.

La troisième et dernière contribution concerne un couplage entre les résultats obtenus par analyse tomographique à rayons X et ceux obtenus par analyse magnétique assistée par simulateur. Il s'agit d'un domaine relativement nouveau en soit qui ouvre de nouvelles possibilités aux analyses magnétiques.



## B. IMAGERIE DE PHASE MAGNETIQUE

### 1. THEORIE

La microscopie magnétique permet l'obtention d'une image magnétique modifiée de l'échantillon sous test par la mesure des courants circulant dans celui-ci (Cf. Chapitre I). Plus précisément, à la sortie du capteur magnétique, est placé un détecteur synchrone, dont le fonctionnement est présenté en *Figure 62*, permettant l'augmentation significative du rapport signal sur bruit obtenu.

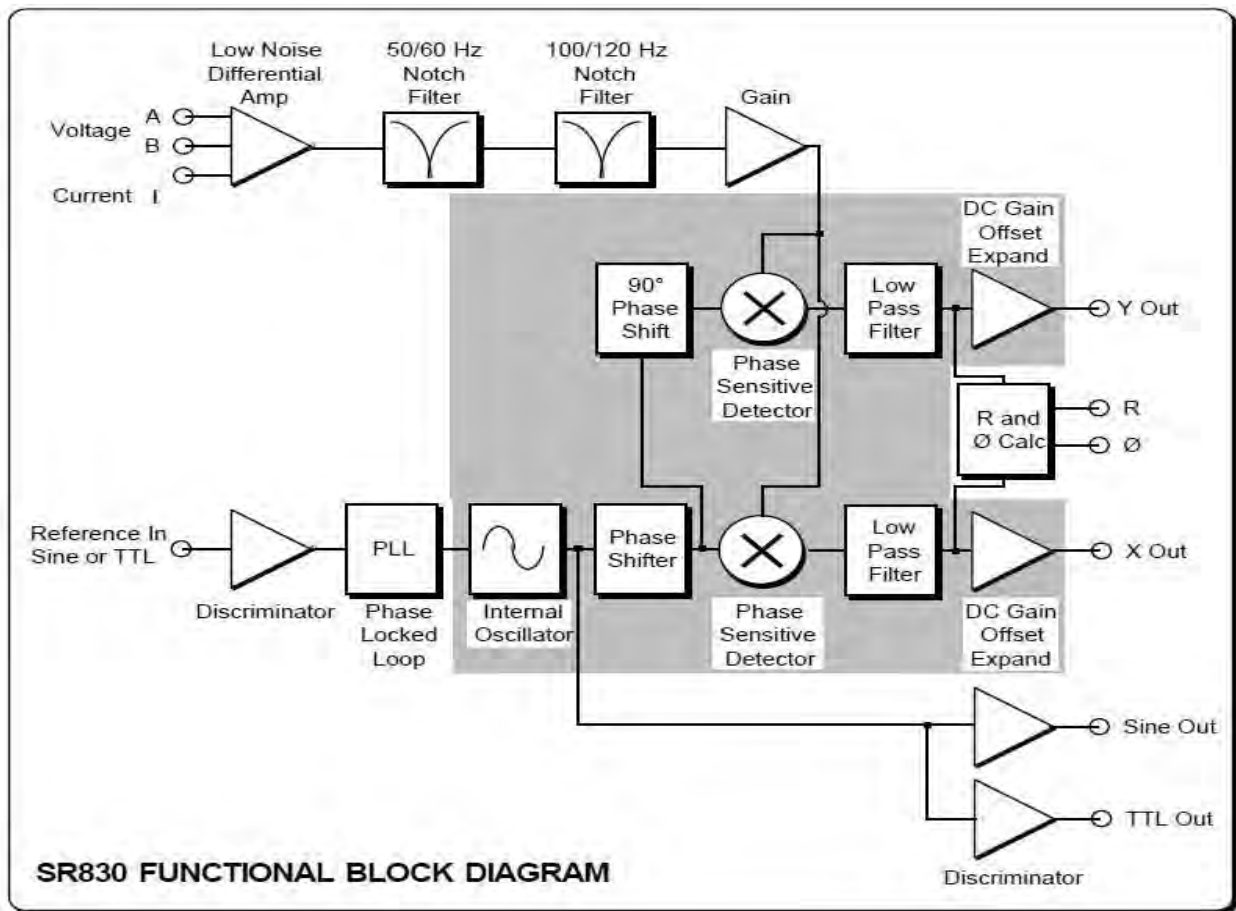


Figure 62 : Schéma bloc du détecteur synchrone utilisé pour la microscopie magnétique

Ce détecteur synchrone fonctionne comme un modulateur ; il multiplie le signal d'entrée de forme générale  $s(t) = A * \sin(\omega_s * t + \varphi_s)$  par un signal généré par lui-même de type  $d(t) = B * \sin(\omega_d * t + \varphi_d)$  avec :

A et B les amplitudes des différents signaux.  $\omega_s$  la pulsation et  $\varphi_s$  la phase du signal issu du capteur magnétique.  $\omega_d$  la pulsation et  $\varphi_d$  la phase du signal généré par le détecteur synchrone.

La détection synchrone conduit aux équations suivantes :

$$s(t) * d(t) = A * B \sin(\omega_s * t + \varphi_s) \sin(\omega_d * t + \varphi_d)$$

Après transformation du produit de sinus en une somme, l'expression devient :

$$s(t) * d(t) = \frac{A * B}{2} [\cos(t(\omega_s - \omega_d) + \varphi_s - \varphi_d) - \cos(t(\omega_s + \omega_d) + \varphi_s + \varphi_d)]$$

Dans le cas d'un détecteur synchrone, la pulsation du signal généré  $d(t)$  est identique à celle du signal reçu  $s(t)$ . L'expression devient :

$$s(t) * d(t) = \frac{A * B}{2} [\cos(t(\omega - \omega) + \varphi_s - \varphi_d) - \cos(t(\omega + \omega) + \varphi_s + \varphi_d)]$$

$$s(t) * d(t) = \frac{A * B}{2} [\cos(\varphi_s - \varphi_d) - \cos(2t * \omega + \varphi_s + \varphi_d)]$$

L'expression précédente se simplifie par l'application d'un filtre passe-bas de fréquence de coupure judicieusement choisie en fonction des pulsations des signaux présents. Le terme en  $\omega$  est ainsi filtré et l'expression devient :

$$s(t) * d(t) = \frac{A * B}{2} [\cos(\varphi_s - \varphi_d)]$$

Ainsi, l'expression n'est plus fonction que de la différence entre la phase du signal d'entrée du détecteur synchrone et celle du signal généré. Un système de décalage de phase permet l'ajustement de la phase du signal généré. Dans le cas idéal, la phase  $\varphi_d$  est identique à  $\varphi_s$ .

Dans ce scénario, on définit la voie X du détecteur synchrone comme étant directement égale au produit  $S_x = s(t) * d(t) = C \cos(\Delta\varphi)$ . Il définit donc le signal magnétique mesuré par les capteurs et qui est en phase avec le courant injecté.

Avec C correspondant à l'amplitude amplifiée du signal généré par les capteurs magnétiques ; Et  $\Delta\varphi$  le déphasage entre le signal reçu par le détecteur synchrone et son propre signal de référence.

On définit également la voie Y comme étant le signal en quadrature de phase avec la voie X. Il a donc l'expression suivante :

$$S_y = C \cos\left(\Delta\varphi - \frac{\pi}{2}\right) = C \sin(\Delta\varphi)$$

En revenant au microscope magnétique, une acquisition typique n'était jusqu'à présent réalisé que grâce à la voie X uniquement. Ce qui signifie qu'un scan représente une image des variations d'amplitudes du champ magnétique mesuré mais n'est pas une image complète de son amplitude propre. L'utilisation de la voie Y offre donc la possibilité d'obtenir une image d'amplitude proprement dite ainsi qu'une image de phase magnétique grâce aux expressions suivantes :

$$S_{amp} = \sqrt{S_x^2 + S_y^2}$$

$$S_\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{S_y}{S_x}\right)$$

Avec  $S_x$  et  $S_y$  les signaux obtenus depuis les voies X et Y respectivement du détecteur synchrone,  $S_{amp}$  le signal d'amplitude magnétique, et  $S_\varphi$  le signal de phase magnétique. Les *Figure 63* et *Figure 64* présentent l'ancien et le nouveau synoptique du microscope magnétique proposé.

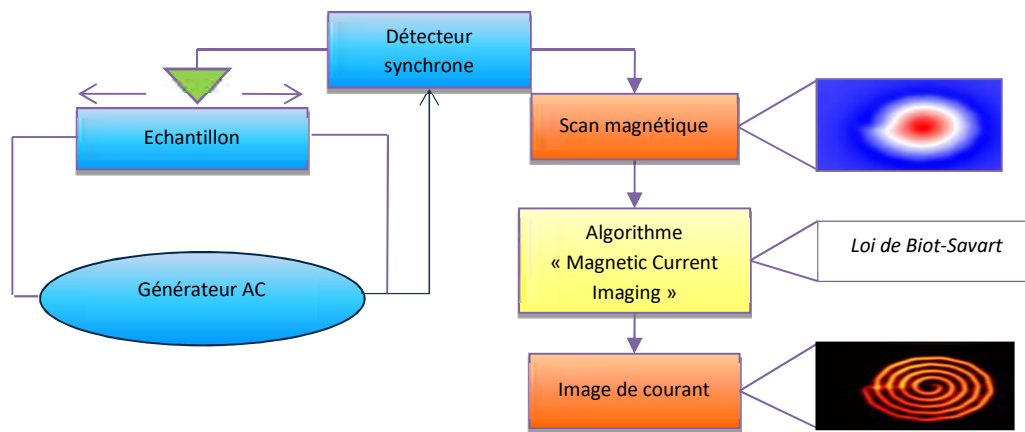


Figure 63 : Ancien synoptique du microscope magnétique.

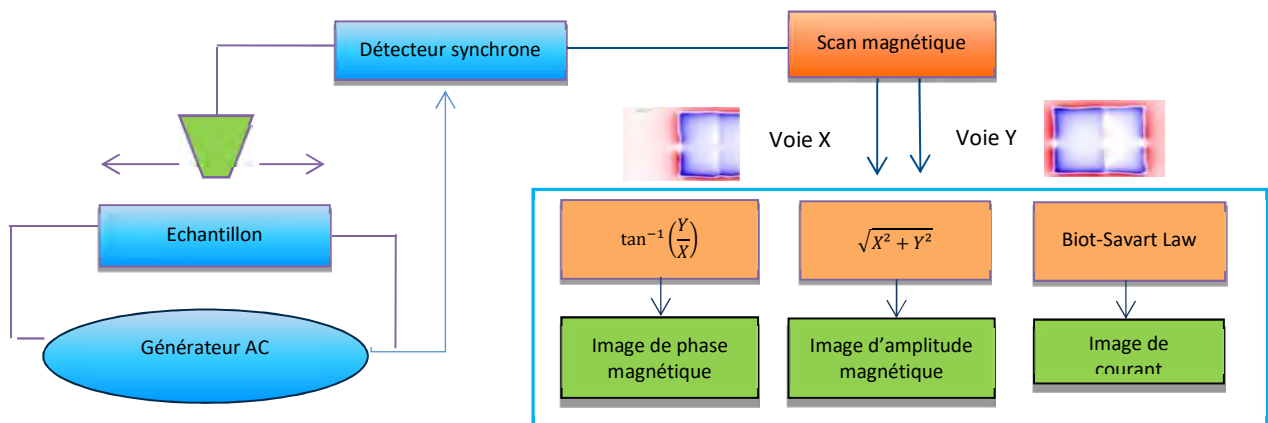


Figure 64 : Nouveau synoptique du microscope magnétique.

## 2. VEHICULE DE TEST

Afin d'illustrer l'intérêt de cette approche, quelques mesures sont réalisées sur un circuit RLC parallèle offrant la possibilité d'observer des courants possédant des phases différentes. Ce circuit (*Figure 65*) a été dimensionné pour être au point de résonance du circuit RLC dans les conditions standard d'utilisation du microscope magnétique.

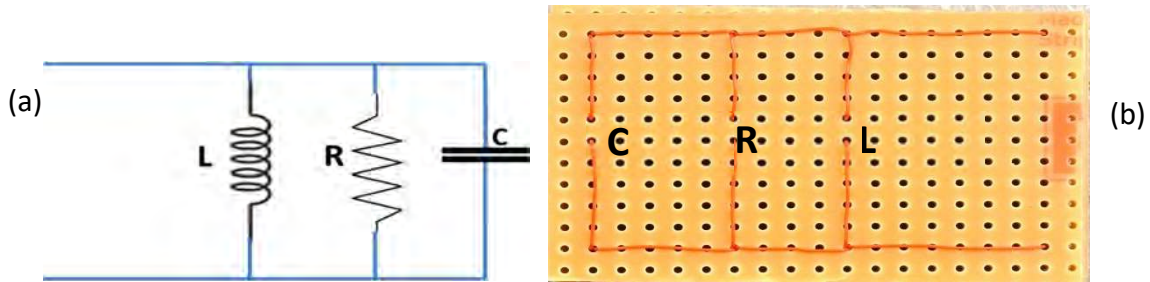


Figure 65 : (a) Schéma du circuit RLC, (b) vue côté fils du circuit RLC.

L'observation « côté fils » est plus intéressante car cela évite d'obtenir des variations de densité surfacique de courant sur la zone scannée, les fils ayant toujours la même section. Ainsi les variations d'intensité seront uniquement liées soit à l'amplitude du signal magnétique, soit à sa phase. Les *Figure 66* et *Figure 67* présentent les résultats du scan magnétique et leur transformation en image de courant par l'utilisation de l'algorithme MCI, ainsi que la superposition avec l'image optique. La voie X représente le signal magnétique mesuré en phase. A l'opposé, la voie Y représente le signal en quadrature de phase. (Le terme de phase correspond ici à l'écart temporel entre le signal de tension et celui de courant). On observe, comme la théorie le prévoit, que la majorité du courant en phase suit le chemin de la résistance tandis que la majorité du courant en quadrature de phase circule entre la capacité et l'inductance.

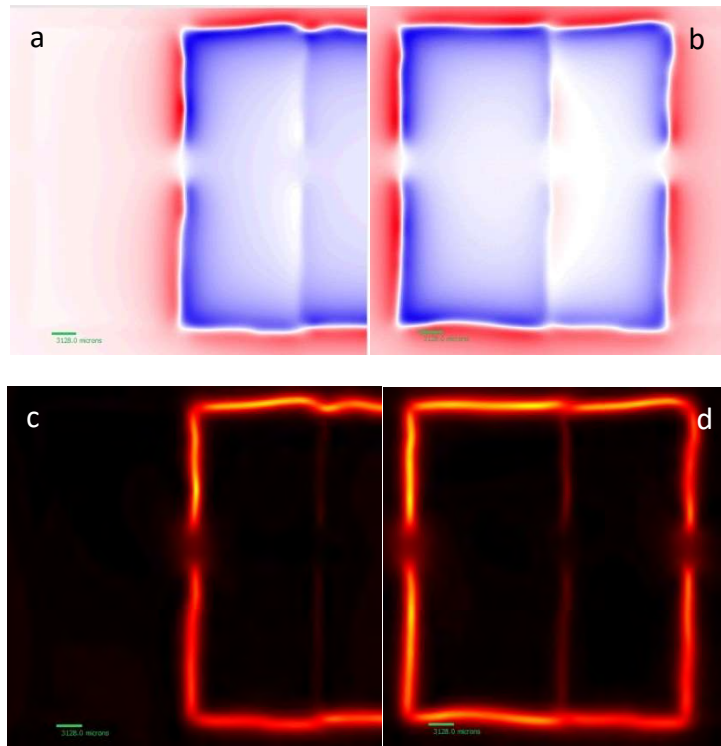


Figure 66 : (a-b) Images obtenues par scans magnétiques, (c-d) Visualisation en image de courant des mêmes scans, (Gauche) en voie X du détecteur synchrone, (Droite) en voie Y.

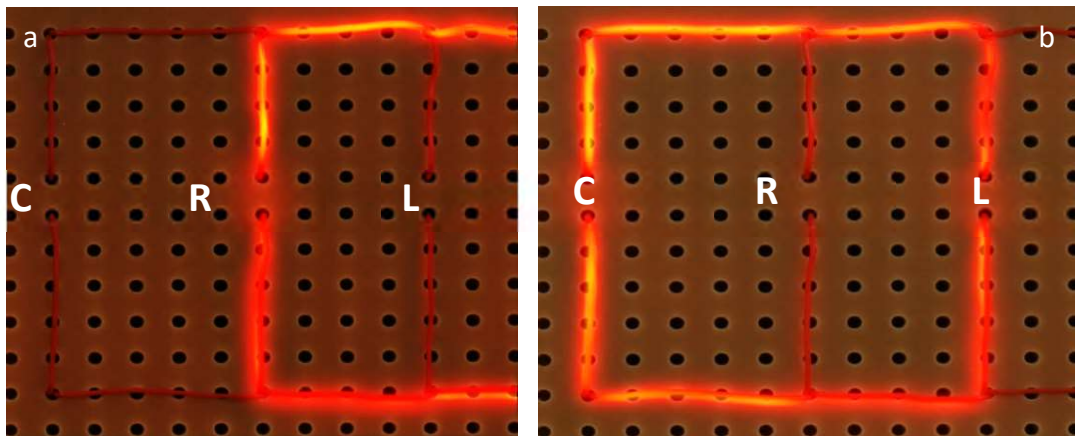


Figure 67 : Superposition des images optiques avec les images de courant (a) en voie X, (b) en voie Y.

On observe que la visualisation séparée des voies X et Y permet, après utilisation de l'algorithme MCI, de discerner les courants en phase de ceux en quadrature de phase. Quelques artefacts sont toutefois présents. Par exemple, sur la voie X on peut voir une faible partie de courant circuler dans l'inductance. Ceci est lié à la présence de la résistance interne de l'inductance créant une petite modification de la phase du signal circulant dans cette branche. Si les composants étaient parfaits, la phase du courant passant dans l'inductance devrait être de  $+90^\circ$  car égale à l'argument de l'impédance. La Figure 68 rappelle les phases de différents éléments parfaits dans un cas de lignes parallèles sans pertes.

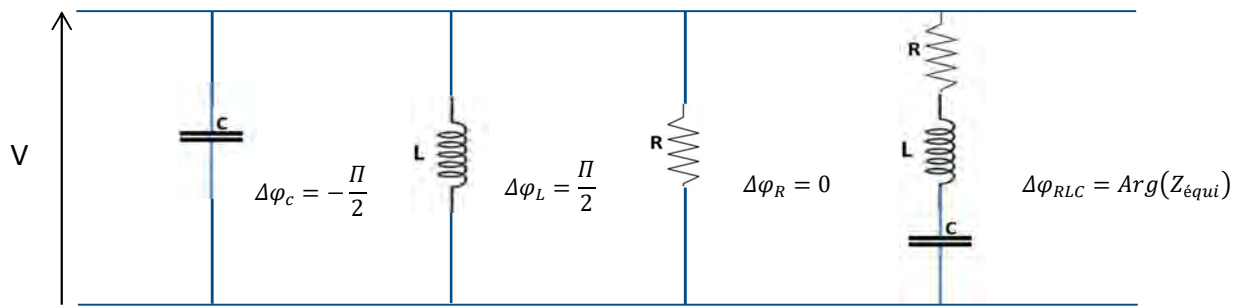


Figure 68 : Phase de différents éléments placés en circuit parallèle.  $Arg(Z_{\text{équi}})$  correspond à l'argument de l'impédance équivalente de l'ensemble de la branche associée (ici, un circuit RLC série).

Dans notre cas la présence d'une résistance interne à l'inductance crée une portion d'impédance réelle qui fait passer la phase de  $\frac{\pi}{2}$  à  $\frac{\pi}{2} - x$  avec  $x$  petit. La valeur exacte de la phase sera donc égale à :

$$\Delta\varphi_L = \tan^{-1}\left(\frac{L}{r}\right)$$

Avec  $L$  la valeur de l'inductance et  $r$  la valeur de la résistance interne.

### 3. IMAGE DE PHASE ET D'AMPLITUDE

A partir des résultats magnétiques issus des voies X et Y, l'image d'amplitude magnétique (Figure 69) et l'image de phase magnétique, (Figure 70) sont obtenues.

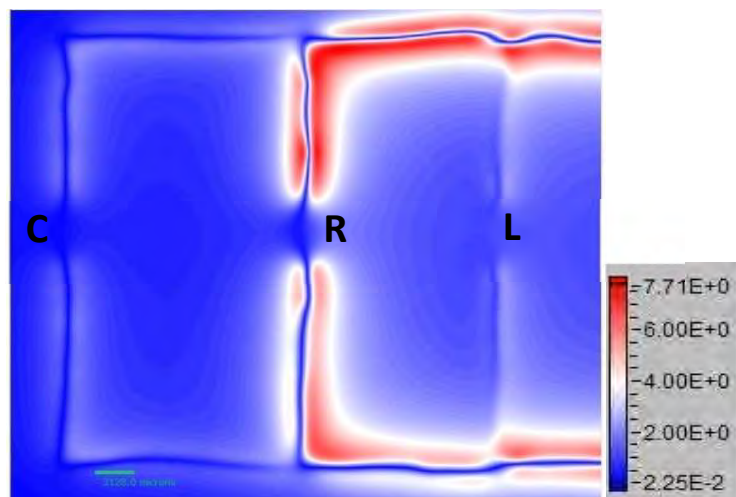


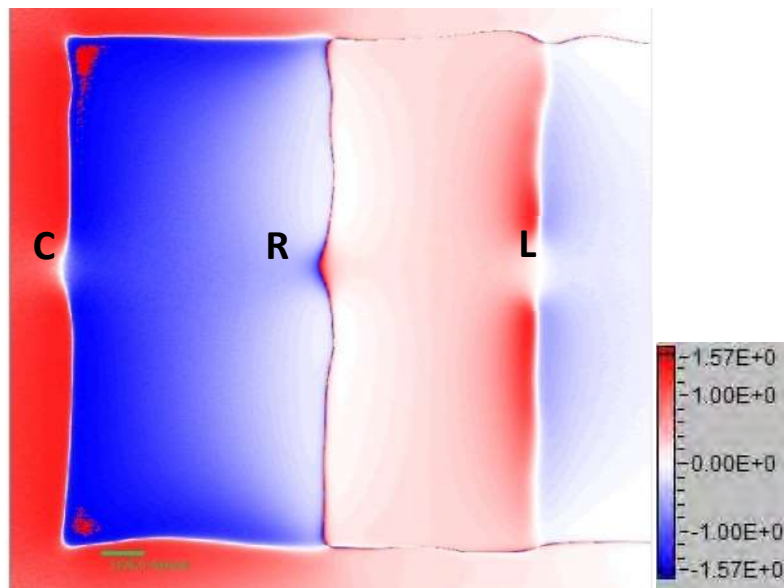
Figure 69 : Image d'amplitude magnétique obtenue à partir des résultats des voies X et Y.

On remarque que dans cette image le chemin de la branche résistive est nettement mis en valeur au détriment des branches capacitives et inductives dans cette imagerie. C'est parce qu'il s'agit en fait de l'amplitude du champ magnétique, et donc du courant électrique, qui est

bien supérieur dans la branche résistive que dans les autres branches. Par comparaison avec les images de courant des voies X et Y seules, l'image d'amplitude permet de combiner les résultats issus de ces voies et fait mieux apparaître les différences de niveaux de signal.

L'imagerie de phase magnétique semble donc particulièrement intéressante pour une application en analyse de défaillance car elle semble permettre, en théorie, la visualisation d'infimes variations de phase créées par des défauts sur certains composants passifs tels que des condensateurs. Concernant le circuit RLC, l'image de phase, visible en *Figure 70*, n'apporte que peu d'éléments. On constate que la capacité « rayonne » davantage en termes de phase par comparaison avec l'inductance ce qui peut paraître paradoxal puisqu'une inductance en tant que solénoïde dans la plupart des cas, concentre le champ magnétique. Or ce n'est pas ce qui est observé.

L'image de phase fait apparaître de faibles mais rapides variations de phase au niveau des « chemins » de courant. Ceci est dû à la divergence de la fonction arc tangente lorsque le signal de la voie X tend vers 0 et aux conditions aux limites de cette même fonction.



*Figure 70 : Image de phase magnétique obtenue à partir des résultats des voies X et Y.*

L'algorithme MCI peut être utilisé sur ces nouvelles images mais la signification de ses résultats resterait à définir car celui-ci n'a pas été conçu pour être appliqué à ce genre d'image magnétique.

#### 4. MICROSCOPIE MAGNETIQUE AVEC DECALAGE DE REFERENCE DE PHASE

L'utilisation du détecteur synchrone permet d'obtenir une voie X possédant une phase de référence. Celle-ci est généralement calculée automatiquement grâce à un mode intitulé

« auto-phase mode ». Celui-ci, s'il est activé, vient ajuster la référence de phase afin de maximiser le signal en voie X du détecteur. Dans le cadre de l'utilisation standard de la microscopie magnétique, ce mode était intéressant car il maximisait les signaux sur la voie X, la seule qui était utilisée pour des composants généralement toujours purement résistifs (donc sans influence sur la phase électrique). La voie Y était dans ces cas inutile. Néanmoins, lors d'une utilisation avec des composants capacitifs et inductifs cela n'est plus vrai et il peut alors être intéressant de jouer sur cette référence de phase afin de maximiser l'information d'une image de courant. Afin d'illustrer cette possibilité, un second circuit RLC de test a été réalisé. Les caractéristiques sont globalement identiques au circuit précédent, à ceci près que l'inductance présente un bobinage orienté directement dans la direction du capteur magnétique. Cela a pour conséquence de fortement accentuer l'intensité du champ magnétique au point de saturer l'image de courant et de ne pas permettre la visualisation des courants des branches capacitatives et résistives (Cf. *Figure 71*).



*Figure 71 : Superposition de l'image optique et de l'image de courant d'un second circuit RLC parallèle, (a) Image de courant obtenue depuis la voie X dans des conditions standard d'utilisation, (b) Image de courant obtenue pour une référence de phase modifiée.*

Autre différence majeure avec le précédent circuit RLC, les paramètres électriques n'ont pas été définis pour être au point de résonance du circuit RLC. En conséquence, il est normal d'obtenir des chemins de courant dans toutes les branches du circuit.

On observe sur l'image de gauche de la *Figure 71*, le cas où le seul chemin de courant visible est celui dans l'inductance bien que les conditions électriques choisies permettent d'avoir des chemins dans les branches capacitatives et résistives. On remarque que l'amenée de courant reste globalement identique jusqu'au niveau de l'inductance et que les courants circulant dans la résistance et la capacité sont négligeables face à celui dans l'inductance. Un autre résultat remarquable concerne l'intensité du courant présent au niveau de l'inductance en comparaison de celui circulant sur les lignes en amont et en aval. L'intensité électrique est constante le long du chemin, pourtant elle semble visuellement intense au niveau de l'inductance. Ce phénomène est justement dû au bobinage concentrant le flux magnétique dans la direction du capteur laquelle, ensuite, se répercute, après l'utilisation de l'algorithme MCI, en une surintensité « visuelle », mais ne constitue en rien à une surintensité électrique.

L'image de droite de la *Figure 71* représente le même circuit dans les mêmes conditions électriques à l'exception de la référence de phase du détecteur synchrone. Celle-ci a été



judicieusement choisie afin de supprimer cette surintensité visuelle au niveau de l'inductance dans l'intention de permettre la visualisation du courant dans les autres branches du circuit RLC. On pourrait dire qu'il est étrange d'observer du courant dans la capacité si le courant dans l'inductance a été « effacé » puisque la phase du courant électrique y circulant est théoriquement identique. Mais « grâce » à la résistance interne de la bobine, les phases électriques de ces deux chemins ne sont pas parfaitement identiques permettant ainsi de voir légèrement mais suffisamment le chemin de courant capacitif.

Du point de vue de l'analyse de défaillance, cette technique permet de voir que, pour ce circuit de test, les chemins de courant sont normaux et suivent la théorie. Ainsi elle pourrait très bien être appliquée à un cas réel de composant possédant ce problème de « surintensité » visuelle et ainsi permettre de vérifier que les chemins de courant sont « normaux » dans un cas de recherche de court-circuit.

## 5. CAS D'ÉTUDE REEL SUR ACTUATEUR PIEZO-ELECTRIQUE

### a. Court-circuit de faible impédance

Ces nouvelles possibilités ayant été testées sur des véhicules de test, il est désormais nécessaire de les confronter à des cas réels de composants défectueux afin d'apporter la preuve que le concept est utile pour l'analyse de défaillance. Les composants défectueux utilisés sont des actionneurs piézoélectriques, dont le comportement électrique correspond macroscopiquement à celui d'une capacité. Des défauts de type court-circuit sont apparus sur certains échantillons sans pour autant annuler leur comportement capacitif, créant ainsi un circuit RC parallèle. Les défauts sont apparus à la suite de campagne de test de fiabilité en ambiance humide. Un exemple de composant est donné en *Figure 72*.



*Figure 72 : Photographie d'un actionneur piézoélectrique fonctionnel.*

Le schéma électrique de test associé est présenté en *Figure 73*. L'actionneur étant en fonctionnement bien inférieure à sa fréquence de résonance, son comportement est identique à celui d'une simple capacité. La résistance introduite en parallèle correspond à celle du court-circuit. Une étude d'impédance a été réalisée afin de mesurer l'impédance du court-circuit et de vérifier si la valeur de la capacité initialement présente a subi des modifications. Les valeurs sont indiquées dans le schéma en termes d'impédance et par rapport à la fréquence d'alimentation électrique (5333 Hz).

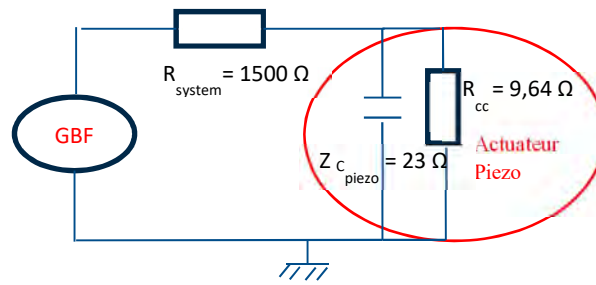


Figure 73 : Schéma électrique du circuit de test du premier actuateur défectueux.

Ainsi, en observant les impédances des deux branches de courants possibles, on voit qu'environ deux fois plus de courant suivra le chemin du court-circuit.

De plus, il s'agit ici d'un cas où théoriquement le courant observable par la voie X du détecteur synchrone devrait permettre de voir le courant passant uniquement dans le court-circuit, et celui visible par la voie Y devrait illustrer le courant circulant dans les éléments piézo-électriques. C'est ce qui est observé magnétiquement (Figure 74) et en image de courant (Figure 75).

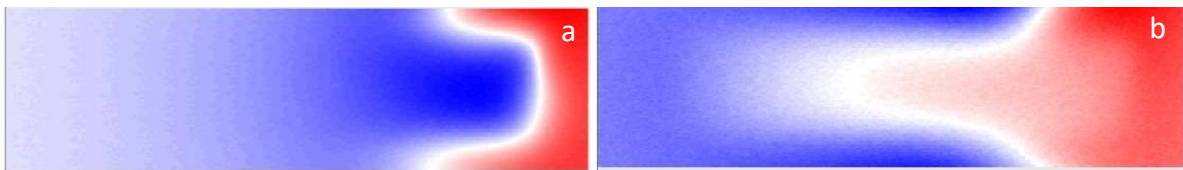


Figure 74 : Scan magnétique du composant défectueux à faible résistance. (a) Voie X du détecteur synchrone, (b) voie Y.

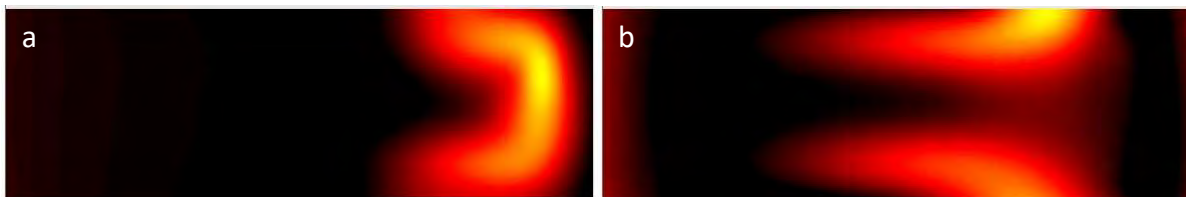


Figure 75 : Images de courant obtenues à partir des scans magnétiques, (a) en voie X, (b) en voie Y.

La superposition avec l'image optique du composant (Figure 76) permet ensuite de localiser précisément le chemin de court-circuit.

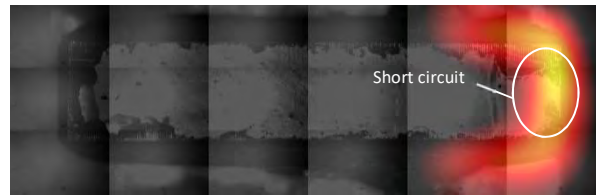


Figure 76 : Superposition de l'image optique et de l'image de courant permettant la localisation du défaut sur le premier actuateur en défaut.

A titre d'information, les images de phase et d'amplitude sont données en Figure 77. On remarque la prépondérance du court-circuit sur les deux images mais celle liée à la phase montre également une influence liée au chemin capacitif.

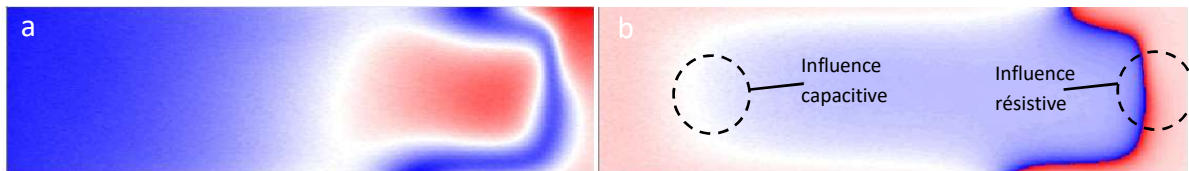


Figure 77 : (a) Image d'amplitude du même composant, (b) Image de phase.

### b. Court-circuit d'impédance moyenne

Le deuxième cas d'étude correspond au même type de composant, un actuateur piézoélectrique, avec un court-circuit mais possédant des caractéristiques électriques différentes. L'étude d'impédance relève une résistance de court-circuit de  $1200 \Omega$  avec une capacité inchangée d'impédance de  $23 \Omega$  à la même fréquence de travail (Cf. Figure 78).

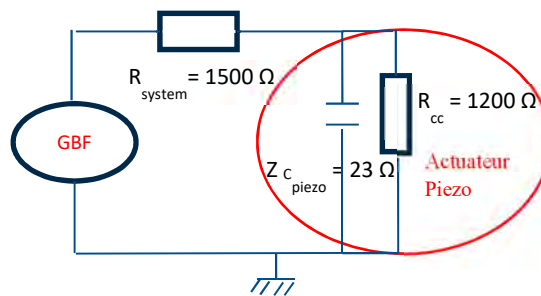
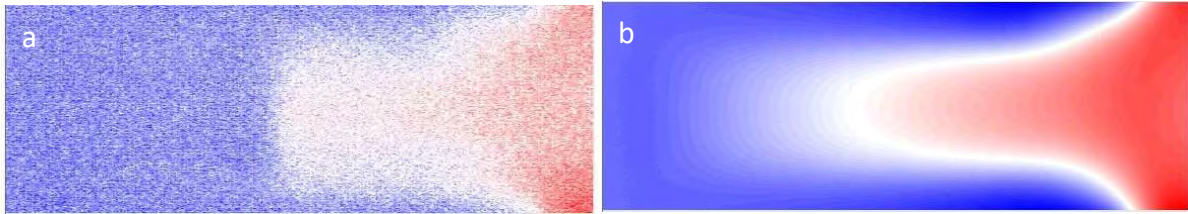


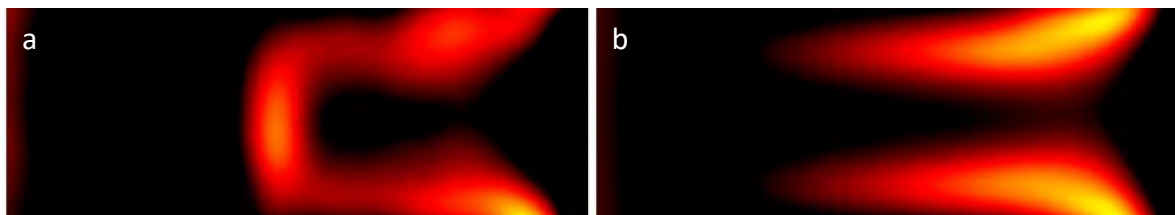
Figure 78 : Schéma électrique du circuit de test du second actuateur défectueux.

Cette nouvelle impédance de court-circuit va entraîner un nouvel équilibre du courant l'orientant très fortement à prendre le chemin de la capacité au lieu du défaut. 98 % du courant privilégiera théoriquement le chemin de la capacité, ce qui signifie dans les conditions de test d'une alimentation du composant de 1,5 mA, qu'il y aura environ  $30 \mu\text{A}$  de courant dans le court-circuit. Cela devrait gêner fortement l'observation des chemins de courant résistifs. La microscopie magnétique pourrait ne plus être en mesure d'observer le chemin de courant du court-circuit et ne devrait donc plus permettre de localiser le défaut. Heureusement, ce deuxième cas d'étude montre que, malgré une baisse importante du

rapport signal sur bruit, l'observation du défaut est encore possible (Cf. *Figure 79* et *Figure 80*).

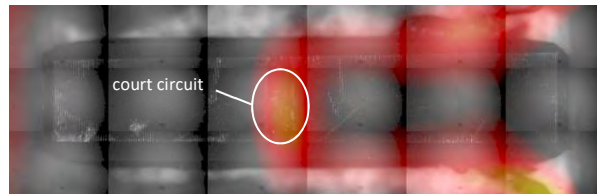


*Figure 79 : Scans magnétiques de l'actuateur piézoélectrique à résistance. (a) Voie X du détecteur synchrone, (b) voie Y.*



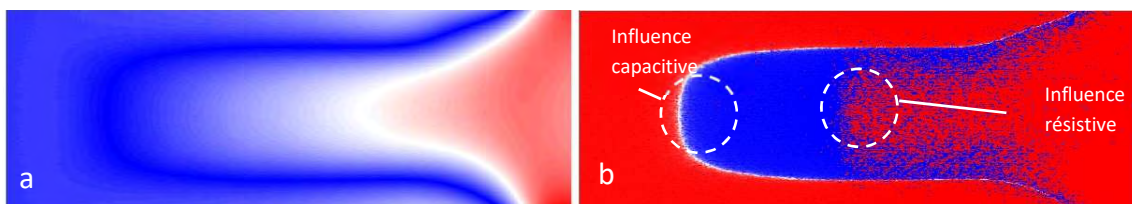
*Figure 80 : Images de courant obtenues à partir des scans magnétiques, (a) en voie X observant les courants résistifs, (b) en voie Y observant les courants en quadrature de phase.*

Ainsi couplé à l'image optique, ces informations permettent la localisation du court-circuit (Cf. *Figure 81*).



*Figure 81 : Superposition de l'image optique et de l'image de courant permettant la localisation du défaut sur le second actuateur en défaut.*

Ici aussi, et à titre d'information, les images de phase et d'amplitude sont visibles en *Figure 82*. De même que dans le cas d'étude précédent, l'image de phase montre l'influence des deux types de chemins de courants.



*Figure 82 : (a) Image d'amplitude magnétique du même composant, (b) Image de phase magnétique.*

## 6. CONCLUSION

L'observation des images de phase et d'amplitude permet d'obtenir de nouvelles informations dont l'utilité est encore limitée d'un point de vue de l'analyse de défaillance. En revanche, l'utilisation combinée des voies X et Y du détecteur synchrone, permet une différenciation entre les chemins des courants résistifs de ceux en quadrature de phase. Cela est rendu possible par l'utilisation précise de la référence de phase du détecteur synchrone. Cependant, nous avons également montré dans cette partie que cette référence pouvait être modifiée afin d'améliorer le « contraste » et la visibilité des chemins de courants dans certains cas particuliers d'analyses.

Des perspectives d'évolution de l'image de phase sont envisageables mais nécessitent encore une étude théorique approfondie.

Du point de vue de la recherche de défaut 3D, ces nouvelles possibilités sont également soumises aux règles de la microscopie magnétique qui empêchent l'observation de courants verticaux.

## C. MESURE MAGNETIQUE AVEC ECHANTILLON INCLINE

### 1. INTRODUCTION

Le problème de l'observation des courants verticaux par la technique de microscopie magnétique impose de développer une nouvelle approche expérimentale. Puisque cette technique n'est capable uniquement que de mesurer le champ magnétique suivant l'axe Z, seule l'image des courants surfaciques appartenant au plan normal à cet axe de mesure peut être observée. En conséquence une solution consiste à incliner judicieusement l'échantillon afin de permettre une observation des courants, qui étaient précédemment verticaux. Evidemment il est rarement possible d'incliner l'échantillon de 90°, angle qui maximiserait l'observation de ces courants et cela pour des raisons pratiques. Il est donc nécessaire d'effectuer une approche théorique afin de vérifier la validité de cette hypothèse et de trouver les paramètres les plus intéressants et adéquats dans le cadre d'une analyse de défaillance.



Figure 83 : Schéma de déplacement d'un courant au sein d'un via.

Dans cette partie, deux possibilités de source de courant, sont étudiées. La première concerne une spire rectangulaire de courant. Ce modèle permet en partie d'étudier le comportement du courant électrique se déplaçant sur plusieurs couches par l'intermédiaire des via. Plus de détails sur ce simulateur seront donnés dans la troisième partie de ce chapitre. Cette étude théorique est un complément pour l'utilisation de ce simulateur.

Le deuxième modèle étudie le cas d'une superposition de ligne de courant cylindrique sur plusieurs niveaux de métallisation. L'étude sera simplifiée à un cas d'étude de deux niveaux et à l'observation des champs magnétiques obtenus suivant ces conditions mais elle devrait pouvoir être employée par la suite à plusieurs couches de métallisation.

Ces travaux s'appuient sur une étude du Pr. F. Wellstood de l'université du Maryland [52], [53].

## 2. CALCUL DE CHAMPS MAGNETIQUES POUR DES ECHANTILLONS INCLINES AVEC UNE SOURCE DE COURANT RECTANGULAIRE

### a. Inclinaison de l'échantillon suivant l'axe x

i. Système de référence

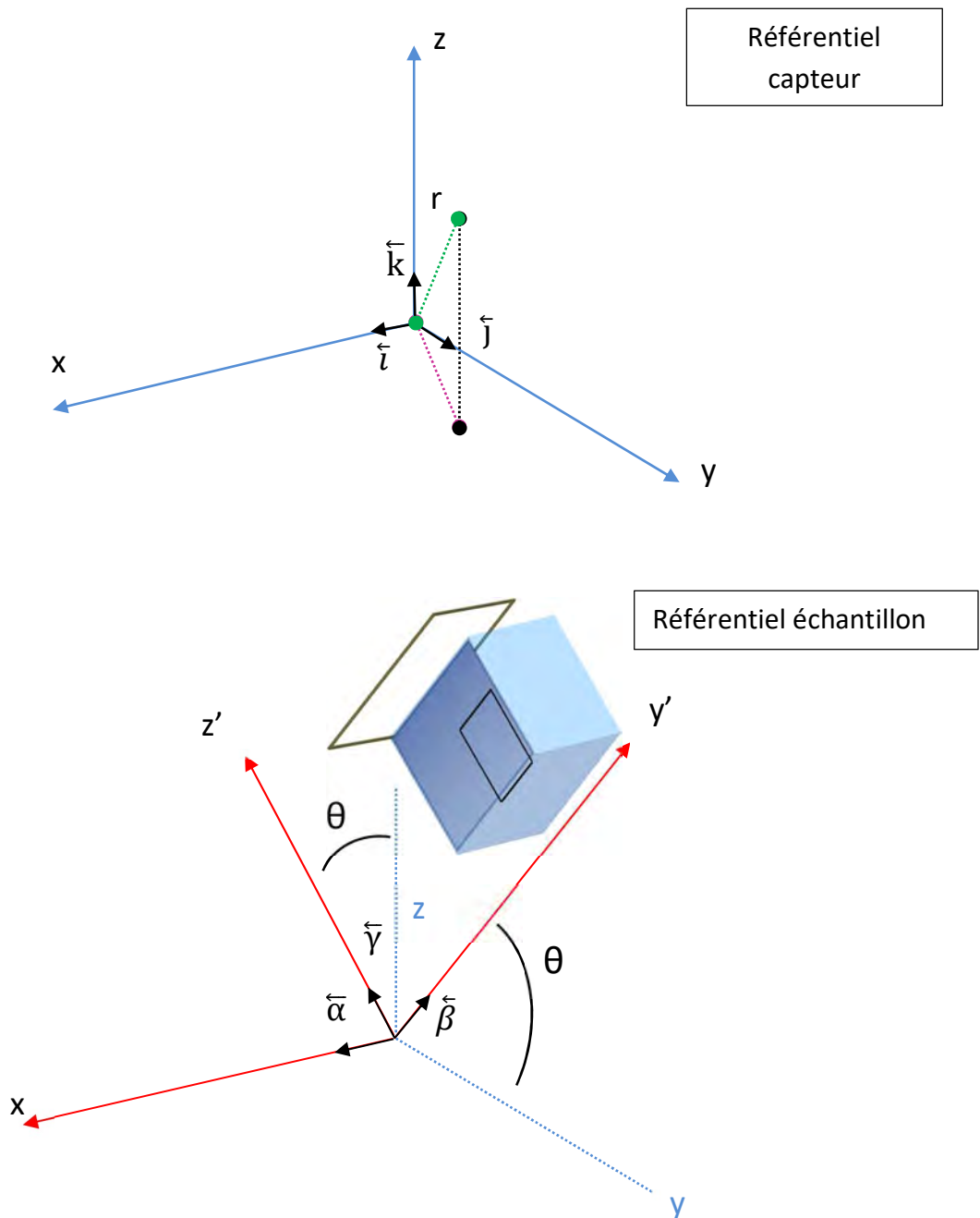


Figure 84 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.

L'idée générale est d'observer la composante du champ magnétique mesurée par le capteur magnétique c'est-à-dire, celle suivant l'axe du capteur, lui-même balayant le plan de mesure. Le capteur reste à tout moment orienté suivant l'axe z. Dans le cas de mesure « non incliné » d'un échantillon, ce capteur mesure donc toujours la composante  $B_z$  du champ magnétique.

Deux systèmes de références sont définis, la référence des capteurs avec  $i, j, k$  les vecteurs unitaires, et le repère de l'échantillon avec  $\alpha, \beta, \gamma$ , comme vecteurs unitaires. L'échantillon est

incliné d'un angle  $\theta$  ce qui signifie que deux composantes,  $B_{z'}$  et  $B_{y'}$ , sont désormais mesurées simultanément.

$(\sqrt{u}, \Phi)$  correspondent aux coordonnées polaires dans le plan  $xy'$  (le plan de mesure) et «  $r$  » représente la distance dans l'ensemble du volume.

Le plan de mesure correspond à la zone de l'espace dans laquelle va se déplacer le capteur magnétique. Il suit l'inclinaison du composant mais l'orientation des capteurs reste invariable dans le temps et l'espace. On considère que seul l'échantillon possède une inclinaison variable.

## ii. Calcul du moment magnétique

Soit une répartition de courant dans le plan ( $yOz$ ), si les mesures de champ magnétique sont réalisées à une distance suffisamment grande du plan contenant la source de courant, alors la contribution de chaque anneau peut-être simplifiée en utilisant le calcul du moment magnétique suivant l'axe  $x$  [52 - 53] :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot (\vec{r} \cdot \vec{m}) - r^2 \cdot \vec{m})$$

Dans le repère orthonormé  $(\vec{\alpha}, \vec{\beta}, \vec{\gamma})$ , les différents vecteurs sont définis de la manière suivante :

$$\vec{m} = \begin{pmatrix} m \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{r} = \begin{pmatrix} x \\ y' \\ z' \end{pmatrix} \quad \vec{i} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{j} = \begin{pmatrix} 0 \\ \cos \theta \\ -\sin \theta \end{pmatrix} \quad \vec{k} = \begin{pmatrix} 0 \\ \sin \theta \\ \cos \theta \end{pmatrix}$$

Avec  $\vec{m}$  le moment magnétique généré par la spire carrée.

## iii. Calcul de $B_z$

La spire carrée de courant appartient à un plan orienté suivant l'axe  $x$  et les capteurs magnétiques mesurent toujours suivant l'axe  $z$ . Ce champ mesuré  $B_z$  dépendra d'un champ  $B_{y'}$  et  $B_{z'}$ , toutefois la formule du moment magnétique permet d'obtenir directement l'expression de  $B_z$ . Le détail des calculs est donné en annexe. L'expression finale est la suivante :

$$B_z = \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot x \cdot m}{4\pi r^5} (y' \cdot \sin \theta + z' \cdot \cos \theta)$$

Le calcul du signal nécessite l'introduction des coordonnées polaires dans le plan de mesure ( $xOy'$ ). Quelle que soit la position des capteurs magnétiques, les composantes du champ magnétique appartiendront au plan  $XY'$ . Nous avons donc les expressions suivantes :

$$u = x^2 + y'^2$$

$$r = \sqrt{x^2 + y'^2 + z'^2}$$

$$r = \sqrt{u + z'^2}$$



$$B_z = \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot m}{4\pi r^5} (u \cdot \cos \varphi \cdot \sin \varphi \cdot \sin \theta + \sqrt{u} \cdot \cos \varphi \cdot z' \cdot \cos \theta)$$

iv. Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante z

Considérons les expressions suivantes :

$$S_z = \sum_{i=1}^{N_m} [B_{z,i}]^2 \quad N = 4\sigma_b^2$$

Avec S le signal et N le niveau de bruit.

L'expression suivante est donnée par [52], [53] :

$$\sum_{i=1}^{N_m} [B_{z,i}]^2 = N_m (B_z^{rms})^2$$

Par conséquent :

$$S_z = N_m (B_z^{rms})^2 = N_m \langle [B_z]^2 \rangle$$

L'intégration nécessite d'être réalisée sur le plan de mesure XY' à la même distance de travail.

$$S_z = \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_z)^2 \partial x \partial y'$$

Avec  $L^2$  représentant ici la surface d'un plan de mesure générique qui serait carré et de côté L.

Après introduction des coordonnées polaires et plusieurs étapes de calcul disponibles elles aussi en annexe, l'équation devient :

$$S_z = \frac{3N_m}{128\pi z^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{3 \sin^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

Le rapport signal sur bruit devient donc :

$$\left( \frac{S}{N} \right)_z = \frac{3N_m}{512\sigma_b^2 \pi z^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{3 \sin^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

En prenant  $\theta=0$ , l'équation devient :

$$\left( \frac{S}{N} \right)_z = \frac{3N_m}{512\sigma_b^2 \pi \cdot z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2$$

L'expression correspond à celle obtenue par F.C. Wellstood dans le cas d'un échantillon non incliné ce qui est satisfaisant à cette étape.

#### v. Dérivation du rapport signal sur bruit

Il peut être intéressant d'étudier la variation du rapport signal sur bruit en fonction de l'angle d'inclinaison.

Des constantes sont définies de la manière suivante pour aider aux calculs.

$$A = \frac{3N_m}{128\sigma_b\pi z'^4} \left(\frac{\mu_0 m}{L}\right)^2$$

$$\frac{d\left(\frac{S}{N}\right)_z}{d\theta} = -\frac{3A \sin(2\theta)}{4}$$

$$\frac{d\left(\frac{S}{N}\right)_z}{d\theta} = 0 \quad \leftrightarrow \quad -\frac{3A \sin(2\theta)}{4} = 0 \quad \leftrightarrow \quad \theta = 0 + \left[\frac{\pi}{2}\right]$$

Ainsi, deux points nuls pour la dérivation sont obtenus pour un angle de 0 et de  $\pi/2$ . Le rapport signal sur bruit possède donc deux optimums, un maximum pour  $\theta=0$  (aucune inclinaison) et un minimum  $\theta=\pi/2$  (mesure de la composante  $B_y$  orthogonale à  $B_z$ ).

#### vi. Calcul de $B_y$

Il n'est techniquement pas nécessaire d'effectuer le calcul de  $B_y$  mais celui-ci offre des résultats qui vont être utilisés par la suite dans le cadre théorique d'une mesure magnétique simultanée. Dans cette position le capteur se trouvera aligné suivant l'axe  $y$ . Le détail de ces calculs est également disponible en annexe. L'équation finale correspond à l'expression suivante :

$$B_y = \frac{3xm}{4\pi r^5} (y' \cdot \cos \theta - z' \cdot \sin \theta)$$

Après l'introduction des coordonnées polaires,  $B_y$  devient :

$$B_y = \frac{3m\mu_0}{4\pi r^5} (u \cdot \cos \varphi \cdot \sin \varphi \cos \theta - \sqrt{u} \cdot \cos \varphi \cdot z' \cdot \sin \theta)$$

#### vii. Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante $y$

Le raisonnement est identique à celui appliqué pour le calcul de  $S_z$ . Après plusieurs étapes de calcul disponibles elles aussi en annexes, l'expression suivante est obtenue :

$$S_y = \frac{3N_m}{128\pi z'^4} \left(\frac{\mu_0 m}{L}\right)^2 \left(-\frac{3 \cos^2(\theta)}{4} + 1\right)$$

Ainsi le rapport signal sur bruit devient :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_y = \frac{3N_m}{512\sigma_b^2\pi z'^4} \left(\frac{\mu_0 m}{L}\right)^2 \left(-\frac{3\cos^2(\theta)}{4} + 1\right)$$

### viii. Mesure magnétique simultanée de deux composantes

Jusqu'à ce point, un seul capteur était considéré pour mesurer une seule composante du champ magnétique à la fois. Il s'agissait soit de la composante Y, soit de la composante Z puisque nous étions dans une inclinaison de l'échantillon suivant l'axe X. Dorénavant, deux capteurs seront considérés pour effectuer les mesures simultanées des composantes Y et Z. Ainsi, la valeur du signal mesurée suit théoriquement l'expression suivante :

$$S_{zy} = \sum_{i=1}^{N_m} [B_{z,i} + B_{y,i}]^2$$

$$S_{zy} = \frac{N_m}{2L^2} \left( \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_z^2) + \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_y^2) + \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (2B_z B_y) \right) \partial u \partial \varphi$$

Deux des trois intégrales sont déjà connues puisqu'elles ont déjà été calculées dans le cadre d'un capteur unique. Seule reste la troisième expression :

$$\int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (2B_z B_y) \partial u \partial \varphi = -\frac{9(\mu_0 \cdot m)^2}{128\pi z'^4} (\cos(\theta) \sin(\theta))$$

Après calculs l'équation suivante est obtenue :

$$S_{zy} = S_z + S_y - \frac{9N_m}{256\pi z'^4} \left(\frac{\mu_0 \cdot m}{L}\right)^2 (\cos(\theta) \sin(\theta))$$

Celle-ci signifie que les niveaux de signal sont plus faibles dans le cadre d'une utilisation avec deux capteurs magnétiques pour tout angle d'inclinaison compris dans l'intervalle  $[0, \pi/2]$ .

### b. Inclinaison de l'échantillon suivant l'axe Y

Cette partie est globalement identique à la précédente mais concerne cette fois une inclinaison suivant l'axe Y. Ainsi, la principale différence s'applique à la direction du vecteur moment magnétique  $\vec{m}$  par rapport à l'angle d'inclinaison.

Le plan de mesure a également été modifié. Il s'agit désormais du plan X'Y. Ainsi, dans le référentiel échantillon, les vecteurs utiles sont les suivants :

$$\vec{r} = \begin{pmatrix} x' \\ y \\ z' \end{pmatrix} \quad \vec{m} = \begin{pmatrix} m \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{i} = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ 0 \\ \sin \theta \end{pmatrix} \quad \vec{j} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{k} = \begin{pmatrix} -\sin \theta \\ 0 \\ \cos \theta \end{pmatrix}$$

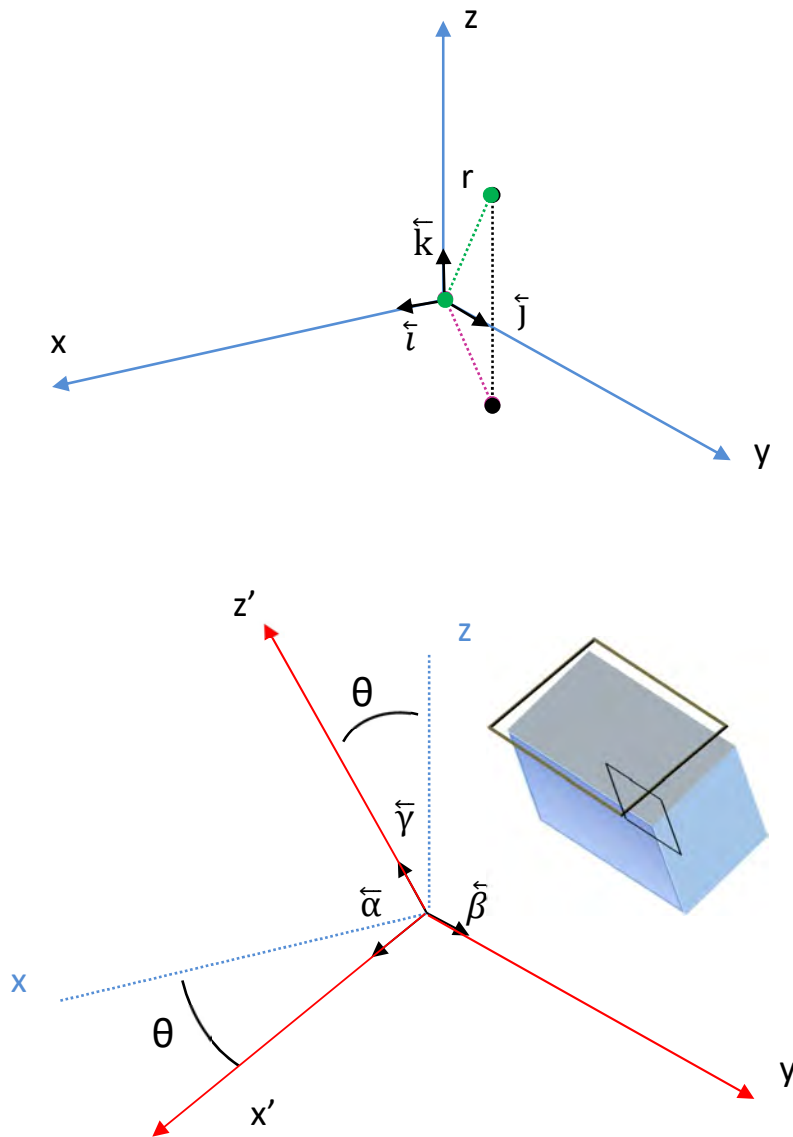


Figure 85 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.

i. Calcul de  $B_z$

Le calcul initial part toujours de l'expression du moment magnétique. Avec ces nouvelles informations, le calcul de la composante z du champ magnétique peut être réalisé. L'équation suit l'expression suivante :

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot (\vec{r} \cdot \vec{m}) - r^2 \cdot \vec{m}) \cdot \vec{k}$$

Le plan de mesure étant le plan  $(x'Oy)$ , les coordonnées polaires y sont définies de la manière suivante :

$$u = x'^2 + y^2$$

$$r = \sqrt{x'^2 + y^2 + z'^2}$$

$$r = \sqrt{u + z'^2}$$

Et  $B_z$  devient :

$$B_z = \frac{\mu_0 m}{4\pi r^5} (3(-u \cos^2(\varphi) \cdot \sin(\theta) + \sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot z' \cdot \cos(\theta)) + (u + z'^2) \cdot \sin(\theta))$$

### ii. Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante z

$$S_z = N_m (B_z^{rms})^2$$

De même que précédemment, l'intégration doit être effectuée dans le plan de mesure donc suivant les variables  $x'$  et  $y$ .

$$S_z = \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_z)^2 \partial x' \partial y$$

Après l'introduction des coordonnées polaires et plusieurs étapes de calcul disponibles en annexe, l'expression devient :

$$S_z = \frac{3 \cdot N_m}{128 \cdot \pi \cdot z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{\sin^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

### iii. Calcul de $B_x$

De même que dans la section vi, cette partie n'est pas indispensable mais permet l'étude théorique de la mesure magnétique simultanée. L'ensemble des calculs est disponible en annexe. L'expression finale de  $B_x$  obtenue est la suivante :

$$B_x = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot (\vec{r} \cdot \vec{m}) - r^2 \cdot \vec{m}) \cdot \vec{i}$$

Les coordonnées polaires pour ces conditions s'expriment de la manière suivante :

$$u = x'^2 + y^2$$

$$r = \sqrt{x'^2 + y^2 + z'^2}$$

$$r = \sqrt{u + z'^2}$$

L'expression de  $B_x$  devient la suivante :

$$B_x = \frac{\mu_0 m}{4\pi r^5} \left( (3u \cos^2(\varphi) \cdot \cos(\theta) + 3\sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot z' \cdot \sin(\theta)) - (u + z'^2) \cdot \cos(\theta) \right)$$

iv. Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante X

$$S_x = N_m (B_x^{rms})^2$$

L'intégration est réalisée dans le plan de mesure (x'0y).

$$S_x = \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_x)^2 \partial x' \partial y$$

Après l'introduction des coordonnées polaires dans le plan de mesure et plusieurs étapes de calcul (disponibles en annexe), l'expression finale est la suivante :

$$S_x = \frac{3N_m}{128\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{\cos^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

v. Mesure magnétique simultanée de deux composantes

Suivant cette inclinaison, l'approche de mesure magnétique simultanée est également calculée. L'inclinaison étant faite suivant l'axe Y, le calcul de signal doit donc être réalisé suivant les axes z et x. L'expression du signal mesuré sera la suivante :

$$S_{zx} = \sum_{i=1}^{N_m} [B_{z,i} + B_{x,i}]^2$$

$$S_{zx} = \frac{N_m}{2L^2} \left( \int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} (B_z^2) + \int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} (B_x^2) + \int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} (2B_z B_x) \right) \partial u \partial \varphi$$

Deux intégrales sont déjà connues puisqu'elles ont déjà été calculées dans le cadre d'un seul capteur. Il ne reste que la troisième expression :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} (2B_z B_x) \partial u \partial \varphi = \frac{9(\mu_0 \cdot m)^2}{384\pi z'^4} (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta))$$

Ainsi l'expression globale devient :

$$S_{zx} = S_z + S_x + \frac{3N_m}{256\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 \cdot m}{L} \right)^2 (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta))$$

A la différence de l'inclinaison suivant l'axe X, on observe ici un signe positif dans le calcul de l'intégrale du double produit ce qui est intéressant.

vi. Dérivation du signal  $S_{zx}$

Le calcul de la dérivation permettra d'observer l'évolution de cette expression en fonction de l'angle d'inclinaison.

$$S_{zx} = \frac{3.N_m}{128.\pi.z'^4} \left(\frac{\mu_0 m}{L}\right)^2 \left(-\frac{\sin^2(\theta)}{4} + 1\right) + \frac{3N_m}{128\pi z'^4} \left(\frac{\mu_0 m}{L}\right)^2 \left(-\frac{\cos^2(\theta)}{4} + 1\right) + \frac{3N_m}{256\pi z'^4} \left(\frac{\mu_0.m}{L}\right)^2 (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta))$$

$$\frac{\partial(S_{zx})}{\partial\theta} = \frac{\partial}{\partial\theta} \left[ A \left(-\frac{\sin^2(\theta)}{4} + 1\right) + A \left(-\frac{\cos^2(\theta)}{4} + 1\right) + B. (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta)) \right]$$

Avec,

$$A = \frac{3.N_m}{128.\pi.z'^4} \left(\frac{\mu_0 m}{L}\right)^2 \quad B = \frac{3N_m}{256\pi z'^4} \left(\frac{\mu_0.m}{L}\right)^2$$

Ainsi après plusieurs étapes de calcul disponibles en annexe,

$$\frac{\partial(S_{zx})}{\partial\theta} = B. (\cos(2\theta))$$

$$\frac{dS_{zx}}{d\theta} = 0 \quad \leftrightarrow \quad B. (\cos(2\theta)) = 0 \quad \leftrightarrow \quad \theta = \frac{\pi}{4} + \left[\frac{\pi}{2}\right]$$

En conséquence, le maximum de signal sera obtenu pour une inclinaison d'angle de  $\pi/4$ .

Ce résultat dépend de la distance de travail pour chaque composante. Dans les calculs ci-dessus, la même distance de travail a été considérée pour le calcul des composantes x et z.

### c. Technique possible de mesure de courants verticaux

Les résultats présentés précédemment permettent de mieux comprendre l'évolution du champ magnétique avec l'inclinaison de l'échantillon. L'objectif étant d'analyser uniquement les courants verticaux il est nécessaire de trouver une technique capable d'isoler la composante magnétique générée par les courants verticaux. La composante magnétique générée par les courants verticaux s'exprime par l'intermédiaire des termes en sinus  $\theta$ . Leur isolation est donc requise pour permettre l'analyse de ces courants.

#### i. Considération en champ magnétique dans le cadre d'une inclinaison d'axe X

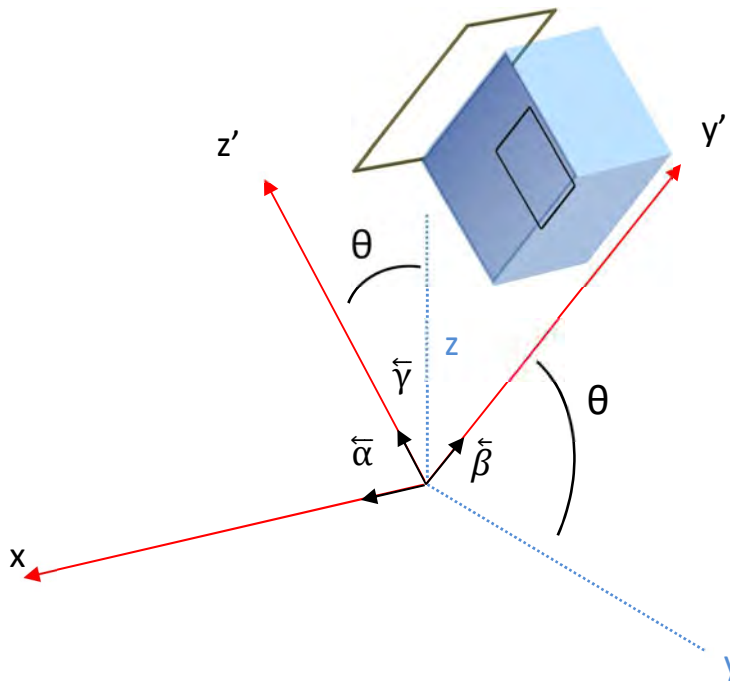


Figure 86 : Référence échantillon lors d'une inclinaison d'axe X.

En reprenant le schéma de la Figure 86, le cas des courants verticaux est illustré par des courants circulants sur l'axe  $z'$ . Ces courants engendrent un champ magnétique uniquement compris dans le plan  $(xOy')$ . Or dans l'expression de  $B_z$  on observe une composante dépendant des coordonnées  $y'$  avec le terme en sinus. Il serait donc intéressant d'isoler cette composante afin de vérifier si l'étude des courants verticaux est accessible par ce biais.

$$B_{z_1} = \frac{3 \cdot x \cdot m \cdot \mu_0}{4\pi \cdot r^5} (y' \cdot \sin(\theta) + z' \cdot \cos(\theta))$$

Après simplification, l'expression devient :

$$B_{z_1} = K \cdot (y' \cdot \sin(\theta) + z' \cdot \cos(\theta))$$

Avec  $K = \frac{3 \cdot x \cdot m \cdot \mu_0}{4\pi \cdot r^5}$

L'idée est d'effectuer une différence des expressions magnétiques pour des angles d'inclinaison différents de l'échantillon afin d'isoler le terme en sinus. L'expression suivante est ainsi obtenue :

$$B_{z_1\theta_1} - B_{z_1\theta_2} = K \cdot (y' \cdot \sin(\theta_1) + z' \cdot \cos(\theta_1)) - K \cdot (y' \cdot \sin(\theta_2) + z' \cdot \cos(\theta_2))$$

$$B_{z_1\theta_1} - B_{z_1\theta_2} = K [(y'(\sin(\theta_1) - \sin(\theta_2))) + z'(\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2))]$$



Ainsi, dans un cas général de valeur d'angle d'inclinaison inconnue, l'expression de la différence est la suivante :

$$B_{z_1\theta_1} - B_{z_1\theta_2} = 2.K \left[ y'. \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) - z'. \sin\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \right]$$

Dans le cas où  $\theta_1 = \theta$  et  $\theta_2 = -\theta$ , l'expression suivante est obtenue :

$$B_{z_1\theta} - B_{z_1-\theta} = 2.K.y'.\sin(\theta)$$

On constate bien l'isolation de la composante liée aux courants verticaux et la suppression de celle appartenant aux courants horizontaux. Cette technique semble donc très prometteuse pour l'analyse des courants verticaux.

ii. Considération en champ magnétique dans le cadre d'une inclinaison d'axe Y

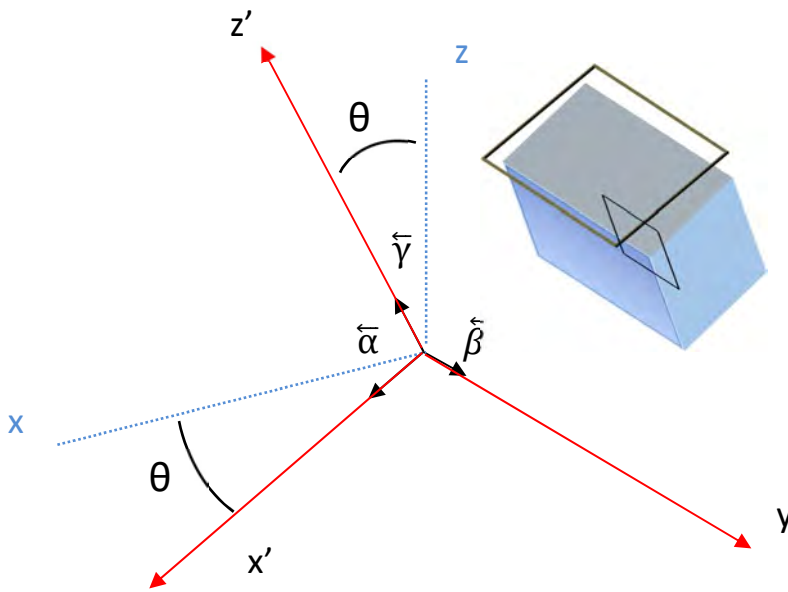


Figure 87 : Référence échantillon lors d'une inclinaison d'axe Y.

Dans cette configuration, les courants verticaux sont toujours orientés suivant l'axe  $z'$  mais leur champ magnétique est lui cette fois inclus dans le plan  $(x'Oy)$ . Pour une inclinaison suivant l'axe Y, l'expression suivante est fournie :

$$B_{z_2} = \frac{\mu_0}{4\pi.r^5} (3(x'.m)(-x'.\sin(\theta) + z'.\cos(\theta)) + r^2.m.\sin(\theta))$$

En analysant cette expression, on observe que l'influence des courants verticaux est tenue par le terme en  $x'$ , qui est encore lié à un facteur en sinus. Après simplification, l'expression devient :

$$B_{z_2} = K(\alpha(\beta \cdot \sin(\theta) + \gamma \cdot \cos(\theta)) + \delta \cdot \sin(\theta))$$

Avec  $K = \frac{\mu_0}{4\pi \cdot r^5}$ ,  $\alpha=3(x' \cdot m)$ ,  $\beta=-x'$ ,  $\gamma = z'$  et  $\delta= r^2 \cdot m$

En reprenant le principe de différence énoncé dans la section i, la formule suivante est obtenue :

$$\begin{aligned} B_{z_2\theta_1} - B_{z_2\theta_2} &= K(\alpha(\beta \cdot \sin(\theta_1) + \gamma \cdot \cos(\theta_1)) + \delta \cdot \sin(\theta_1)) \\ &\quad - K(\alpha(\beta \cdot \sin(\theta_2) + \gamma \cdot \cos(\theta_2)) + \delta \cdot \sin(\theta_2)) \\ B_{z_2\theta_1} - B_{z_2\theta_2} &= K\{\alpha[\beta(\sin(\theta_1) - \sin(\theta_2)) + \gamma[\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2)]] \\ &\quad + \delta \cdot [\sin(\theta_1) - \sin(\theta_2)]\} \end{aligned}$$

Dans le cas général, l'expression est :

$$\begin{aligned} B_{z_2\theta_1} - B_{z_2\theta_2} &= 2 \cdot K \cdot \left\{ \alpha \left[ \beta \cdot \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \gamma \left[ \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \right] \right] + \delta \cdot \left[ \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \right] \right\} \end{aligned}$$

Dans le cas où  $\theta_1=\theta$  et  $\theta_2=-\theta$ , l'expression devient :

$$B_{z_2\theta} - B_{z_2-\theta} = 2 \cdot K \cdot \{\alpha[\beta \cdot \sin(\theta) + \delta \cdot \sin(\theta)]\}$$

Avec  $K = \frac{\mu_0}{4\pi \cdot r^5}$ ,  $\alpha=3(x' \cdot m)$ ,  $\beta=-x'$ ,  $\gamma = z'$  et  $\delta= r^2 \cdot m$

Ce qui donne :

$$B_{z_2\theta} - B_{z_2-\theta} = 2 \cdot K \cdot \{3(x' \cdot m)[-x' \cdot \sin(\theta) + r^2 \cdot m \cdot \sin(\theta)]\}$$

De même que pour la sous partie précédente, cette technique semble prometteuse pour l'analyse des courants verticaux.

#### d. Conclusion

L'analyse des courants verticaux est cruciale pour une analyse 3D utilisant uniquement la microscopie magnétique. Une étude théorique sur les possibilités d'analyse de ces courants verticaux par la microscopie magnétique dans le cadre d'une spire carrée de courant a été présentée et a conduit à des résultats très prometteurs. Dans la dernière partie, la possibilité d'appliquer à des cas réels l'analyse des courants verticaux a été étudiée théoriquement et ses validations pratiques sont présentées dans la suite de ce chapitre.

### 3. CALCUL DE CHAMPS MAGNETIQUES POUR DES CAS D'ECHANTILLONS INCLINES AVEC DEUX SOURCES DE COURANT LINEAIRES

Cette partie présente les calculs théoriques de signal mesuré par le microscope magnétique pour un composant possédant deux lignes de courant alignées sur l'axe Z et séparées d'une distance « d ». Deux cas sont considérés, le cas du composant positionné d'une manière plane puis lors d'une inclinaison. Cette mise en œuvre illustre le cas d'un composant possédant deux niveaux de métallisation.

#### a. Sans inclinaison

Afin de bien observer les différences entre une mesure magnétique d'un échantillon plan et le cas où il serait incliné, il est nécessaire de calculer le cas lorsqu'aucune inclinaison n'est présente.

##### i. Schéma d'ensemble

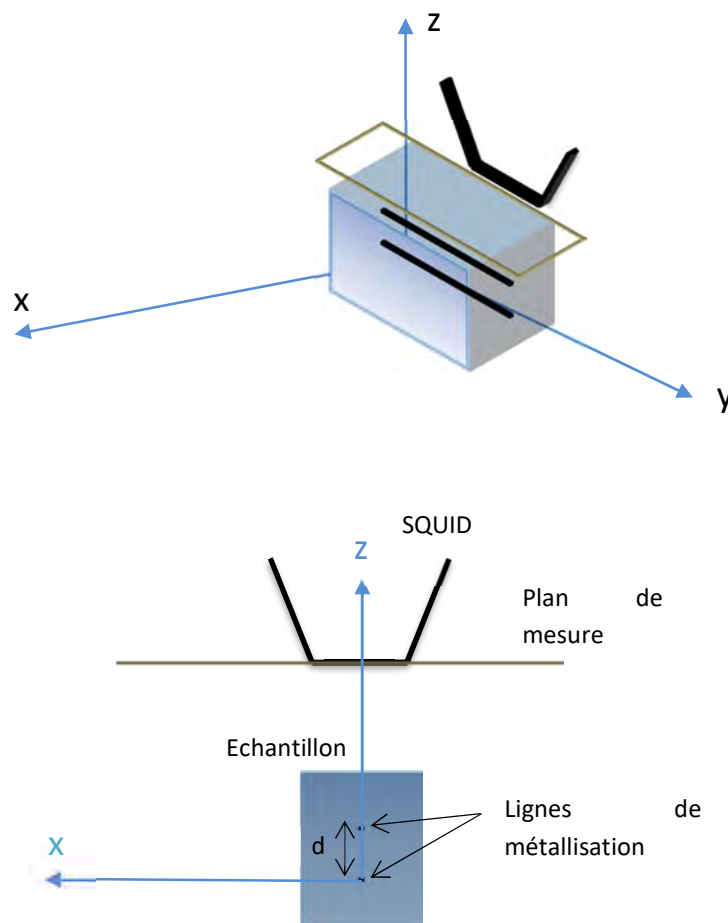


Figure 88 : Schéma d'ensemble de l'étude.

##### ii. Expression du champ magnétique

Chaque ligne de courant va générer un champ magnétique défini de la manière suivante :

$$B_{z1} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot x}{4\pi(x^2 + z^2)} \quad B_{z2} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot x}{4\pi(x^2 + (z - d)^2)}$$

Avec  $d$  la distance de séparation des lignes de métallisation.

On s'intéresse, ici, uniquement à la composante en  $z$  du champ magnétique. Afin de simplifier les calculs, on considère toujours des lignes de métallisation de longueur infinies.

Le champ magnétique étant additif, le champ mesuré  $B_m$  sera la somme des composantes des champs  $B_{z1}$  et  $B_{z2}$ , respectivement les champs générés par les fils infinis, en fonction de l'angle  $\theta$ .

### iii. Calcul du signal mesuré par le SQUID

Le calcul du signal mesuré est réalisé par la formule déjà utilisée dans la partie précédente. Puisqu'ici, deux sources de champ magnétique sont présentes, nous avons donc l'expression pour le signal mesuré.

$$S = N_m (B_{z1}^{rms} + B_{z2}^{rms})^2$$

Après plusieurs étapes de calcul (disponibles en annexe), l'expression globale devient :

$$S = \frac{N_m (\mu_0 \cdot I)^2}{L (4\pi)^2} \left( \frac{\tan^{-1}\left(\frac{L}{2z}\right)}{2z} - \frac{L}{2\left(\left(\frac{L}{2}\right)^2 + z^2\right)} + \frac{\tan^{-1}\left(\frac{L}{2(z-d)}\right)}{2z} - \frac{L}{2\left(\left(\frac{L}{2}\right)^2 + (z-d)^2\right)} + 2 \left( \frac{2(z-d) \cdot \tan^{-1}\left(\frac{L}{2(z-d)}\right) - 2z \cdot \tan^{-1}\left(\frac{L}{2z}\right)}{(z-d)^2 - z^2} \right) \right)$$

Cette expression est relativement difficile à employer dans le cas de ligne de courant infinie.

## b. Calcul du signal mesuré par le SQUID d'un échantillon incliné selon deux sources de courant linéaires

Cette partie vient effectuer les mêmes calculs mais dans le cas d'un échantillon incliné d'un angle  $\theta$  par rapport au plan de mesure du SQUID.

### i. Schéma d'ensemble

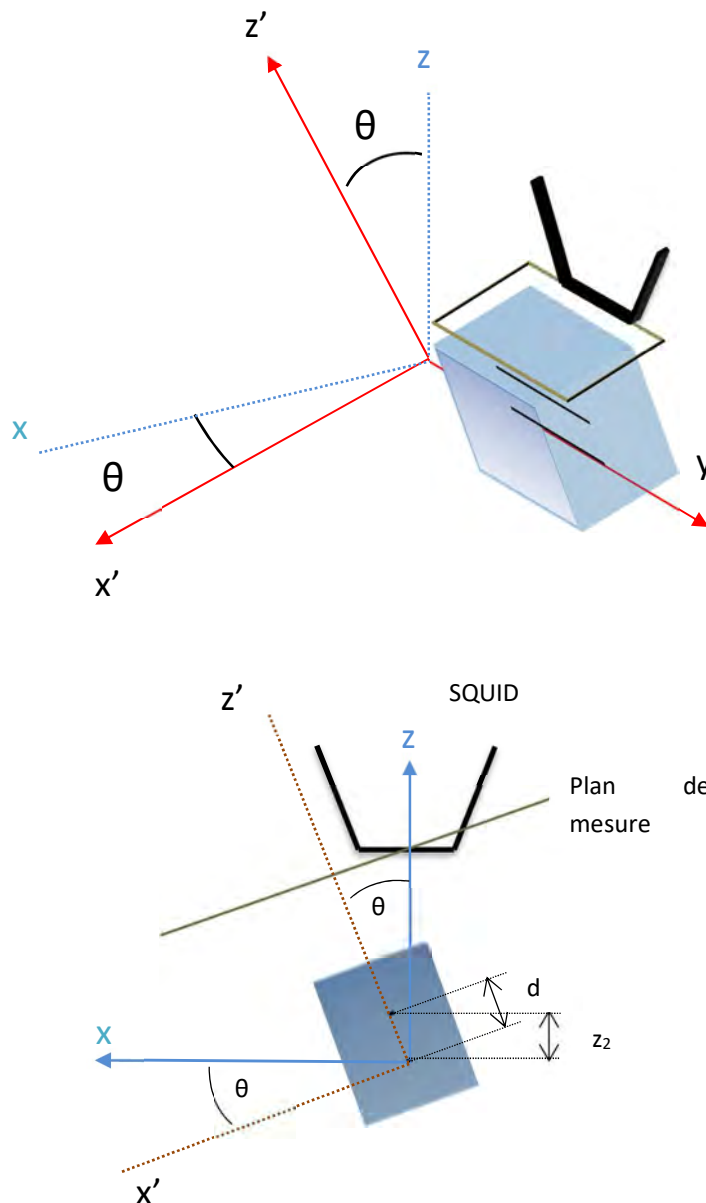


Figure 89 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude.

## ii. Expression du champ magnétique

D'après le principe de superposition, le champ magnétique est additif, le champ mesuré  $B_m$  sera la somme des composantes des champs  $B_1$  et  $B_2$ , respectivement les champs générés par les fils infinis 1 et 2, en fonction de l'angle  $\theta$ . L'expression de  $B_m$  est la suivante :

$$B_m = B_{z'} \cos(\theta) + B_{x'} \sin(\theta)$$

Dans le cas général, les expressions des champs magnétiques sont :

$$B_{z'} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot x'}{4\pi(x'^2 + (z')^2)} \quad B_{x'} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot z'}{4\pi(x'^2 + (z')^2)}$$

## iii. Calcul du signal mesuré par le SQUID

Pour chaque ligne de courant, un champ magnétique  $B_m$  sera créé. Ainsi, le signal mesuré aura l'expression :

$$S = N_m (B_{m1}^{rms} + B_{m2}^{rms})^2$$

Après plusieurs étapes de calcul (disponibles en annexe), l'expression suivante est obtenue :

$$S = \frac{N_m (\mu_0 \cdot I)^2}{L (4\pi)^2} \left( \frac{\tan^{-1}\left(\frac{L}{2z}\right)}{2z} - \frac{L \cos(2\theta)}{2\left(\left(\frac{L}{2}\right)^2 + (z)^2\right)} + \frac{\tan^{-1}\left(\frac{L}{2(z-z_2)}\right)}{2z} \right. \\ \left. - \frac{L \cos(2\theta)}{2\left(\left(\frac{L}{2}\right)^2 + (z-z_2)^2\right)} \right. \\ \left. + \frac{-2[(z_2-z) \cdot (\cos(\theta))^2 + z \cdot (\sin(\theta))^2] \cdot \tan^{-1}\left(\frac{L}{2(z_2-z)}\right)}{z_2(z_2-2z)} \right. \\ \left. + \frac{4[z \cdot (\cos(\theta))^2 + (z_2-z) \cdot (\sin(\theta))^2] \cdot \tan^{-1}\left(\frac{L}{2z}\right)}{z_2(z_2-2z)} \right)$$

Comme dans le cas de l'échantillon plan, la complexité de l'expression a encore augmenté du fait de l'introduction des termes liés à l'inclinaison de l'échantillon.

## c. Conclusion

Une expression complexe de champ magnétique généré a été calculée. Sa complexité risque toutefois de fortement limiter son utilisation dans une application pratique directe. De plus, il ne s'agissait ici que d'un cas simple de deux lignes infinies. Si l'on souhaitait s'approcher davantage du cas réel avec des lignes finies sur un échantillon proche de la réalité avec un

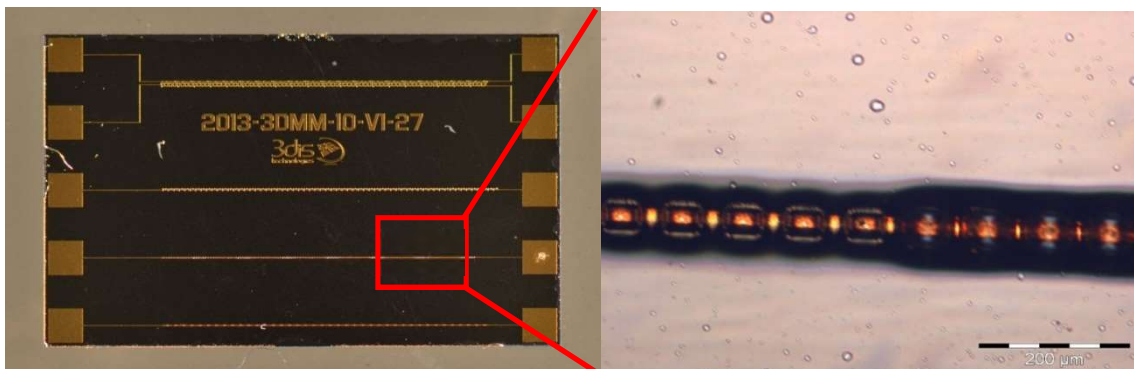
nombre plus élevé de couches de métallisation (4, 5, 6 etc.), la complexité augmenterait de manière exponentielle. Une autre approche de calcul théorique s'avère donc nécessaire pour continuer dans cette voie.

#### 4. MESURES EXPERIMENTALES

Plusieurs essais expérimentaux ont été réalisés afin de vérifier les possibilités de la microscopie magnétique sur échantillons inclinés et plus particulièrement celle permettant théoriquement la mesure des courants verticaux. Le principe expérimental consiste à effectuer des scans magnétiques standards sur un échantillon incliné d'un certain angle.  $30^\circ$  d'inclinaison est une valeur satisfaisante car permettant d'apporter une influence magnétique significative des courants « verticaux » sans rendre la mise en œuvre trop difficile ni dangereuse pour les capteurs magnétiques. Le protocole d'utilisation du microscope empêche de l'utiliser à des angles négatifs et cela pour des raisons de sécurité des capteurs magnétiques. Pour remédier à ce problème, il suffit de retourner l'échantillon (rotation d'angle  $\pi$ ) et de ré-effectuer le scan magnétique. Bien sûr l'image magnétique obtenue apparaît inversée par rapport à la première image. Une simple rotation de  $\pi$  de cette image est alors à réaliser et la comparaison devient alors possible.

L'étape suivante consiste à effectuer la différence des scans magnétiques afin de supprimer une grande partie de l'influence magnétique des courants anciennement « horizontaux » (Cf. *Figure 83*).

Les premiers résultats ont montré que la technique nécessitait une mise en œuvre méticuleuse et une précision de l'ordre du micromètre pour les distances de travail. Un échantillon de test utilisé correspond à de simples lignes de courant possédant 3 niveaux de métallisations et alternant les changements de niveaux en avançant sur le long de la ligne. La *Figure 90* illustre cet échantillon.



*Figure 90 : Images d'un échantillon de test en vue de dessus.*

Avant de rentrer dans la technique, l'observation d'un scan standard non incliné s'avère nécessaire pour comparaison (Cf. *Figure 91*). Les résultats des scans en position inclinée sont donnés en *Figure 92*.



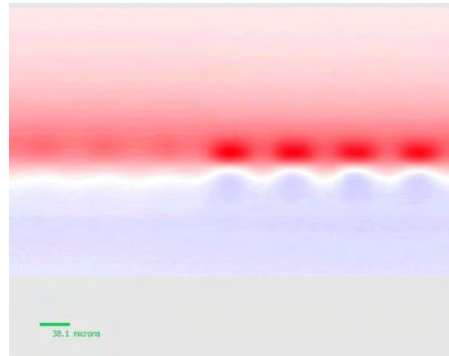


Figure 91 : Scan magnétique non-incliné de la zone de test.

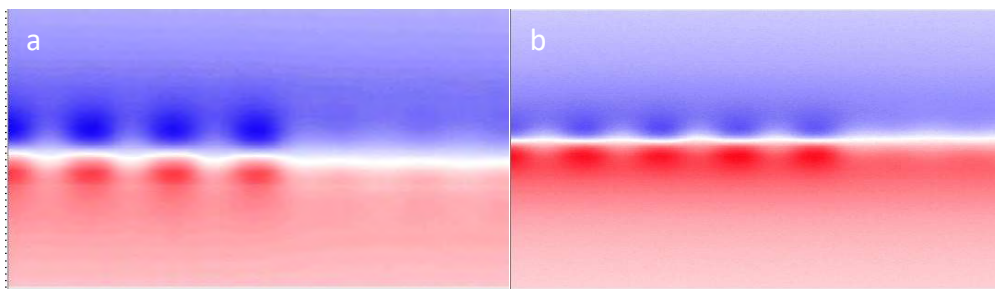


Figure 92 : Scans magnétiques inclinés, (a) d'angle de  $27^\circ$ , (b) et de  $-27^\circ$ .

On peut observer sur cette dernière figure que l'influence de l'inclinaison est observable et qu'elle se traduit par une légère « surintensité » magnétique sur chaque image au niveau de la partie supérieure de l'échantillon lors de l'expérience. On constate que la partie en rouge est plus intense sur l'image de droite alors qu'il s'agit de la partie en bleu sur l'image de gauche.

L'étape suivante consiste à effectuer la différence entre ces deux scans. En théorie, on supprimera ainsi une grande part de l'influence des courants horizontaux et on augmentera celle des courants verticaux. La Figure 93 illustre le résultat de la différence des scans et permet de bien localiser la position des différents via de l'échantillon.

On constate malheureusement que ce résultat n'apporte que peu de nouvelles informations. Il existe encore un « fond » magnétique empêchant une observation « correcte ». L'échantillon ne possède qu'une faible épaisseur d'intercouche ce qui peut magnétiquement gêner les résultats. En effet, la largeur de piste de chaque couche ne fait que  $10\ \mu\text{m}$ , i.e. est identique à la hauteur entre niveaux de métallisation. Cela signifie que les niveaux de densité surfacique de courant sont identiques le long de la piste. Peut-être aurait-il été judicieux d'augmenter la largeur de piste pour diminuer l'influence magnétique en diminuant la densité de courant surfacique ? Ainsi l'influence magnétique des courants verticaux aurait-elle été accentuée.

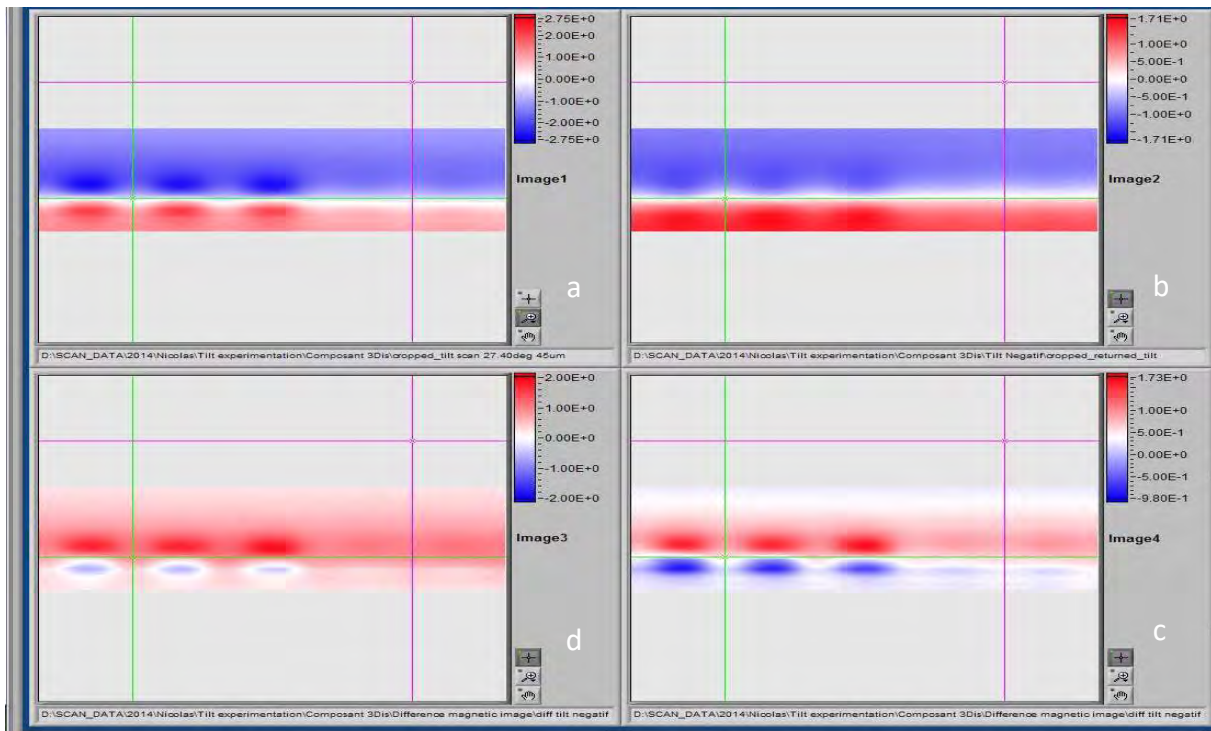


Figure 93 : Opération de différence des scans magnétiques. (a-b) Scans magnétiques inclinés. (c) Scan magnétique résultant de la différence des deux scans inclinés. (d) Scan magnétique résultant avec ajustement symétrique de l'échelle de couleur. La zone indiquée par le croisement vert permet la comparaison en situant la position d'un via.

Un autre problème possible consiste dans le trop faible écart entre les couches de métallisation. Une autre possibilité aurait été d'augmenter cet écart entre couches afin d'isoler l'observation sur un seul niveau. En effet, le champ magnétique décroît en  $1/r^3$  avec la distance entre le capteur de l'élément générateur de champ. La distance de travail étant de  $10\ \mu\text{m}$  avec la surface de l'échantillon, cela signifie une distance de 10, 20 et  $30\ \mu\text{m}$  pour chaque niveau de métallisation respectivement. L'écart de distance entre la couche supérieure, celle observée, et les deux autres n'est peut-être pas assez élevé pour considérer leur champ magnétique comme négligeable. Une solution aurait été de s'approcher davantage mais cela est malheureusement impossible pour des raisons de sécurité des capteurs magnétiques.

Par conséquent, pour valider notre hypothèse sur l'intérêt de l'inclinaison de l'échantillon pour l'analyse 3D, il serait nécessaire de produire un échantillon répondant aux différentes conditions précédentes. Cependant il ne faut pas s'éloigner de l'objectif initial qui reste de permettre une analyse de défaillance sur des échantillons électroniques 3D réels. Un échantillon répondant aux conditions ci-dessus ne serait-il pas trop exotique ? et ne nous éloignerait-il pas du type d'échantillon utilisé sur le marché de l'électronique actuel ?

## 5. CONCLUSION

Cette partie a vu la mise en œuvre théorique et expérimentale de l'utilisation de la microscopie magnétique dans le cas d'échantillon incliné afin de permettre l'analyse des courants verticaux, nécessaire à l'analyse de défaillance de composants 3D par la microscopie magnétique. De nombreux résultats ont été exposés et révèlent certains problèmes tant théoriques qu'expérimentaux. Des possibilités d'évolutions ont été proposées pour résoudre certains d'entre eux, afin de rendre cette technique utile pour l'analyse de composants électroniques 3D. Il reste néanmoins encore beaucoup de travail à effectuer afin de rendre pleinement opérationnelle cette approche.

## D. COUPLAGE TOMOGRAPHIE A RAYONS X – MICROSCOPIE MAGNETIQUE

### 1. INTRODUCTION

De nombreuses techniques d'analyse de défaillance ont été présentées au chapitre II, mais chacune opère dans son domaine de physique propre (Magnétique, thermique, X, etc.) chacune possédant ses avantages et ses inconvénients. Ainsi, l'idée de combiner les avantages de certaines techniques est apparue comme une solution possible. La microscopie magnétique ne pouvant permettre d'observer les courants verticaux, des techniques de simulations informatiques ont été imaginées pour analyser spécifiquement ces courants. Afin de réaliser la meilleure simulation possible, il est nécessaire d'obtenir avec précision les informations géométriques de l'échantillon de test dont notamment, le chemin des lignes de courant en son sein qui sera appelé dans cette partie, « l'architecture » ou la « topologie métallique ». La radiographie à rayons X est la technique parfaite pour répondre à ce critère car elle permet de facilement distinguer les matériaux « lourds » et denses, tels que les métaux, des éléments « légers » et parsemés tels que les plastiques principalement constitués de C et de H. La différenciation de ces éléments dépend principalement du numéro atomique du matériau utilisé et de sa densité volumique (Cf. Chapitre I). Evoluant maintenant dans un environnement 3D, on parle plutôt de tomographie à rayons X. Ainsi l'idée du couplage de ces techniques a été envisagée et ce sont sa mise en œuvre et ses résultats ce que nous présentons dans cette partie.

Du point de vue de l'analyse de défaillance, deux concepts d'analyse pouvaient être envisagés. D'abord la réalisation d'une tomographie à rayons X permettant d'obtenir l'architecture métallique de l'échantillon. Celle-ci facilite ensuite la simulation magnétique 3D de l'échantillon. Dans le même temps, une analyse magnétique expérimentale est réalisée sur l'échantillon et la comparaison entre résultats expérimentaux et simulés pourrait permettre d'obtenir de nouvelles informations de localisation de défaut. Il s'agit du sens appelé « principal » dans la *Figure 94*.

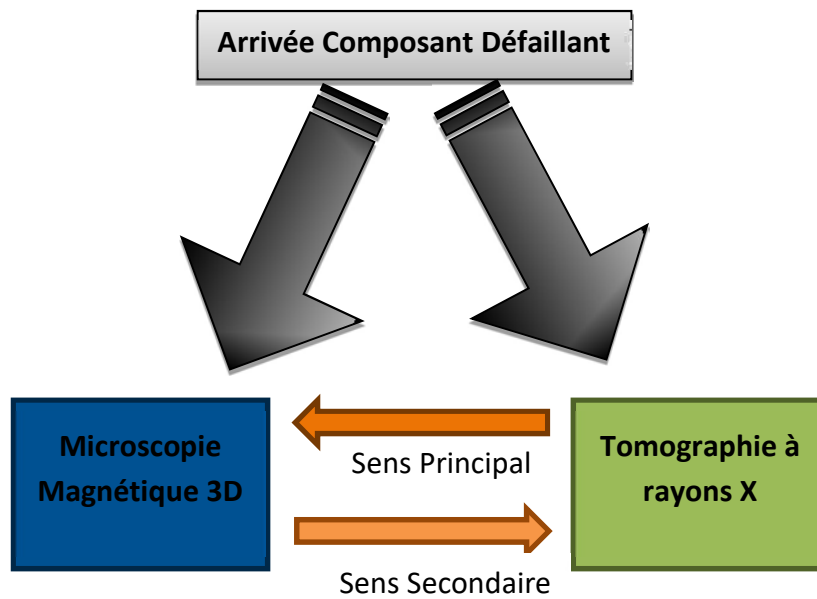


Figure 94 : Schéma de fonctionnement du couplage MM-RX3D

Cependant, il est tout à fait possible d'envisager une étude dans le sens « secondaire » dans laquelle l'analyse magnétique 3D serait réalisée directement de manière expérimentale et la tomographie combinée à la simulation, pourrait servir ici à corroborer les résultats. Etant donné (et ceci a été largement illustré dans les sous parties précédentes) que la microscopie magnétique ne permet pas encore totalement l'analyse 3D d'un échantillon, ce sens d'opération n'est pas à privilégier.

## 2. FONCTIONNEMENT DU COUPLAGE

Il sera donc considéré dans la suite de ce chapitre que seul le sens principal de fonctionnement de ce couplage est employé. Le schéma présenté en Figure 95 illustre la procédure de mise en œuvre globale.

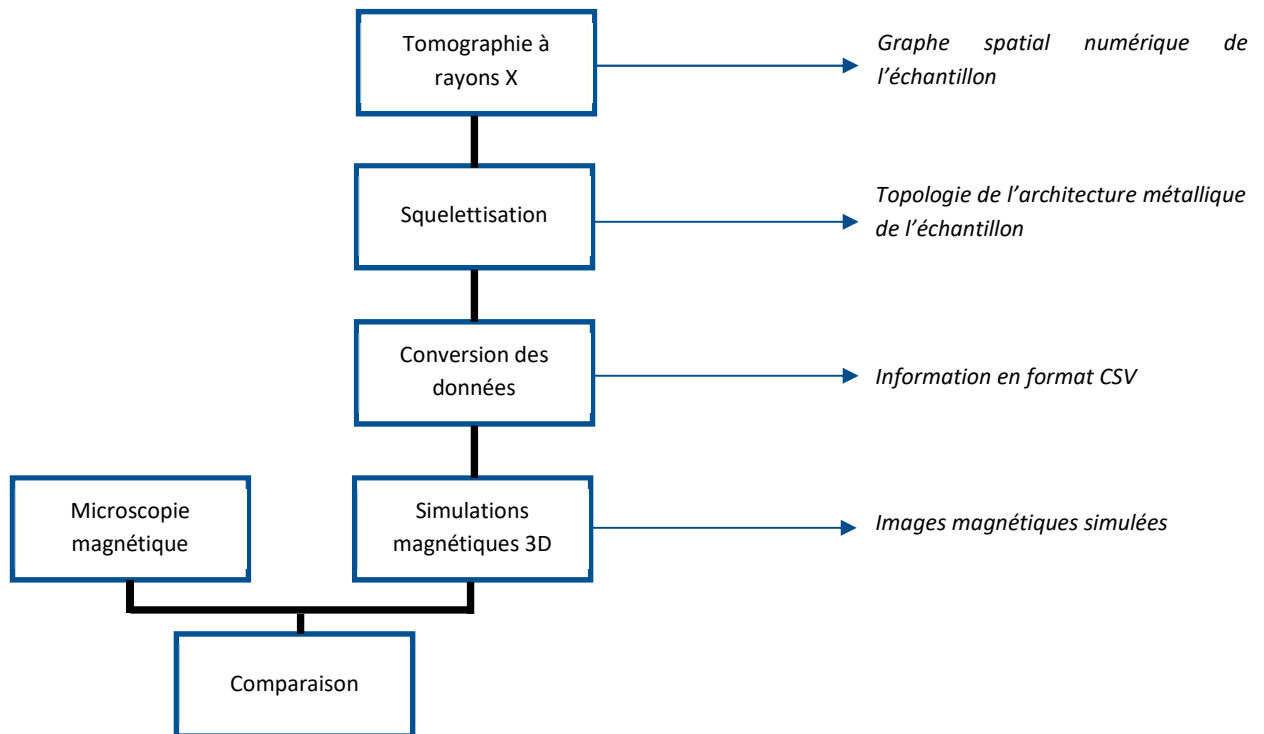


Figure 95 : Procédure de mise en œuvre du couplage suivant le sens principal

La tomographie permet d'obtenir une version numérique du composant testé et d'effectuer diverses analyses virtuelles. La squelettisation est une des options offertes et celle-ci permet d'obtenir les informations de topologies recherchées. Après cette étape, un « squelette » est obtenu représentant le chemin métallique de l'échantillon. Une étape importante de conversion et d'adaptation des données du squelette est ensuite nécessaire pour permettre une simulation magnétique 3D correcte de l'échantillon testé. En parallèle, un scan magnétique de l'échantillon est réalisé afin de permettre la comparaison finale des résultats.

### 3. MISE EN ŒUVRE

Le véhicule de test utilisé est un Through Silicon Via (TSV) conçu et réalisé par le CEA Leti.

#### a. Microscopie magnétique

Les images observables en *Figure 96* sont les résultats de l'analyse magnétique de l'échantillon de test réalisé avec le microscope magnétique.

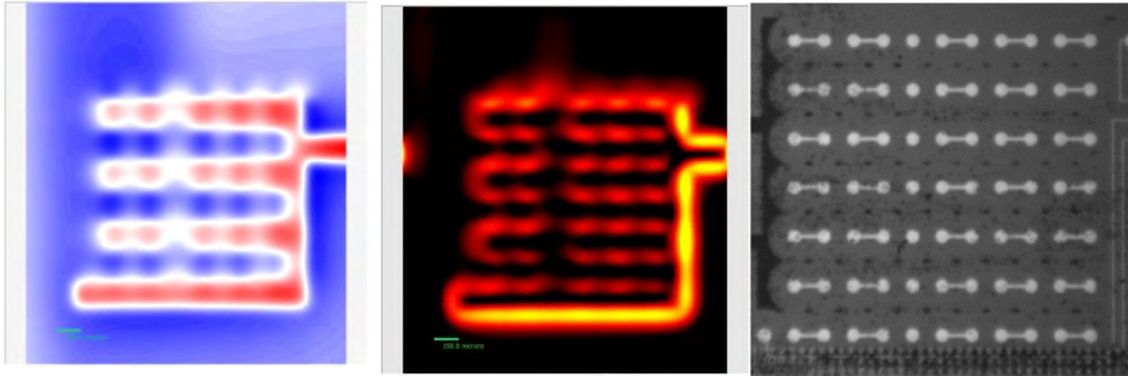


Figure 96 : (Gauche) scan magnétique de l'échantillon, (Milieu) Image de courant du composant, (Droite) Image optique du composant. (Crédit Image : CEA-Leti)

Ces informations serviront à fournir une image magnétique de référence pour la comparaison qui sera effectuée avec l'image simulée.

### b. Tomographie à rayons X

La tomographie de l'échantillon réalisée ainsi que le résultat de la squelettisation sont observables en Figure 97. 1500 images ont été réalisées pour une tension d'accélération de 90 kV et 50  $\mu$ A de courant d'excitation. La résolution spatiale obtenue atteint les 4.5  $\mu$ m.

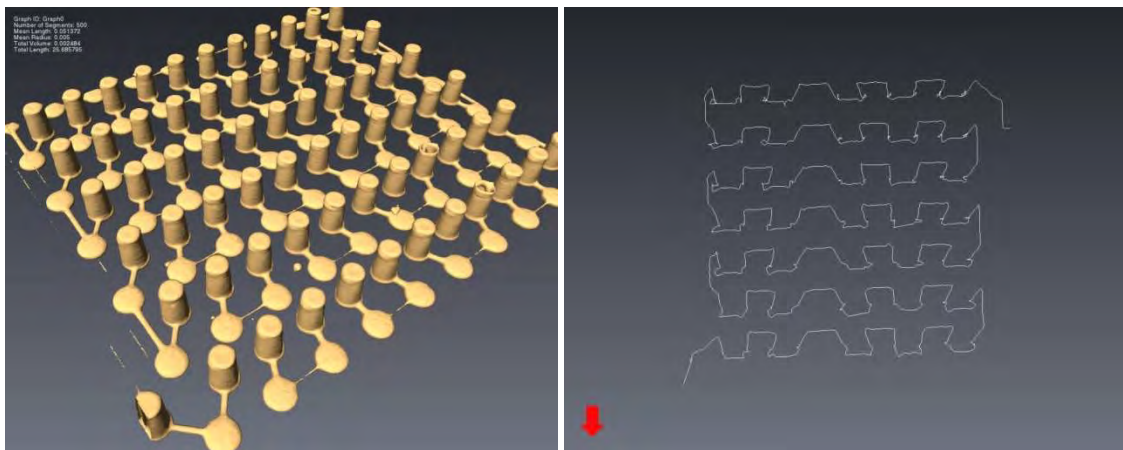


Figure 97 : (Gauche) Tomographe du TSV. (Droite) Squelette de l'architecture métallique du TSV obtenu après squelettisation. (Crédit Image : CEA-Leti)

La Figure 98 montre des détails supplémentaires de la squelettisation. On constate notamment que les chemins obtenus ne sont pas rectilignes ce qui peut en première observation poser problème pour le bon déroulement de la simulation.

Mais le simulateur utilisé permet d'ajuster le chemin de courant inséré pour mieux convenir au scan magnétique fourni.

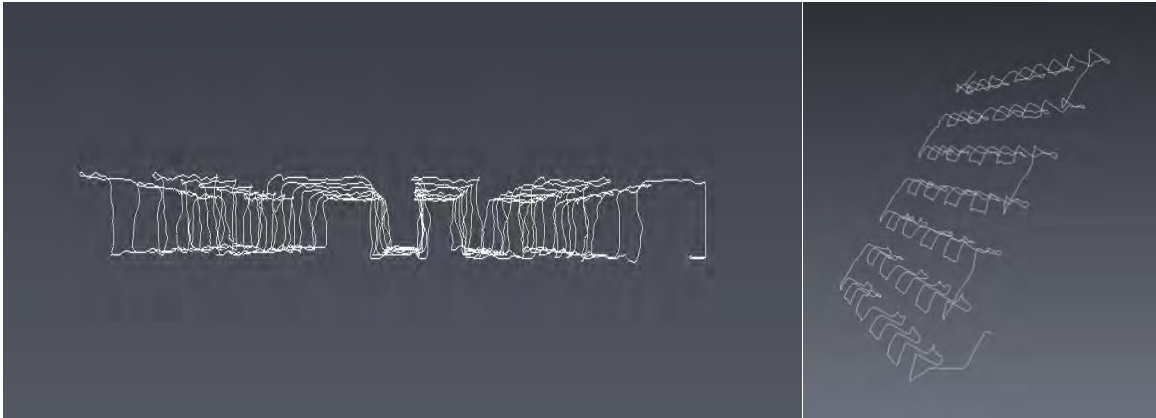


Figure 98 : Différentes vues du squelette de l'architecture métallique du TSV. (Crédit Image : CEA-Leti)

Cette forme est due principalement à l'algorithme employé, intitulé « Distance Ordered Homotopic Thinning » mais également aux sections des pistes de l'échantillon qui sont relativement élevées par endroit. Elles possèdent également des formes géométriques particulières telles que des cylindres creux pour lesquelles l'algorithme de squelettisation rencontre des difficultés pour les transformer. L'exemple observable en Figure 99 montre un cas de squelette bien mieux construit.

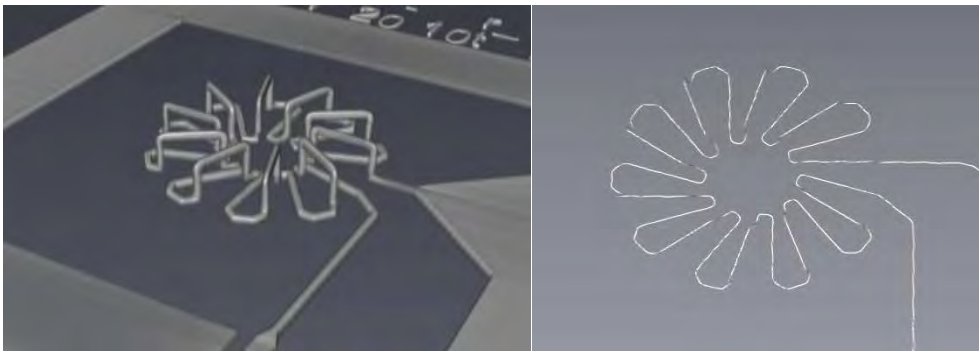


Figure 99 : Exemple de squelettisation sur un autre échantillon. (Gauche) Tomographie de l'échantillon, (Droite) squelette obtenu.

Le matériau de cet échantillon étant très absorbant de rayons X (or) cela permet une bonne qualité de tomographie et par la même occasion, une bonne séparation des différents éléments par l'analyse post-traitement ce qui est une grande aide pour le bon déroulement de la squelettisation.

#### 4. SIMULATION MAGNETIQUE 3D

##### a. Présentation simulateur

Le simulateur magnétique permet une analyse avancée d'un scan magnétique réalisé par le microscope magnétique. Il fournit également des outils de calculs et de comparaison de



chemin de courant. Initialement, le chemin de courant doit être inséré manuellement mais il est également possible d'insérer un chemin directement depuis un fichier CSV contenant une liste de point dans un environnement 3D. Pour notre étude, c'est cette dernière option qui sera utilisée pour insérer directement le squelette obtenu de l'échantillon testé dans le simulateur.

Une fois inséré, le simulateur est capable de générer un champ magnétique virtuel correspondant à celui qui serait produit lors d'un vrai passage de courant suivant le chemin fourni. Celui-ci permettra d'effectuer la comparaison avec le champ magnétique expérimental.

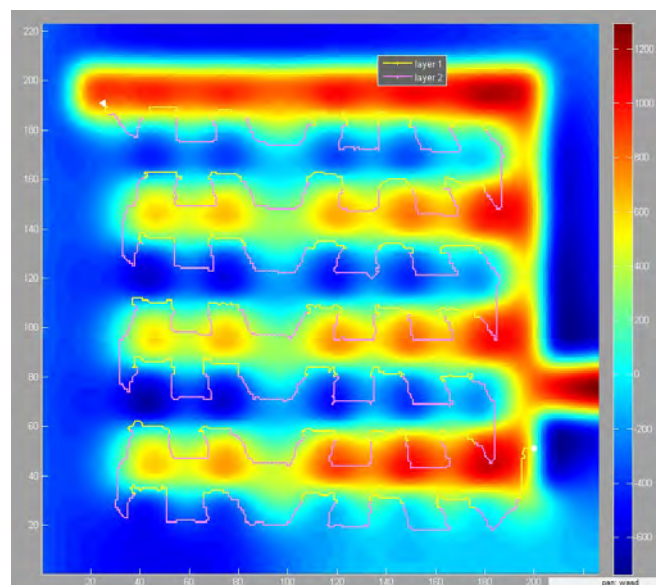
D'autres outils sont également disponibles afin de modifier le chemin de courant inséré pour qu'il corresponde davantage avec le champ magnétique présent. Le calcul du  $\chi^2$  est ici utilisé afin de savoir si le chemin nouvellement trouvé concorde davantage avec le scan magnétique. La comparaison est faite en termes de champ magnétique entre celui généré par le chemin de courant introduit et le scan magnétique. L'expression du  $\chi^2$  est définie de la manière suivante :

$$\chi^2 = \frac{\sum_{i=1}^{Nm} [B_{z,i}^{data} - B_{z,i}^{theor}]^2}{\sigma_B^2}$$

Avec  $\sigma_b$ , la valeur moyenne du bruit magnétique par pixel.

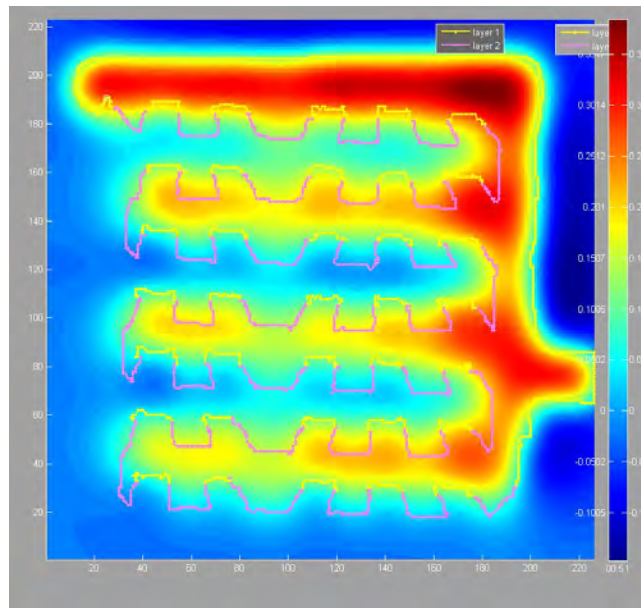
## b. Simulations magnétiques

Après insertion du scan magnétique de référence et du chemin de courant, aucune simulation n'a encore été effectuée. La *Figure 100* illustre ce point de départ.



*Figure 100 : Chemin de courant initial obtenu après la tomographie RX. En arrière-plan, le scan magnétique obtenu avec le microscope magnétique. (Crédit Image : CEA-Leti)*

Quelques ajustements sont effectués sur le chemin pour combler les portions manquantes et qui perturberaient les simulations. La Figure 101 représente cet avancement. Le chemin étant désormais complet, la génération du champ magnétique est réalisée. Ce champ magnétique est virtuel et va être, par la suite, différencié avec le scan magnétique de référence (Cf. Figure 103)



*Figure 101 : Scan magnétique simulé depuis le chemin présent. Devant, le chemin de courant modifié avant simulation magnétique 3D. (Crédit Image : CEA-Leti)*

Par la suite, la simulation de recherche du meilleur chemin peut être lancée. Le nouveau chemin obtenu ainsi que son champ magnétique associé sont visibles en Figure 102.

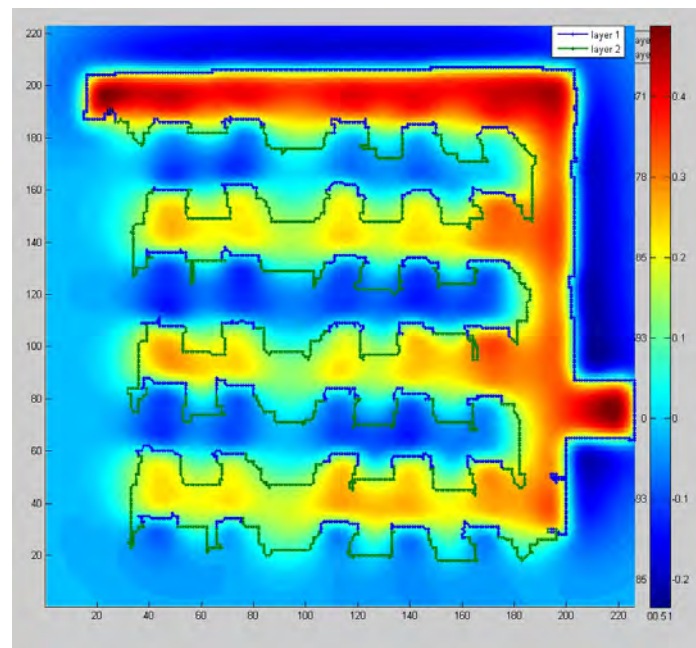


Figure 102 : Champ magnétique obtenu après simulation du chemin de courant observé.  
(Crédit Image : CEA-Leti)

Pour l'heure, il n'existe pas encore de critère permettant d'affirmer que le nouveau chemin simulé est le meilleur possible. Le meilleur chemin serait celui générant un champ magnétique qui annulerait totalement celui obtenu expérimentalement, néanmoins trop de paramètres entrent en jeu pour que cela soit physiquement réalisable.

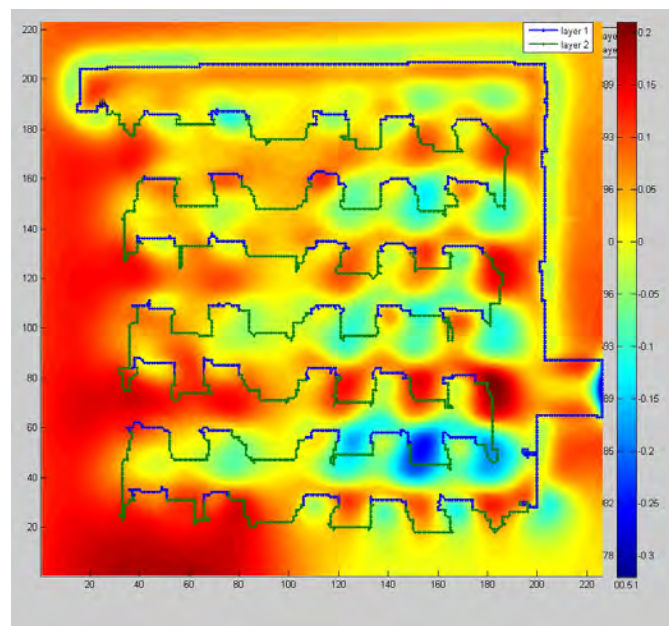


Figure 103 : Différence des champs magnétiques entre le scan et la simulation. (Crédit Image : CEA-Leti)

De plus, le simulateur, qui est encore en développement, possède un comportement parfois erratique comme illustré dans la *Figure 104* dans laquelle certaines portions du chemin initialement introduit ont été supprimées.

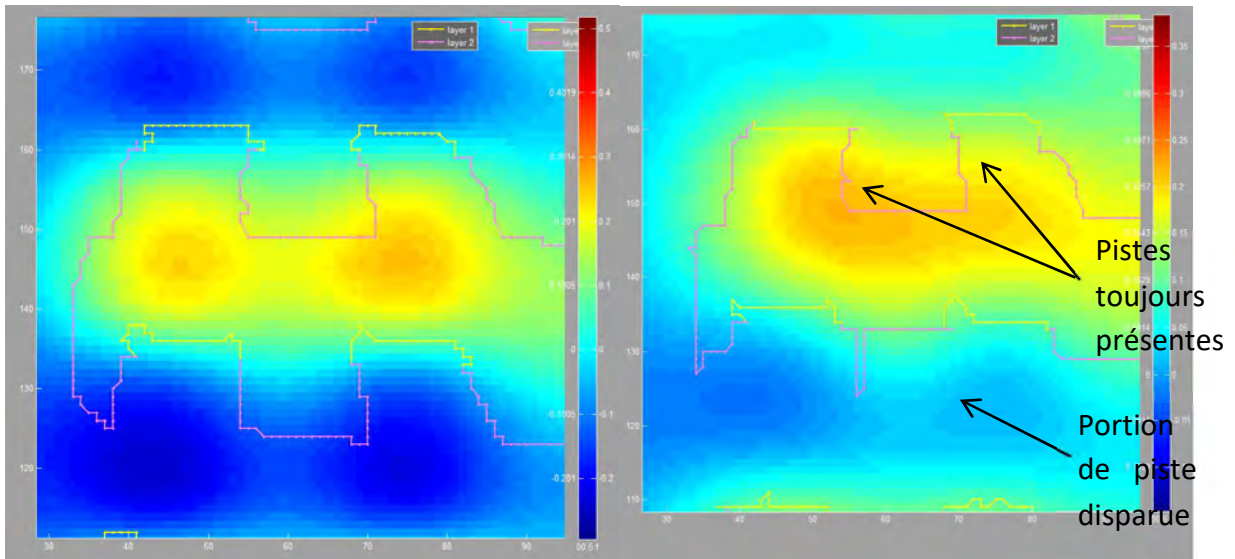


Figure 104 : Comparaison d'une même zone de l'échantillon. (Gauche) Avant simulation, (Droite) Après simulation. (Crédit Image : CEA-Leti)

## 5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Nous venons de présenter une technique de localisation couplant les avantages de la microscopie magnétique et de la tomographie à rayons X tout en offrant une possibilité d'analyse électrique. Il n'est toutefois pas encore possible de prouver qu'elle permettrait la localisation d'un défaut de type court-circuit ou circuit ouvert résistifs car le véhicule de test utilisé était fonctionnel et a surtout servi de démonstrateur de l'expérience. D'autres échantillons ont également été utilisés mais aucun ne possédait de défaut 3D.

Les perspectives consisteront donc à évaluer cette technique dans le cadre d'un court-circuit 3D et notamment le cas où celui-ci serait placé au niveau d'un courant vertical. Cela permettrait de vérifier si la microscopie magnétique pourrait être capable, grâce à l'aide de la tomographie à rayons X, de pleinement localiser un défaut 3D.

## V. Conclusion Générale

Les possibilités d'analyse de défaillance sur des cas de structures électroniques tridimensionnelles, principalement de deux types, composants (TSV, stacked chip, etc.) ou systèmes (System in Package, System on Package, MCM etc.) ont été envisagés. Bien que ces assemblages soient relativement nouveaux, il n'en résulte pas pour autant l'apparition de défauts d'un nouveau type. Ceux-ci restent identiques à ceux connus dont les principaux sont le circuit ouvert et le court-circuit. De même, leur mode de création demeure le même. Des problèmes d'origine technologique, créés par des conditions physiques particulières sont généralement responsables de l'apparition de ces défauts électriques.

Si du point de vue du type de défauts, les structures 3D n'ont rien modifié, l'utilisation d'interconnexions verticales dans lesquelles ces défauts peuvent apparaître constitue la différence principale et ajoutent des complexités importantes dans l'analyse de défaillance de ces nouveaux types de composants. En effet, la plupart des techniques de localisation n'observe qu'une image de la surface de l'échantillon et ne considère donc pas (ou peu) d'informations sur le volume. Différentes techniques ont donc été présentées dans le premier chapitre démontrant que la plupart des domaines de la physique étaient utilisés pour acquérir des informations de localisations de défauts électriques.

L'objectif du chapitre II, a consisté à présenter la capacité de chacune des techniques étudiées durant l'état de l'art à répondre au problème de la localisation de défaut dans des structures 3D. Les résultats ont montré qu'aucune technique ne semble parfaitement adaptée à cette localisation en 3D. La réflectométrie temporelle est mise en défaut par le mauvais comportement en fréquence des trous métallisés et des connexions verticales diminuant fortement la résolution spatiale et engendrant un phénomène de réflexions multiples. La microscopie magnétique, compte tenu de son principe de détection, n'est pas non plus capable d'observer les courants sur les interconnexions verticales. La thermographie à détection synchrone est « gênée » par la forte atténuation et la diffusion de l'émission infrarouge par les boîtiers des composants. La tomographie à rayons X ne dispose d'aucun moyen permettant d'exciter le défaut nécessaire à sa localisation.

C'est donc naturellement que le chapitre III vient proposer des solutions d'améliorations de ces techniques d'analyses dont principalement la microscopie magnétique. De nouvelles possibilités d'analyse par imagerie de phase et d'amplitudes magnétiques ont été présentées. Elles permettent l'acquisition d'informations de localisation et d'interprétation sur l'échantillon étudié par la prise en compte de l'ensemble des courants pouvant circuler dans un échantillon. Dans une deuxième étape, l'étude et la mise en œuvre de la microscopie magnétique sur des cas d'échantillons inclinés a été présenté. Une nouvelle technique a ainsi été mise en place pour permettre d'observer uniquement les courants verticaux même si les résultats ne sont pas encore à la hauteur espérée du fait de l'apparition, au fur et à mesure de l'avancement, de nouveaux problèmes théoriques. Des perspectives de résolutions ont été

présentées mais n'ont pas pu être mis en œuvre. La dernière étape a consisté à proposer le couplage de la technique de microscopie magnétique avec la tomographie à rayons X. L'idée principale était de combler l'impossibilité d'observer les courants des interconnexions verticales par une comparaison magnétique entre un scan magnétique standard et une simulation magnétique obtenue à partir du « tomogramme ».

Malgré tous nos efforts et même si de nombreuses améliorations ont été réalisées, de nombreux travaux restent à effectuer pour atteindre l'objectif de localiser un défaut sur des systèmes électroniques tridimensionnels de manière non-destructive. Les inconvénients des techniques étudiées doivent être résolus. Un moyen d'exciter un défaut de type court-circuit ou circuit ouvert qui permette une localisation sous observation à rayons X pourrait être une solution intéressante compte tenu de leur potentiel de pénétration. Les dimensions des composants électroniques font qu'ils absorbent généralement peu ces rayons même dans le cas de forte densité de matériau. La technique sera donc utilisable pour quasiment tous les composants et systèmes électroniques. La seule exception serait dans le cadre de travail avec des matériaux légers comme dans le cas de « bonding » en aluminium qui n'absorbent quasiment pas les rayons X.

La réflectométrie temporelle ne présente que peu de possibilités d'évolution si ce n'est d'augmenter la bande passante utilisée. Cependant, cela nécessite que les échantillons analysés possèdent des interconnexions capables de transmettre des ondes de fréquences très élevées, supérieures à 20GHz, ce qui ne laisse que peu de candidats. Le seul avantage de cette technique est qu'elle est quasiment la seule capable d'exciter et de localiser un défaut de type ouvert franc. « L'Electro-Optical Time Pulse Reflectometry » n'étant principalement qu'une montée en fréquence du même principe de fonctionnement, elle souffre des mêmes inconvénients que la réflectométrie temporelle. A l'inverse, le « Space Domain Reflectometry » semble un candidat prometteur en couplant les possibilités de la microscopie magnétique à celle de la réflectométrie temporelle. Elle permet ainsi d'obtenir l'information de localisation sous forme d'image (alors que la réflectométrie temporelle n'obtient que des courbes) ce qui facilite fortement l'interprétation des résultats.

La thermographie à détection synchrone possède peu de possibilités d'évolutions. Il est difficilement concevable qu'elle puisse, un jour, localiser des circuits ouverts. De plus, les atténuations et diffusions du signal infrarouge par le boîtier limitent, dans le cadre d'une utilisation non-destructive, l'utilisation sur composants encapsulés. Evidemment, lorsque la destruction est acceptable, un simple polissage permet de pallier ce problème.

Quant à la microscopie magnétique, elle nécessite l'observation des courants sur les interconnexions verticales pour contribuer pleinement à la localisation de défauts 3D. L'inclinaison de l'échantillon a mis en évidence des difficultés expérimentales liées aux caractéristiques dimensionnelles de l'échantillon, principalement l'écart entre les niveaux de métallisation, et à la précision de répétabilité de la mesure (nécessité d'effectuer deux scans

à des angles opposés dans les mêmes conditions expérimentales avec une précision de l'ordre de 1-5 $\mu$ m). D'autres techniques d'observation et de maximisation de ces courants verticaux peuvent être encore développées par le biais de formules théoriques. Cela offrirait des possibilités de combinaison avec les informations de phase et d'amplitude magnétiques et permettrait d'accroître la précision sur le couplage de cette technique avec la tomographie à rayons X (meilleure comparaison magnétique car le scan expérimental aurait une information sur les courants verticaux ce qui n'est actuellement pas le cas). C'est selon nous suivant ces différentes directions que devraient se poursuivre ces activités.

## VI. Liste des contributions

### En tant que premier auteur

#### *Revue internationale :*

- N. Courjault, et al., Magnetic imaging for resistive, capacitive and inductive devices; from theory to piezo actuator failure localization, *Microelectronics Reliability* (2015), <http://dx.doi.org/10.1016/j.microrel.2015.06.017> Volume 55, Issues 9–10, August–September 2015, Pages 1622–1627.

#### *Présentation internationale :*

- N. Courjault, et al., Improvement of 3D current mapping by coupling magnetic microscopy and X-Ray computed tomography, *Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, 2014 IEEE 21st International Symposium, Pages: 26 - 29, DOI: 10.1109/IPFA.2014.6898141

#### *Présentation nationale :*

- Couplage de techniques d'analyses de défaillance pour la localisation de défaut dans les composants électroniques 3D : La microscopie magnétique et la tomographie X, GDR MicroNano System, Institut d'Aéronautique et Spatial, 2013



## VII. Références

- [1] R. C. Lee, J. Goodrich, and A. Agarwal, "Modeling of embedded inductor on low cost multilayer laminated mcm technology and its application," *Electronic Component and Technology*, vol. 2, pp. 4–7, 2004.
- [2] N. Venkatachalam, S. Condijector, C. In, and M. L. C. Mcm, "Pulse Propagation Properties of Multilayer Ceramic Multichip Modules for VLSI Circuits," *IEEE Transactions on Components, Hybrid and Manufacturing Technology*, vol. C, no. 4, pp. 480–484, 1983.
- [3] J. Zheng, Z. Zhang, Y. Chen, and J. Shi, "3D Stacked Package Technology and Its Application Prospects," *International conference on New Trends in Information and Service Science*, 2009.
- [4] D. Soldo and R. Myoung, "System In Package (SiP) and Stacked Package Solutions," pp. 1–40, 2006.
- [5] R. R. Tummala, M. Swaminathan, S. Member, M. M. Tentzeris, J. Laskar, G. Chang, S. Sitaraman, D. Keezer, D. Guidotti, Z. Huang, K. Lim, L. Wan, S. K. Bhattacharya, V. Sundaram, and F. Liu, "The SOP for Miniaturized , Mixed-Signal Computing , Communication , and Consumer Systems of the Next Decade," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 27, no. 2, pp. 250–267, 2004.
- [6] S. K. Lim, "Physical Design for 3D System on Package," *IEEE Design & Test of Computers*, pp. 532–539, 2005.
- [7] J. P. Gambino, W. Bowe, D. M. Bronson, and S. A. Adderly, "Imaging of Through-Silicon Vias using X-Ray Computed Tomography," *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, no. 802, pp. 331–335, 2014.
- [8] F. Infante, "Development of Magnetic Microscopy techniques for failure localization on three-dimensional circuits," 2011.
- [9] N. Tanaka, Y. Yamaji, T. Sato, and K. Takahashi, "Guidelines for structural and material-system design of a highly reliable 3D die-stacked module with copper through-vias," *53rd Electronic Components and Technology Conference, 2003. Proceedings.*, pp. 597–602, 2003.
- [10] W. Yoon, D. J. Na, W. K. Choi, K. T. Kang, B. Yong, Y. C. Kim, M. Stats, and Y. Street, "2.5D/3D TSV Processes Development and Assembly / Packaging g Technology," *Electronics Packaging Technology Conference*, pp. 336–340, 2011.
- [11] M. Chen, C. Tai, and Y. Huang, "Non destructive Analysis of Interconnection in two-die BGA using TDR," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, no. 2, pp. 400–405, 2006.

- [12] H. Liu and T. A. Wassick, "Identification of Latent Defects in Advanced Glass Ceramic MCM Packaging," in *Microelectronics Failure Analysis Desk Reference Fifth Edition*, 2004, pp. 162–166.
- [13] T. Moore, "X-Ray and SAM Challenges for IC Package Inspection," *ISTFA 2011 Seminar*, 2011.
- [14] K. Ramachandran, F. Liu, V. Sundaram, and R. Tummala, "Conductive Anodic Filament Reliability of Small Organic Packaging Substrate," *IEEE Transactions on components, packaging and manufacturing Technology*, vol. 3, no. 2, pp. 282–288, 2013.
- [15] W. J. Ready, L. J. Turbini, S. R. Stock, and B. A. Smith, "Conductive Anodic Filament Enhancement in the Presence of a Polyglycol - Containing Flux," *Reliability Physics Symposium, 1996. 34th Annual Proceedings., IEEE International*, 1996.
- [16] L. J. Turbini and W. J. Ready, "Conductive Anodic Filament Failure : A Materials Perspective."
- [17] J. R. Black, "Electromigration Failure Modes in Aluminum Metallization for Semiconductor Devices," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 9, 1969.
- [18] L.-S. Yeoh, K.-C. Chong, and S. Li, "Thermal-Electric activated ions diffusion on Printed Circuit Board," *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 54–57, 2014.
- [19] W. Chunlei, L. Zhai, M. Motohiko, J. Liu, H. Ma, and J. Liu, "A Novel Method to Realize Soft Defect Localization Techniques without a Synchronization Signal for Failure Analysis," *IEEE Proceedings of 16th IPFA*, pp. 3–6, 2009.
- [20] M. Meneghini, A. Tazzoli, R. Butendeich, B. Hahn, G. Meneghesso, S. Member, and E. Zanoni, "Soft and Hard Failures of InGaN-Based LEDs Submitted to Electrostatic Discharge Testing," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 31, no. 6, pp. 579–581, 2010.
- [21] D. Khatri, S. H. Lim, M. Y. Ho, V. Narang, D. Srikanteswara, and K. Kasprak, "Resolving Systematic Voltage Sensitive Soft Failures in 28nm Microprocessor Devices," *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, vol. 2, no. c, pp. 9–12, 2014.
- [22] B. Balogh, R. Kovacs, and J. Majsai, "Applications and Comparison of Failure Analysis Methods," *Electronics Technology, 2006. ISSE '06. 29th International Spring Seminar on*, pp. 14–19, 2006.
- [23] P. Martin, A. E. Matouat, S. Legendre, P. Descamps, and A. Colder, "Fast and Accurate Method for Flaws Localization in Stacked Die Packages from Acoustic Microscopy Echoes Transients," *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2212–2217, 2011.

- [24] M. Barth, F. Schubert, and B. Koehler, "Where X-Ray Imaging Fails - Delamination , Crack , and Micro-Pore Detection Using Ultrasonic Reflection Tomography in a Scanning Acoustic Microscope," *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, vol. i, pp. 577–581, 2008.
- [25] J.-J. Rousseau and A. Gibaud, *Cristallographie Géométrique et Radiocristallographie*, Dunod. 2006, p. 386.
- [26] R. R. and C. S. R. Jenkins, R. Manne, "Nomenclature system for X-ray Spectroscopy." 1991.
- [27] S. Yoshizawal, T. Tanaka, and K. Kikuchi, "3D reconstruction of X ray CT image for nondestructive inspection.," *SICE-ICASE International Joint Conference*, pp. 2546–2550, 2006.
- [28] A. Cataldo and E. De Benedetto, "Broadband Reflectometry for Diagnostics and Monitoring Applications," *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, no. 2, pp. 451–459, Feb. 2011.
- [29] TDA system, "Electronic Package Fault Isolation Using TDR," in *EDFAS Microelectronics Failure Analysis Desk Reference 5th edition*, 2004, pp. 1–16.
- [30] D. Abessolo-bidzo, P. Poirier, P. Descamps, and B. Domengès, "Failure Localization in IC Packages Using Time Domain Reflectometry : Technique Limitations and Possible Improvements," *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 318–322, 2005.
- [31] J. R. Andrews, D. Ph, and I. Fellow, "Application Note AN-15 Time Domain Reflectometry ( TDR ) and Time Domain Transmission ( TDT ) Measurement Fundamentals Application Note AN-15," 2004.
- [32] K. Schoen, P. Pulse, and L. Pspl, "High Resolution TDR Measurements Using the PSPL Model 4020 and Model 4022 9 ps TDR Source Enhancement Modules," 2004.
- [33] Y. Cai, Z. Wang, R. Dias, and D. Goyal, "Electro Optical Terahertz Pulse Reflectometry — an innovative fault isolation tool," *2010 Proceedings 60th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pp. 1309–1315, 2010.
- [34] F. Felt, "Construction of a 3-D Current Path Using Magnetic Current Imaging," *Proceedings of the 33rd International Symposium for Testing and Failure Analysis*, pp. 197–205, 2007.
- [35] P. D. Olivier Crepel, Patrick Poirier, "Magnetic microscopy for ICs failure analysis : comparative case studies using SQUID, GMR and MTJ systems," *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 45–48, 2004.
- [36] T. Xingbin, "Compact current-heating apparatus for SERF atomic magnetometer," *International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, 2011.

- [37] W. Knauss, Orozco, “Advances in magnetic-based current imaging for high resistance defects and sub micron resolution,” *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 267–270, 2004.
- [38] O. Breitenstein, “Lock-in Infrared Thermography for IC Failure Analysis,” 2011.
- [39] C. Schmidt, F. Naumann, F. Altmann, and S. Martens, “Thermal simulation of defect localisation using Lock-In Thermography in complex and fully packaged devices,” *International Conference on Thermal, Mechanical and Multiphysics Simulation and Experiments in Micro Electronics and Micro Systems*, no. Mc, pp. 1–7, 2009.
- [40] C. Schmidt, F. Altmann, F. Naumann, and A. Lindner, “Application of Lock-In-Thermography for 3d defect localisation in complex devices,” *Electronics System Integration Technology Conference*, pp. 1041–1044, 2008.
- [41] J. Gaudestad, V. Talanov, and M. Marchetti, “Opens localization on silicon level in a Chip Scale Package using space domain reflectometry,” *Microelectronics Reliability*, vol. 53, no. 9–11, pp. 1418–1421, Sep. 2013.
- [42] J. Gaudestad, V. Talanov, N. Gagliolo, and A. Orozco, “Space Domain Reflectometry for Open Failure Localization,” *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 1–5, 2012.
- [43] W. Qiu, S. Tan, M. Tay, J. Gaudestad, and M. W. VV Talanov, “Non destructive open Fault isolation in Flip Chip devices with SDR,” *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 332–336, 2013.
- [44] J. Gaudestad, V. V. Talanov, and A. Orozco, “Open Localization on Copper Wirebond Using Space Domain Reflectometry,” *Reliability Physics Symposium (IRPS), 2013 IEEE International*, pp. 1–5, 2013.
- [45] T. Instrument, “The Bergeron Method A Graphic Method for Determining Line Reflections in Transient Phenomena,” 1996.
- [46] E. O. Hammerstad, “Equation for microstrip circuit design,” *Microwave Conference, 1975. 5th European*, vol. 0, no. 1, pp. 268–272, 1975.
- [47] J. Gaudestad, A. Orozco, V. V. Talanov, and P. C. Huang, “Open failure detection in 3D device non destructively,” *LSI Testing Symposium*, 2012.
- [48] “Emissivity Values for common materials.” [Online]. Available: <http://www.infrared-thermography.com/material.htm>.
- [49] “Emissivity Coefficient of some common materials.” [Online]. Available: [http://www.engineeringtoolbox.com/emissivity-coefficients-d\\_447.html](http://www.engineeringtoolbox.com/emissivity-coefficients-d_447.html).
- [50] N. Seimiya, T. Watanabe, and T. Ichinomiya, “Non destructive Analysis Solution using Combination of Lock-in Thermography ( LIT ) and 3D Oblique X-ray CT

Technology,” *IEEE International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 337–340, 2013.

- [51] C. Schmidt, F. Altmann, C. Grosse, and E. S. Ag, “Lock-in-Thermography for 3-dimensional localization of electrical defects inside complex packaged devices,” *Proceedings of the 34rd International Symposium for Testing and Failure Analysis (ISTFA)*, pp. 102–107, 2008.
- [52] F. Wellstood, “3D Imaging of a 2-Layer Linear Via Chain Current Path,” 2011.
- [53] F. Wellstood, “Impact of XYZ sensors - 2-Layer Linear Via Chain Analysis,” 2011.
- [54] P. Jacob, A. Kunz, and G. Nicoletti, “A new failure analysis roadmap for power semiconductor modules and devices,” *Proceedings of the 37th International Symposium for Testing and Failure Analysis (ISTFA)*, pp. 419–423, 2011.

## **VIII. Annexes**

Les calculs détaillés de la partie sur la microscopie magnétique sur échantillon incliné sont disponibles dans cette partie. Elle correspond en tout point à l'étude théorique de la partie deux du chapitre III avec l'ensemble des lignes de calcul.

## A. INTRODUCTION

Le problème de l'observation des courants verticaux par la technique de microscopie magnétique impose de développer une nouvelle approche expérimentale. Puisque cette technique n'est capable uniquement que de mesurer le champ magnétique suivant l'axe Z, seule l'image des courants surfaciques appartenant au plan normal à cet axe de mesure peut être observée. En conséquence une solution consiste à incliner judicieusement l'échantillon afin de permettre une observation des courants, qui étaient précédemment verticaux. Evidemment il est rarement possible d'incliner l'échantillon de 90°, angle qui maximiserait l'observation de ces courants. Il est donc nécessaire d'effectuer une approche théorique afin de vérifier la validité de cette hypothèse et de trouver les paramètres les plus intéressants et adéquats dans le cadre d'une analyse de défaillance.



Figure 105 : Schéma de déplacement d'un courant au sein d'un via

Dans cette partie, deux possibilités de source de courant, sont étudiées. La première concerne une spire rectangulaire de courant. Ce modèle permet en partie d'étudier le comportement du courant électrique se déplaçant sur plusieurs couches par l'intermédiaire des via. Plus de détails sur ce simulateur seront donnés dans la troisième partie de ce chapitre. Cette étude théorique est un complément pour l'utilisation de ce simulateur.

Le deuxième modèle étudie le cas d'une superposition de ligne de courant cylindrique sur plusieurs niveaux de métallisation. L'étude sera simplifiée à un cas d'étude de deux niveaux et à l'observation des champs magnétiques obtenus suivant ces conditions mais elle devrait pouvoir être employée par la suite à plusieurs couches de métallisation.

Ces travaux s'appuient sur une étude du Pr. F. Wellstood de l'université du Maryland [52], [53].

## 1. CALCUL DE CHAMPS MAGNETIQUES POUR DES CAS D'ECHANTILLONS INCLINES AVEC UNE SOURCE DE COURANT RECTANGULAIRE

### a. Inclinaison de l'échantillon suivant l'axe x

#### i. Système de référence

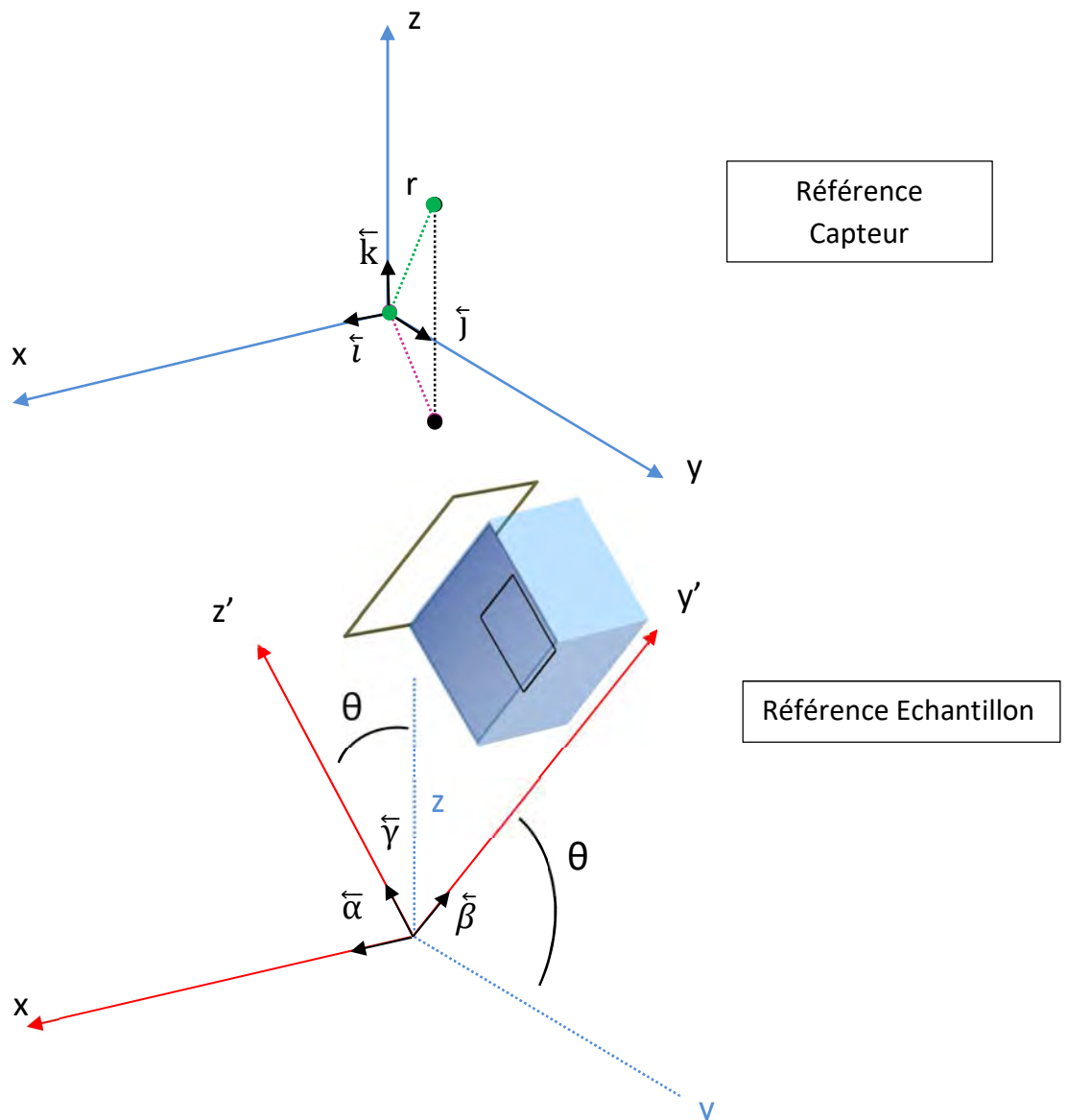


Figure 106 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude

L'idée générale est d'observer la composante du champ magnétique mesurée par le capteur magnétique c'est-à-dire, celle suivant l'axe du capteur, lui-même balayant le plan de mesure. Le capteur reste à tout moment orienté suivant l'axe z. Dans le cas de mesure « non



incliné » d'un échantillon, ce capteur mesure donc toujours la composante  $B_z$  du champ magnétique.

Deux systèmes de références sont définis, la référence des capteurs avec  $i, j, k$  les vecteurs unitaires, et le repère de l'échantillon avec  $\alpha, \beta, \gamma$ , comme vecteurs unitaires. L'échantillon est incliné d'un angle  $\theta$  ce qui signifie que deux composantes,  $B_z$  et  $B_{y'}$ , sont désormais mesurées simultanément.

$(\sqrt{u}, \Phi)$  correspondent aux coordonnées polaires dans le plan  $xy'$  (le plan de mesure) et «  $r$  » représente la distance dans l'ensemble du volume.

Le plan de mesure correspond à la zone de l'espace dans laquelle va se déplacer le capteur magnétique. Il suit l'inclinaison du composant mais l'orientation des capteurs reste invariable dans le temps et l'espace. On considère que seul l'échantillon possède une inclinaison variable.

## ii. Calcul du moment magnétique

Soit une répartition de courant dans le plan  $(yOz)$ , si les mesures de champ magnétique sont réalisées à une distance suffisamment grande du plan contenant la source de courant, alors la contribution de chaque anneau peut-être simplifiée en utilisant le calcul du moment magnétique suivant l'axe  $x$  [52], [53] :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot (\vec{r} \cdot \vec{m}) - r^2 \cdot \vec{m})$$

Dans le repère orthonormé  $(\vec{\alpha}, \vec{\beta}, \vec{\gamma})$ , les différents vecteurs sont définis de la manière suivante :

$$\vec{m} = \begin{pmatrix} m \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{r} = \begin{pmatrix} x \\ y' \\ z' \end{pmatrix} \quad \vec{i} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{j} = \begin{pmatrix} 0 \\ \cos \theta \\ -\sin \theta \end{pmatrix} \quad \vec{k} = \begin{pmatrix} 0 \\ \sin \theta \\ \cos \theta \end{pmatrix}$$

Avec  $\vec{m}$  le moment magnétique généré par la spire carrée.

## iii. Calcul de $B_z$

La spire carrée de courant appartient à un plan orienté suivant l'axe  $x$  et les capteurs magnétiques mesurent toujours suivant l'axe  $z$ . Ce champ mesuré  $B_z$  dépendra d'un champ  $B_{y'}$  et  $B_z$ , toutefois la formule du moment magnétique permet d'obtenir directement l'expression de  $B_z$ . L'ensemble des calculs est disponible en annexe. L'expression finale est la suivante :

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot (\vec{r} \cdot \vec{m}) - r^2 \cdot \vec{m}) \cdot \vec{k}$$

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot \vec{k}(x \cdot m))$$

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3(y \cdot \sin \theta + z \cdot \cos \theta)(x \cdot m))$$

$$B_z = \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot x \cdot m}{4\pi r^5} (y' \cdot \sin \theta + z' \cdot \cos \theta)$$

Le calcul du signal nécessite l'introduction des coordonnées polaires dans le plan de mesure ( $xOy'$ ). Quelle que soit la position des capteurs magnétiques, les composantes du champ magnétique appartiendront au plan  $XY'$ . Nous avons donc les expressions suivantes :

$$u = x^2 + y'^2$$

$$r = \sqrt{x^2 + y'^2 + z'^2}$$

$$r = \sqrt{u + z'^2}$$

$$B_z = \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot m}{4\pi r^5} (u \cdot \cos \varphi \cdot \sin \varphi \cdot \sin \theta + \sqrt{u} \cdot \cos \varphi \cdot z' \cdot \cos \theta)$$

#### iv. Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante z

Considérons les expressions suivantes :

$$S_z = \sum_{i=1}^{N_m} [B_{z,i}]^2 \quad N = 4\sigma_b^2$$

Avec S le signal et N le niveau de bruit.

L'expression suivante est donnée par [52], [53] :

$$\sum_{i=1}^{N_m} [B_{z,i}]^2 = N_m (B_z^{rms})^2$$

Par conséquent :

$$S_z = N_m (B_z^{rms})^2 = N_m \langle [B_z]^2 \rangle$$

L'intégration nécessite d'être réalisée sur le plan de mesure  $XY'$  à la même distance de travail.

$$S_z = \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_z)^2 \partial x \partial y'$$

Avec  $L^2$  représentant ici la surface d'un plan de mesure générique qui serait carré et de côté L. L'intégration doit être réalisée dans le plan de mesure, par conséquent, l'intégrale à calculer est la suivante :

$$S_z = \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_z)^2 \partial x \partial y'$$

Après introduction des coordonnées polaires, l'équation devient :

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} (B_z)^2 \partial u \partial \varphi$$

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \left( \left( \frac{3\mu_0 m}{4\pi} \right) \left( \frac{u \cdot \cos(\varphi) \sin(\varphi) \sin(\theta) + z \cdot \sqrt{u} \cos(\varphi) \cos(\theta)}{r^5} \right) \right)^2 \partial u \partial \varphi$$

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{3\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{u^2 \cdot \cos^2(\varphi) \sin^2(\varphi) \sin^2(\theta) + z^2 \cdot u \cos^2(\varphi) \cos^2(\theta)}{(u + z^2)^5} + \frac{2 \cdot z u \sqrt{u} \cos^2(\varphi) \sin(\varphi) \sin(\theta) \cos(\theta)}{(u + z^2)^5} \right) \partial u \partial \varphi$$

L'intégration est d'abord réalisée selon la variable  $\phi$ .

$$S_z = \frac{9N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \int_0^{\infty} \left( \frac{\pi/4 \cdot u^2 \cdot \sin^2(\theta) + \pi \cdot z^2 \cdot u \cos^2(\theta)}{(u + z^2)^5} \right) \partial u$$

Puis, suivant la variable  $u$ .

$$S_z = \frac{9N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{\pi/4 \cdot \sin^2(\theta)}{12z^4} + \frac{\pi \cdot z^2 \cdot \cos^2(\theta)}{12z^6} \right)$$

$$S_z = \frac{9N_m}{384\pi z^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( \frac{\sin^2(\theta)}{4} + \cos^2(\theta) \right)$$

$$S_z = \frac{3N_m}{128\pi z^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{3 \sin^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

Le rapport signal à bruit devient donc :

$$\left( \frac{S}{N} \right)_z = \frac{3N_m}{512\sigma_b^2 \pi z^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{3 \sin^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

En prenant  $\theta=0$ , l'équation devient :

$$\left( \frac{S}{N} \right)_z = \frac{3N_m}{512\sigma_b^2 \pi \cdot z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2$$

L'expression correspond à celle obtenue par F.C. Wellstood dans le cas d'un échantillon non incliné ce qui est satisfaisant à cette étape.

#### v. Dérivation du rapport signal sur bruit

Il peut être intéressant d'étudier la variation du rapport signal à bruit en fonction de l'angle d'inclinaison.

Des constantes sont définies de la manière suivante pour aider aux calculs.

$$A = \frac{3N_m}{128\sigma_b\pi z'^4} \left(\frac{\mu_0 m}{L}\right)^2$$

$$\frac{d\left(\frac{S}{N}\right)_z}{d\theta} = \frac{d\left(A\left(-\frac{3\sin^2(\theta)}{4} + 1\right)\right)}{d\theta}$$

$$\frac{d\left(\frac{S}{N}\right)_z}{d\theta} = A\left(-\frac{6\sin(\theta)\cdot\cos(\theta)}{4}\right)$$

$$\frac{d\left(\frac{S}{N}\right)_z}{d\theta} = -\frac{3A\sin(2\theta)}{4}$$

$$\frac{d\left(\frac{S}{N}\right)_z}{d\theta} = 0 \quad \leftrightarrow \quad -\frac{3A\sin(2\theta)}{4} = 0 \quad \leftrightarrow \quad \theta = 0 + \left[\frac{\pi}{2}\right]$$

Ainsi, deux points nuls pour la dérivation sont obtenus pour un angle de 0 et de  $\pi/2$ . Le rapport signal à bruit possède donc deux optimums, un maximum pour  $\theta=0$  (aucune inclinaison) et un minimum  $\theta=\pi/2$  (mesure de la composante  $B_y$  orthogonale à  $B_z$ ).

#### vi. Calcul de $B_y$

Il n'est techniquement pas nécessaire d'effectuer le calcul de  $B_y$  mais celui offre des résultats qui vont être utilisé par la suite dans le cadre théorique d'une mesure magnétique simultanée. Dans cette position le capteur se trouvera aligné suivant l'axe  $y$ . L'équation finale correspond à l'expression suivante :

$$B_y = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot (\vec{r} \cdot \vec{m}) - r^2 \cdot \vec{m}) \cdot \vec{j}$$

$$B_y = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot \vec{j}(x, m))$$

$$B_y = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3(y' \cdot \cos \theta - z' \cdot \sin \theta)(x, m))$$

$$B_y = \frac{3xm\mu_0}{4\pi r^5} (y' \cdot \cos \theta - z' \cdot \sin \theta)$$

Le calcul du signal nécessite l'introduction des coordonnées polaires dans le plan de mesure ( $xOy'$ ). Quelle que soit la position des capteurs magnétiques, les composantes du champ magnétique appartiendront au plan  $XY'$ . Nous avons donc les expressions suivantes :

$$u = x^2 + y'^2$$

$$r = \sqrt{x^2 + y'^2 + z'^2}$$

$$r = \sqrt{u + z'^2}$$

Ainsi,

$$x = \sqrt{u} \cos \varphi$$

$$y' = \sqrt{u} \sin \varphi$$

Et  $B_y$  devient :

$$B_y = \frac{3\sqrt{u} \cos \varphi m\mu_0}{4\pi r^5} (\sqrt{u} \cdot \sin \varphi \cos \theta - z' \cdot \sin \theta)$$

$$B_y = \frac{3m\mu_0}{4\pi r^5} (u \cdot \cos \varphi \cdot \sin \varphi \cos \theta - \sqrt{u} \cdot \cos \varphi \cdot z' \cdot \sin \theta)$$

#### vii. Calcul du rapport signal sur bruit pour la composante y

Le raisonnement est identique à celui appliqué pour le calcul de  $S_z$ .

Considérons les expressions suivantes :

$$S_y = \sum_{i=1}^{N_m} [B_{y,i}]^2 \quad N = 4\sigma_b^2$$

Avec S le signal et N le niveau de bruit.

L'expression suivante est donnée par [52], [53] :

$$\sum_{i=1}^{N_m} [B_{y,i}]^2 = N_m (B_y^{rms})^2$$

Par conséquent :

$$S_y = N_m (B_y^{rms})^2 = N_m \langle [B_y]^2 \rangle$$

L'intégration nécessite d'être réalisée sur le plan de mesure  $XY'$  à la même distance de travail.

$$S_y = \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_y)^2 \partial x \partial y'$$

Avec  $L^2$  représentant ici la surface d'un plan de mesure générique qui serait carré et de côté L.

La résolution de cette intégration nécessite un changement de variable déjà énoncé par F.C. Wellstood [52], [53]. Ainsi, l'intégrale devient :

$$S_y = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} (B_y)^2 \partial u \partial \varphi$$

$$S_y = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{3\mu_0 m}{4\pi} \left( \frac{u \cdot \cos(\varphi) \sin(\varphi) \cos(\theta) - z' \cdot \sqrt{u} \cos(\varphi) \sin(\theta)}{r^5} \right) \right)^2 \partial u \partial \varphi$$

$$S_y = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{3\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{u^2 \cdot \cos^2(\varphi) \sin^2(\varphi) \cos^2(\theta) + z'^2 \cdot u \cos^2(\varphi) \sin^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} - \frac{2 \cdot z u \sqrt{u} \cos^2(\varphi) \sin(\varphi) \sin(\theta) \cos(\theta)}{(u + z'^2)^5} \right) \partial u \partial \varphi$$

D'abord, le calcul selon la variable  $\phi$  est effectué.

$$S_y = \frac{9N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \int_0^{\infty} \left( \frac{\pi/4 \cdot u^2 \cdot \cos^2(\theta) + \pi \cdot z'^2 \cdot u \cdot \sin^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} \right) \partial u$$

Puis, l'intégration selon la variable  $u$ .

$$S_y = \frac{9N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{\pi/4 \cdot \cos^2(\theta)}{12z'^4} + \frac{\pi \cdot z'^2 \cdot \sin^2(\theta)}{12z'^6} \right)$$

$$S_y = \frac{9N_m}{384\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( \frac{\cos^2(\theta)}{4} + \sin^2(\theta) \right)$$

$$S_y = \frac{3N_m}{128\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{3 \cos^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

Ainsi le rapport signal à bruit devient :

$$\left( \frac{S}{N} \right)_y = \frac{3N_m}{512\sigma_b^2 \pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{3 \cos^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

### viii. Mesure de deux composantes simultanément

Jusqu'à ce point, seul un capteur était considéré pour mesurer une seule composante du champ magnétique à la fois. Il s'agissait soit de la composante Y ou de la composant Z puisque nous étions dans une inclinaison de l'échantillon suivant l'axe X. Dorénavant, deux capteurs seront considérés pour effectuer les mesures simultanées des composantes Y et Z.

Ainsi, la valeur du signal mesurée suit théoriquement l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 S_{zy} &= \sum_{i=1}^{N_m} [B_{z,i} + B_{y,i}]^2 \\
 S_{zy} &= N_m \langle B_{z,i} + B_{y,i} \rangle^2 \\
 S_{zy} &= \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_z + B_y)^2 \partial x \partial y' \\
 S_{zy} &= \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_z + B_y)^2 \partial u \partial \varphi \\
 S_{zy} &= \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_z^2 + B_y^2 + 2B_z B_y) \partial u \partial \varphi
 \end{aligned}$$

$$S_{zy} = \frac{N_m}{2L^2} \left( \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_z^2) + \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_y^2) + \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (2B_z B_y) \right) \partial u \partial \varphi$$

Deux des trois intégrales sont déjà connues puisqu'elles ont déjà été calculées dans le cadre d'un capteur unique. Seule reste l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 &\int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (2B_z B_y) \partial u \partial \varphi \\
 &= \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} \left( 2 \left( \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot m}{4\pi r^5} \right)^2 (u^2 \cos^2(\varphi) \sin^2(\varphi) \cos(\theta) \sin(\theta) \right. \\
 &\quad - u\sqrt{u} \cos^2(\varphi) \sin(\varphi) \sin^2(\theta) + z \cdot u\sqrt{u} \cos^2(\varphi) \sin(\varphi) \cos^2(\theta) \\
 &\quad \left. - u \cdot z^2 \cos^2(\varphi) \cos(\theta) \sin(\theta) \right) \partial u \partial \varphi
 \end{aligned}$$

Calcul de l'intégral suivant la variable  $\varphi$ .

$$\begin{aligned}
 &\int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (2B_z B_y) \partial u \partial \varphi \\
 &= 2 \left( \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot m}{4\pi} \right)^2 \int_0^{+\infty} \left( \left( \frac{u^2(\pi/4) \cos(\theta) \sin(\theta)}{(u+z^2)^5} - \frac{u \cdot z^2 \cdot \pi \cos(\theta) \sin(\theta)}{(u+z^2)^5} \right) \right) \partial u
 \end{aligned}$$

Calcul de l'intégral suivant la variable  $u$ .

$$\int_0^{2\pi+\infty} \int_0^0 (2B_z B_y) \partial u \partial \varphi = \frac{18}{16} \left( \frac{\mu_0 \cdot m}{\pi} \right)^2 \left( \frac{(\pi/4) \cos(\theta) \sin(\theta)}{12z^4} - \frac{z^2 \cdot \pi \cos(\theta) \sin(\theta)}{12z^6} \right)$$

$$\int_0^{2\pi+\infty} \int_0^0 (2B_z B_y) \partial u \partial \varphi = -\frac{9(\mu_0 \cdot m)^2}{128\pi z^4} (\cos(\theta) \sin(\theta))$$

Ainsi l'équation suivante est obtenue :

$$S_{zy} = S_z + S_y - \frac{9N_m}{256\pi z^4} \left( \frac{\mu_0 \cdot m}{L} \right)^2 (\cos(\theta) \sin(\theta))$$

Celle-ci signifie que les niveaux de signal sont plus faibles dans le cadre d'une utilisation avec deux capteurs magnétiques pour tout angle d'inclinaisons compris dans l'intervalle  $[0, \pi/2]$ .



### b. Inclinaison de l'échantillon suivant l'axe Y.

Cette partie est globalement identique à la précédente mais concerne cette fois une inclinaison suivant l'axe Y. Ainsi, la principale différence s'applique à la direction du vecteur moment magnétique  $\vec{m}$  par rapport à l'angle d'inclinaison.

Le plan de mesure a également été modifié. Il s'agit désormais du plan X'Y. Ainsi, dans le référentiel échantillon, les vecteurs utiles sont les suivants :

$$\vec{r} = \begin{pmatrix} x' \\ y \\ z' \end{pmatrix} \quad \vec{m} = \begin{pmatrix} m \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{i} = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ 0 \\ \sin \theta \end{pmatrix} \quad \vec{j} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{k} = \begin{pmatrix} -\sin \theta \\ 0 \\ \cos \theta \end{pmatrix}$$

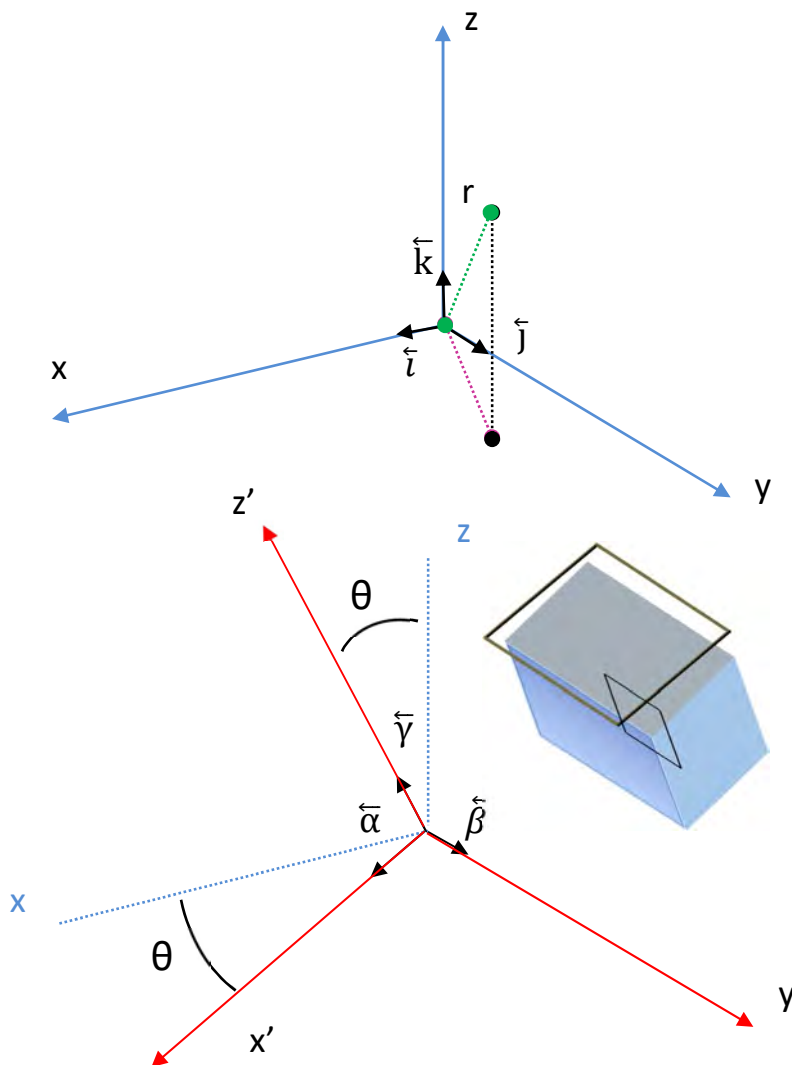


Figure 107 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude

#### i. Calcul de $B_z$

Le calcul initial part toujours de l'expression du moment magnétique. Avec ces nouvelles informations, le calcul de la composante z du champ magnétique peut être réalisé. L'équation suit l'expression suivante :

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot (\vec{r} \cdot \vec{m}) - r^2 \cdot \vec{m}) \cdot \vec{k}$$

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot \vec{k}(x \cdot m) + r^2 \cdot m \cdot \sin(\theta))$$

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3(-x' \cdot \sin(\theta) + z' \cdot \cos(\theta))(x \cdot m) + r^2 \cdot m \cdot \sin(\theta))$$

Le plan de mesure étant le plan ( $x'Oy$ ), les coordonnées polaires  $y$  sont définies de la manière suivante :

$$u = x'^2 + y^2$$

$$r = \sqrt{x'^2 + y^2 + z'^2}$$

$$r = \sqrt{u + z'^2}$$

Ainsi,

$$x' = \sqrt{u} \cos(\varphi)$$

$$y = \sqrt{u} \sin(\varphi)$$

Et  $B_z$  devient :

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3(-\sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot \sin(\theta) + z' \cdot \cos(\theta))(\sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot m) + r^2 \cdot m \cdot \sin(\theta))$$

$$B_z = \frac{\mu_0 m}{4\pi r^5} (3(-u \cos^2(\varphi) \cdot \sin(\theta) + \sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot z' \cdot \cos(\theta)) + (u + z'^2) \cdot \sin(\theta))$$

## ii. Calcul du rapport signal à bruit pour la composante z

$$S_z = N_m (B_z^{rms})^2$$

De même que précédemment, l'intégration doit être effectuée dans le plan de mesure donc suivant les variables  $x'$  et  $y$ .

$$S_z = \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_z)^2 \partial x' \partial y$$

Après l'introduction des coordonnées polaires, l'expression devient :

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} (B_z)^2 \partial u \partial \varphi$$

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi r^5} (-u \ 3\cos^2(\varphi) \cdot \sin(\theta) + 3\sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot z' \cdot \cos(\theta) + (u + z'^2) \cdot \sin(\theta)) \right)^2 \partial u \partial \varphi$$

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{(9u^2 (\cos(\varphi))^4 \cdot \sin^2(\theta) + 9u \cos^2(\varphi) \cdot z'^2 \cdot \cos^2(\theta))}{(u + z'^2)^5} + \frac{(u + z'^2)^2 \cdot \sin^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} + \frac{6z'\sqrt{u} \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi) \cdot (u + z'^2) \cdot \sin(\theta) - 6u \cos^2(\varphi) \cdot (u + z'^2) \cdot \sin^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} - \frac{-18u\sqrt{u}z' \sin(\theta) \cos(\theta) (\cos(\varphi))^3}{(u + z'^2)^5} \right) \partial u \partial \varphi$$

L'intégration est effectuée suivant la variable  $\phi$  en premier abord.

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \int_0^{\infty} \left( \frac{(9u^2 \cdot 3\pi/4 \cdot \sin^2(\theta) + 9u \cdot \pi \cdot z'^2 \cdot \cos^2(\theta)) + 2\pi \cdot (u + z'^2)^2 \cdot \sin^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} - \frac{6u \cdot \pi \cdot (u + z'^2) \cdot \sin^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} \right) \partial u$$

Puis le calcul est effectué suivant la variable  $u$ .

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{27\pi \cdot \sin^2(\theta)}{48z'^4} + \frac{9\pi \cdot \cos^2(\theta)}{12z'^4} + \frac{2\pi \cdot \sin^2(\theta)}{2z'^4} - \frac{6\pi \cdot \sin^2(\theta)}{6z'^4} \right)$$

$$S_z = \frac{N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \frac{9\pi}{12z'^4} \left( \frac{3 \cdot \sin^2(\theta)}{4} + \cos^2(\theta) \right)$$

$$S_z = \frac{3 \cdot N_m}{128 \cdot \pi \cdot z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{\sin^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

### iii. Calcul de $B_x$

De même que dans la section vi, cette partie n'est pas indispensable mais permet l'étude théorique de la mesure magnétique simultanée.

L'inclinaison se faisant suivant l'axe Y, la deuxième composante du champ magnétique à calculer est donc celle suivant l'axe X.

$$B_x = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot (\vec{r} \cdot \vec{m}) - r^2 \cdot \vec{m}) \cdot \vec{i}$$

$$B_x = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} (3\vec{r} \cdot \vec{i}(x' \cdot m) - r^2 \cdot m \cdot \cos(\theta))$$

$$B_x = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} ((3x' \cdot \cos(\theta) + 3z' \cdot \sin(\theta))(x' \cdot m) - r^2 \cdot m \cdot \cos(\theta))$$

Les coordonnées polaires pour ces conditions s'expriment de la manière suivante :

$$u = x'^2 + y'^2$$

$$r = \sqrt{x'^2 + y'^2 + z'^2}$$

$$r = \sqrt{u + z'^2}$$

Ainsi,

$$x' = \sqrt{u} \cos(\varphi)$$

$$y' = \sqrt{u} \sin(\varphi)$$

L'expression de  $B_x$  devient la suivante :

$$B_x = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} ((3x' \cdot \cos(\theta) + 3z' \cdot \sin(\theta))(x \cdot m) - r^2 \cdot m \cdot \cos(\theta))$$

$$B_x = \frac{\mu_0}{4\pi r^5} ((3\sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot \cos(\theta) + 3z' \cdot \sin(\theta))(\sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot m) - r^2 \cdot m \cdot \cos(\theta))$$

$$B_x = \frac{\mu_0 m}{4\pi r^5} ((3u \cos^2(\varphi) \cdot \cos(\theta) + 3\sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot z' \cdot \sin(\theta)) - (u + z'^2) \cdot \cos(\theta))$$

#### iv. Calcul du rapport signal à bruit pour la composante X

$$S_x = N_m (B_x^{rms})^2$$

L'intégration est réalisée dans le plan de mesure ( $x'Oy$ ).

$$S_x = \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_x)^2 \partial x' \partial y$$

Après l'introduction des coordonnées polaires dans le plan de mesure, l'expression devient :

$$S_x = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} (B_x)^2 \partial u \partial \varphi$$

$$S_x = \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi r^5} \left( (3u \cos^2(\varphi) \cdot \cos(\theta) + 3\sqrt{u} \cos(\varphi) \cdot z' \cdot \sin(\theta)) - (u + z'^2) \cdot \cos(\theta) \right) \right)^2 \partial u \partial \varphi$$

$$S_x = \frac{N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \left( \frac{(9u^2 (\cos(\varphi))^4 \cdot \cos^2(\theta) + 9u \cos^2(\varphi) \cdot z'^2 \cdot \sin^2(\theta))}{(u + z'^2)^5} + \frac{(u + z'^2)^2 \cdot \cos^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} - \frac{6z\sqrt{u} \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi) \cdot (u + z'^2) \cdot \sin(\theta) + 6u \cos^2(\varphi) \cdot (u + z'^2) \cdot \cos^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} + \frac{-18u\sqrt{u}z' \sin(\theta) \cos(\theta) (\cos(\varphi))^3}{(u + z'^2)^5} \right) \partial u \partial \varphi$$

L'intégration suivant la variable  $\phi$  est effectuée au premier abord.

$$S_x = \frac{N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \int_0^{\infty} \left( \frac{(9u^2 \frac{3\pi}{4} \cdot \cos^2(\theta) + 9u \cdot \pi \cdot z'^2 \cdot \sin^2(\theta))}{(u + z'^2)^5} + \frac{2\pi \cdot (u + z'^2)^2 \cdot \cos^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} - \frac{6u \cdot \pi \cdot (u + z'^2) \cdot \cos^2(\theta)}{(u + z'^2)^5} \right) \partial u$$

Dans un deuxième temps, l'intégration suivant la coordonnée  $u$  est calculée.

$$S_x = \frac{N_m}{2L^2} \left( \frac{\mu_0 m}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{27\pi \cdot \cos^2(\theta)}{48z'^4} + \frac{9 \cdot \pi \cdot \sin^2(\theta)}{12z'^4} + \frac{2\pi \cdot \cos^2(\theta)}{2z'^4} - \frac{6 \cdot \pi \cdot \cos^2(\theta)}{6z'^4} \right)$$

$$S_x = \frac{N_m}{32} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \frac{9}{12\pi z'^4} \left( \frac{3 \cos^2(\theta)}{4} + \sin^2(\theta) \right)$$

$$S_x = \frac{3N_m}{128\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{\cos^2(\theta)}{4} + 1 \right)$$

#### v. Mesure magnétique de deux composantes simultanément

Suivant cette inclinaison, l'approche de mesure magnétique simultanée est également calculée. L'inclinaison étant faite suivant l'axe  $Y$ , le calcul de signal doit donc être réalisé suivant les axes  $z$  et  $x$ . L'expression du signal mesurée sera la suivante :

$$\begin{aligned}
S_{zx} &= \sum_{i=1}^{N_m} [B_{z,i} + B_{x,i}]^2 \\
S_{zx} &= N_m \langle B_{z,i} + B_{x,i} \rangle^2 \\
S_{zx} &= \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_z + B_x)^2 \partial x' \partial y \\
S_{zx} &= \frac{N_m}{L^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (B_z + B_x)^2 \partial x' \partial y
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{zx} &= \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_z + B_x)^2 \partial u \partial \varphi \\
S_{zx} &= \frac{N_m}{2L^2} \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_z^2 + B_x^2 + 2B_z B_x) \partial u \partial \varphi
\end{aligned}$$

$$S_{zx} = \frac{N_m}{2L^2} \left( \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_z^2) + \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (B_x^2) + \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (2B_z B_x) \right) \partial u \partial \varphi$$

Deux intégrales sont déjà connues puisqu'elles ont déjà été calculées dans le cadre d'un capteur seul. Il ne reste que l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
& \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} (2B_z B_x) \partial u \partial \varphi \\
&= \int_0^{2\pi+\infty} \int_0^{2\pi+\infty} \left( 2 \left( \frac{\mu_0 \cdot m}{4\pi r^5} \right)^2 (-9u^2 \cdot (\cos(\varphi))^4 \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\theta) \right. \\
&+ 9 \cdot u \sqrt{u} \cdot (\cos(\varphi))^3 \cdot z' \cdot \cos^2(\theta) + 3u \cdot (u + z'^2) \cos^2(\varphi) \sin(\varphi) \cos(\theta) \\
&+ 9u \cdot z'^2 \cos^2(\varphi) \cos(\theta) \sin(\theta) - 9 \cdot u \sqrt{u} \cdot (\cos(\varphi))^3 \cdot z' \cdot \sin^2(\theta) \\
&+ 3\sqrt{u}(u + z'^2)z' \cos(\varphi) \cdot \sin^2(\theta) + 3u(u + z'^2) \cos(\theta) \sin(\theta) \cos^2(\varphi) \\
&\left. - 3z'\sqrt{u}(u + z'^2) \cos(\varphi) \cos^2(\theta) - (u + z'^2)^2 \cos(\theta) \sin(\theta) \right) \partial u \partial \varphi
\end{aligned}$$

Intégration suivant la variable  $\varphi$ .

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} (2B_z B_x) \partial u \partial \varphi \\
 &= 2 \left( \frac{3 \cdot \mu_0 \cdot m}{4\pi} \right)^2 \int_0^{+\infty} \left( \left( \frac{-9u^2 (3\pi/4) \cos(\theta) \sin(\theta)}{(u+z^2)^5} \right. \right. \\
 &+ \frac{3 \cdot u(u+z'^2) \pi \cos(\theta) \sin(\theta)}{(u+z^2)^5} + \frac{9 \cdot u \cdot \pi \cdot z'^2 \cos(\theta) \sin(\theta)}{(u+z^2)^5} \\
 &+ \left. \left. \frac{3 \cdot u(u+z'^2) \pi \cos(\theta) \sin(\theta)}{(u+z^2)^5} - \frac{(u+z'^2)^2 2\pi \cos(\theta) \sin(\theta)}{(u+z^2)^5} \right) \right) \partial u
 \end{aligned}$$

Intégration suivant la variable  $u$ .

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} (2B_z B_x) \partial u \partial \varphi = \frac{18}{16} \left( \frac{\mu_0 \cdot m}{\pi} \right)^2 \left( -\frac{(27\pi/4) \cos(\theta) \sin(\theta)}{12z'^4} + \frac{9z^2 \cdot \pi \cos(\theta) \sin(\theta)}{12z'^6} \right)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} (2B_z B_x) \partial u \partial \varphi = \frac{9(\mu_0 \cdot m)^2}{384\pi z'^4} (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta))$$

L'expression suivante est donc obtenue.

$$S_{zx} = S_z + S_x + \frac{3N_m}{256\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 \cdot m}{L} \right)^2 (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta))$$

A la différence de l'inclinaison suivant l'axe X, on observe ici un signe positif dans le calcul de l'intégrale du double produit ce qui est intéressant.

#### vi. Dérivation du signal $S_{zx}$

Le calcul de la dérivation permettra de constater de l'évolution de cette expression en fonction de l'angle d'inclinaison.

$$\begin{aligned}
 S_{zx} &= \frac{3 \cdot N_m}{128 \cdot \pi \cdot z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{\sin^2(\theta)}{4} + 1 \right) + \frac{3N_m}{128\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \left( -\frac{\cos^2(\theta)}{4} + 1 \right) \\
 &+ \frac{3N_m}{256\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 \cdot m}{L} \right)^2 (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta)) \\
 \frac{\partial(S_{zx})}{\partial \theta} &= \frac{\partial}{\partial \theta} \left[ A \left( -\frac{\sin^2(\theta)}{4} + 1 \right) + A \left( -\frac{\cos^2(\theta)}{4} + 1 \right) + B \cdot (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta)) \right]
 \end{aligned}$$

Avec,

$$A = \frac{3 \cdot N_m}{128 \cdot \pi \cdot z'^4} \left( \frac{\mu_0 m}{L} \right)^2 \quad B = \frac{3N_m}{256\pi z'^4} \left( \frac{\mu_0 \cdot m}{L} \right)^2$$

Ainsi,

$$\frac{\partial(S_{zx})}{\partial\theta} = \left[ A \frac{\partial}{\partial\theta} \left( -\frac{\sin^2(\theta)}{4} + 1 \right) + A \frac{\partial}{\partial\theta} \left( -\frac{\cos^2(\theta)}{4} + 1 \right) + B \cdot \frac{\partial}{\partial\theta} (\cos(\theta) \cdot \sin(\theta)) \right]$$

$$\frac{\partial(S_{zx})}{\partial\theta} = \left[ A \left( -\frac{2 \sin(\theta) \cos(\theta)}{4} \right) + A \left( \frac{2 \sin(\theta) \cos(\theta)}{4} \right) + B \cdot (-\sin^2(\theta) + \cos^2(\theta)) \right]$$

$$\frac{\partial(S_{zx})}{\partial\theta} = B \cdot (\cos(2\theta))$$

$$\frac{dS_{zx}}{d\theta} = 0 \quad \leftrightarrow \quad B \cdot (\cos(2\theta)) = 0 \quad \leftrightarrow \quad \theta = \frac{\pi}{4} + \left[ \frac{\pi}{2} \right]$$

En conséquence, le maximum de signal serait obtenu pour une inclinaison d'angle de  $\pi/4$ . Ce résultat dépend de la distance de travail pour chaque composante. Dans les calculs ci-dessus, la même distance de travail a été considérée pour le calcul des composantes x et z.

### c. Technique possible de mesure des courants verticaux

Les résultats présentés précédemment permettent de mieux comprendre l'évolution du champ magnétique avec l'inclinaison de l'échantillon. L'objectif étant d'analyser uniquement les courants verticaux il est nécessaire de trouver une technique capable d'isoler la composante magnétique générée par les courants verticaux. La composante magnétique générée par les courants verticaux s'exprime par l'intermédiaire des termes en sinus  $\theta$ . Leur isolation est donc requise pour permettre l'analyse de ces courants.

#### i. Considération en champ magnétique dans le cadre d'une inclinaison d'axe X

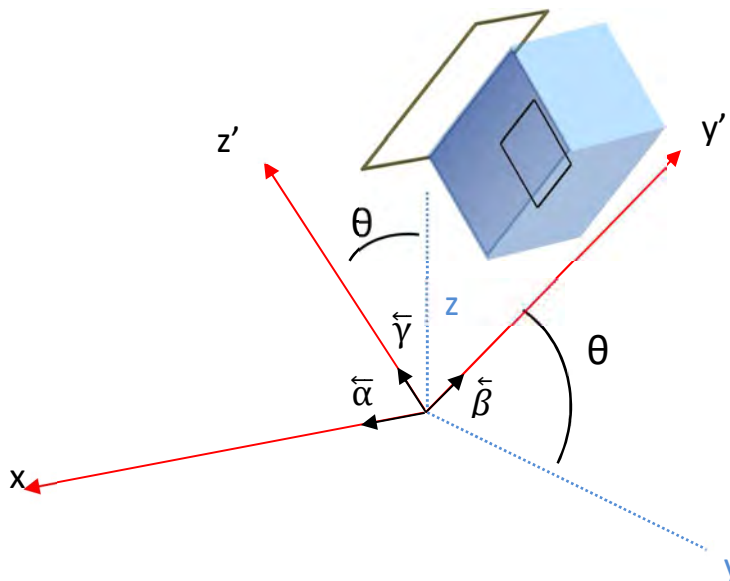


Figure 108 : Référence échantillon lors d'une inclinaison d'axe X



En reprenant le schéma de la *Figure 86*, le cas des courants verticaux est illustré par des courants circulant sur l'axe  $z'$ . Ces courants engendrent un champ magnétique uniquement compris dans le plan  $(xOy')$ . Or dans l'expression de  $B_z$  on observe une composante dépendant des coordonnées  $y'$  avec le terme en sinus. Il serait donc intéressant d'isoler cette composante afin de vérifier si l'étude des courants verticaux est accessible par ce biais.

$$B_{z_1} = \frac{3 \cdot x \cdot m \cdot \mu_0}{4\pi \cdot r^5} (y' \cdot \sin(\theta) + z' \cdot \cos(\theta))$$

Après simplification, l'expression devient :

$$B_{z_1} = K \cdot (y' \cdot \sin(\theta) + z' \cdot \cos(\theta))$$

Avec  $K = \frac{3 \cdot x \cdot m \cdot \mu_0}{4\pi \cdot r^5}$

L'idée est d'effectuer une différence des expressions magnétiques pour des angles d'inclinaison différentes de l'échantillon afin d'isoler le terme en sinus. L'expression suivante est ainsi obtenue :

$$B_{z_1\theta_1} - B_{z_1\theta_2} = K \cdot (y' \cdot \sin(\theta_1) + z' \cdot \cos(\theta_1)) - K \cdot (y' \cdot \sin(\theta_2) + z' \cdot \cos(\theta_2))$$

$$B_{z_1\theta_1} - B_{z_1\theta_2} = K [(y'(\sin(\theta_1) - \sin(\theta_2))) + z'(\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2))]$$

Ainsi, dans un cas général de valeur d'angle d'inclinaison inconnue, l'expression de la différence est la suivante :

$$B_{z_1\theta_1} - B_{z_1\theta_2} = 2 \cdot K \left[ y' \cdot \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) - z' \cdot \sin\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \right]$$

Dans le cas où  $\theta_1 = \theta$  et  $\theta_2 = -\theta$ , l'expression suivante est obtenue :

$$B_{z_1\theta} - B_{z_1-\theta} = 2 \cdot K \cdot y' \cdot \sin(\theta)$$

On constate bien l'isolation de la composante liée aux courants verticaux et la suppression de celle appartenant aux courants horizontaux. Donc cette technique semble prometteuse pour l'analyse des courants verticaux.

## ii. Considération en champ magnétique dans le cadre d'une inclinaison d'axe Y

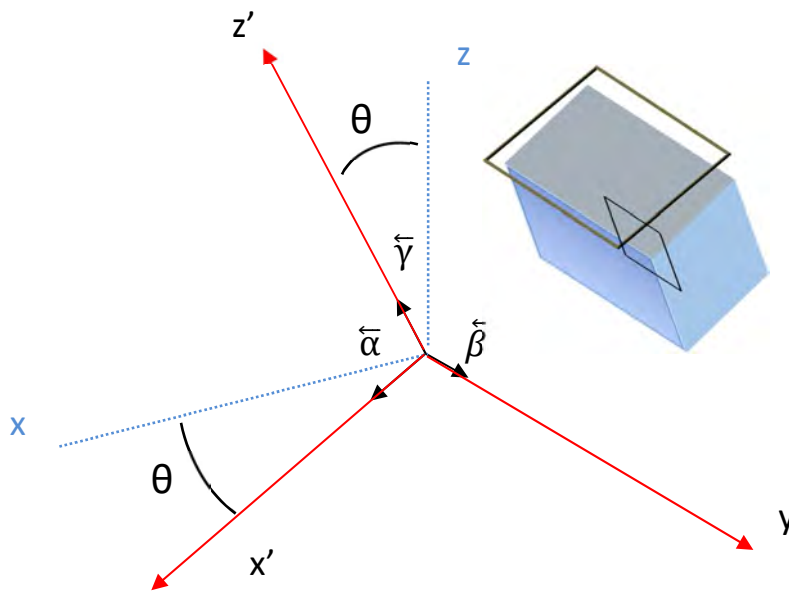


Figure 109 : Référence échantillon lors d'une inclinaison d'axe Y

Dans cette considération, les courants verticaux sont toujours orientés suivant l'axe  $z'$  mais leur champ magnétique est lui cette fois inclus dans le plan  $(x'Oy)$ . Pour une inclinaison suivant l'axe Y, l'expression suivante est fournie :

$$B_{z_2} = \frac{\mu_0}{4\pi \cdot r^5} (3(x \cdot m)(-x' \cdot \sin(\theta) + z' \cdot \cos(\theta)) + r^2 \cdot m \cdot \sin(\theta))$$

En analysant cette expression, on observe que l'influence des courants verticaux est tenue par le terme en  $x'$ , lequel est encore lié à un facteur en sinus. Après simplification, l'expression devient :

$$B_{z_2} = K(\alpha(\beta \cdot \sin(\theta) + \gamma \cdot \cos(\theta)) + \delta \cdot \sin(\theta))$$

Avec  $K = \frac{\mu_0}{4\pi \cdot r^5}$ ,  $\alpha = 3(x \cdot m)$ ,  $\beta = -x'$ ,  $\gamma = z'$  et  $\delta = r^2 \cdot m$

En reprenant le principe de différence énoncé dans la section i, la formule suivante est obtenue :

$$\begin{aligned} B_{z_2\theta_1} - B_{z_2\theta_2} &= K(\alpha(\beta \cdot \sin(\theta_1) + \gamma \cdot \cos(\theta_1)) + \delta \cdot \sin(\theta_1)) \\ &\quad - K(\alpha(\beta \cdot \sin(\theta_2) + \gamma \cdot \cos(\theta_2)) + \delta \cdot \sin(\theta_2)) \\ B_{z_2\theta_1} - B_{z_2\theta_2} &= K\{\alpha[\beta(\sin(\theta_1) - \sin(\theta_2)) + \gamma[\cos(\theta_1) - \cos(\theta_2)]] \\ &\quad + \delta \cdot [\sin(\theta_1) - \sin(\theta_2)]\} \end{aligned}$$

Dans le cas général, l'expression est :

$$B_{z_2\theta_1} - B_{z_2\theta_2} = 2.K \cdot \left\{ \alpha \left[ \beta \cdot \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) - \gamma \left[ \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \right] \right] + \delta \cdot \left[ \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \right] \right\}$$

Dans le cas où  $\theta_1=\theta$  et  $\theta_2=-\theta$ , l'expression devient :

$$B_{z_2\theta} - B_{z_2-\theta} = 2.K \cdot \{ \alpha [\beta \cdot \sin(\theta) + \delta \cdot \sin(\theta)] \}$$

Avec  $K = \frac{\mu_0}{4\pi.r^5}$ ,  $\alpha=3(x.m)$ ,  $\beta=-x'$ ,  $\gamma = z'$  et  $\delta=r^2.m$

Ce qui donne :

$$B_{z_2\theta} - B_{z_2-\theta} = 2.K \cdot \{ 3(x'.m) [-x' \cdot \sin(\theta) + r^2 \cdot m \cdot \sin(\theta)] \}$$

De même que dans la sous partie précédente, on observe une technique prometteuse pour l'analyse des courants verticaux.

#### d. Conclusion

L'analyse des courants verticaux est cruciale pour une analyse 3D utilisant uniquement la microscopie magnétique. Une étude théorique sur les possibilités d'analyse de ces courants verticaux par la microscopie magnétique dans le cadre d'une spire carrée de courant a été présentée et a conduit à des résultats très prometteurs. Dans la dernière partie, la possibilité d'appliquer à des cas réels l'analyse des courants verticaux a été étudiée théoriquement et ses validations pratiques sont présentées dans la suite de ce chapitre.

## e. Formulaire

$$\int_0^{2\pi} \cos(\varphi) d\varphi = 0$$

$$\int_0^{2\pi} (\cos(\varphi))^2 d\varphi = \pi$$

$$\int_0^{2\pi} (\sin(\varphi))^2 d\varphi = \pi$$

$$\int_0^{2\pi} \cos(\varphi) \cdot \sin(\varphi) d\varphi = 0$$

$$\int_0^{2\pi} (\cos(\varphi))^2 \cdot \sin(\varphi) d\varphi = 0$$

$$\int_0^{2\pi} (\cos(\varphi))^3 d\varphi = 0$$

$$\int_0^{2\pi} (\cos(\varphi))^4 d\varphi = \frac{3\pi}{4}$$

$$\int_0^{2\pi} (\cos(\varphi))^2 \cdot (\sin(\varphi))^2 d\varphi = \frac{\pi}{4}$$

$$\int_0^{2\pi} (\cos(\varphi))^3 \cdot \sin(\varphi) d\varphi = 0$$

$$\int_0^{\infty} \frac{u}{(u+z^2)^5} du = \frac{1}{12z^6}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{u}{(u+z^2)^4} du = \frac{1}{6z^4}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{u^2}{(u+z^2)^5} du = \frac{1}{12z^4}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{(u+z^2)^4} du = \frac{1}{3z^6}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{(u+z^2)^3} du = \frac{1}{2z^4}$$

## 2. CALCUL DE CHAMPS MAGNETIQUES POUR DES CAS D'ECHANTILLONS INCLINES AVEC DEUX SOURCES DE COURANT LINEAIRES

Cette partie présente les calculs théoriques de signal mesuré par le microscope magnétique pour un composant possédant deux lignes de courant alignées sur l'axe Z et séparées d'une distance « d ». Deux cas sont considérés, le cas du composant positionné d'une manière plane puis lors d'une inclinaison. Cette mise en œuvre illustre le cas d'un composant possédant deux niveaux de métallisation.

### a. Sans inclinaison

Afin de bien observer les différences entre une mesure magnétique d'un échantillon plan et le cas où il serait incliné, il est nécessaire de calculer le cas lorsqu'aucune inclinaison n'est présente.

#### i. Schéma d'ensemble

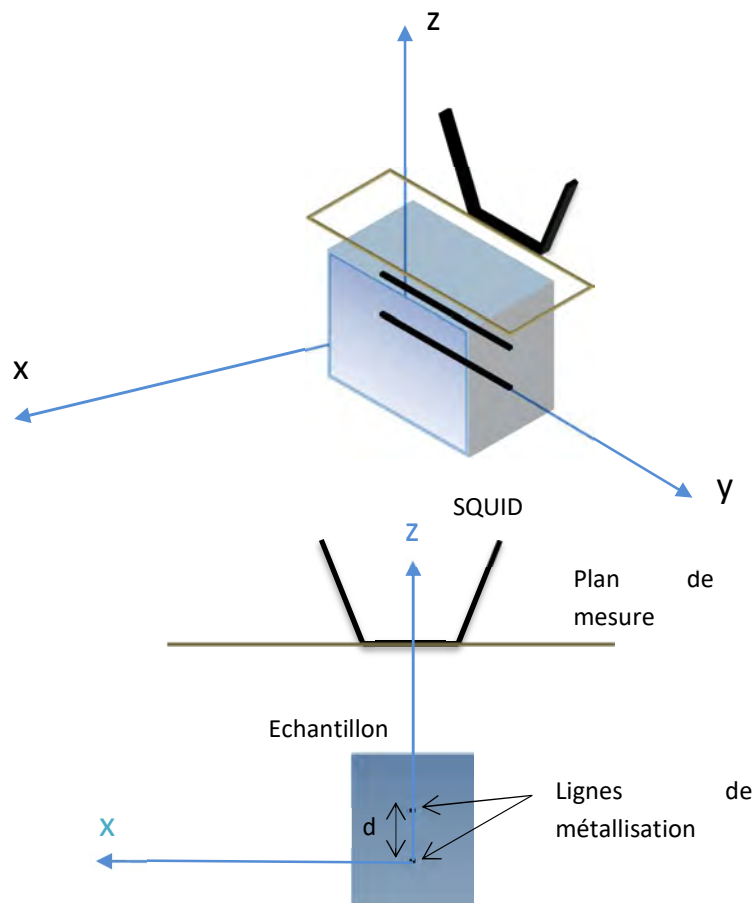


Figure 110 : Schéma d'ensemble de l'étude

#### ii. Expression du champ magnétique

Chaque ligne de courant va générer un champ magnétique définis de la manière suivante :

$$B_{z1} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot x}{4\pi(x^2 + z^2)} \quad B_{z2} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot x}{4\pi(x^2 + (z - d)^2)}$$

Avec  $d$  la distance de séparation des lignes de métallisation.

On s'intéresse, ici, uniquement à la composante en  $z$  du champ magnétique. Afin de simplifier les calculs, on considère toujours des lignes de métallisation de longueur infinies.

Le champ magnétique étant additif, le champ mesuré  $B_m$  sera la somme des composantes des champs  $B_{z1}$  et  $B_{z2}$ , respectivement les champs générés par les fils infinies, en fonction de l'angle  $\theta$ .

### iii. Calcul du signal mesuré par le SQUID

Le calcul du signal mesuré est réalisé par la formule déjà utilisée dans la partie précédente. Puisqu'ici, deux sources de champ magnétique sont présentes, nous avons donc l'expression suivante pour le signal mesuré.

$$S = N_m (B_{z1}^{rms} + B_{z2}^{rms})^2$$

$$S = \frac{N_m (\mu_0 \cdot I)^2}{L^2} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-L/2}^{L/2} \left( \frac{x}{(x^2 + z^2)} + \frac{x}{(x^2 + (z - d)^2)} \right)^2 dx dy$$

$$S = \frac{N_m (\mu_0 \cdot I)^2}{L^2} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-L/2}^{L/2} \left( \frac{x^2}{(x^2 + z^2)^2} + \frac{x^2}{(x^2 + (z - d)^2)^2} + \frac{2x^2}{(x^2 + z^2) \cdot (x^2 + (z - d)^2)} \right) dx dy$$

Intégration suivant la variable  $y$ ,

$$S = \frac{N_m (\mu_0 \cdot I)^2}{L} \int_{-L/2}^{L/2} \left( \frac{x^2}{(x^2 + z^2)^2} + \frac{x^2}{(x^2 + (z - d)^2)^2} + \frac{2x^2}{(x^2 + z^2) \cdot (x^2 + (z - d)^2)} \right) dx$$

Intégration suivant la variable  $x$ ,

$$S = \frac{N_m}{L} \left( \frac{\mu_0 \cdot I}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{\tan^{-1}\left(\frac{L}{2z}\right)}{2z} - \frac{L}{2\left(\left(\frac{L}{2}\right)^2 + z^2\right)} + \frac{\tan^{-1}\left(\frac{L}{2(z-d)}\right)}{2z} - \frac{L}{2\left(\left(\frac{L}{2}\right)^2 + (z-d)^2\right)} + 2 \left( \frac{2(z-d) \cdot \tan^{-1}\left(\frac{L}{2(z-d)}\right) - 2z \cdot \tan^{-1}\left(\frac{L}{2z}\right)}{(z-d)^2 - z^2} \right) \right)$$

Cette expression est relativement difficile à employer dans le cas de ligne de courant infinie.

## b. Calcul du signal mesuré par le SQUID d'un échantillon incliné selon deux sources de courant linéaires

Cette partie vient effectuer les mêmes calculs mais dans le cas d'un échantillon incliné d'un angle  $\theta$  par rapport au plan de mesure du SQUID.

### i. Schéma d'ensemble

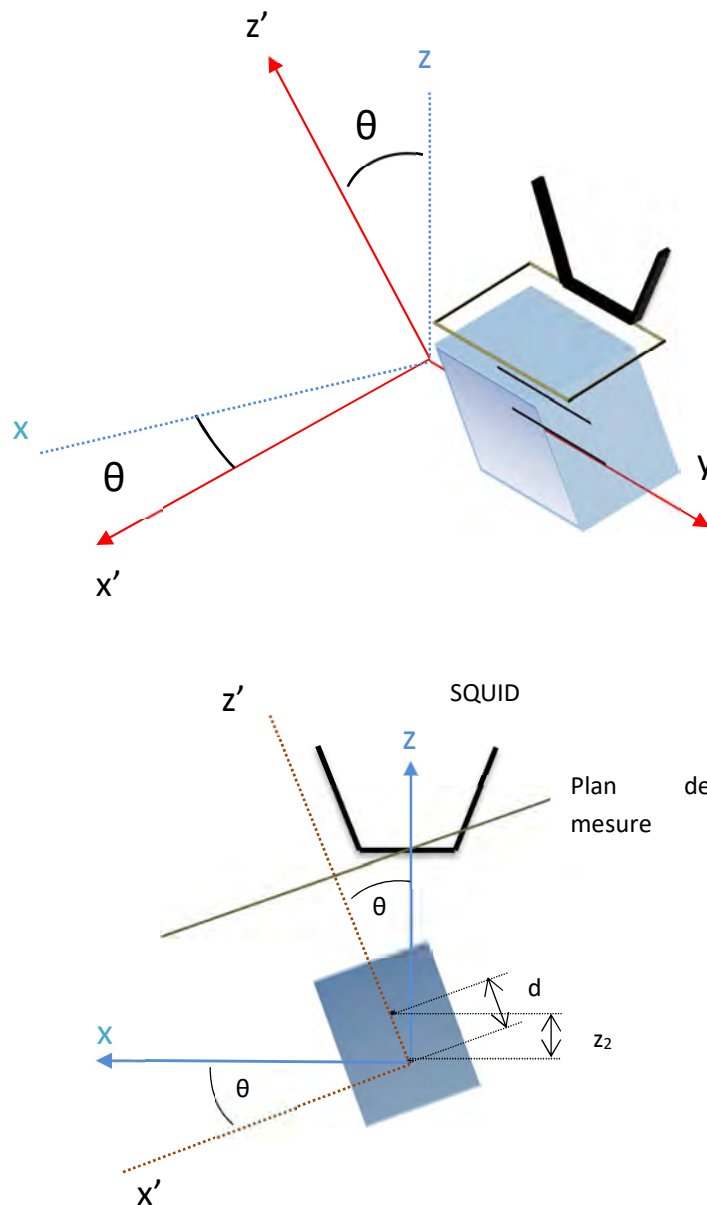


Figure 111 : Schéma des différents repères mis en place pour l'étude

### ii. Expression du champ magnétique



D'après le principe de superposition, le champ magnétique est additif, le champ mesuré  $B_m$  sera la somme des composantes des champs  $B_1$  et  $B_2$ , respectivement les champs générés par les fils infinis 1 et 2, en fonction de l'angle  $\theta$ . L'expression de  $B_m$  est la suivante :

$$B_m = B_{z'} \cos(\theta) + B_{x'} \sin(\theta)$$

Dans le cas général, les expressions des champs magnétiques sont :

$$B_{z'} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot x'}{4\pi(x'^2 + (z')^2)} \quad B_{x'} = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot z'}{4\pi(x'^2 + (z')^2)}$$

### iii. Calcul du signal mesuré par le SQUID

Pour chaque ligne de courant, un champ magnétique  $B_m$  sera créé. Ainsi, le signal mesuré aura l'expression :

$$S = N_m (B_{m1}^{rms} + B_{m2}^{rms})^2$$

$$S = \frac{N_m}{L^2} \left( \frac{\mu_0 \cdot I}{4\pi} \right)^2 \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-L/2}^{L/2} \left( \frac{x \cos(\theta) + z \sin(\theta)}{(x^2 + z^2)} \right)^2 + \left( \frac{x \cos(\theta) + (z - z_2) \sin(\theta)}{(x^2 + (z - z_2)^2)} \right)^2$$

$$+ 2 \left( \frac{x \cos(\theta) + z \sin(\theta)}{(x^2 + z^2)} \right) \left( \frac{x \cos(\theta) + (z - z_2) \sin(\theta)}{(x^2 + (z - z_2)^2)} \right) dx dy$$

Avec  $z_2$  la hauteur de la seconde ligne. ( $z_2 = d \cdot \cos(\theta)$ )

Intégration suivant la variable y :

$$S = \frac{N_m}{L} \left( \frac{\mu_0 \cdot I}{4\pi} \right)^2 \int_{-L/2}^{L/2} \left( \frac{x \cos(\theta) + z \sin(\theta)}{(x^2 + z^2)} \right)^2 + \left( \frac{x \cos(\theta) + (z - z_2) \sin(\theta)}{(x^2 + (z - z_2)^2)} \right)^2$$

$$+ 2 \left( \frac{x \cos(\theta) + z \sin(\theta)}{(x^2 + z^2)} \right) \cdot \left( \frac{x \cos(\theta) + (z - z_2) \sin(\theta)}{(x^2 + (z - z_2)^2)} \right) dx$$

Intégration suivant la variable x :

$$S = \frac{N_m}{L} \left( \frac{\mu_0 \cdot I}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{\tan^{-1} \left( \frac{L}{2z} \right)}{2z} - \frac{L \cos(2\theta)}{2 \left( \left( \frac{L}{2} \right)^2 + (z)^2 \right)} + \frac{\tan^{-1} \left( \frac{L}{2(z-z_2)} \right)}{2z} \right. \\ \left. - \frac{L \cos(2\theta)}{2 \left( \left( \frac{L}{2} \right)^2 + (z-z_2)^2 \right)} \right. \\ \left. + \frac{-2[(z_2-z) \cdot (\cos(\theta))^2 + z \cdot (\sin(\theta))^2] \cdot \tan^{-1} \left( \frac{L}{2(z_2-z)} \right)}{z_2(z_2-2z)} \right. \\ \left. + \frac{4[z \cdot (\cos(\theta))^2 + (z_2-z) \cdot (\sin(\theta))^2] \cdot \tan^{-1} \left( \frac{L}{2z} \right)}{z_2(z_2-2z)} \right)$$

Comme dans le cas de l'échantillon plan, la complexité de l'expression a encore augmenté du fait de l'introduction des termes liés à l'inclinaison de l'échantillon.

### c. Conclusion

Une expression complexe de champ magnétique généré a été calculée. Sa complexité risque toutefois de fortement limiter son utilisation dans une application pratique directe. De plus, il ne s'agissait ici que d'un cas simple de deux lignes infinies. Si l'on souhaitait s'approcher davantage du cas réel avec des lignes finies sur un échantillon proche de la réalité avec un nombre plus élevé de couches de métallisation (4, 5, 6 etc.), la complexité augmenterait de manière exponentielle. Une autre approche de calcul théorique s'avère donc nécessaire pour continuer dans cette voie.

#### d. Formulaire

$$\int_{-L/2}^{L/2} \frac{x^2}{(x^2 + (z)^2)^2} dx = \frac{\tan^{-1}\left(\frac{L}{2z}\right)}{2z} - \frac{L}{2\left(\left(\frac{L}{2}\right)^2 + (z)^2\right)}$$

$$\int_{-L/2}^{L/2} \frac{x^2}{(x^2 + (A)^2) \cdot (x^2 + (B)^2)} dx = \frac{2B \cdot \tan^{-1}\left(\frac{L}{2B}\right) - 2A \cdot \tan^{-1}\left(\frac{L}{2A}\right)}{B^2 - A^2}$$

$$\begin{aligned} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{(x * a + z * b) \cdot (x * a + (z - d) * b)}{(x^2 + (z)^2) \cdot (x^2 + (z - d)^2)} dx \\ = - \left[ \frac{-2(a^2(c - z) + b^2z) \tan^{-1}\left(\frac{x}{c - z}\right)}{2c(c - 2z)} + \frac{2(a^2z + (c - z)b^2) \tan^{-1}\left(\frac{x}{z}\right)}{2c(c - 2z)} \right. \\ \left. + \frac{ab(c - 2z)(\log(x^2 + z^2) - \log(c^2 - 2cz + x^2 + z^2))}{2c(c - 2z)} \right] \end{aligned}$$

**Summary**

The thesis purpose was to explore several failure analysis techniques (Magnetic microscopy, Lock-in Thermography, X-rays Tomography, Time Domain Reflectometry) on their capabilities to localize the electrical defect (Short circuit, open circuit, resistive open, etc.) on 3D electronic component and system. Assessment possibilities of these techniques are suggested in order to ensure the defect localization in these new components. In particular, implementations of magnetic analysis in tilted sample as well as introduction of phase and amplitude magnetic images have been realized. This work also propose to couple information obtain from magnetic microscopy to X-rays Tomography where the all system would be driven by 3D magnetic simulation.

**AUTEUR** : Nicolas Courjault

**TITRE** : Contribution à l'étude de solutions non-destructives pour la détection et la localisation de défauts électriques dans les structures électroniques 3D.

**DIRECTEUR DE THESE** : Thierry Lebey, Vincent Bley

**LIEU ET DATE DE SOUTENANCE** : Université Paul Sabatier, Laboratoire LAPLACE le 17 Juin 2016.

---

## **RESUME**

L'objectif de la thèse fut d'étudier plusieurs techniques d'analyse de défaillance (Microscopie magnétique, Thermographie à détection synchrone, Tomographie à Rayons X, Réflectométrie Temporelle) sur leur propriété de localisation de défaut électrique (Court-circuit, circuit ouvert, ouvert résistif, etc.) sur des systèmes et composants électroniques 3D. Des possibilités d'évolution de ces techniques sont suggérées afin de permettre d'assurer la localisation des défauts dans ces nouveaux composants électroniques. Ceci passe notamment par la mise en place d'analyses magnétiques sur des échantillons inclinés ainsi que par l'introduction d'une imagerie de phase, et d'amplitude magnétique. Ce travail a également permis de proposer le couplage d'informations obtenues par microscopie magnétique et tomographique à rayons X dont l'ensemble serait piloté par simulation magnétique 3D.

## **MOTS-CLES**

- Structure électroniques 3D
- Analyse de défaillance
- Microscopie magnétique
- Thermographie synchrone
- Tomographie à rayons X
- Réflectométrie temporelle

## **DISCIPLINE ADMINISTRATIVE**

Electromagnétisme et systèmes hautes fréquences

---

## **INTITULE ET ADRESSE DE L'U.F.R. OU DU LABORATOIRE**

Laboratoire Plasma et conversion d'énergie LAPLACE – UMR 5213.  
118, route de Narbonne 31062 Toulouse