

---

# TABLE DES MATIERES

## CHAPITRE I : INTRODUCTION ET PROBLEMATIQUE

I. INTRODUCTION.....	13
II. CAPTEURS SANS FIL ACTIFS/PASSIFS.....	14
III.LES CAPTEURS RFID .....	15
III.1. Les Capteurs RFID à couplage inductif.....	16
III.2. Les Capteurs RFID UHF et Micro-ondes .....	17
IV.LES CAPTEURS PASSIFS A ONDE ACOUSTIQUE.....	18
V. LES CAPTEURS A TRANSDUCTION ELECTROMAGNETIQUE.....	20
VI. REFERENCE.....	21

## CHAPITRE II : CAPACITE PLANAIRE MICRO-FLUIDIQUE POUR LA DETECTION SANS FIL DE LA TEMPERATURE

I. INTRODUCTION .....	33
II. CONCEPTION DU TRANSDUCTEUR MICRO-FLUIDIQUE.....	33
II.1. Principe de fonctionnement .....	33
II.2. Dimensionnement de la capacité .....	36
II.3. Dimensionnement de la structure microfluidique .....	41
II.4. Simulation EM de la structure complète.....	43

<b>III. FABRICATION DU TRANSDUCTEUR MICRO-FLUIDIQUE.....</b>	<b>47</b>
III.1. Réalisation des masques .....	47
III.2. Description du procédé de fabrication.....	48
III.3. Structuration des électrodes de la capacité.....	49
III.4. Fabrication du canal micro-fluidique.....	50
III.4.1. Présentation de la SU-8.....	50
III.4.2. Structuration du canal micro-fluidique.....	51
III.4.3. Capotage du canal micro-fluidique.....	52
III.5. Remplissage de l'eau dans le canal .....	54
<b>IV. CARACTERISATION DES DISPOSITIFS.....</b>	<b>55</b>
IV.1. Mesures de dilatation thermique de l'eau dans les canaux .....	55
IV.1.1. Description du banc de test.....	55
IV.1.2. Résultats expérimentaux.....	56
IV.2. Caractérisation de l'impédance .....	58
IV.2.1. Mesure des paramètres S.....	58
IV.2.2. Extraction de la capacité.....	60
<b>V. INTEGRATION DU TRANSDUCTEUR.....</b>	<b>61</b>
V.1. Mesure de l'écho radar.....	61
V.2. Intégration dans une antenne dipôle.....	65
<b>VI. CONCLUSION.....</b>	<b>67</b>
<b>VII. REFERENCES.....</b>	<b>68</b>

## **CHAPITRE III: RESEAU DE DIPOLES RECONFIGURABLES MICRO-FLUIDIQUE**

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>74</b>
<b>II.</b>	<b>PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET CHOIX TECHNIQUES.....</b>	<b>74</b>
<b>III.</b>	<b>RESEAU DE DIPOLES PLANAIRES «<i>IDEAL</i>».....</b>	<b>76</b>
	III.1. Conception et Simulation EM.....	77
	III.2. Fabrication des structures.....	81
	III.3. Caractérisation.....	82
<b>IV.</b>	<b>RESEAU DE DIPOLES PLANAIRES «<i>REEL</i>».....</b>	<b>84</b>
	IV.1. Conception et Simulation.....	85
	IV.1.1. Description de la structure.....	85
	IV.1.2. Dimensionnement de la structure.....	86
	IV.1.3. Simulations de la structure.....	88
	IV.2. Fabrication de la Structure.....	91
	IV.2.1. Procédé Technologique de Fabrication.....	91
	IV.2.2. Galinstan.....	93
	IV.2.3. Remplissage des structures micro-fluidiques.....	94
	IV.3. Résultats de mesure radar.....	95
<b>V.</b>	<b>AMELIORATION DES PERFORMANCES DU CAPTEUR .....</b>	<b>101</b>
	V.1. Interrogation à deux fréquences.....	101
	V.2. Interrogation du second mode à 30 GHz.....	103
<b>VI.</b>	<b>CONCLUSION.....</b>	<b>106</b>
<b>VII.</b>	<b>REFERENCES.....</b>	<b>107</b>
	<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>109</b>
	<b>RESUME.....</b>	<b>114</b>
	<b>LISTE DES PUBLICATIONS.....</b>	<b>119</b>

---

# **CHAPITRE I : INTRODUCTION ET PROBLEMATIQUE**



---

## **TABLE DES MATIERES**

---

### **I. INTRODUCTION**

### **II. CAPTEURS SANS FIL ACTIFS/PASSIFS**

### **III. LES CAPTEURS RFID**

#### **III.1. Les Capteurs RFID à couplage inductif**

#### **III.2. Les Capteurs RFID UHF et Micro-ondes**

### **IV. LES CAPTEURS PASSIFS A ONDE ACOUSTIQUE**

### **V. LES CAPTEURS A TRANSDUCTION ELECTROMAGNETIQUE**

## I. INTRODUCTION:

Un **capteur**, premier élément d'une chaîne de mesure, est par définition un composant qui traduit une grandeur physique, telle une variation de température ou de pression, en une grandeur exploitable généralement électrique [ASCH-1998]. Son rôle est de donner une image interprétable d'un phénomène physique de manière à l'intégrer dans un processus plus vaste. Le capteur forme ainsi une partie centrale et fondamentale de l'interface entre le monde physique et le monde électrique.

La figure I-1 montre le schéma synoptique d'un capteur. Soumis à l'action d'un mesurande non électrique, le capteur présente une caractéristique de nature électrique (charge, tension, courant ou impédance) désignée par  $s$  et qui est fonction du mesurande  $S = F(m)$ . La grandeur  $s$  est la sortie ou réponse du capteur,  $m$  est la grandeur d'entrée ou excitation.

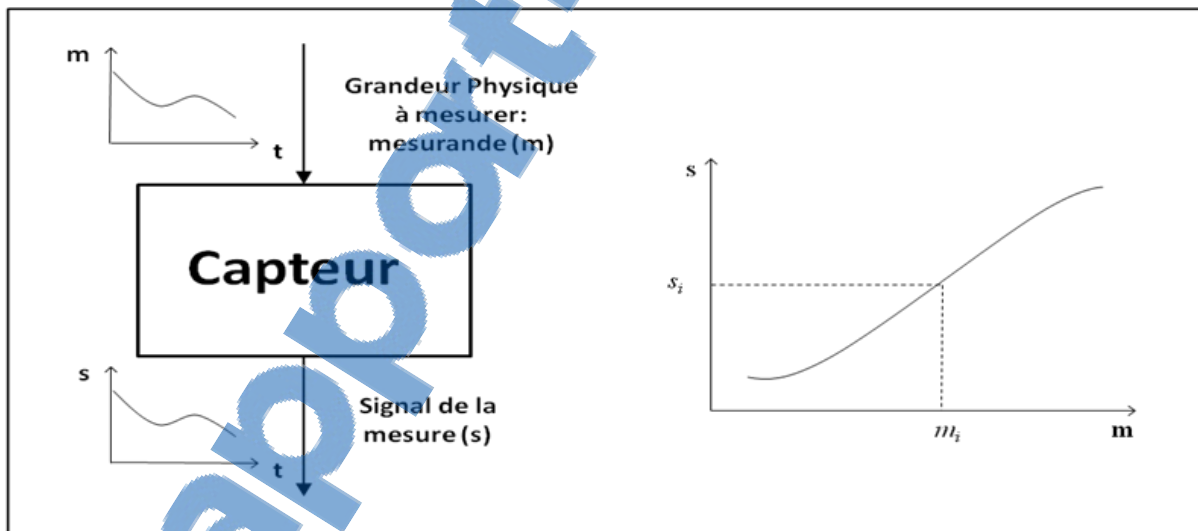


Figure I-1 : schéma synoptique d'un capteur.

On peut distinguer deux types de capteurs sans fil actif/passif se basant sur la présence ou pas d'un module d'émission.

## II. Capteurs sans fil Actifs/Passifs

Les capteurs sans fils **actifs** nécessitent une source d'énergie embarquée. Ils sont munis d'un circuit électronique de traitement de signal (filtrage, amplification et conversion) ainsi qu'un module d'émission qui leur permet de communiquer avec le lecteur. Dans ce type de capteurs les mesures sont transmises en temps réel dans un format compatible et exploitable [VIJ-2003]. La majeure partie de la consommation est liée au module de communication (dans le cas où la consommation du transducteur peut être négligée).

Plusieurs caractéristiques limitent l'autonomie de ce type de capteur. La distance d'interrogation et le débit d'information transmis en vis-à-vis de la quantité d'énergie consommée sont des paramètres clés dans la conception de ce type de systèmes.

De nombreux capteurs actifs sont commercialisés [RUH-2008] permettant des distances d'interrogation d'une centaine de mètres avec une durée de vie estimée de quelques années. En 2009, une puce radiofréquence fonctionnant à 433 MHz avec une distance de transmission supérieur à 40 km en zone rurale (3 km en zone urbaine) a été présenté par la start up Française « SIGFOX Wireless ». Ceci est rendu possible grâce à l'excellente limite de détection du lecteur, de -140dBm (-153dBm) pour des débits de 100b/s (10b/s). La durée de vie de ce système est estimée à plusieurs années [SIG-2009].

Le capteur sans fil est généralement considéré comme **passif** s'il n'est pas muni d'un module d'émission. La plupart des capteurs passifs sont des dispositifs qui ne possèdent pas de source d'énergie embarquée et présentent l'avantage d'être facilement intégrables.

La transmission de l'information est alors assurée par l'interrogation du capteur par le lecteur. Ceci est obtenu en modulant la charge connectée à l'antenne du capteur. Effectivement, ce type de capteur est formé généralement d'une impédance dont l'un des paramètres déterminants est sensible au mesurande. L'expression littérale d'une impédance est une fonction de sa géométrie et de ses dimensions d'une part et d'autre part des propriétés électriques des matériaux qui la constitue: résistivité  $\rho$ , perméabilité magnétique  $\mu$ , constante diélectrique  $\epsilon$  [FAV-1987]. En effet, dans certain cas, les propriétés électriques des matériaux,



selon la nature de ces derniers, peuvent être sensibles à des grandeurs physiques variées: température, gaz, pression, contrainte, humidité. Dans d'autre cas, l'impédance constituant un capteur peut être sensible à des changements des dimensions géométriques de sa structure: la déflexion d'une membrane ou cantilever, l'étirement d'un substrat souple....

Pour mesurer l'impédance d'un capteur passif, il est intégré dans un circuit électrique. Ce circuit conditionne et alimente le capteur. Ce type de capteur présente une solution de mesure passive, de grande précision, miniature et à faible coût pour la mesure des grandeurs physiques à distance pour différentes applications [YUR-2004] [MAH-2006] [JON-2005] [SOH-2007] [POT-2003] [GOO-1991].

Depuis quelques années, des capteurs passifs de transduction SAW (Surface Acoustic Wave) et RFID (Radio Frequency IDentification) ont fait leur apparition. Nous présenterons les composants les plus répandus fondés sur ces types de technologies.

### III. CAPTEURS RFID

A partir des années 1970, la technologie RFID (Radio Frequency IDentification) apparaît pour servir l'industrie après avoir longtemps été d'usage militaire [LAN-2005]. Les dispositifs RFID, initialement utilisés dans l'identification d'objets, servent également dans les applications de mesure sans fil passif. Le dispositif se présente sous la forme d'un microprocesseur connecté à un capteur MEMS et doté d'une antenne (figure I-2) [SAN-2011]. L'étiquette reçoit de l'énergie électrique par son antenne. La communication entre le capteur et le lecteur est alors assurée en modulant la charge connectée à l'antenne du capteur. Lorsqu'il reçoit suffisamment d'énergie pour être activé, le système RFID renvoie un message au lecteur, qui a la fonction de décodage.

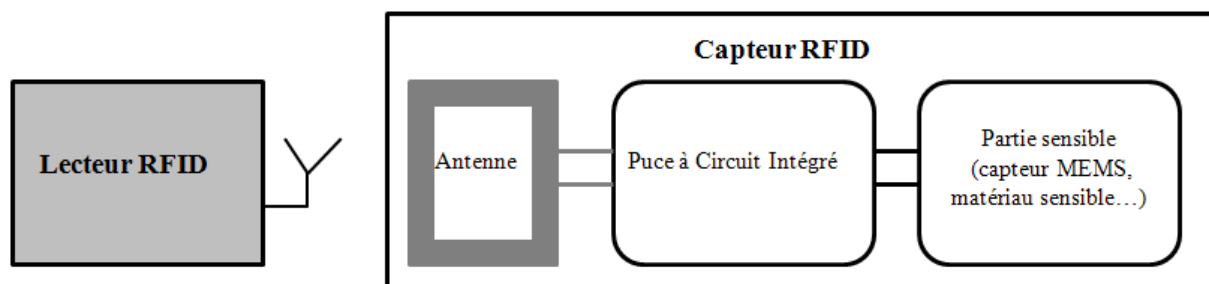


Figure I-2 : Principe de fonctionnement d'un capteur RFID avec un transducteur analogique.

Les performances d'un système RFID s'expriment en termes de distance et de vitesse de lecture. Il existe 4 familles de systèmes RFID partagés par leurs fréquences de fonctionnement [RFID-1]-[RFID-2].

- Basse fréquence (BF) de 125 à 135 KHz de bande avec une distance de lecture de quelques centimètres.
- Haute fréquence (HF) à 13,56 MHz avec une distance de lecture de quelques dizaines de centimètres. La plupart des puces passives utilisent cette bande de fréquences.
- Ultra Haute Fréquence (UHF) 433,92 MHz et de 860 à 956 MHz avec une distance de lecture de l'ordre du mètre.
- Fréquences micro-ondes de 2,45 à 24 GHz avec une distance de lecture inférieure à 5 mètres.

Parmi les systèmes RFID à transpondeurs passifs, deux systèmes sont identifiés et seront comparés aux objectifs de notre étude.

### III.1. CAPTEUR RFID A COUPLAGE INDUCTIF

Les fréquences basses (en général  $< 30\text{MHz}$ ) sont utilisées dans des dispositifs en champ proche où la composante magnétique de l'onde permet un couplage entre le lecteur et la cellule RFID. On parle dans ce cas d'un couplage inductif fonctionnant avec des antennes bobinées pour le lecteur comme pour l'étiquette (Figure I-3).

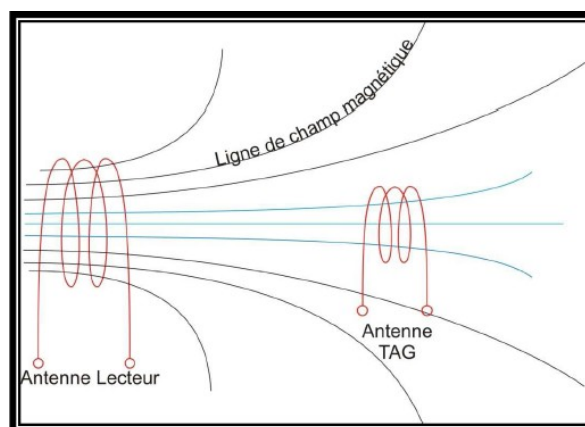


Figure I-3 : Couplage magnétique en champ proche pour la haute fréquence et la basse fréquence.

Le capteur est constitué d'un condensateur et d'une inductance réalisant ainsi un circuit résonant LC série pour la communication sans fil [CHE-2010]. La variation de la capacité du capteur entraîne alors une variation de la fréquence de résonance du circuit LC. Cette variation est récupérée à distance et se traduit par une variation de la fréquence du couplage inductif [FON-2002].

En 2008, un capteur de température pour des environnements sévères est réalisé à base d'une céramique ultra-sensible à la température. Cette céramique est intégrée dans un circuit LC fonctionnant à des températures supérieures à 235°C. Intégré dans un circuit de mesure avec une antenne spirale, une sensibilité  $\Delta f / f = 1250 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  est obtenue à la fréquence basse de 10MHz [WAN-2008].

En pratique, ce type de capteur présente deux défauts majeurs : la très faible distance d'interrogation ( $< 10\text{cm}$ ) et la grande taille des antennes (plusieurs centimètres de diamètre) [BUT-2002], [JIA-2006], [LOH-2007].

### **III.2. CAPTEUR RFID UHF ET MICRO-ONDES :**

Les RFID UHF et microonde (fréquences élevées de 868MHz à 24GHz) utilisent un couplage électromagnétique. Ces dispositifs fonctionnent avec des distances de communication au-delà du mètre et sont dits systèmes à longue portée [RUH-2008].

Les longueurs d'ondes associées étant très faibles par rapport aux distances de communication, le fonctionnement de ces systèmes a lieu dans le domaine électromagnétique du lecteur. De plus, les dimensions des antennes sont beaucoup plus faibles que dans le cadre des systèmes inductifs et l'efficacité en puissance est plus élevée.

En général, ce type de dispositif se présente sous la forme d'un microcontrôleur connecté à un élément sensible et doté d'une antenne par laquelle l'étiquette reçoit de l'énergie électrique. Lorsqu'il reçoit suffisamment d'énergie pour être activé, le microcontrôleur code l'information provenant de l'élément sensible en commutant la charge connectée à l'antenne entre deux

valeurs. Le niveau de signal reçu par le lecteur est alors maximal ou minimal. L'alimentation électrique du capteur (transducteur, circuits électroniques) est assurée par télé-alimentation à l'aide de l'onde RF. On parle alors de communication sans fil par rétrodiffusion entre le lecteur et l'étiquette.

Plusieurs travaux de recherches sur les capteurs de température RFID ont été réalisés ces dix dernières années. On peut citer les travaux de [SHE-2007] et [CHO-2005], qui utilisent la bande 860MHz-960MHz. Les cellules sont réalisées à base de processeur CMOS. Le circuit est composé d'une source de courant proportionnelle à la température absolue contenant l'information sur la température du capteur et d'une référence. La température peut être mesurée par le temps de charge du condensateur. Des précisions de  $\pm 1^{\circ}\text{C}$  sont annoncées sur des larges gammes de température. Avec ce même principe, une cellule de température est présentée par Vaz et al. en 2010. La distance d'interrogation est de 2 mètres et l'erreur de mesure annoncée est inférieure à  $0,1^{\circ}\text{C}$  sur une gamme de température de  $10^{\circ}\text{C}$  (entre  $35^{\circ}\text{C}$  et  $45^{\circ}\text{C}$ ) [VAZ-2010].

#### **IV. CAPTEURS PASSIFS A ONDE ACOUSTIQUE**

Bien connus depuis les années 1960, les dispositifs à ondes acoustiques de surface ou SAW (Surface Acoustic Waves) ont été étudiés pour développer des circuits électroniques tels que les filtres et les résonateurs etc.... A partir des années 1990, ce type de dispositif est appliqué pour la mesure des grandeurs physiques comme la température, la pression, la vibration, l'humidité, ou les gaz chimiques [POH-2000].

Les capteurs SAW exploitent les propriétés acousto-électriques de substrats piézoélectriques tels que le quartz ou le Niobate de Lithium pour générer des ondes de surface [REI-1998] [RUP-2001]. Ce type de substrat présente des coefficients linéaires de variation en fonction de la grandeur physique. Pour le cas de la mesure de la température ce coefficient peut arriver jusqu'à  $100\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  [POH-2000].

Le principe de fonctionnement de ces capteurs sans fils est basé sur la génération d'une onde acoustique à la surface d'un matériau piézoélectrique grâce à un transducteur interdigité (Interdigital Transducer ou IDT) polarisé par une onde électromagnétique à travers une antenne [SER-2004]. La propagation de cette onde acoustique via les électrodes interdigitées métalliques peut être modifiée par les conditions environnementales (température, contrainte, gaz, ...). En retour, l'onde modifiée est transformée en onde électromagnétique pour être renvoyée vers l'unité d'interrogation (unité d'émission/réception). L'analyse de l'onde électromagnétique réfléchie par le capteur permet d'obtenir une information sur la grandeur qui a modifié la propagation de l'onde acoustique (Figure I-4). La distance d'interrogation de ce type de capteur est de l'ordre d'une dizaine de mètres. Ceci est assuré grâce à la suppression (dans le capteur) des circuits électroniques et des transducteurs qui consomment de l'énergie [KAL-2005], [DRO-2010], [FRI-2010]. En 2011, un système de mesure de la température utilisant un capteur SAW est introduit avec une sensibilité de 1,1KHz/°C à la fréquence de 433MHz [LI-2011]. Une résolution de 0,1°C est annoncée sur une gamme de température de 60°C (entre 30°C et 90°C). Avec ce capteur de température SAW à fort facteur de qualité (3000), la distance d'interrogation atteint 22m pour une puissance de transmission de 24dBm.

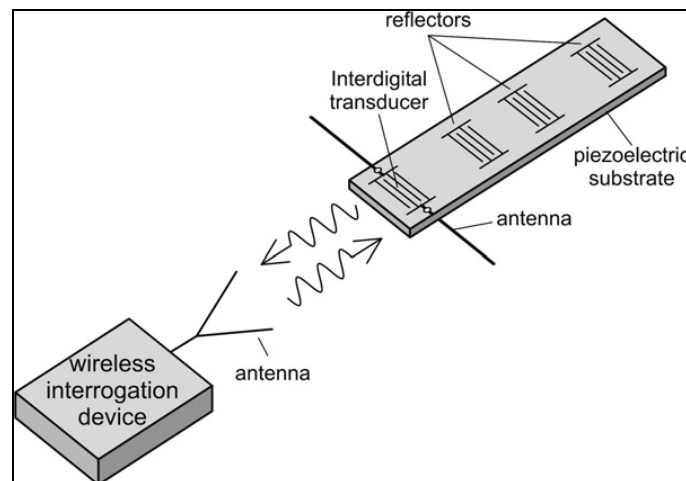


Figure I-4 : Configuration générale de l'interrogation des capteurs SAW [STE-2007].

Les capteurs à onde acoustique industrialisés proposent une solution pour les applications dans des environnements sévères (dans les atmosphères explosives ou dans des

environnements soumis à de fortes irradiations et à des températures pouvant aller jusqu'à  $+175^{\circ}\text{C}$ ) avec une précision de mesure de  $\pm 2^{\circ}\text{C}$  [SEN-2012].



Figure I-5 : Un capteur de température à onde acoustique industrialisé

Le principal inconvénient des capteurs SAW concerne le faible coefficient de couplage entre l'onde électromagnétique et l'onde acoustique. Une partie importante de la puissance est ainsi perdue lors de la double conversion électromagnétique/acoustique puis acoustique/électromagnétique. La distance d'interrogation reste ainsi généralement inférieure à 10m.

## **V. CAPTEURS A TRANSDUCTION ELECTROMAGNETIQUE:**

Les capteurs passifs à transduction EM transforment la variation de la quantité physique détectée (comme la pression, la température, une contrainte ou le gaz...) en une variation connue et spécifique de la description de l'onde électromagnétique. Ce type de capteur ne nécessite pas de circuit électronique de contrôle contrairement aux capteurs RFID. Le transducteur EM permet de garder en principe la majeure partie des avantages des capteurs passifs à onde acoustique (autonomie illimitée, tenue aux environnements sévères, complexité reportée au niveau du lecteur). Contrairement au capteur SAW, les dispositifs à transduction EM n'utilisent pas de conversion onde électromagnétique - onde acoustique. Par conséquent, cela permet d'éviter les pertes dues à cette conversion et aide à augmenter la distance d'interrogation du capteur. Un autre avantage des transducteurs électromagnétique concerne la plus grande latitude quant aux choix des matériaux qui doivent seulement présenter de faibles pertes diélectriques. Enfin le type de structure peut être beaucoup plus complexe (intégrant des MEMS, des liquides, ...) ouvrant ainsi la voie à des applications plus variées.

Le premier capteur basé sur la transduction EM a été publié en 1998 par Yogi et al. [YOG-1998] et concerne un capteur d'humidité. Depuis, plusieurs autres types de capteurs ont été publiés et on peut citer les premières contributions à ces travaux : gaz [GRA-2004], contrainte [CHU-2005], pression [JAT-2007], température [MAH-2007], flux d'air [ZHA-2008] et fissure [MAT-2009].

Concernant les capteurs de température, deux principes ont été explorés dans la littérature.

Le premier principe utilise la déformation de bilames pour modifier le couplage électromagnétique dans une structure RF. En 2007, un capteur a été réalisé à base de poutres Or/Silicium couplés avec une cavité résonnante [MAH-2007]. Les performances obtenues montrent une variation de fréquence totale de 5,5% entre 11,34GHz et 12GHz pour une gamme totale de température de 66°C entre 24°C et 90°C. En 2009, l'Université de Purdue présente un dispositif basé sur le changement de la longueur électrique d'une antenne à fentes par un réseau de poutres Or/SiO<sub>2</sub> [SCO-2009]. Le dispositif réalisé montre une variation de la fréquence de l'antenne de 19,45GHz à 19,30GHz pour un changement de la température entre 20°C et 300°, soit une sensibilité de 27,5ppm/°C. En 2010, le LAAS propose un dispositif formé par deux anneaux résonnants SRRs (Split-Ring Resonators) chargés par deux poutres bimorphes [THA-2010]. A la fréquence de 4GHz, les résultats de mesures montrent une sensibilité de 1,85MHz/°C ce qui correspond à une sensibilité de 500ppm/°C [THA-2012]. En général, ce type de capteur présente de très bonnes performances (sensibilité, gamme de température, résolution...) mais la réalisation technologique est assez complexe, notamment pour la fabrication des micro-poutres.

Le second principe met en œuvre des matériaux dont la permittivité varie avec la température afin de modifier directement l'environnement électromagnétique du dispositif RF. En 2008 Ren et al présentent un dispositif utilisant un résonateur spirale planaire sur un substrat spécifique relié à une antenne [REN-2008]. Le concept de mesure de la quantité physique est basé sur la variation de la fréquence du résonateur du fait de la modification de la permittivité diélectrique de son substrat. Bien que non finalisé comme capteur ce dispositif ouvre le chemin pour un nouveau type de capteur de température. En 2011, la même équipe propose

un résonateur volumique à base de SiCN métallisé couplé avec une ligne coplanaire [REN-2011]. Bien qu'aucun résultats expérimentaux en température soient montrés, ce capteur est présenté comme pouvant fonctionner jusqu'à 1500°C. En 2011 également, une capacité interdigitée sur un matériau en céramique (BST) est utilisée par Mandel et al. pour la mesure de la température entre 40°C et 100°C [MAN-2011]. Ce capteur montre une sensibilité de  $\Delta C/C = 2000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Finalement, un capteur est présenté par Cheng et al. en 2012 pour la mesure de la température jusqu'à 1000°C [CHE-2012]. Ce dispositif est constitué d'une cavité résonnante en Alumine couplée à une antenne à fente. La fréquence de résonance de la cellule varie de 0,4MHz/°C entre 5,12GHz et 4,75GHz quand la température varie de 50°C à 1000°C (sensibilité  $\Delta f/f = 80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ). Généralement, ce type de capteur a l'avantage d'être simple à réaliser et peut supporter des températures extrêmes. Cependant, la sensibilité de ces dispositifs est assez faible ce qui les rend surtout intéressant pour des applications avec de larges gammes de température.

Dans le cadre de cette thèse, nous présentons un nouveau type de capteur de température basé sur la dilatation thermique d'un liquide dans un transducteur EM. Le couplage fluide / RF présente l'avantage d'être particulièrement important ce qui devrait permettre d'obtenir des capteurs avec une forte sensibilité. Ces travaux sont particulièrement originaux puisque c'est la première fois que ce type de couplage est utilisé pour réaliser un capteur passif. Nous avons ainsi étudié des dispositifs RF (autour de 30GHz) intégrant une micro-structure fluide. La variation de la température entraîne la dilation du fluide contenu dans un réservoir et génère ainsi le déplacement du liquide dans un micro-canal.

Dans le chapitre II, un fluide diélectrique est utilisé pour modifier une capacité planaire constituée par des électrodes en cuivre déposées sur un substrat en verre. Le fluide utilisé est de l'eau désionisée qui peut circuler dans un micro-canal en SU8. La variation d'impédance, obtenue lors de la progression du front d'eau dans le micro-canal, permet de modifier l'impédance de charge d'une antenne et module ainsi le niveau de l'écho RADAR.

Dans le chapitre III, nous avons étudié l'utilisation d'un fluide conducteur pour court-circuiter les deux brins d'une antenne dipôle lorsque le liquide se dilate. La structure utilisée est constituée d'un réseau d'antennes dont les deux brins sont court-circuités progressivement pour des températures différentes. On obtient ainsi une modulation de l'écho RADAR.



---

## REFERENCES

- [ASC-1998] G. Asch et A. Asch, Les capteurs en instrumentation industrielle, 5e édition. Dunod, 1998.
- [BUT-2002] JC Butler, AJ Vigliotti, FW Verdi, SM Walsh , “Wireless, passive resonant circuit, inductively coupled, inductive strain sensor”, *Sensors and actuators A* 102 (2002) 61-66.
- [CHE-2010] P.J. Chen, S. Saati, R. Varma, M.S. Humayun, Y.Ch. Tai, “Wireless Intraocular Pressure Sensing Using Microfabricated Minimally Invasive Flexible-Coiled LC Sensor Implant”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 19, No. 4, August 2010.
- [CHE-2012] H. Cheng, S. Ebadi, and X. Gong, “A Low-Profile Wireless Passive Temperature Sensor Using Resonator/Antenna Integration Up to 1000°C”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, VOL. 11, pp 369-372, 2012.
- [CHO-2005] N. Cho, S.-J. Song, S. Kim, S. Kim, and H.-J. Yoo, “A 5.1- $\mu$ W, UHF RFID tag chip integrated with sensors for wireless environmental monitoring,” in *Proc. 31st Eur. ESSCIRC*, Sep. 2005, pp. 279–282.
- [CHU-2005] J. Chuang, D.J. Thomson, and G.E.Bridges, “Embeddable wireless strain sensor based on resonant RF cavities”, *Review of Scientific Instruments*, 76, 094703, 2005.

- 
- [DRO-2010] C Droit, G Martin, S Ballandras, JM Friedt , “A frequency modulated wireless interrogation system exploiting narrowband acoustic resonator for remote physical quantity measurement”, Rev. Sci. Instrum. 81, 056103 , 2010.
- [FAV-1987] J. M. Favennec, “ Smart Sensors in industry”, J. Phys. E. Sci. Instrum., 20, p.1087, 1987
- [FON-2002] M.A. Fonseca, J.M. English, M. Von Arx, M.G. Allen, “Wireless Micromachined Ceramic Pressure Sensor for High-Temperature Applications”, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 11, No. 4, August 2002.
- [FRI-2010] JM Friedt, C Droit, G Martin, S Ballandras, “A wireless interrogation system exploiting narrowband acoustic resonator for remote physical quantity measurement”, Rev. Sci. Instrum. 81, 014701, 2010.
- [GOO-1991] F Goodenough; ‘Airbags boom when IC accelerometer sees 50G’, Electronic Design, Aout 1991, p45-56.
- [GRA-2004] McGrath, M., Sabouni, R., Pham, A.: Development of nano-based resonator gas sensors for wireless sensing systems. *Proceedings of the SPIE*, vol. 5593, No 1, pp. 62-72, 2004.
- [JAT-2007] JATLAOUI, M., PONS, P., AUBERT, H.: Radio-Frequency pressure transducer. *European Microwave Conference*, München, Germany, pp. 983-986 (2007).
- [JIA-2006] Y Jia, K Sun, FJ Agosto, MT Quinones , “Design and characterization of a passive wireless strain sensor”, Meas. Sci. Technol. 17 (2006) 2869–2876.

- 
- [JON-2005] Jon S. Wilson, ‘Sensor Technology Handbook’, Elsevier 2005.
- [KAL-2005] V. Kalinin, “Influence of receiver noise properties on resolution of passive wireless resonant SAW sensors”, IEEE Int. Ultrasonics Symposium, Rotterdam, Holland, 19-21 Sep. 2005.
- [LAN-2005] J. Landt, “The history of RFID,” *Potentials, IEEE*, vol. 24, n°. 4, p. 8-11, 2005.
- [LOH-2007] KJ Loha, JP Lynch, NA Kotovc , “Passive Wireless Strain and pH Sensing Using Carbon Nanotube-Gold Nanocomposite Thin Films”, *Sensors and Smart Structures Technologies for Civil, Mechanical, and Aerospace Systems* 2007.
- [LI-2011]] P Li, H Xie, Y Wen, C Wang, S Huang, Z Ren, J He, D Lu, “A SAW Passive Wireless Sensor System for Monitoring Temperature”, IEEE Sensors 2011, 28-31 Oct 2011, Limerick, Ireland.
- [MAH-2007] A. Mahmood, H. H. Sigmarsson, H. Joshi, W. J. Chappell, and D. Peroulis, "An Evanescent-mode Cavity Resonator Based Thermal Sensor," *Sensors*, 2007 IEEE , vol., no., pp.950-953, 28-31 Oct. 2007.
- [MAH-2006] Imad Mahgoub, Mohammad Ilyas, ‘Smart Dust: Sensor Network Applications’, Architecture, and Design, 2006 by Taylor & Francis Group, LLC
- [MAN-2011] C. Mandel, H. Maune, M. Maasch, M. Sazegar, M. Schüßler, and R. Jakoby, “Passive Wireless Temperature Sensing with BST-Based Chipless Transponder”, *Proceedings of the 6th German Microwave Conference*; 14–16 March 2011, Darmstadt, Germany.

- 
- [MAT-2009] Matsuzaki R, Melnykowycz M, Todoroki A. Antenna/sensor multifunctional composites for the wireless detection of damage. *Compos Sci Technol* 2009; 69(15–16):2507–13.
- [POH-2000] A. Pohl, “A review of wireless SAW sensor,s” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 47, no 2, pp. 317 -332, March 2000.
- [POT-2003] Thèse : ‘Conception, réalisation et test de microcommutateurs microelectromecaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables’ ; Arnaud POTHIER ; 2003, Ecole Doctorale Science – Technologie – Santé ; Faculté <sup>2</sup>des sciences de limoges.
- [REI-1998] Leonhard Reindl, Gerd Scholl, Thomas Ostertag, Holger Scherr, Ulrich Woland Frank Schmidt,”Theory and Application of Passive SAW Radio Transponders as Sensors”, *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 45, no. 5, september 1998.
- [REN-2008] X. Ren, and X. Gong, “A Wireless Sensing Technique Using Passive Microwave Resonators,” 2008 IEEE Antennas & Propagation Society International Symposium, San Diego, CA, July 5-11, 2008.
- [REN-2011] X. Ren, S. Ebadi, H. Cheng, Y. Chen, L. An, and X. Gong, “Wireless Resonant Frequency Detection of SiCN Ceramic Resonator for Sensor Applications,” 2011 IEEE AP-S Int. Symp., Spokane, WA, July 2011.
- [RFID-1] “RFID : quelques éclaircissements sur les normes et standards- Solutions et applications RFID.” <http://filrfid.over-blog.com/article-3372359.html>.
- [RFID-2] <http://www.rfidjournal.com/article/view/1335/3>

- 
- [RUH-2008] A Ruhanen, M Hanhikorpi, F Bertuccelli, A Colonna , W Malik, D Ranasinghe, T López, N Yan, M Tavailampi, “ Sensor-enabled RFID tag handbook ”, BRIDGE Project report 2008. Available: [www.bridge-project.eu](http://www.bridge-project.eu).
- [RUP-2001] C. C. W. Ruppel et T. A. Fjeldly, Advances in Surface Acoustic Wave Technology, Systems and Applications Volume 2, 1er éd. World Scientific Publishing Company, 2001.
- [SAN-2011] Tomás Sánchez López, “RFID and sensor integration standards: State and future prospects”, Computer Standards & Interfaces 33 (2011) 207–213.
- [SCO-2009] S. Scott, and D. Peroulis, "A Capacitively-loaded MEMS Slot element for Wireless Temperature Sensing of up to 300.C," Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 1161-1164, June 2009, Boston, MA.
- [SER-2004] Sergey Y.Yurish and Maria Teresa S.R.Gomes, ‘*Smart Sensors and MEMS*’, Kluwer Academic Publisher, 2004.
- [SEN-2012] <http://www.senseor.com/fr/wireless-saw-temperature-sensors.html>
- [SHE-2007] H. Shen, L. Li, and Y. Zhou, “Fully integrated passive UHF RFID tag with temperature sensor for environment monitoring,” in *Proc. 7th Int. Conf. ASIC*, Oct. 2007, pp. 360–363.
- [SIG-2009] <http://www.sigfox.com/fr/page/5-technologie.html>
- [SOH-2007] Kazem Sohraby, Daniel Minoli, Taieb Znati, ‘Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications’, 2007 by John Wiley & Sons.

- 
- [STEL-2007] A Stelzer, S Scheiblhofer, S Schuster, R Teichmann , Wireless sensor marking and temperature measurement with SAW-identification tags, *Measurement* 41 (2008) 579–588, 2007.
- [THA-2010] Thai, T.-T., Jatlaoui, M., Aubert, H., Pons, P., DeJean, G.R., Tentzeris, Plana, R.: A Novel Passive Wireless Ultrasensitive Temperature RF Transducer for Remote Sensing. *IEEE International Microwave Symposium*, Anaheim, California, USA, pp. 473-476 (2010).
- [THA-2012] Thai, T.-T., JATLAOUI, M., Chebila, F., Aubert, H., Pons, P., DeJean, G.R., Tentzeris, M., Plana, R.: Design and Development of a Novel Passive Wireless Ultrasensitive RF Temperature Transducer for Remote Sensing. *IEEE Sensors Journal*, in press (2012).
- [VAZ-2010] A. Vaz, A. Ubarretxena, I. Zalbide, D. Pardo, H. Solar, A. García-Alonso, R. Berenguer, “Full passive UHF tag with a temperature sensor suitable for human body temperature monitoring”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II* vol 57 n°2, pp 95-99, Fevrier 2010.
- [VIJ-2003] Vijay K. Varadan, K.J. Vinoy, K.A. Jose, ‘RF MEMS and Their Applications’, John Wiley & Sons, 2003.
- [WAN-2008] Y Wang, Y Jia, Q Chen, Y Wang , “A Passive Wireless Temperature Sensor for Harsh Environment Applications”, *Sensors* 2008, 8, 7982-7995.
- [YUR-2004] Sergey Y.Yurish, Maria Teresa S.R. Gomes, ‘Smart Sensors and MEMS’, 2004 Kluwer Academic Publishers.
- [YOG-1998] R.A. Yogi, S.A. Gangal, R.N. Karekar, and R.C. Aiyer, Microwave ring resonator as a novel bio-material moisture sensor, *Sensors Actuators B* 50 (1998) 38–44.

- 
- [ZHA-2008] Y Zhao, SH Kim, Y Li, B Pan, X Wu, M Tentzeris, J Parapolymerou, MG Allen , “A Micromachined Airflow Sensor Based on RF Evanescent-Mode Cavity Resonator”, IEEE MTT-S 2008, 15-20 June 2008 , Atlanta, USA.

---

# **CHAPITRE II : CAPACITE PLANAIRE MICRO-FLUIDIQUE POUR LA MESURE SANS FIL DE LA TEMPERATURE**





---

## **TABLE DES MATIERES**

---

### **I. INTRODUCTION**

### **II. CONCEPTION DU TRANSDUCTEUR MICRO-FLUIDIQUE**

#### **II.1. Principe de fonctionnement**

#### **II.2. Dimensionnement de la capacité**

#### **II.3. Dimensionnement de la structure microfluidique**

#### **II.4. Simulation EM de la structure complète**

### **III. FABRICATION DU TRANSDUCTEUR MICRO-FLUIDIQUE**

#### **III.1. Réalisation des masques**

#### **III.2. Description du procédé de fabrication**

#### **III.3. Structuration des électrodes de la capacité**

#### **III.4. Fabrication du canal micro-fluidique**

##### **III.4.1. Présentation de la SU-8**

---

### **III.4.2. Structuration du canal micro-fluidique**

### **III.4.3. Capotage du canal micro-fluidique**

### **III.5. Remplissage de l'eau dans le canal**

## **IV. CARACTERISATION DES DISPOSITIFS**

### **IV.1. Mesures de dilatation thermique de l'eau dans les canaux**

#### **IV.1.1. Description du banc de test**

#### **IV.1.2. Résultats expérimentaux**

### **IV.2. Caractérisation de l'impédance**

#### **IV.2.1. Mesure des paramètres S**

#### **IV.2.2 Extraction de la capacité**

## **V. INTEGRATION DU TRANSDUCTEUR**

### **V.1. Mesure de l'écho radar**

### **V.2. Intégration dans une antenne dipôle**

## **VI. CONCLUSION**

---

## **I. INTRODUCTION :**

Après avoir présenté dans le premier chapitre l'état de l'art des capteurs passifs sans fil, nous allons nous intéresser dans ce chapitre à la validation du principe d'un capteur de température micro-fluidique passif utilisant un liquide diélectrique. Ce dispositif est mesurable à distance par la technique d'interrogation radar.

Une fois la structure présentée nous passerons à l'étape de conception. Nous justifions les choix de la géométrie adoptée, des matériaux utilisés et des dimensions choisies. Deux critères seront pris en compte : d'une part les exigences électriques d'utilisation de la structure, et d'autre part, les exigences technologiques de sa fabrication. Ensuite, nous passerons à la simulation globale de la structure conçue à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique (HFSS) basé sur la Méthode des Éléments Finis. Ceci permettra de valider les choix réalisés. Dans le paragraphe suivant on détaillera les étapes technologiques nécessaires à la fabrication des cellules du capteur micro-fluidique. Enfin, les caractérisations physiques (dilatation du fluide) et RF (paramètres S de la capacité) du dispositif seront présentées. Les techniques d'intégration de la structure du capteur dans une antenne seront décrites et les résultats des premières mesures radar seront présentés.

## **II. CONCEPTION DU TRANSDUCTEUR MICRO-FLUIDIQUE:**

### **II.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT**

Le principe du capteur est basé sur la variation d'une impédance (capacité) en fonction de la dilatation d'un fluide diélectrique (Figure II-1). La structure du transducteur est constituée d'une capacité et d'un canal micro-fluidique. Un réservoir rempli d'eau, et d'un volume relativement important, est relié au canal. Lors de l'élévation de la température, le liquide se

dilate et remplit progressivement le canal. Cette augmentation monotone du niveau du liquide à haute permittivité au voisinage des armatures de la capacité modifie la valeur de la capacité ainsi que les paramètres  $S$  de la structure.

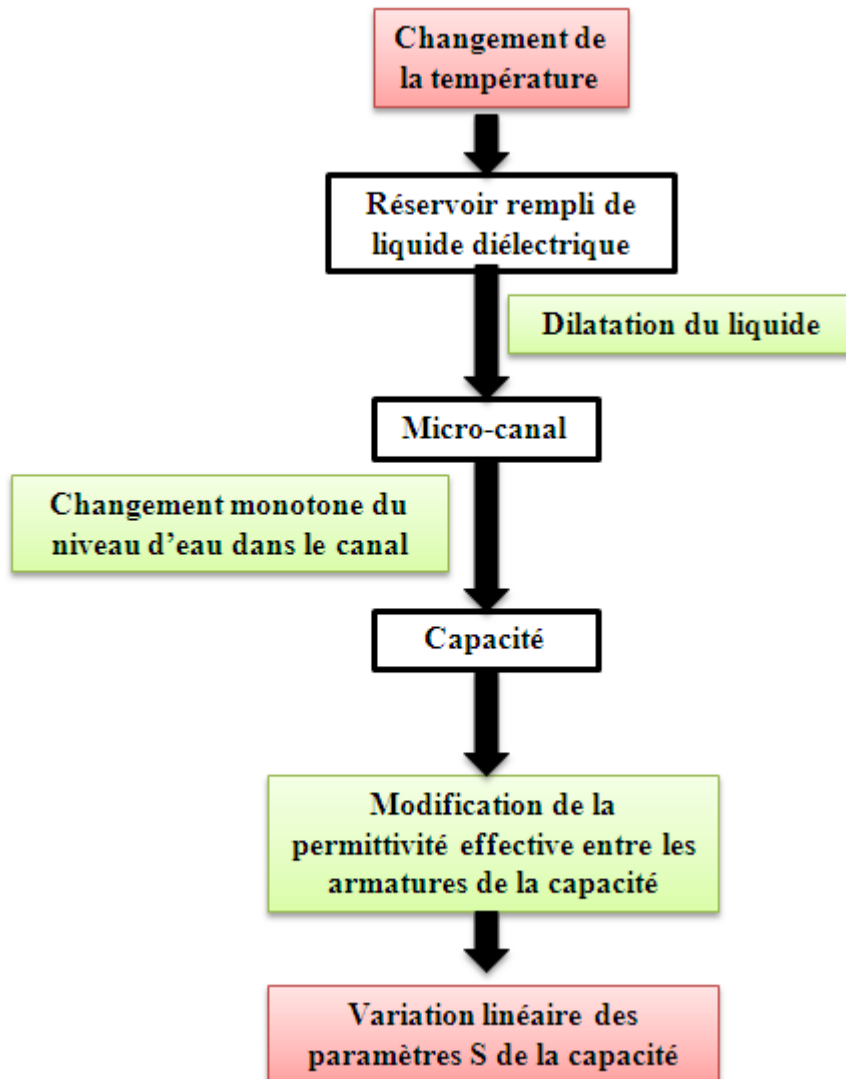


Figure II-1 : Principe du capteur de température micro-fluidique.

Avant de procéder à la phase de conception du transducteur nous avons pris en compte les différentes contraintes (RF, technologiques, caractérisation, ...) (Figure II-2) pour faire des choix qui sont présentés dans ce qui suit.

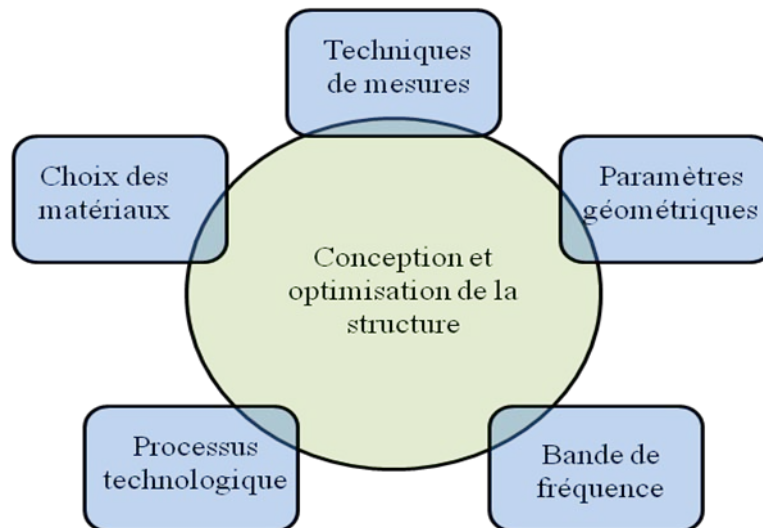


Figure II-2 : Contraintes liées à la conception de la capacité microfluidique

La fréquence centrale d'utilisation a été fixée à 29.75GHz. Cette fréquence correspond à la fréquence centrale du RADAR qui est disponible au laboratoire pour réaliser les mesures sans fil. Cette fréquence millimétrique est bien adaptée à la miniaturisation du transducteur et améliore par ailleurs l'immunité du capteur à des objets se trouvant à proximité en augmentant la longueur électrique de séparation entre eux.

Le type de capacité choisi est de type planaire et est constituée par deux électrodes métalliques déposées sur un substrat isolant. La distance entre les deux électrodes ainsi que la longueur des électrodes fixe la valeur de la capacité. Ce type de capacité planaire est facilement intégrable dans un canal microfluidique.

Le substrat choisi pour supporter les armatures de la capacité est du verre Schott AF 32. Celui-ci présente une permittivité relative assez faible ( $\epsilon_r=4,5$ ) ce qui permet de maximiser l'interaction avec le fluide diélectrique. Les pertes diélectriques sont également assez faibles ( $\tan\delta=0,0064$  à 20°C et à 3 GHz).

Les armatures de la capacité sont en cuivre qui présente une faible résistivité. L'épaisseur est faible et a été fixée à 100nm afin de ne pas trop perturber la réalisation du canal microfluidique.

La structure microfluidique (réservoir, canal) est réalisée avec une résine négative (SU8) qui est assez simple à mettre en œuvre. Cette résine est par ailleurs transparente, ce qui permet de visualiser la position du liquide à l'intérieur du canal. D'un point de vue électrique, la SU8 présente une faible permittivité électrique ( $\epsilon_r=2,85$ ) ce qui limite son interaction avec le champ électromagnétique. Ses pertes diélectriques sans être négligeable sont acceptables.

( $\tan\delta=0,04$  à la température ambiante pour des fréquences supérieures à 15GHz [GHA-2009]). Il conviendra toutefois de limiter la surface de SU8 à proximité ou en contact avec les conducteurs RF.

Le fluide diélectrique choisi est de l'eau désionisée. Ce liquide présente une permittivité électrique élevée ( $\epsilon_r= 78,5$ ) ce qui permettra d'optimiser la sensibilité du transducteur et les pertes relativement élevées ( $\tan\delta=0.157$  à 2.45 GHz [MIC-2011]). Le coefficient de dilatation thermique de l'eau est également important (257ppm/°C à 25°C) ce qui permettra de limiter la gamme de température utilisée tout en conservant une dilation du fluide suffisante. Enfin l'eau est très facile à mettre en œuvre et ne présente aucun problème de pollution ou de toxicité.

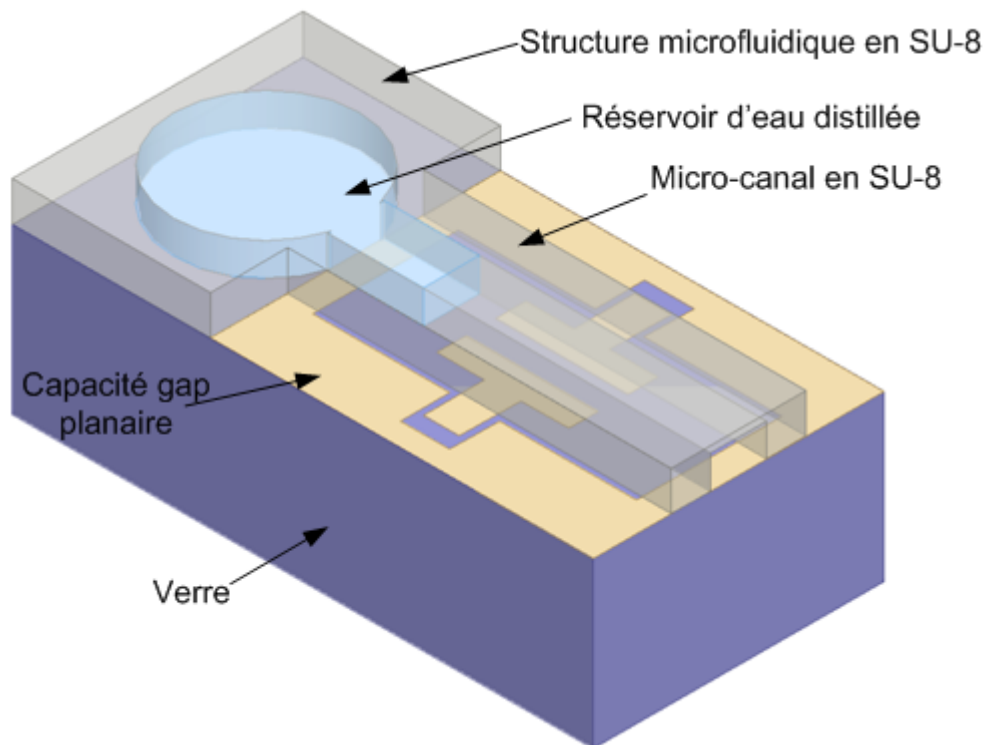


Figure II-3 : Schéma de principe du transducteur micro-fluidique

## II.2. DIMENSIONNEMENT DE LA CAPACITE

Le but de cette partie est d'effectuer un pré-dimensionnement de la capacité pour obtenir une variation d'impédance (en fonction du remplissage du canal) qui est adaptée au fonctionnement du capteur et présenter ainsi une bonne sensibilité. Lorsque le canal est vide, l'impédance devra être suffisamment élevée pour être assimilée à un circuit ouvert

(typiquement une capacité de quelques fF). Lorsque le canal est complètement rempli, l'impédance devra être proche de  $50\Omega$  (typiquement une capacité d'une centaine de fF).

Les simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS (version 14) de la société ANSOFT. La structure du canal et du réservoir micro-fluidique n'ont pas été introduite pour ne pas alourdir le temps de calcul. La présence locale d'eau ( $\epsilon_r=78,5$ ) entre les armatures de la capacité a été modélisée par une couche de  $100\mu\text{m}$  d'épaisseur et dont la largeur excède la distance entre les électrodes de  $80\mu\text{m}$ . Le substrat en verre est du Schott AF 32 de  $525\mu\text{m}$  d'épaisseur ( $\epsilon_r=4,5$ ,  $\tan\delta=0,0064$ ). Les armatures de la capacité sont constituées par une couche de cuivre ( $\sigma=59,6 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ ) de  $100\text{nm}$  d'épaisseur.

La géométrie de la capacité gap planaire est présentée dans la Figure II-4. Les caractéristiques géométriques choisies sont les suivantes :

- Lignes d'accès coplanaires présentant une impédance caractéristique de  $50\Omega$  : conducteur central de largeur  $W_{lig}$  de  $110\mu\text{m}$  et espacement entre la ligne centrale et le plan de masse  $S$  de  $20\mu\text{m}$ .
- Largeur  $W$  des armatures de  $90\mu\text{m}$  afin d'assurer un bon couplage entre les armatures de la capacité planaire.
- Distance  $G$  entre les armatures de  $90\mu\text{m}$  pour obtenir un large gap (canal rempli de liquide) tout en gardant une valeur de capacité mesurable.
- Distance  $d$  entre les armatures de la capacité et le plan de masse du côté des accès coplanaires de  $90\mu\text{m}$  minimisant ainsi la discontinuité de la transition CPW-capacité planaire.
- Distance  $D$  entre les armatures de la capacité et le plan de masse comprise entre  $90\mu\text{m}$  et  $690\mu\text{m}$ . Cette distance doit être assez grande pour minimiser les capacités parasites tout en gardant une structure compacte.
- Longueur  $L$  des armatures comprise entre  $400\mu\text{m}$  et  $800\mu\text{m}$ . Cette longueur doit être assez grande pour avoir une bonne précision sur l'avancement du liquide mais suffisamment faible pour minimiser les résonances parasites.



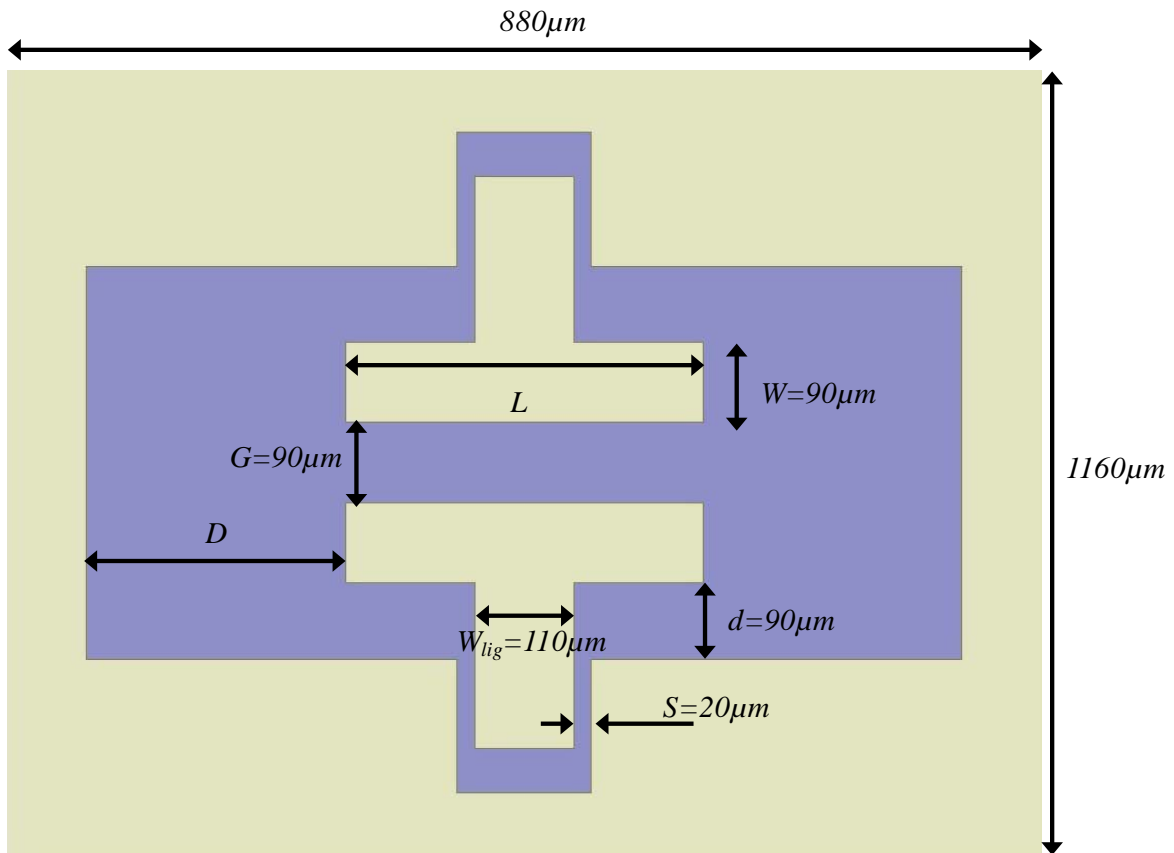


Figure II-4 : Géométrie de la capacité planaire

La Figure II-5 montre les variations maximales du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la longueur des armatures de la capacité pour une distance  $D$  de  $400\mu\text{m}$ . Cette variation de  $S_{11}$  correspond à la réponse pleine échelle du transducteur entre ces deux états extrêmes (pas d'eau / rempli d'eau entre les armatures) et doit être la plus élevée possible pour obtenir une bonne sensibilité. On peut noter que la réponse diminue lorsque la longueur des électrodes augmente. Par la suite la longueur  $L$  des électrodes sera donc fixée à  $400\mu\text{m}$ .

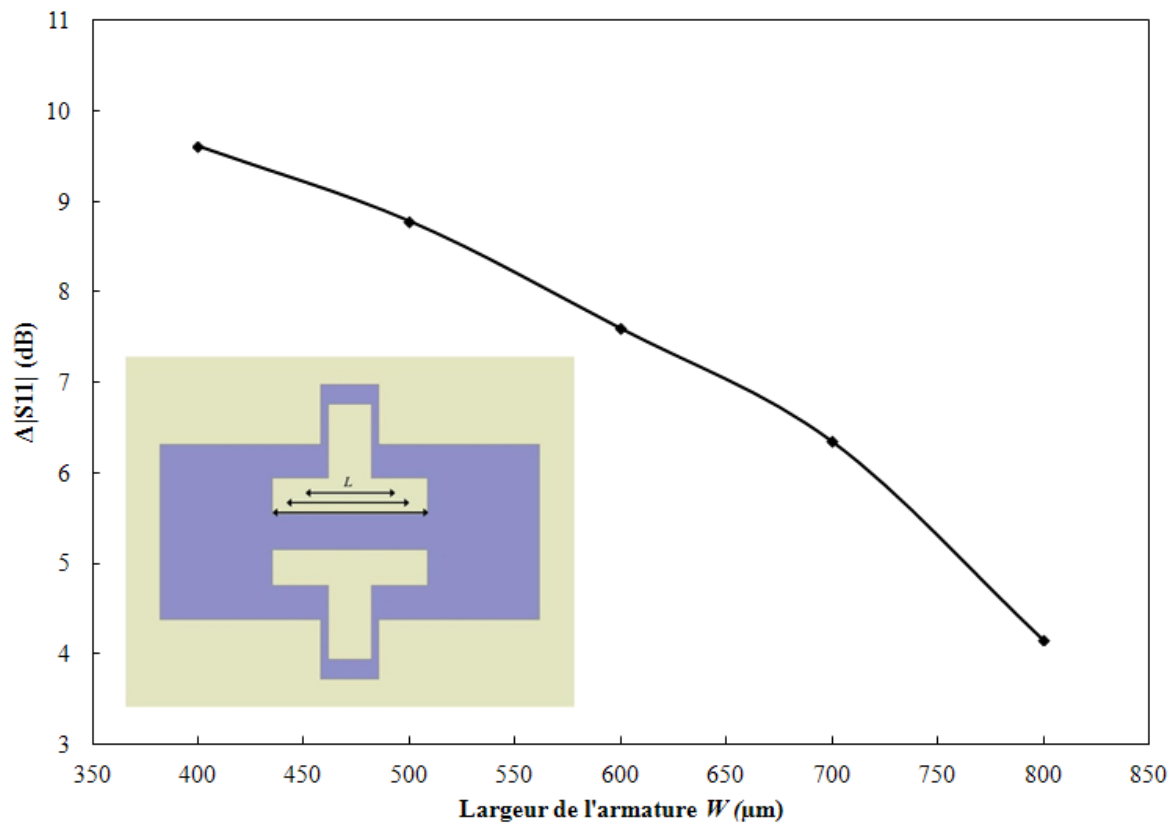


Figure II-5 : Influence de la longueur des armatures  $L$  sur la variation maximale du coefficient de réflexion ( $D=400\mu\text{m}$ ).

La Figure II-6 précise l'influence de la distance  $D$  entre les électrodes et le plan de masse pour une longueur d'électrode de  $L$  de  $400\mu\text{m}$ . On remarque que plus la distance  $D$  augmente et plus la variation de  $S_{11}$  est grande ce qui peut être attribué à la diminution des capacités parasites. Une distance  $D$  de  $400\mu\text{m}$  a été choisie pour minimiser l'encombrement car au-delà l'augmentation de  $S_{11}$  est faible.

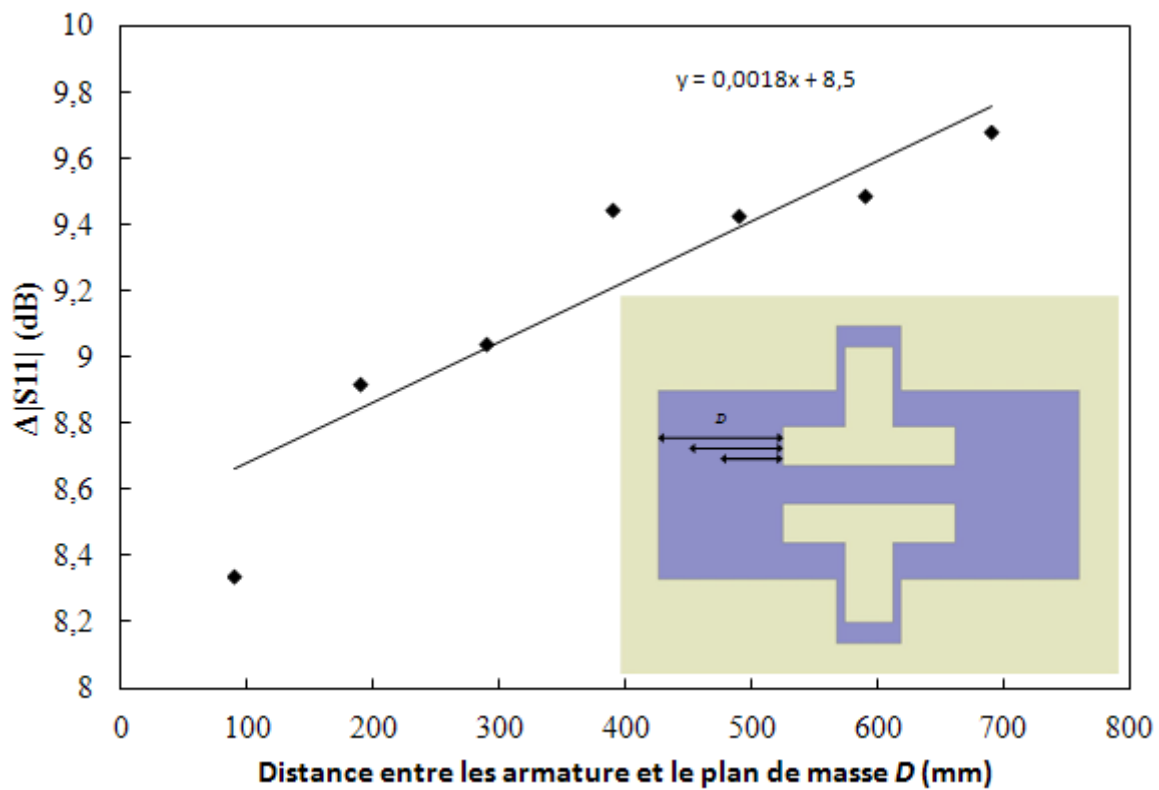


Figure II-6 : Influence de la distance  $D$  entre les armatures et le plan de masse sur la variation totale du coefficient de réflexion à  $L = 400\mu\text{m}$

La Figure II-7 montre la distribution surfacique de la densité de champ électrique dans la capacité planaire avec et sans eau pour une longueur  $L$  de  $400\mu\text{m}$  et une distance  $D$  de  $400\mu\text{m}$ . La présence du liquide en contact avec les armatures de la capacité favorise la transmission de la puissance entre les deux ports d'entrée de la structure. La figure II-17 précise la distribution du champ électrique entre les armatures de la capacité. Dans le cas du canal entièrement rempli d'eau, on constate que le champ électrique est très faible au-delà de la couche d'eau de  $100\mu\text{m}$  d'épaisseur. Il n'est donc pas nécessaire de réaliser un canal de plus de  $100\mu\text{m}$  de hauteur.

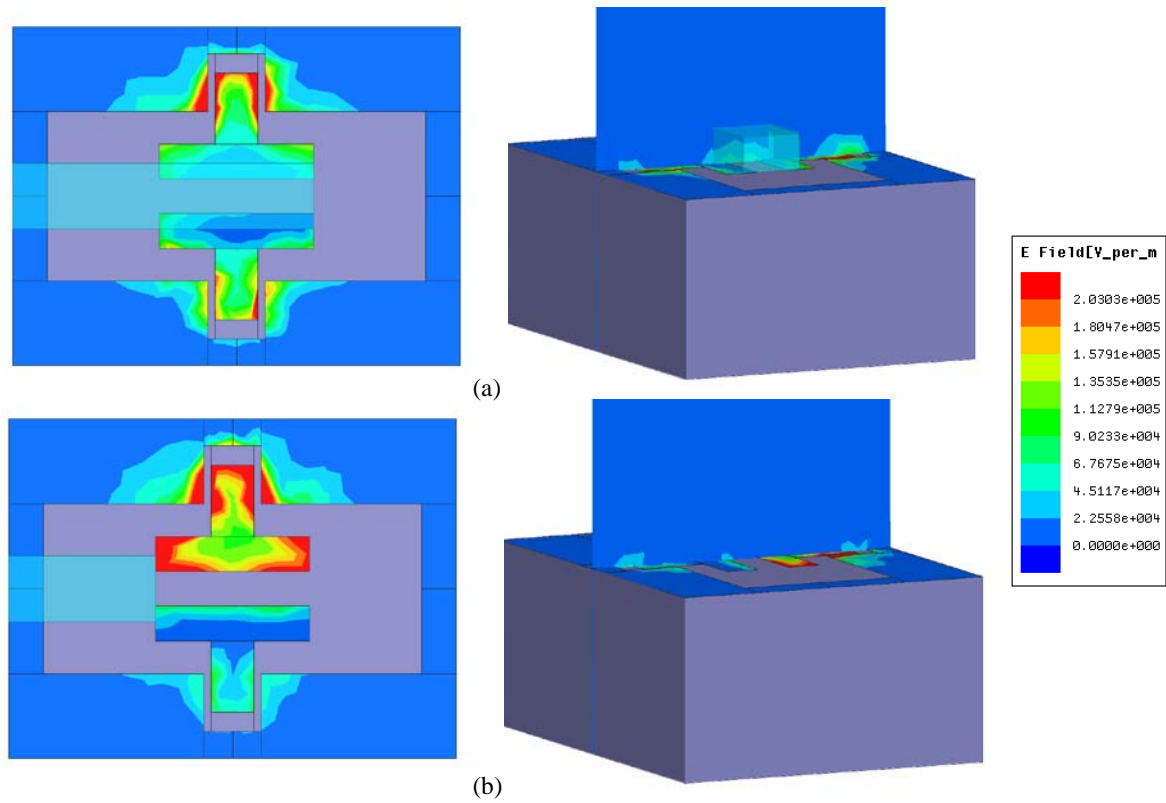


Figure II-7 : Distribution surfacique et selon l'axe vertical de la densité de champ électrique E (en V/m) (a) canal entièrement remplie d'eau (b) canal vide

## II.2. DIMENSIONNEMENT DE LA STRUCTURE MICROFLUIDIQUE

La variation de la position du front d'eau ( $\Delta L_c$ ) dans le canal à la température T est donné par :

$$\Delta L_c(T) = \alpha \frac{V_o}{S_c} (T - T_o) \quad (\text{Equation II-1})$$

Où  $V_o$  est le volume total du liquide à la température  $T_o$ ,  $S_c$  est la section du canal et  $\alpha$  est le coefficient de dilatation thermique volumique de l'eau (Figure II-8).

Plus la section du canal sera faible et plus la sensibilité sera élevée. La largeur du canal a été fixée à  $170\mu\text{m}$  afin d'être légèrement supérieure à la distance entre les deux électrodes de

la capacité (90 $\mu\text{m}$ ). La profondeur du canal, de 100 $\mu\text{m}$ , est un compromis entre une forte sensibilité (profondeur importante pour interaction forte entre eau et champ EM) et des limitations technologiques.

Le volume total  $V_0$  du liquide à température ambiante ( $\cong 2.10^9 \mu\text{m}^3$ ) a été choisi afin d'avoir une valeur de  $\Delta L_c$  égale à 400 $\mu\text{m}$  (longueur des électrodes) pour une variation de température d'une dizaine de degrés (Figure II-9). Cette faible variation de température permettra de limiter l'évaporation de l'eau tout en restant suffisamment grande pour être mesurable avec une bonne précision.

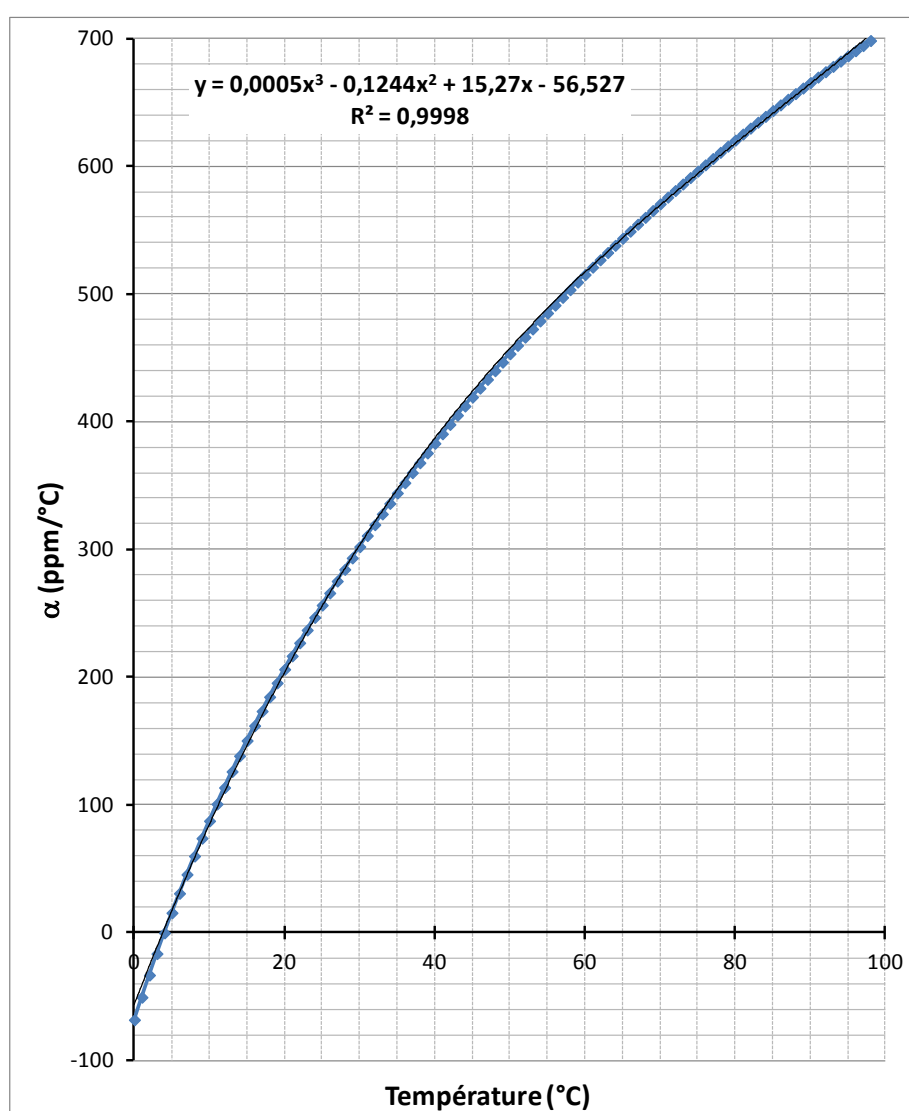


Figure II-8 : Coefficient de dilation volumique de l'eau en fonction de la température [H<sub>2</sub>O-CTE]

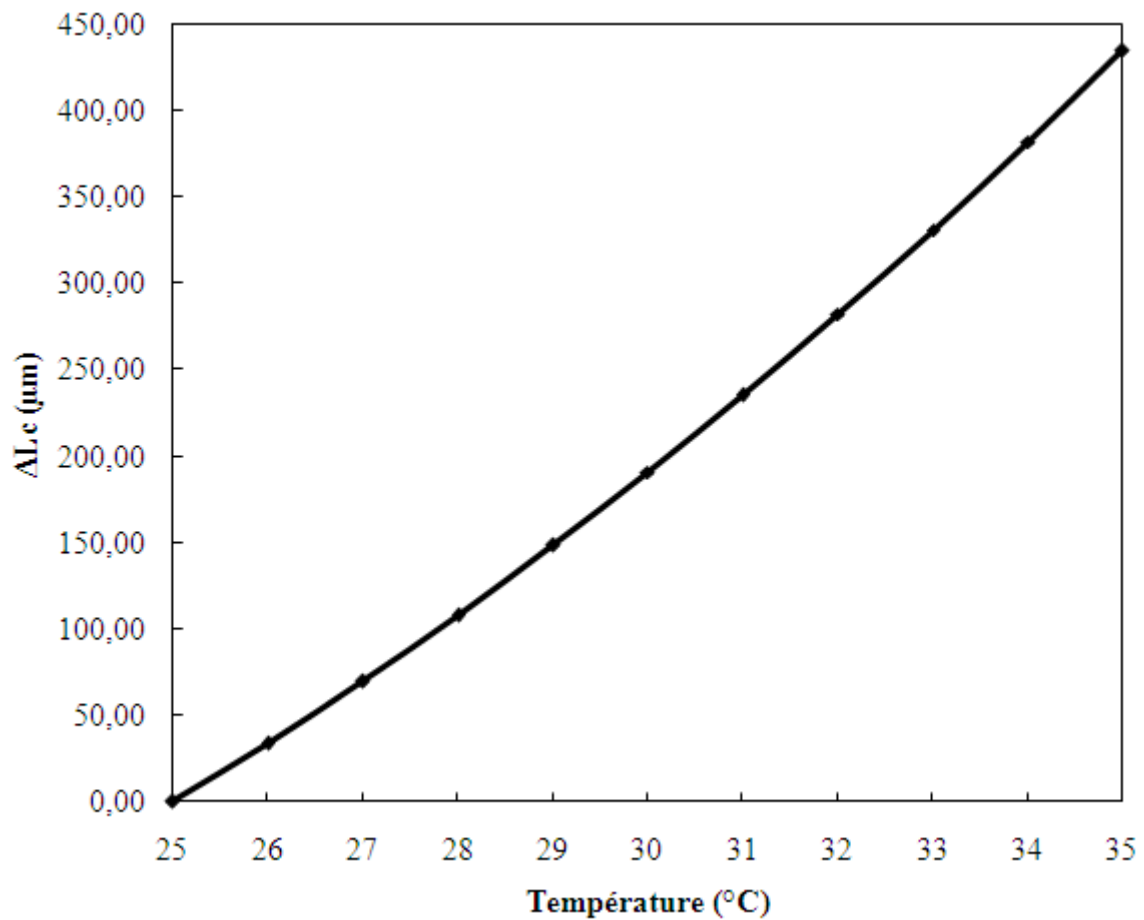


Figure II-9 : Simulation de la variation de la position du front d'eau dans le canal en fonction de la température ( $V_o = 2.10^9 \mu\text{m}^3$ )

### II.3. SIMULATION EM DE LA STRUCTURE COMPLETE

Une structure complète du transducteur micro-fluidique avec les micro-canaux en SU8 a été simulée avec le logiciel HFSS pour s'assurer du bon fonctionnement de celle-ci (Figure II-10). Les murs de SU8 qui servent à la réalisation du canal ont une largeur de 100μm. Cette valeur a été choisie afin de perturber le moins possible le signal électromagnétique tout en assurant une fabrication robuste.

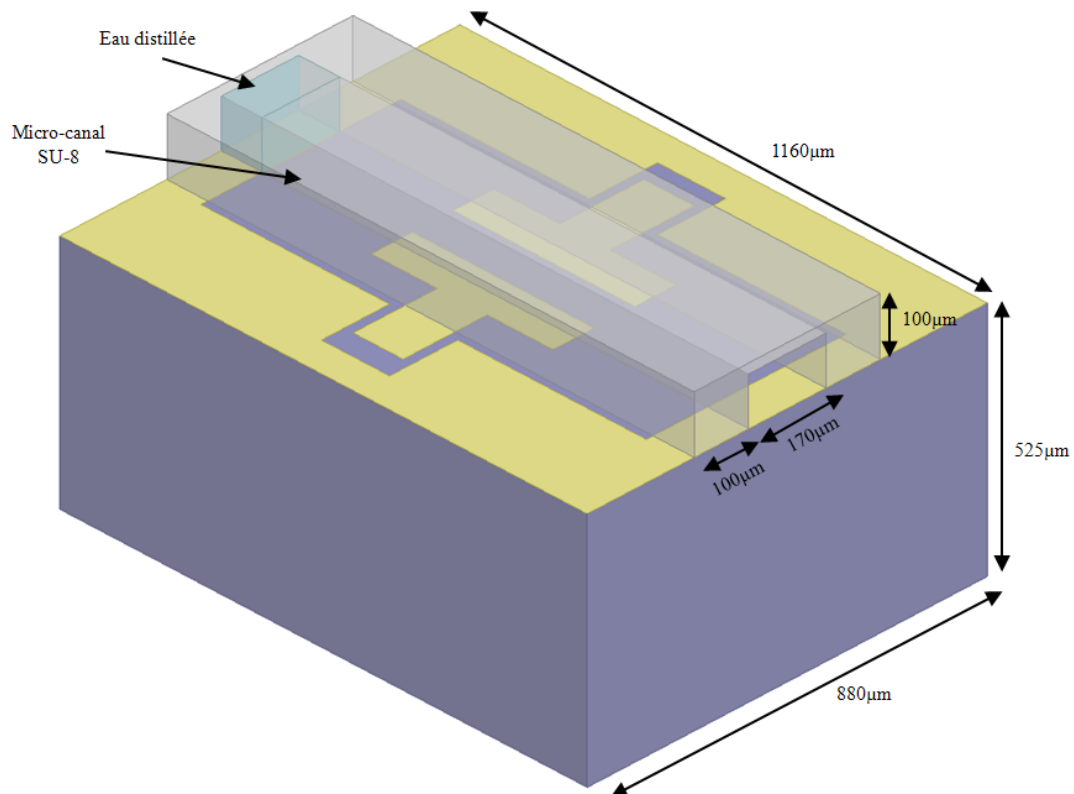


Figure II-10 : Vue 3D du transducteur micro-fluidique simulé

La Figure II-11 présente les résultats obtenus pour les paramètres S entre 20GHz et 40GHz et pour différents niveaux de remplissage du canal en eau ( $\epsilon_r=78.5$  et  $\tan\delta=0.157$ ) entre les armatures de la capacité. La Figure II-12 précise la variation de S11 à 29.75GHz. Une variation totale d'environ 10 dB est obtenue avec un comportement linéaire (en dB) en première approximation.

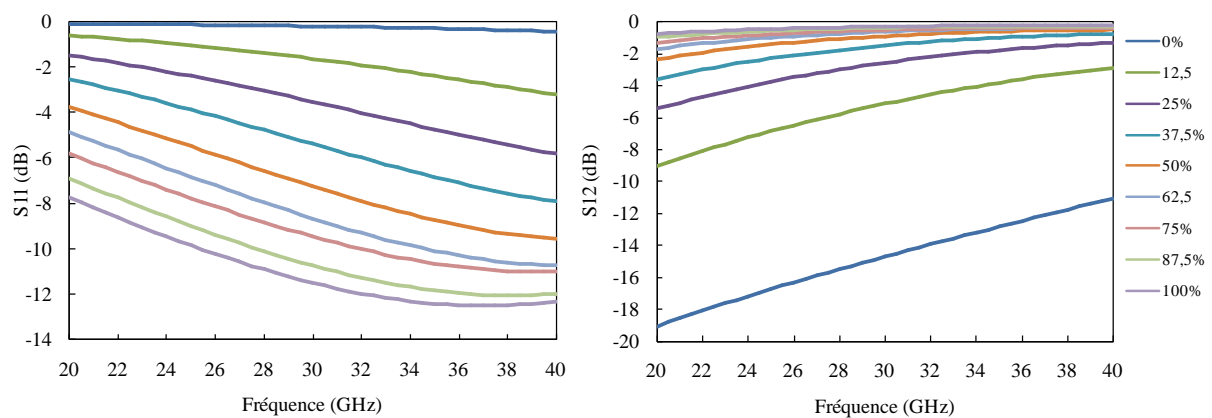


Figure II-11 : Paramètres S pour différents niveau de remplissage du canal entre les deux

armatures de la capacité sur une large bande de fréquence.

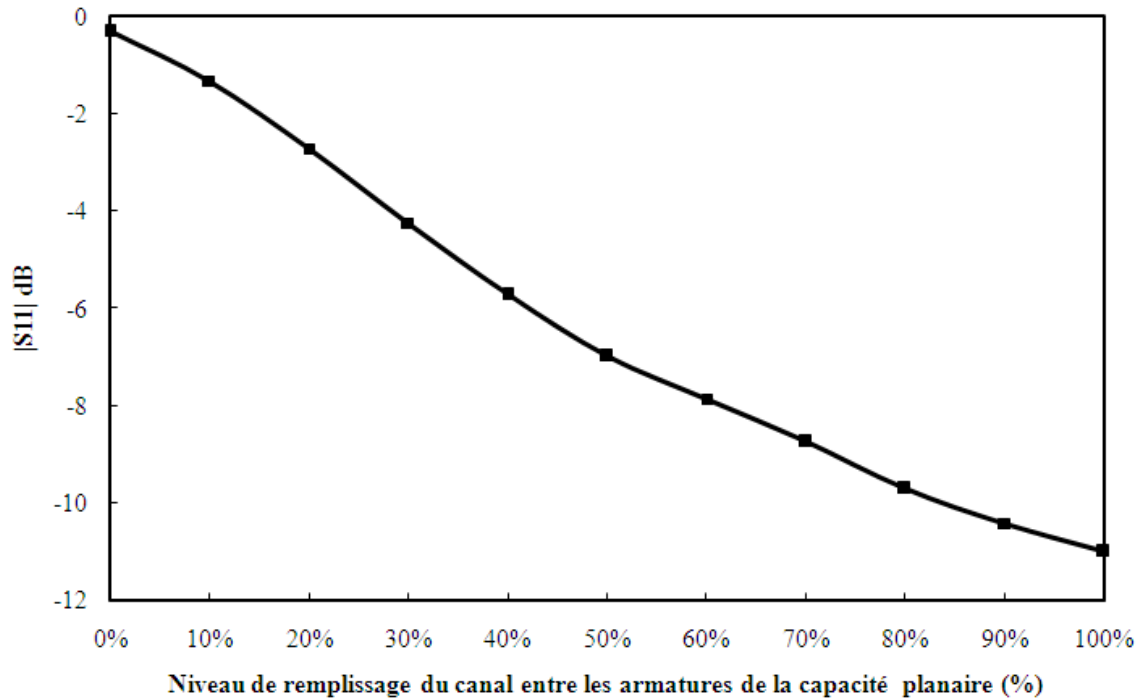


Figure II-12 : Variation de  $S_{11}$  à 29.75GHz pour différents niveau de remplissage du canal entre les deux armatures de la capacité planaire.

Les paramètres  $S$  obtenus par la simulation ont été utilisés pour extraire la variation de la valeur de la capacité en fonction du niveau de remplissage du canal. Les données ont été introduites dans le logiciel Microwave Office d'Applied Wave Research. Le schéma électrique équivalent utilisé est présenté sur la Figure II-13. Ce modèle prend en compte les différents éléments parasites externes ainsi que les effets de l'environnement de mesure. Le dispositif de calibration TRL est utilisé pour déterminer les composants des lignes d'accès et l'effet des pointes-RF utilisées dans les mesures. En utilisant les tuners du logiciel AWR, les paramètres  $S$  calculés à partir de ce modèle équivalent sont ajustés à ceux simulés. Les lignes d'accès coplanaires (CPWs) sont modélisées par une résistance  $R=10,2\Omega$  en série avec une inductance  $L=0.1nH$ . La capacité existante entre le plan de masse et les armatures de la capacité planaire est représentée par une capacité de valeur constante  $C_{shunt}=23fF$ . Une résistance  $R_s$  de valeur  $3\Omega$  est introduite en série avec la capacité et représente les pertes rajoutées par la structure en SU-8 et le liquide diélectrique.



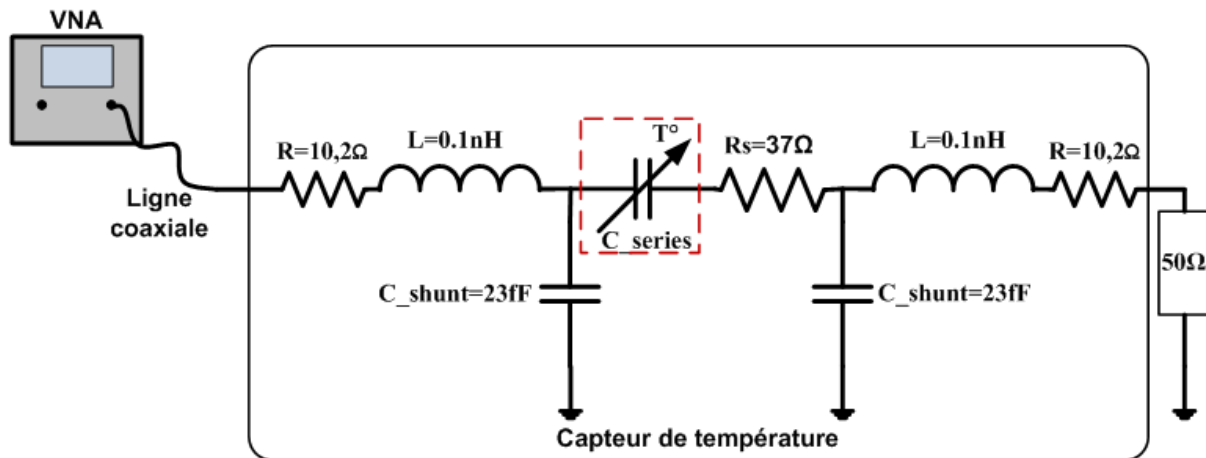


Figure II-13 : Schéma électrique équivalent du transducteur.

Les valeurs extraites de la capacité sont présentées sur la Figure II-14 en fonction du niveau de remplissage du canal. Les résultats montrent que la capacité varie quasi linéairement de  $C_{min}=8,5\text{fF}$  pour un canal vide (0% taux de remplissage du canal) à  $C_{max}=144,9\text{ fF}$  pour le canal complètement rempli d'eau entre les armatures de la capacité planaire (100% taux de remplissage du canal). La variation simulée de la capacité est voisine de  $1,4\text{ fF} / \%$  de remplissage du canal avec de l'eau.

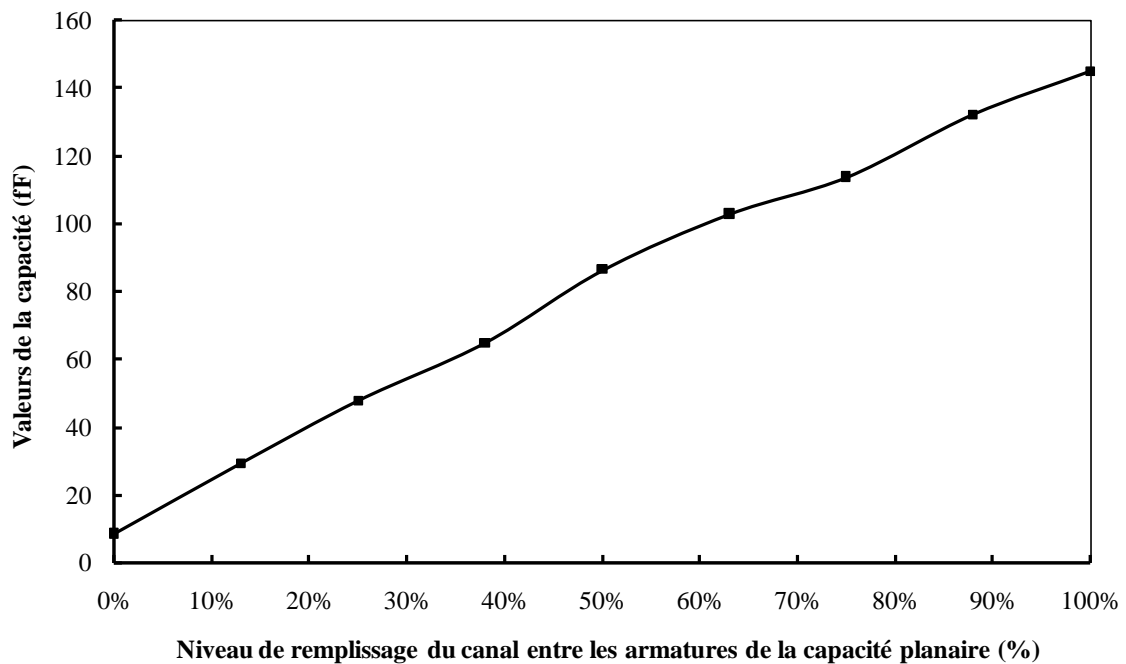


Figure II-14 : Variation de la capacité en fonction du niveau de remplissage du canal.

### III. FABRICATION DU TRANSDUCTEUR MICRO-FLUIDIQUE

Dans cette partie, nous présenterons la voie technologique de réalisation que nous avons retenue et mise au point. Les réalisations ont entièrement été effectuées dans la salle blanche du laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes de Toulouse et ont fait l'objet de plusieurs pré-études pour valider, ajuster et optimiser certaines étapes technologiques.

On passera en revue les étapes technologiques nécessaires pour la réalisation des cellules de mesure.

#### III.1. REALISATION DES MASQUES :

Dans un premier temps, on fabrique les masques en chrome utilisés durant les différentes étapes du procédé technologique. Le masque est constitué d'une plaque de verre ou de quartz métallisée au chrome. Les formes géométriques en chrome définissent les dimensions des dispositifs à réaliser. La fabrication du transducteur nécessite un jeu de trois masques. Ces derniers sont dessinés par l'intermédiaire du logiciel Cléwin. Le masque complet consiste en une répétition des cellules (composants, motifs d'alignements, chemin de découpe) selon une cartographie bien définie. La figure II-15 montre le résultat final avec la superposition des trois niveaux de masque.

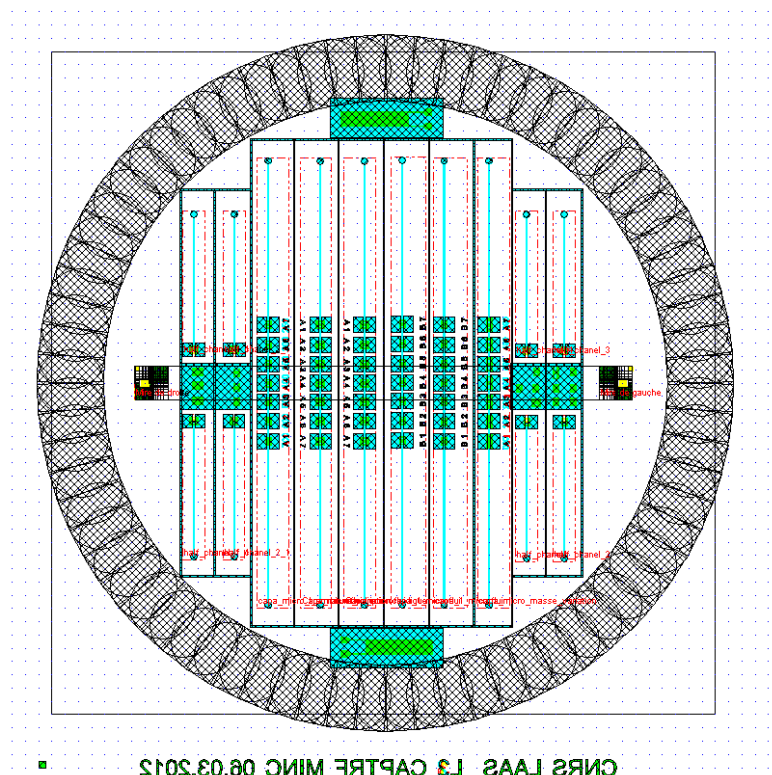


Figure II-15 : Présentation du jeu de masques.

### III.2. DESCRIPTION DU PROCEDE DE FABRICATION

Une fois les masques préparés, les étapes de fabrication continuent en respectant le schéma synoptique donné par la Figure II-16. La fabrication comporte quatre étapes principales qui sont décrites plus en détail par la suite :

- ✓ La métallisation de la face arrière de la plaquette de verre et la structuration des électrodes de la capacité planaire sur la face supérieure de la plaquette.
- ✓ La structuration des murs verticaux en SU8 qui serviront à la réalisation des micro-canaux.
- ✓ Le capotage de la structure par laminage d'un film SU8 et la réalisation des accès micro-fluidiques.
- ✓ Le scellement d'un accès microfluidique et le remplissage des micro-canaux avec de l'eau

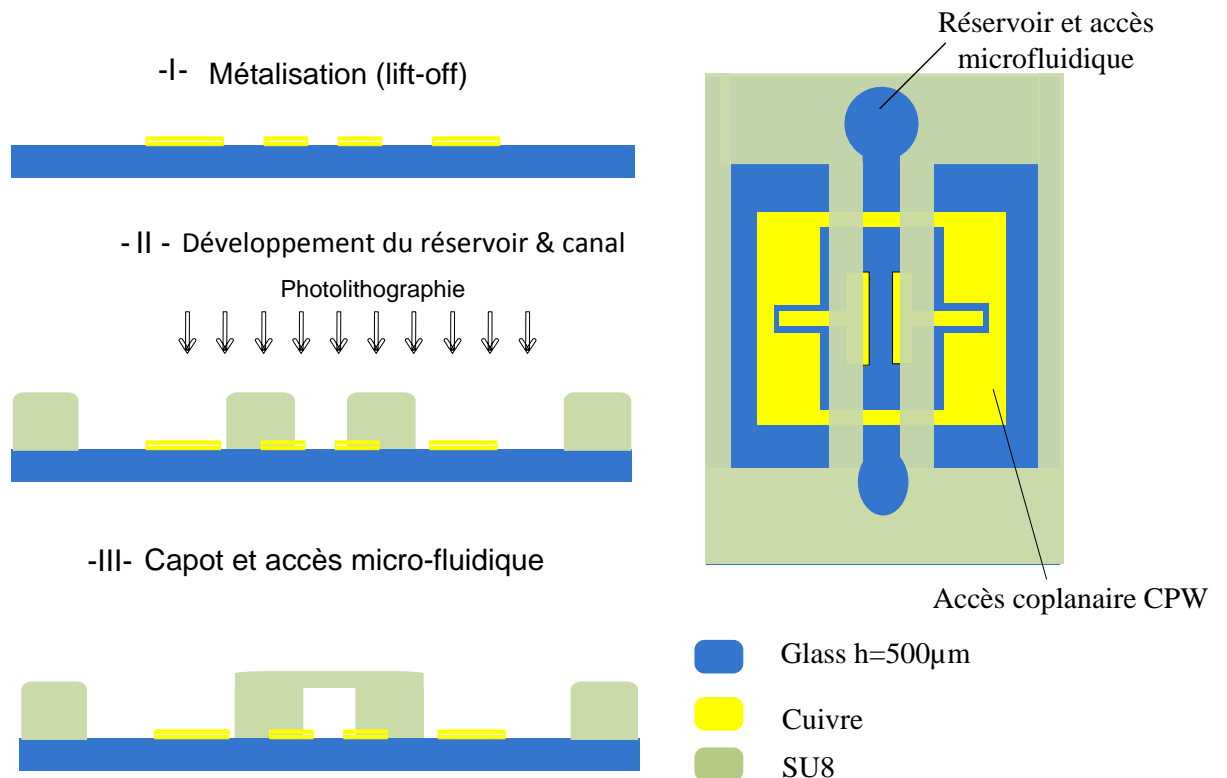


Figure II-16 : Schéma synoptique de fabrication.

### III.3. STRUCTURATION DES ELECTRODES DE LA CAPACITE

La structuration des électrodes métalliques de la capacité est réalisée par la technique du « lift off ». Celle-ci consiste à déposer le métal à travers un masque de résine préalablement structuré par photolithographie. Le masque de résine est ensuite dissout à l'aide d'un solvant (acétone) (cf Figure II-17). Les paramètres utilisés pour le « lift off » sont précisés dans le Tableau II-1.

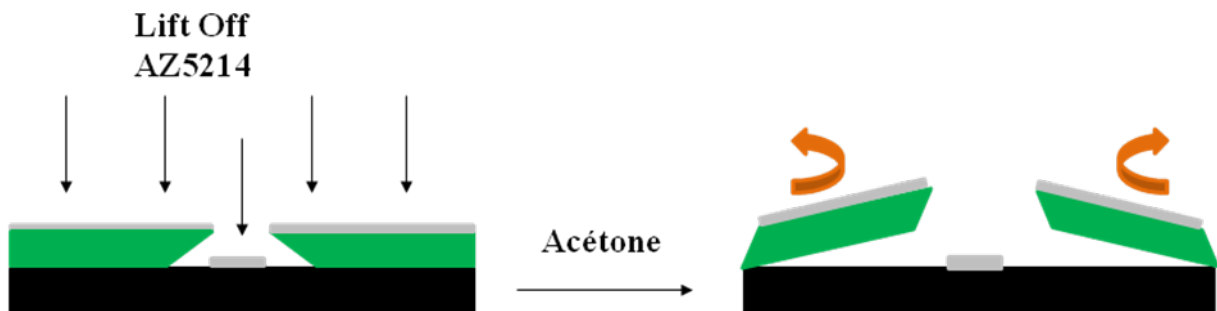


Figure II-17 : Réalisation des électrodes de la capacité par lift-off.

Etape	Conditions		
<b>Dépôt d'HMDS à l'étuve</b>	Programme1		
<b>Enduction AZ 5214</b> <b>Epaisseur = 2,7 µm</b>	Vitesse (tr/min)	Accélération (tr/min/sec)	Temps (sec)
	1000	5000	30
<b>Précuit</b>	105°C pendant 55 sec		
<b>Insolation</b> + <b>Recuit d'inversion</b> + <b>Insolation pleine plaque</b>	Insolation de l'AZ 5214 + 110°C pendant 55 sec + Insolation pleine plaque		
<b>Développement</b>	AZ Développer (1/1) à température ambiante		
<b>Post recuit final</b>	105°C pendant 30 sec		
<b>Dépôt d'aluminium</b>	Par évaporation (1µm)		
<b>Elimination de la résine et de l'aluminium du lift off</b>	Acétone au bain d'ultra son		

Tableau II-1 : Paramètres utilisés pour le lift-off.

Le métal déposé est du cuivre de 100nm d'épaisseur obtenu par évaporation sous vide à partir d'une cible en cuivre bombardée par un flux d'électrons. Une couche de titane de 50nm d'épaisseur est préalablement déposée dans le même bâti afin de garantir une bonne adhérence du cuivre sur le substrat de verre.

### III.4. FABRICATION DU CANAL MICRO-FLUIDIQUE

Ces travaux sont basés sur les développements effectués notamment par Stéphane PINON [PIN-2012]

#### III.4.1. Présentation de la SU-8

La résine photosensible SU-8 est une résine négative époxyde dont la structure chimique de la fonction de base (Ether Glycidylique de Bisphénol A) est représentée sur la figure II-18. La SU-8 est une résine photosensible dont le photo-initiateur est sensible aux longueur d'onde de l'ultraviolet (365nm-436nm). Après exposition aux UV et recuit thermique, la SU-8 est chimiquement et thermiquement stable du fait de sa structure hautement réticulée [LOR-A997][SHA-1997][CHA-2000]. La SU8 est commercialisée entre autres par MicroChem-Corp [MIC-SU8].

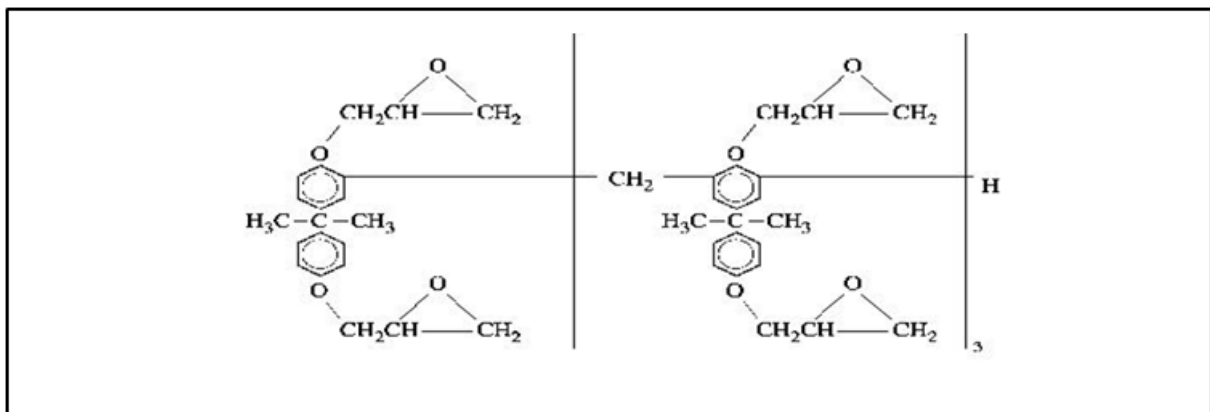


Figure II- 18: Structure chimique de la résine SU-8  
(glycidyl-ether-bisphenol-A novolac).

Vers la fin des années 1980, la résine SU-8 a été mis au point par IBM et elle ne cesse d'être constamment améliorée pour des applications diverses et variées : technologie LIGA [MEK-2007] [LU-2007], couche sacrificielle pour les MEMS [ZHA-2001], micro-lentilles ) [BET-2003] et enfin microfluidique [JAC-2001], [TEY-2007].

Les produits utilisés au cours de nos travaux sont ceux issus de la dernière génération dite série 3050 très visqueuse (12000 cSt)

#### **III.4.2. Structuration du canal micro-fluidique :**

Une couche de promoteur d'adhérence AP300 est tout d'abord déposée par centrifugation sur le substrat en verre afin d'activer la surface de celui-ci et d'améliorer l'adhérence de la SU8. Puis la SU-8 a été déposée par centrifugation à une vitesse de 1450 rpm pendant 30 secondes pour obtenir une couche de résine d'une épaisseur d'environ  $100 \pm 5 \mu\text{m}$ . Une première phase de recuit est exécutée sur plaque chauffante à  $65^\circ\text{C}$  pendant 1 minute. La température est ensuite montée à  $95^\circ\text{C}$  avec une rampe de  $10^\circ\text{C}/\text{min}$  puis est stabilisée pendant 44 minutes. La température est finalement descendue à température ambiante avec une rampe de  $5^\circ\text{C}/\text{min}$ . Un détourage, consistant à éliminer la résine sur les bords du substrat, doit alors être effectué. La plaquette est alors prête pour l'étape de photolithographie. La résine est ensuite insolée sous une puissance de  $20\text{mW}/\text{cm}^2$  de l'onde UV ( $\lambda=365\text{nm}$ ) pendant 24 secondes. Elle est réticulée lors d'un second recuit dit Post-Exposure-Bake (PEB) qui consiste en une première phase de 1 minute à  $65^\circ\text{C}$  suivi d'une rampe à  $10^\circ\text{C}/\text{min}$  jusqu'à  $95^\circ\text{C}$  et un palier à cette température de 3 minutes. La réticulation va alors se propager sur l'ensemble des zones de la résine ayant subi l'insolation sous UV. La température est ensuite redescendue à l'ambiante suivant une rampe de  $5^\circ\text{C}/\text{min}$ . La plaquette est enfin passée à l'étape de la révélation qui consiste à plonger la résine dans un bain de développeur (PGMEA) pendant  $15 \pm 2$  minutes puis rincée par l'Isopropanol et séchée.

Un exemple de SU-8, structurée par la méthode décrite précédemment, est montré sur la figure II-19. Les flancs des micro-canaux sont bien définis et présentent un profil vertical.

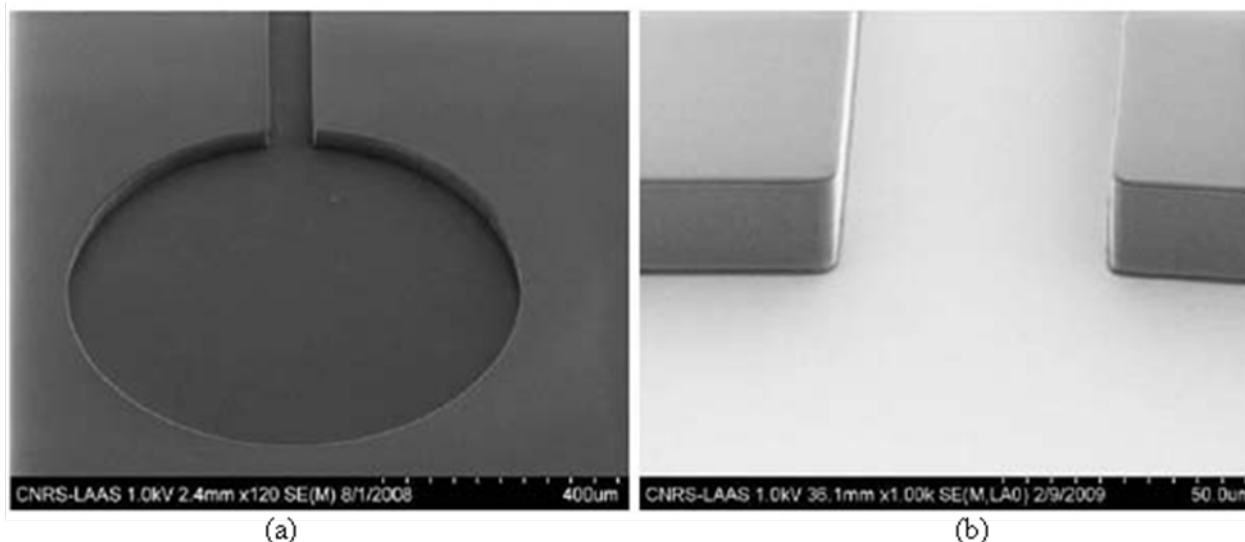


Figure II-19 : Images MEB d'une structure microfluidique: (a) Vue générale (b) Zoom sur l'entrée du canal

### III.4.3. Capotage du canal micro-fluidique

Afin de pouvoir faire circuler des liquides dans les structures fluidiques, il est nécessaire de fermer la structure par un capot qui soit le plus étanche possible. De ce point de vue, le meilleur procédé consiste à mettre en contact la structure ouverte avec un film en SU-8 non entièrement réticulé.

La première étape du procédé consiste à laminier un scotch adhésif double face de 50µm d'épaisseur (Adhesives Research AR Clear 8932) sur un substrat de silicium. Puis un film de 150µm de PET, avec son film de protection positionné vers le haut, est laminé sur le silicium. Ce film de protection transparent, appelé « *Liner* » présente une épaisseur de 50 µm. Sa face intérieure a subi un traitement anti-adhérence qui permettra de peler la structure finale avant de transférer le capot en SU8 sur le canal microfluidique.

La deuxième étape consiste à déposer (à une vitesse de 3200 rpm pendant 30 secondes) une couche de SU-8 de 50µm d'épaisseur au dessus du liner. Les phases du recuit décrites précédemment sont utilisées en changeant seulement la durée du palier à 95°C (27 minutes). Un traitement au plasma d'oxygène (puissance du plasma 200W, durée 30s) est ensuite appliqué pour améliorer l'adhérence entre les deux couches de SU-8 (canal et capot).

La troisième étape consiste à rapporter la couche de SU-8 de 50  $\mu\text{m}$  non-réticulée sur la structure ouverte des canaux par lamination. La couche de SU8 est préalablement pelée du support en silicium grâce au PET ayant subi un traitement anti-adhésif. Ceci permet d'obtenir un film de SU8 de 50 $\mu\text{m}$  d'épaisseur sur le liner de 50  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. La figure II.20 montre un schéma représentatif de cette étape de laminage. Le contrôle des paramètres de pression exercée par les rouleaux, de température des rouleaux et de vitesse de laminage permet d'assurer l'étanchéité de ces canalisations. Dans notre cas, le laminage se fait à la température de 65°C pour une pression de 2 Bar et une vitesse de 1m/min.

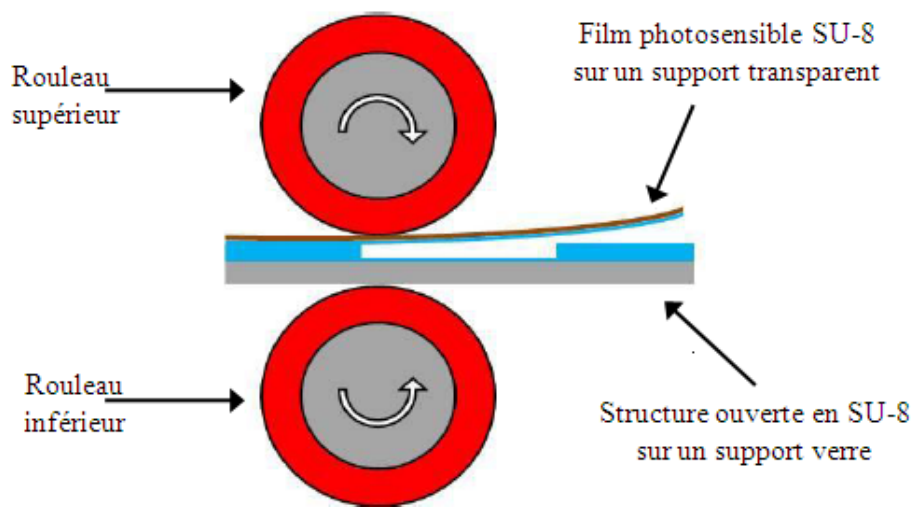


Figure II-20 : Représentation schématique de l'étape de laminage d'un film photosensible SU-8 sur une structure ouverte en SU-8.

L'ensemble est alors aligné et insolé à travers le dernier niveau de masque avant de subir un dernier recuit (PEB). Enfin, le liner supportant la résine du capot est pelé. Le développement de la résine SU8 est réalisé dans un bain de développeur PGMEA pendant  $12 \pm 2$  minutes pour obtenir la structure finale de la capacité micro-fluidique (Figure II. 21).



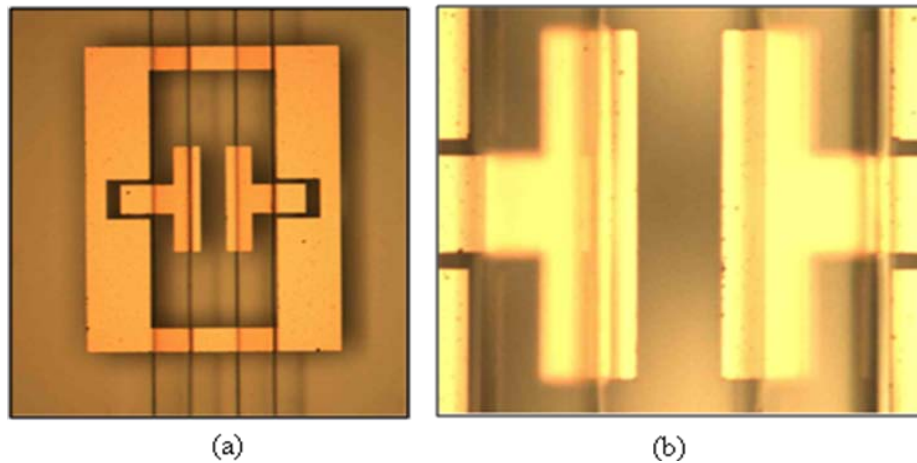


Figure II-21 : Capacité planaire avec le canal microfluidique (a) Vue d'ensemble (b) Zoom sur les électrodes de la capacité.

### III.5. REMPLISSAGE DE L'EAU DANS LE CANAL

Tout d'abord, le canal est scellé d'un côté par un carré de verre à l'aide d'un scotch adhésif double face positionné à sa périphérie (Figure II-22). Une couche de verni est rajoutée sur les bords du carré en verre pour assurer une meilleure étanchéité de la structure.

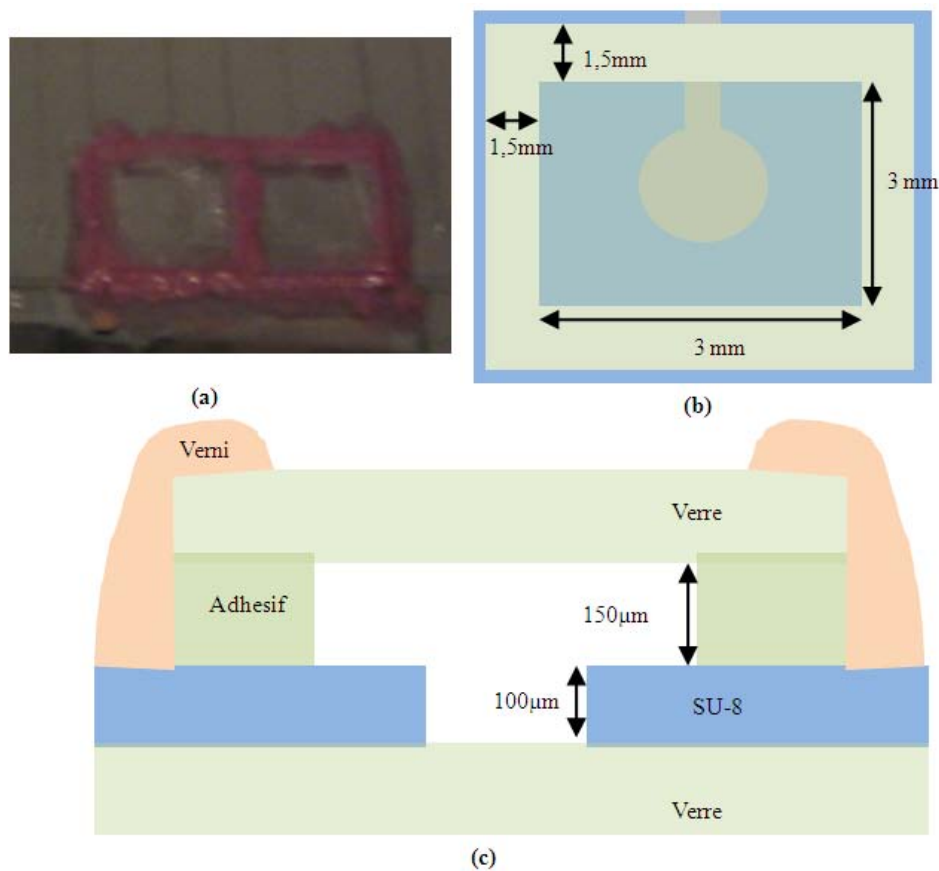


Figure II-22 : Scellement du canal à l'aide d'un morceau de verre (a) photo du réservoir scellé (b) géométrie de la structure (c) vue de coupe du réservoir.

L'étape suivante consiste à remplir le canal avec de l'eau. La structure est placée dans un récipient rempli d'eau et mis sous vide [WIN-2000], [MON-2001]. Après remplissage, un contrôle visuel sous microscope optique est réalisé pour vérifier l'absence totale de bulles d'air dans la microstructure.

Finalement la position du front du liquide dans le canal est ajustée en chauffant progressivement la structure pour évacuer l'eau excédentaire par le second accès microfluidique qui reste ouvert. Cet excès d'eau est supprimé en utilisant un jet d'air comprimé. La procédure est répétée autant de fois que nécessaire pour avoir un front de liquide à la position voulue (proche du bord des électrodes de la capacité planaire). Bien que n'étant pas très précise, cette technique permet d'obtenir assez facilement un positionnement approximatif du front d'eau dans le canal.

## **IV. CARACTERISATION DES DISPOSITIFS**

### **IV.1. MESURES DE DILATATION THERMIQUE DE L'EAU DANS LES CANAUX**

#### **IV.1.1. Description du banc de test**

Les tests de la dilatation thermique de l'eau à l'intérieur des microstructures de SU-8 ont été effectués en utilisant une plaque chauffante de précision et un microscope optique (Figure II-23). La structure finie est fixé sur le support chauffant à l'aide du vide. La sonde d'un thermomètre électronique est plongée dans une structure voisine totalement remplie d'eau pour mesurer précisément la température ( $\pm 0.05^{\circ}\text{C}$ ) du liquide dans le canal. Le microscope optique est relié à un ordinateur muni d'un logiciel d'acquisition photo et vidéo et de mesure des dimensions. La précision sur la position du front d'eau dans le canal a été estimée à  $\pm 3\mu\text{m}$ .

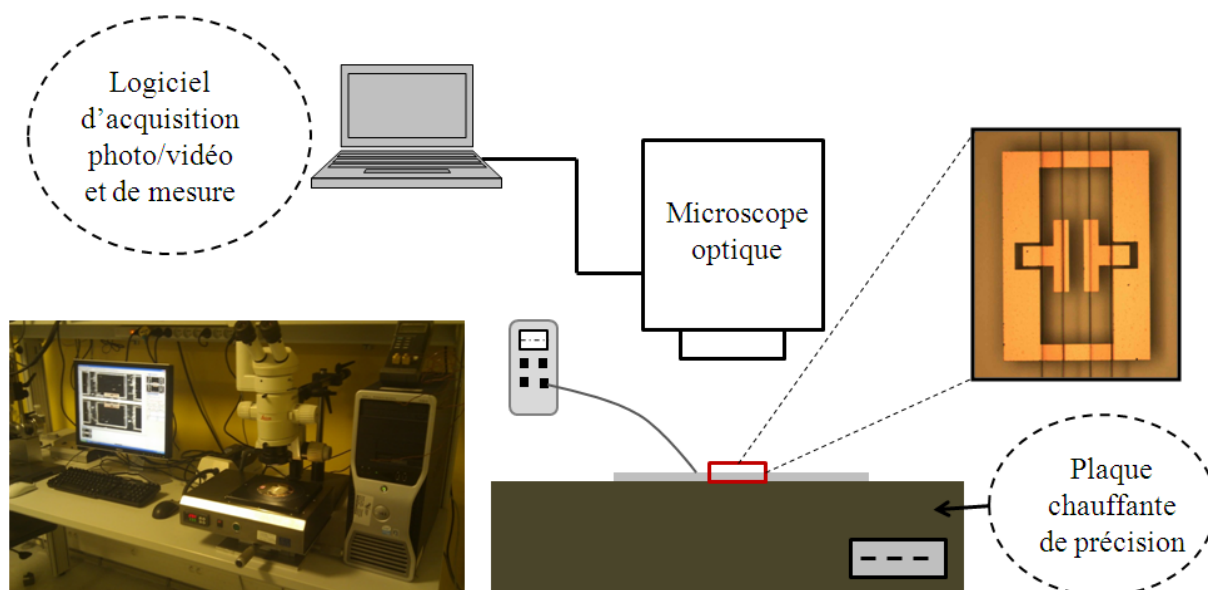


Figure II-23 : Dispositif de mesure de la dilatation thermique du liquide.

#### IV.1.2. Résultats expérimentaux

La position de l'eau dans le canal a été relevée pour 6 points de températures comprises entre 24,2°C et 33,2°C. Pour chaque palier de température, un temps de stabilisation suffisamment long a été effectué afin de permettre une homogénéisation de la température sur l'ensemble de la structure. Un exemple de photo illustrant la position du front d'eau dans le canal est présenté sur la Figure II-24.

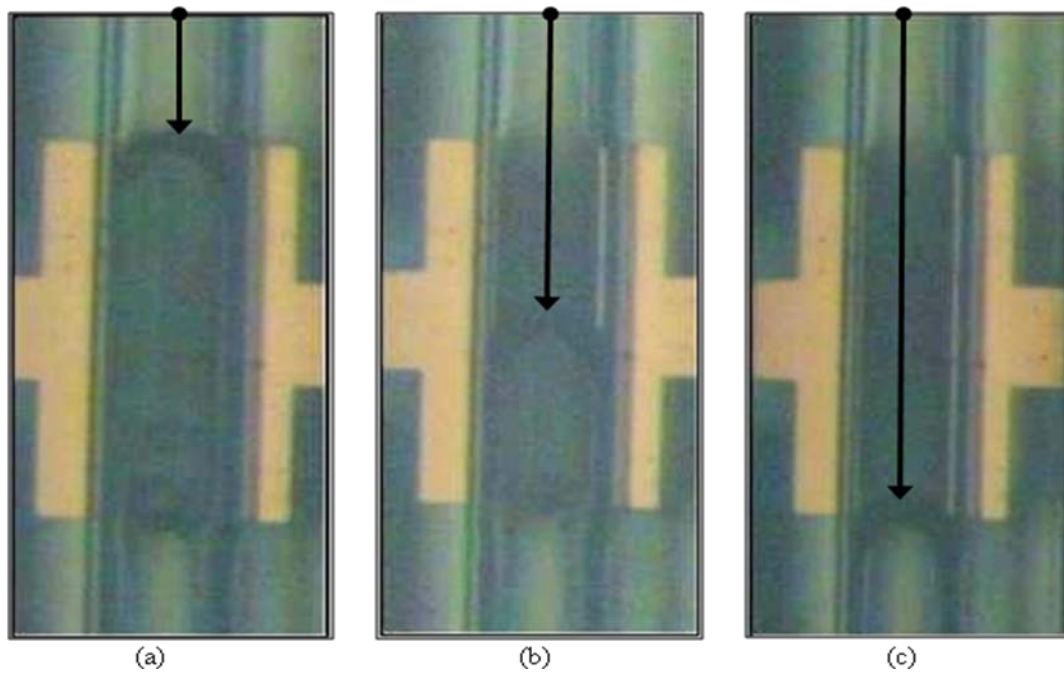


Figure II-24 : Positions du front de l'eau dans le micro-canal entre les armatures de la capacité planaire. La flèche indique le sens de la dilatation thermique du volume de l'eau dans le micro-canal.

La figure II-25 présente les résultats obtenus concernant la progression du front d'eau dans le micro-canal. On peut noter une progression linéaire en première approximation voisine de  $43\mu\text{m}/^\circ\text{C}$ . Les résultats sont comparables à ceux obtenus à l'aide de l'équation II-1 avec un volume de  $2.14\mu\text{m}^3$ . Ce volume a été calculé en tenant compte du volume rajouté par le scellement du canal (Figure II-22).

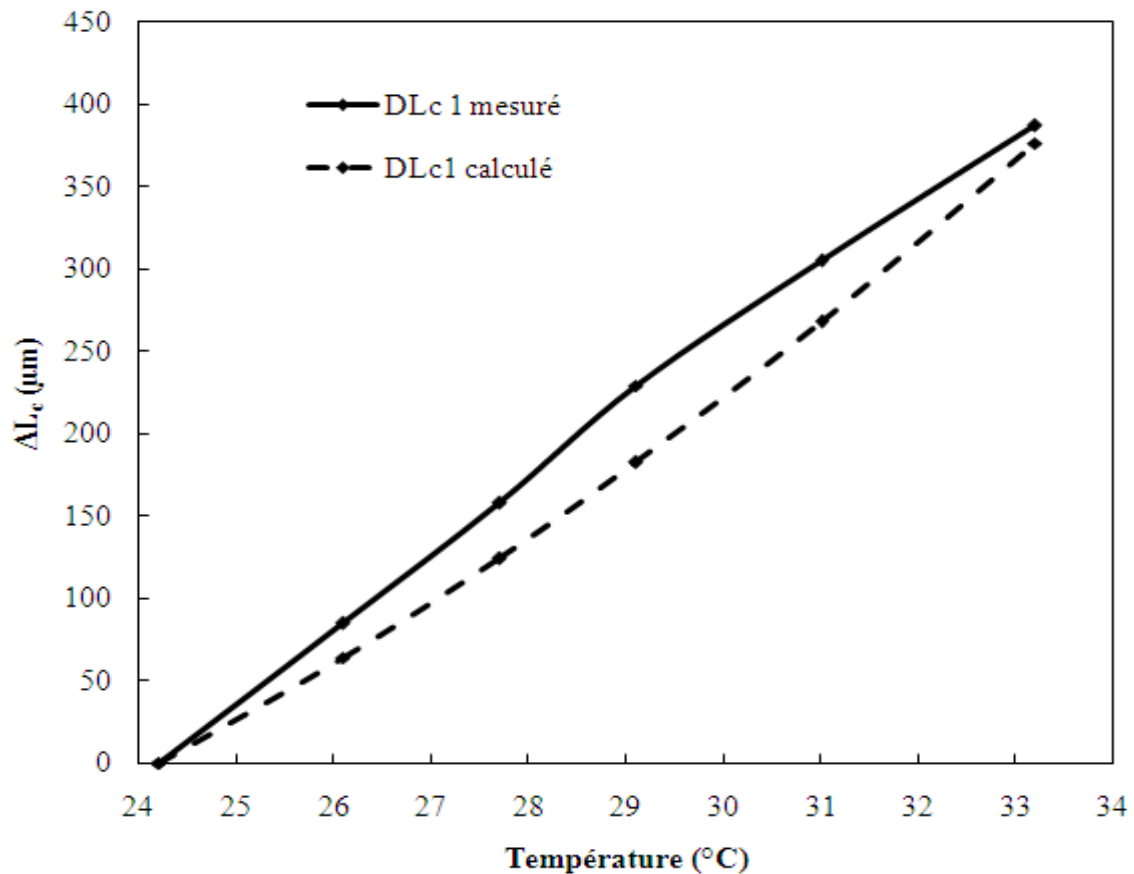


Figure II-25 : Déplacement du front d'eau dans le micro-canal en fonction de la température

## IV.2. CARACTERISATION DE L'IMPEDANCE

### IV.2.1. Mesure des paramètres S

Dans un premier temps, la sensibilité du transducteur en fonction de la température est mesurée à partir de la variation du coefficient de reflexion S11. Pour cela des mesures des paramètres S de la capacité microfluidique ont été réalisées pour différentes positions du front du liquide (différent niveau de remplissage du gap entre les armatures de la capacité planaire). Le remplissage du micro-canal est obtenu à l'aide d'un pousse seringue qui permet de positionner le front d'eau. La correspondance température / position du front d'eau est effectuée à l'aide des mesures présentées dans le chapitre IV-1. La position du front d'eau dans le canal a été normalisée par rapport à la longueur de l'électrode de la capacité. Un remplissage de 0% (100%) correspond à un front d'eau positionné juste au début (à la fin) de l'électrode de la capacité.

Des pointes RF travaillant jusqu'à une fréquence de 40GHz et un analyseur de réseau vectoriel (VNA) *Anritsu* (fréquence maximale 70GHz) sont utilisés dans ces mesures

expérimentales. La capacité est connectée, à travers les pointes RF, d'un coté à une charge  $50\Omega$  et de l'autre coté au VNA via un câble coaxial de 1m de longueur.

Les mesures du paramètre S11 sont réalisées entre 20GHz et 40GHz et les données sont ensuite extraites pour la fréquence de 29.75GHz (Figure II-26). La variation totale de S11 est voisine de 8dB pour une variation de  $9^{\circ}\text{C}$ , ce qui donne une sensibilité voisine de  $0.9\text{dB}/^{\circ}\text{C}$  en première approximation. Les résultats obtenus en simulation sont comparables ( $1.2\text{dB}/^{\circ}\text{C}$  environ). Nous notons un décalage entre les courbes de simulations et de mesure. Vers les basses températures (moins de 20% de remplissage du canal) l'offset est dû aux pertes introduites par les pointes RF et les outils de mesures. Cependant la différence observée vers les hautes températures (au delà de 50% de remplissage) est dû à la qualité de l'eau utilisée et au pertes supplémentaires rajouté par celle-ci.

Les caractéristiques diélectriques prises pour l'eau dans les simulations étaient celles données dans le simulateur ( $\epsilon_r \sim 78,5$  et  $\tan\delta = 0.157$ ). Des recherches plus approfondies ont permis de trouver des valeurs surement plus proches de la réalité ( $\epsilon_r \sim 30$  et  $\tan\delta = 0.8$  à la fréquence de 29,75GHz) [CHA-2012]. Avec ces nouvelles données les résultats obtenus en simulation et en mesure sont beaucoup plus proches.

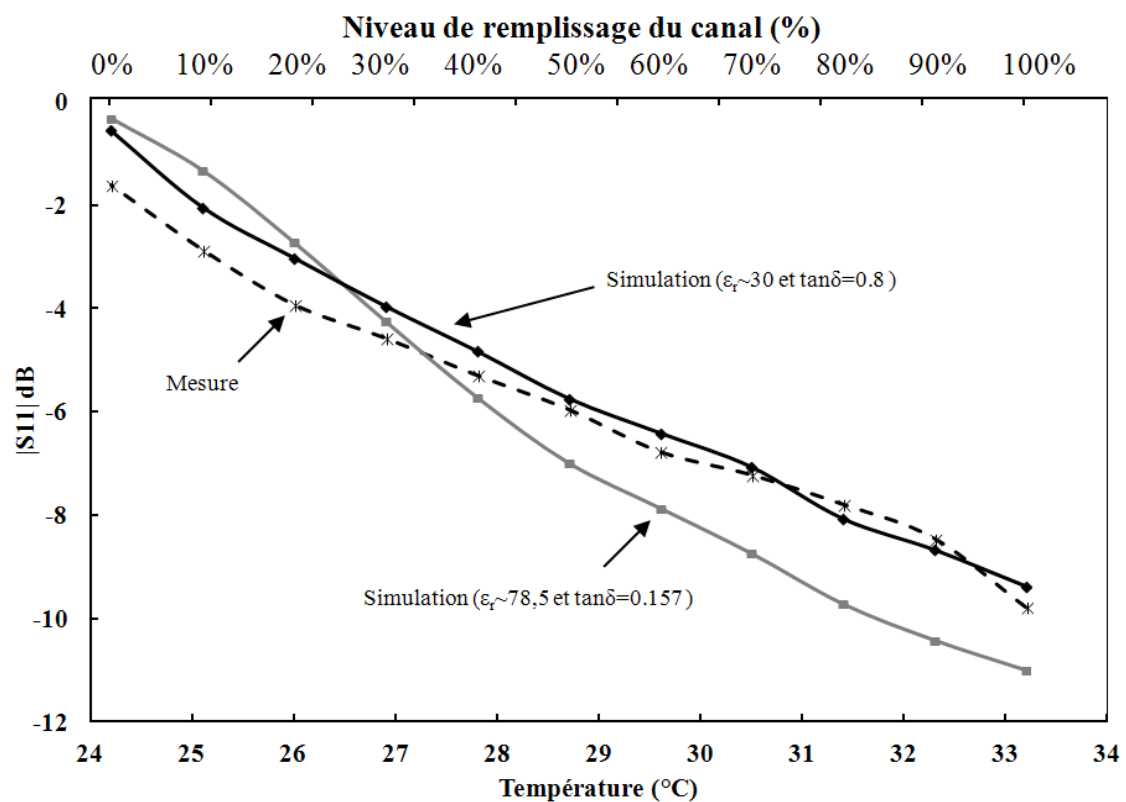


Figure II-26 : Coefficient de reflexion mesuré et simulé de la capacité en fonction de la température à la fréquence de 29,75GHz.

#### IV.2.2 Extraction de la capacité

La valeur de la capacité est extraite à partir des paramètres S mesurés et du schéma électrique équivalent présenté dans le chapitre II-3. La Figure II-27 présente un exemple d'ajustement des paramètres du circuit équivalent pour représenter fidèlement les paramètres S mesurés.

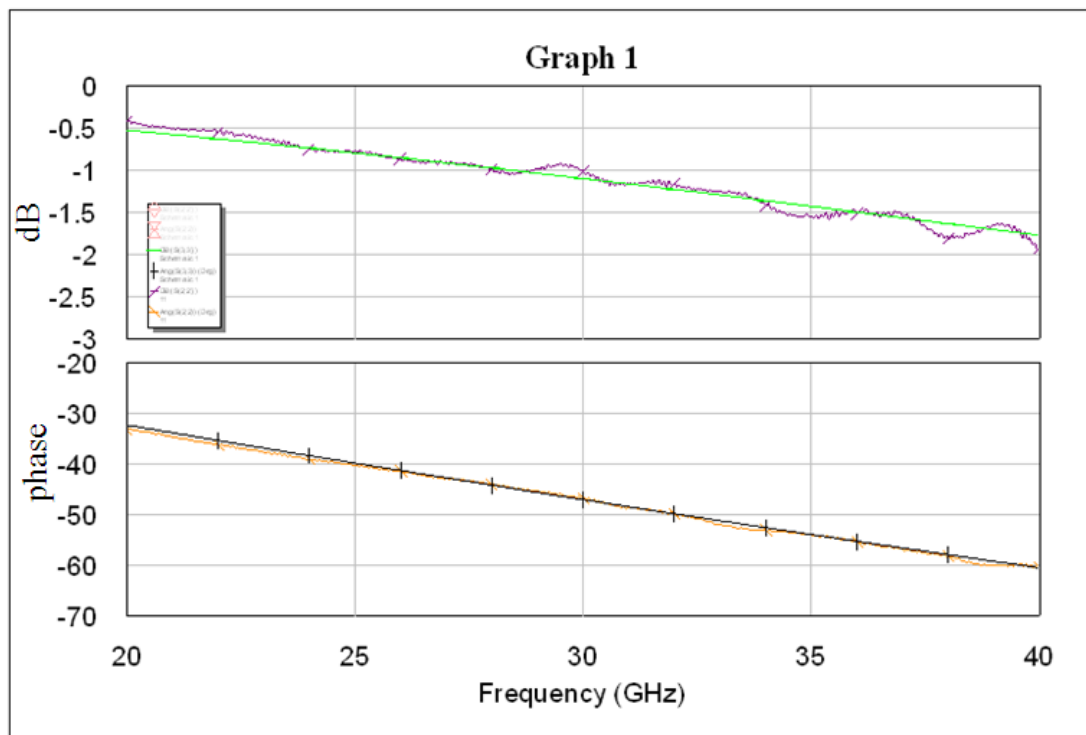


Figure II-27 : Exemple de l'ajustement des paramètres S11 en module (dB) et en phase issus des mesures et du circuit équivalent.

La figure II-28 présente la variation de la capacité en fonction de la température. Les résultats obtenus à partir des mesures montrent des valeurs comprises entre 18fF et 143fF avec un comportement quasi linéaire en première approximation (13fF/°C). Les résultats obtenus à partir des simulations (CH II-3) donnent des résultats comparables.

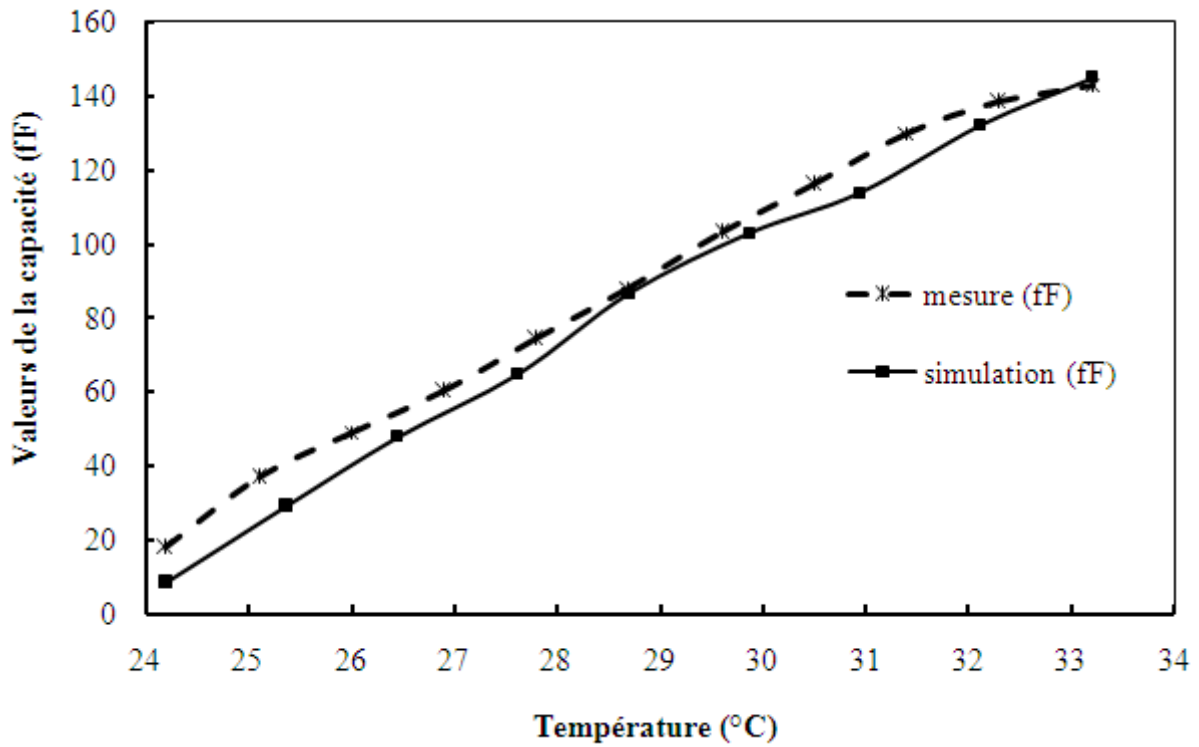


Figure II-28 : La valeur de la capacité mesurée et simulée en fonction de la température appliquée.

## V. INTEGRATION DU TRANSDUCTEUR

### V.1. Mesure de l'écho radar

Afin de valider le principe de la mesure passive de la température à distance, la capacité microfluidique est intégrée dans le dispositif décrit sur la Figure II-29.

Le système de mesure est composé d'une antenne cornet large bande (4-40GHz) de gain  $G=10\text{dB}$  connectée à un câble coaxial (impédance caractéristique  $50\ \Omega$ ) de longueur physique  $L = 1\text{m}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 1,7$ . Ce câble est ensuite connecté à une entrée de la capacité microfluidique via les pointes RF. Ce câble peut être remplacé par une ligne à retard dans la bande millimétrique produisant un retard de la propagation de l'onde égale à  $L\sqrt{\epsilon_r}/c \approx 4,3\text{ns}$  à la fréquence centrale sur une largeur de bande de 2%. avec  $c$  est la célérité de la lumière dans le vide. La deuxième entrée de la capacité microfluidique est connectée à une charge de  $50\Omega$  via les pointes RF.



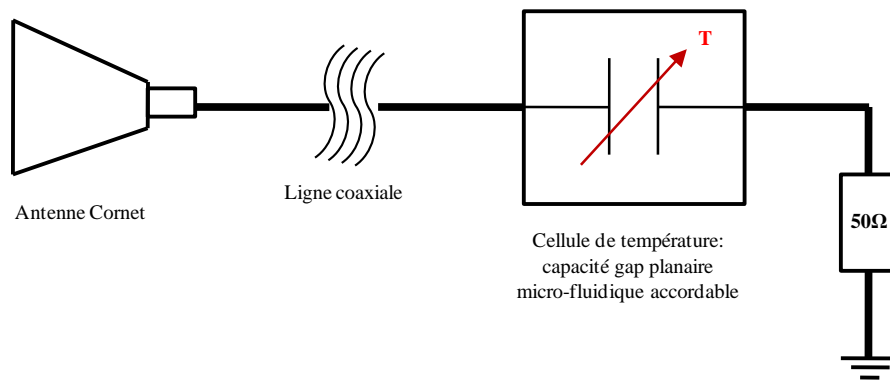


Figure II-29 : Schéma de principe de mesure sans fil de la capacité microfluidique

Le système de mesure est ainsi interrogé par un radar FMCW (Figure II-30 et II-31). L'antenne cornet formant la cible du radar est placée à une distance  $R=2\text{m}$  de celui-ci. Sa position est ajustée pour être bien alignée avec les antennes d'émission/reception du radar. Le radar FMCW utilisé fonctionne à la fréquence centrale  $f_0=29,75\text{GHz}$  sur une largeur de bande  $\Delta F=650\text{MHz}$  et une modulation du signal en dents de scie de période  $T_R=1\text{ms}$  avec une puissance transmise  $P_T=13\text{dBm}=20\text{mW}$ . Les antennes d'émission et de réception du radar ont un gain  $G_T=G_R=14\text{dB}$ . La précision sur la mesure du niveau de l'écho radar est de l'ordre de  $\pm 0,1\text{dB}$ . Des mesures antérieures au LAAS on montré qu'il était possible d'obtenir une grande variation de l'amplitude d'écho radar en modifiant l'impédance de charge d'une antenne [JAT-2010]. Les caractérisations effectuées avec une charge  $50\Omega$  et un circuit ouvert donnent une variation maximale de  $20\text{dBm}$  au niveau de la puissance de l'écho radar.

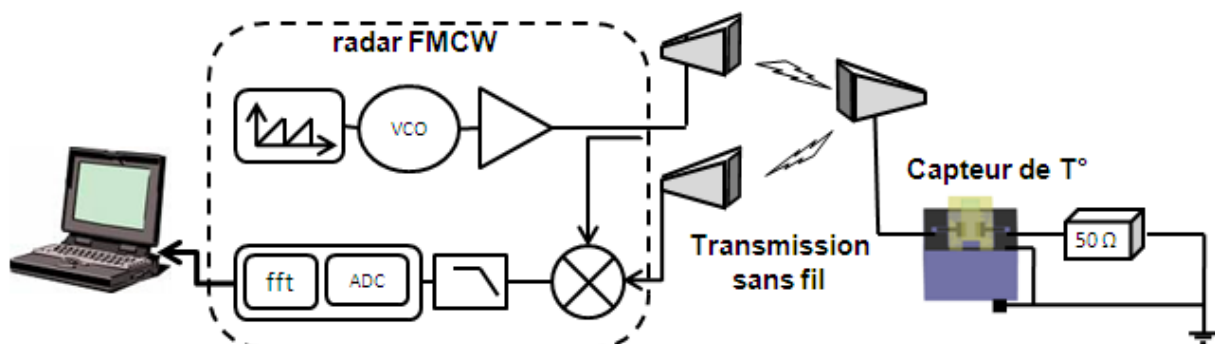


Figure II-30 : Principe de la technique d'interrogation sans fil utilisant un radar FMCW

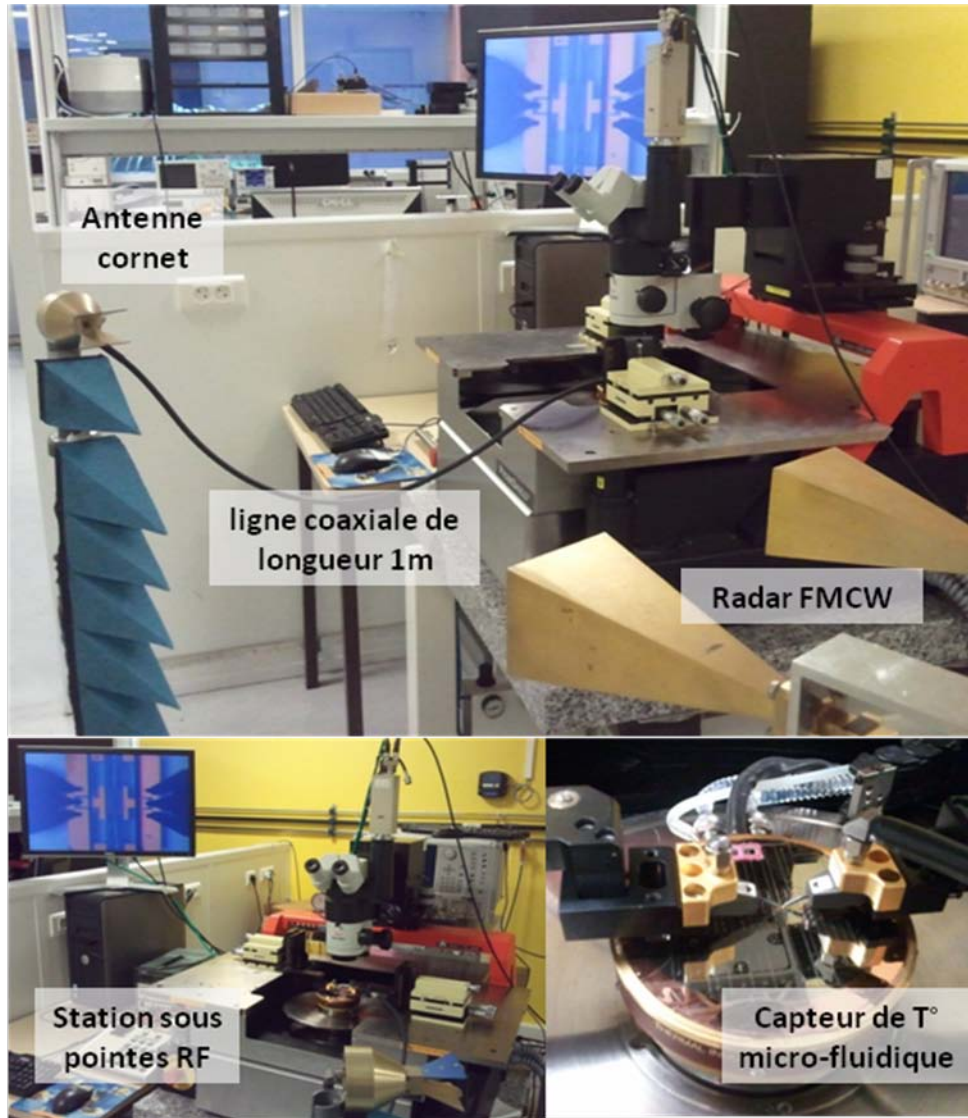


Figure II-31 : Banc de test pour la mesure de l'écho RADAR

Des mesures RADAR ont tout d'abord été réalisées sans mettre d'eau dans le microcanal. Le spectre basse fréquence généré par le radar FMCW montre deux pics à des fréquences spécifiques de battement (Figure II-32). A la fréquence  $f_{str} = 14\text{KHz} \approx 2 \frac{\Delta F}{T_R} \frac{2R}{c}$ , un pic d'amplitude  $A_{str}$  correspond à la rétrodiffusion de l'antenne cornet. Le deuxième pic, à la fréquence  $f_{ant} = 20,5\text{ KHz} \approx 2 \frac{\Delta F}{T_R} \frac{2(R + \sqrt{\epsilon_r})}{c}$ , d'amplitude  $A_{ant}$  est associé à la réflexion de l'onde millimétrique par la capacité microfluidique après avoir traversé le câble coaxial. L'écho  $A_{str}$ , appelé mode de structure de la rétrodiffusion de l'antenne, ne dépend pas de la température mesurée par le capteur. Cependant,  $A_{ant}$ , appelé mode d'antenne de la

rétrodiffusion, dépend directement de la variation de l'impédance du capteur en fonction de la température. Le câble coaxial utilisé dans les mesures est pris de longueur physique ( $L=1\text{mètre}$ ) supérieure à la résolution minimale du radar  $\frac{c}{2\Delta F} \approx 23\text{cm}$ . Cette longueur est suffisante afin de séparer les deux modes de rétrodiffusion de l'antenne.

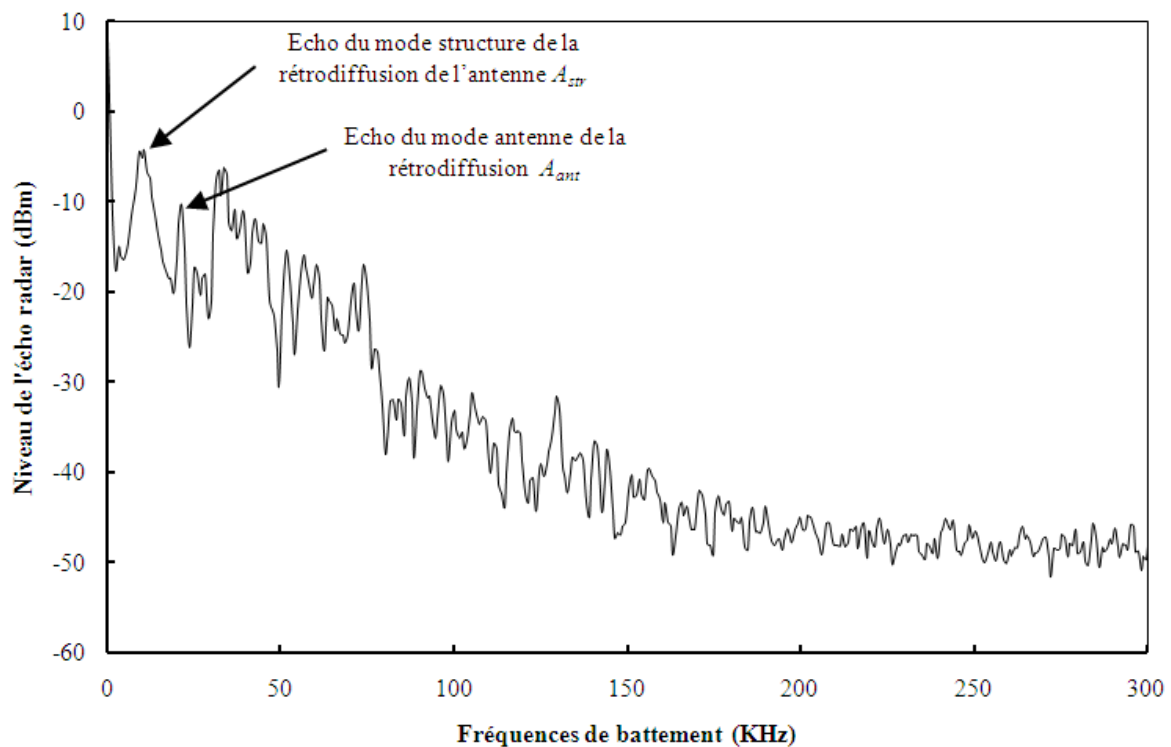


Figure II-32 : Spectre basse fréquence généré par le radar FMCW – Capacité sans eau

La figure II-33 montre le niveau de l'écho radar mesuré en fonction de la température équivalente calculée à partir de la position du front d'eau dans le micro-canal. La courbe obtenue est quasi linéaire décroissante avec une sensibilité voisine de  $0,4\text{dBm}/^{\circ}\text{C}$  entre  $24,2^{\circ}\text{C}$  et  $33,2^{\circ}\text{C}$  soit une gamme de température de  $9^{\circ}\text{C}$ . La dynamique totale de l'écho radar est de 4dBm (de  $-10,7\text{dBm}$  à  $-14,7\text{dBm}$ ). On peut noter que cette dynamique est environ 5 fois plus faible que celle obtenue avec des charges idéales ( $50\Omega$  et circuit ouvert). Pour augmenter cette dynamique il serait nécessaire de s'approcher du comportement d'une ligne adaptée  $50\Omega$  (avoir moins de réflexion quand le canal est entièrement rempli).

Dans la configuration présentée, la distance maximale d'interrogation du capteur est estimée à 12mètres. Le calcul a été réalisé à partir de l'équation Radar montrant une dépendance quadratique de l'atténuation avec la distance et pour un niveau de bruit de  $-50$  dBm.

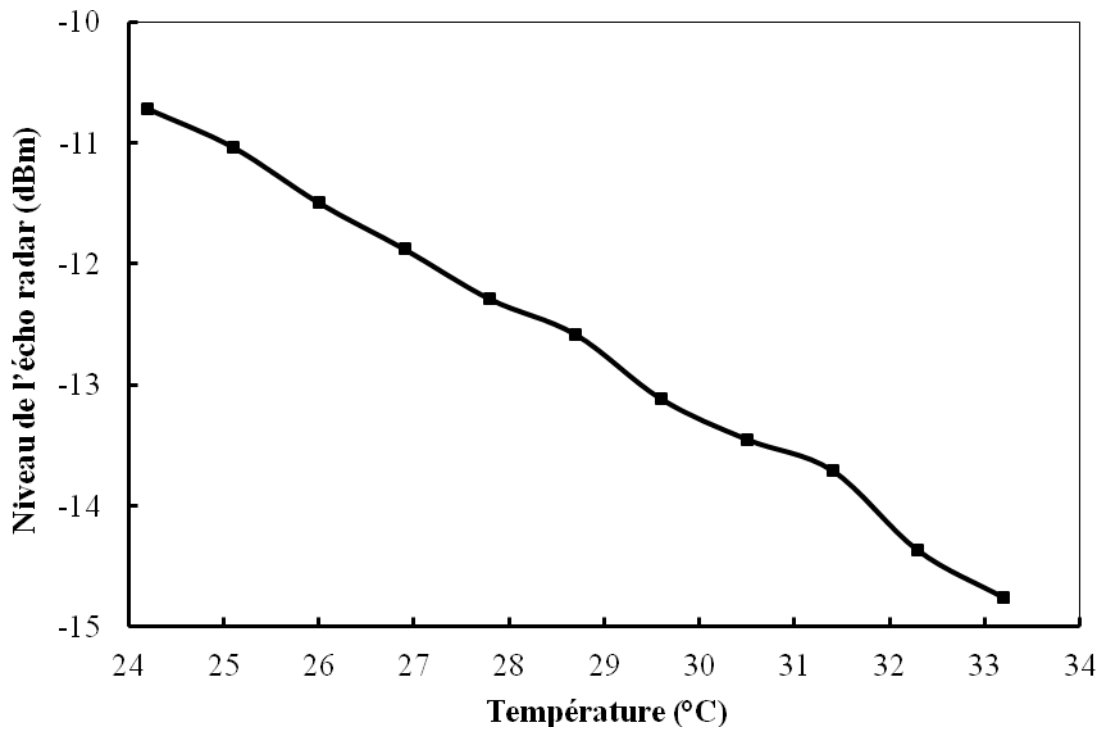


Figure II-33 : Niveau de l'écho radar mesuré en fonction de la température appliquée. La précision de la mesure est de l'ordre de  $\pm 0,1$ dB.

## V.2. Intégration dans une antenne dipôle

La capacité micro-fluidique est conçue pour être intégrée dans une géométrie d'antenne planaire directive telle qu'un réseau linéaire de dipôles planaires. En effet, une antenne dipôle chargée au milieu par une impédance accordable réduit son courant superficiel et par conséquence modifie l'amplitude de son écho radar [HAR-1962].

Nous avons choisi d'intégrer la capacité microfluidique au milieu d'une antenne dipôle demi-onde planaire (Figure II-34). L'antenne dipôle, de largeur  $W_{ant}=110\mu\text{m}$  et de longueur  $L_{ant}=4,36\text{mm}$ , est constitué par une couche de cuivre déposée sur un substrat en verre. La fréquence centrale de fonctionnement de cette antenne est de 29,75GHz.

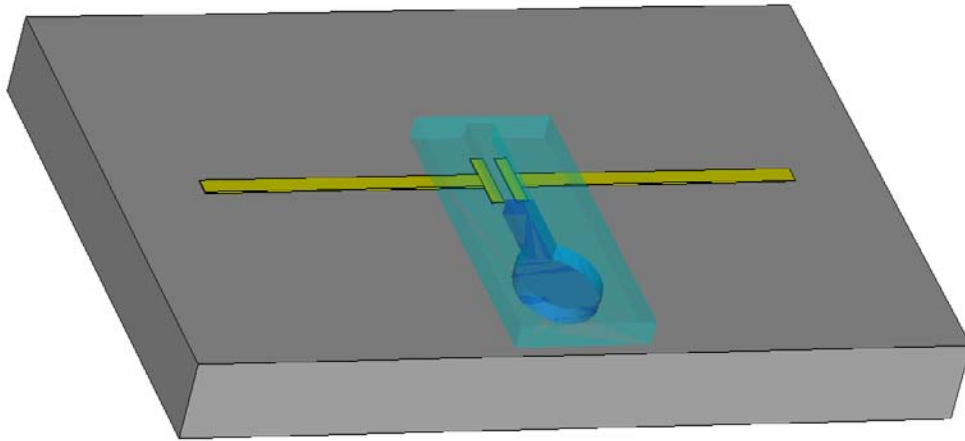


Figure II-34 : Structure de l'antenne dipôle planaire chargée par la capacité micro-fluidique

La Figure II-35 montre les résultats de simulation obtenus pour le niveau de l'écho RADAR lorsque le front d'eau varie dans le micro-canal. Excepté au début, la variation de l'écho est quasi linéaire et varie de -47,5dBsm à -55,5dBsm, soit 8dBsm de variation.

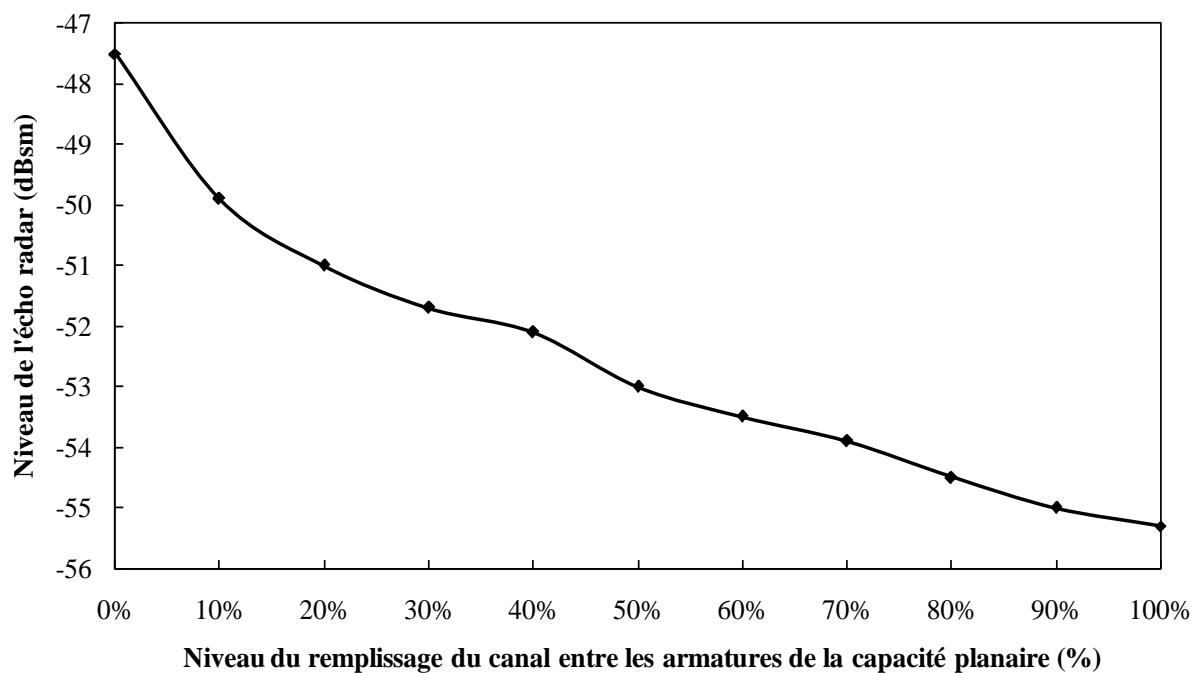


Figure II-35 : variation de l'écho radar du capteur en fonction du niveau de remplissage du canal entre les armatures de la capacité planaire.

## VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons validé le principe de la mesure sans fil de la température à l'aide d'un transducteur électromagnétique couplé à une structure microfluidique et d'une interrogation Radar.

Le transducteur est constitué d'une capacité planaire dont la distance inter-électrode est progressivement remplie par un liquide diélectrique (eau distillée) qui se déplace dans un micro-canal suite à la dilation thermique du liquide. Le changement de la permittivité effective entre les armatures de la capacité modifie d'une façon monotone la valeur de la capacité ainsi que le coefficient de réflexion du capteur.

Un dimensionnement a été effectué intégrant les différentes contraintes (RF, fluidiques, technologiques). Puis une simulation complète de la structure a permis de valider le principe de fonctionnement.

Les dispositifs ont été fabriqués à l'aide de la technologie SU8, en utilisant notamment la technique de lamination. Les étapes de réalisation ont été détaillées et le choix des matériaux justifié.

Les caractérisations physiques (dilatation du fluide) ont ensuite été menées à l'aide d'un banc de test spécifique. Elles ont montré un comportement thermique conforme aux prévisions avec une variation du front d'eau dans le canal de  $43\mu\text{m}/^\circ\text{C}$  entre  $24.2^\circ\text{C}$  et  $33.2^\circ\text{C}$ .

La capacité a été testée sous pointes RF en faisant varier la position de l'eau dans le canal à l'aide d'un pousse seringue. La correspondance température/position de l'eau dans le canal a permis d'estimer la réponse en température de la cellule. La variation de la capacité, extraite à l'aide d'un schéma équivalent, est comprise entre 18fF et 143fF avec un comportement quasi linéaire en première approximation ( $13\text{fF}/^\circ\text{C}$ ).

Cette capacité a finalement été intégrée dans un système composé d'une antenne cornet et d'une charge 50ohm et interrogée par un radar FMCW à une distance de 2m. Une variation linéaire de l'écho radar de  $0,4\text{dB}/^\circ\text{C}$  sur une gamme de température de  $9^\circ\text{C}$  entre  $24,2^\circ\text{C}$  et  $33,2^\circ\text{C}$  a été obtenue.

---

## RÉFÉRENCES :

- [BET-2003] A. A. Bettiol, T.C. Sum, J. A. Van Kan et F. Watt, "Fabrication of micro-optical components in polymer using proton beam micro machining and modification" *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, 2003, B : 210, p. 250.
- [CHA-2000] Chang H K and Kim Y K, "UV-LIGA process for high aspect ratio structure using stress barrier and C-shaped etch hole", *Sensors and Actuators a-Physical*, , 2000, vol. 84, pp. 342-50.
- [CHA-2012] M. Chaplin, "Water Structure and Science", 2012, London South Bank University, <http://www.lsbu.ac.uk/water/microwave.html#bd>
- [GHA-2009] Ayad GHANNAM, Christophe VIALON, David BOURRIER, Thierry PARRA, "Dielectric Microwave Characterization of the SU-8 Thick Resin Used in an Above IC Process", EUMA, 2009.
- [H2O-CTE] <http://physchem.kfunigraz.ac.at/sm/Service/Water/H2Oothermexp.htm>
- [HAR-1962] Harrington, R. F., "Small Resonant Scatterers and Their Use for Field Measurements," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 10, 1962, pp. 165-174.
- [JAC-2001] Jackman R J, Floyd T M, Ghodssi R, Schmidt M A and Jensen K F, "Microfluidic systems with on-line UV detection fabricated in photodefinable epoxy", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2001, vol. 11, pp. 263-9.
- [JAT-2010] M. M. Jatlaoui, F. Chebila, S. Bouaziz, P. Pons, et H. Aubert, "Original identification technique of passive EM sensors using loaded

transmission delay lines”, in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, 2010, p. 1106 -1109.

- [LOR-1997] Lorenz H, Despont M, Fahrni N, LaBianca N, Renaud P and Vettiger P, “SU-8: a low-cost negative resist for MEMS”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 1997, vol. 7, pp. 121-4.
- [LU-2007] Lu H, Pillans B, Lee J C and Lee J B, “High aspect ratio air core solenoid inductors using an improved UV-LIGA process with contrast enhancement material”, *Microsystem Micro-Technologies and Nanosystems Information Storage and Processing Systems*, , 2007, vol. 13, pp. 237-43.
- [MEK-2007] Mekar H, Kusumi S, Sato N, Shimizu M, Yamashita M, Shimada O and Hattori T, “Fabrication of a spiral microcoil using a 3D-LIGA process *Microsystem Technologies-Microand Nanosystems-Information Storage and Processing Systems*, 2007, vol. 13, pp. 393-402.
- [MIC-2011] U. Chandra, “Microwave Heating”, 2011, <http://fr.scribd.com/doc/91514990/Microwave-Heating>
- [MIC-SU8] [http://www.microchem.com/Prod-SU8\\_KMPR.htm](http://www.microchem.com/Prod-SU8_KMPR.htm)
- [MON-2001] J. Monahan, A. A. Gewirth, and R. G. Nuzzo, A method for filling complex polymeric microfluidic devices and arrays, *Anal. Chem.*, 2001, vol. 73, pp. 3193-3197.
- [SHA-1997] Shaw J M, Gelorme J D, LaBianca N C, Conley W E and Holmes S J, “Negative photoresists for optical lithography”, *Ibm Journal of Research and Development*, 1997, vol. 41, pp. 81-94.



- 
- [PIN-2012] S. Pinon, « Etude de la reconfigurabilité de circuits RF par des réseaux fluidiques. Conception et fabrication de microsystèmes, intégrés sur substrat souple », thèse de l'université de Toulouse, décembre 2012.
- [TEY-2007] Teyssier G 2007 Fonctionnalisation de surface de la résine SU-8 pour des applications microfluidiques. (Toulouse: LAAS-CNRS) p 75.
- [WIN-2000] J. Wisniak, "The Thermometer-From the Feeling to the Instrument", the Chemical Educator, 2000, vol. 5, No. 2.
- [ZHA-2001] J. Zhang, K. L. Tan, G. D. Hong, L. J. Yang et H. Q. Gong, "Polymerization optimization of SU-8 photoresist and its applications in microfluidic systems and MEMS", J. Micromech. Microeng., 2001, vol 11, No. 20.
- [ZHA-2001] J. Zhang, K.L. Tan et H. Q. Gong, "Characterization of the polymerization of SU-8 photoresist and its applications in micro-electro-mechanical systems (MEMS) ", Polymer testing, 2001, Vol. 20, p 693.

---

**CHAPITRE -III- :**  
**RESEAU DE DIPOLES**  
**RECONFIGURABLES MICRO-**  
**FLUIDIQUE**



---

## **Table des Matières**

---

### **I. INTRODUCTION**

### **II. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET CHOIX TECHNIQUES**

### **III. RESEAU DE DIPOLES PLANAIRES «*IDEAL*»**

#### **III.1. Conception et Simulation EM**

#### **III.2. Fabrication des structures**

#### **III.3. Caractérisation**

### **IV. RESEAU DE DIPOLES PLANAIRES «*REEL*»**

#### **IV.1. Conception et Simulation**

##### **IV.1.1 Description de la structure**

##### **IV.1.2 Dimensionnement de la structure**

##### **IV.1.3 Simulations de la structure**

#### **IV.2. Fabrication de la Structure**

##### **IV.2.1 Procédé Technologique de Fabrication**

##### **IV.2.2 Galinstan**

##### **IV.2.3 Remplissage des structures micro-fluidiques**

#### **IV.3. Résultats de mesure radar**

### **V. AMELIORATION DES PERFORMANCES DU CAPTEUR**

#### **V.1. Interrogation à deux fréquences**

#### **V.2. Interrogation du second mode à 30 GHz**

### **VI. CONCLUSION**

## I. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, un capteur de température micro-fluidique sans fil passif utilisant **un liquide diélectrique** a été présenté et caractérisé. Le but de ce chapitre est la validation du principe d'un nouveau capteur de température passif basé sur la variation de la *Surface Equivalente Radar* (SER) d'un réseau d'antennes dipôles micro-fluidique reconfigurables utilisant **un liquide conducteur**. Le concept du capteur repose sur le changement progressif et successif de la longueur électrique des éléments d'un réseau d'antennes dipôles en fonction de la température.

Dans un premier temps, le principe de fonctionnement du capteur est expliqué et les différents choix effectués sont justifiés. Les optimisations des performances du capteur et les simulations sont mises en œuvre à l'aide de l'outil de simulation électromagnétique *Microwave Studio* du logiciel *Computer Simulation Technology (CST)*. Ensuite, nous passerons en revue le procédé technologique de fabrication des cellules et les difficultés rencontrées lors de l'injection du liquide métal. Enfin, nous présenterons la technique d'interrogation radar de ce type de capteur de température. Nous détaillerons les types de mesures que nous avons pu effectuer avec les structures réalisées et les résultats que nous avons obtenus pour pouvoir valider le principe de fonctionnement de ce nouveau type de capteur.

## II. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET CHOIX TECHNIQUES

La capacité d'une cible à rétrodiffuser une onde électromagnétique émise par un Radar est caractérisée par la « Surface Equivalente Radar » (SER). Celle-ci est définie comme le ratio de l'énergie rétrodiffusée par la cible sur la densité de puissance par unité de surface arrivant sur la cible. La SER d'une cible dépend de nombreux facteurs (dimension, matériau, longueur

d'onde, polarisation) et celle-ci présente un maximum lorsque la fréquence de l'onde incidente correspond à la fréquence de résonance de la cible.

La cible choisie est assimilable à une antenne dipôle constituée par deux brins métalliques de longueur  $L'$  (figure III-1). Cette typologie se prête en effet assez bien à la configuration de capteur que nous avons choisi. Si chaque brin métallique est assez éloigné, la résonance fondamentale de chaque brin est obtenue lorsque  $L' = \lambda / 2$  et est donnée par

$$f'_r = \frac{c}{L' \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Équation III-1}$$

Où  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du milieu et  $c$  la vitesse de la lumière.

En court-circuitant les deux brins métalliques de longueur  $L'$ , on obtient alors un brin métallique de longueur  $L \cong 2 L'$  dont la fréquence de résonance  $f_r$  est environ la moitié de  $f'_r$ . Dans ce cas la SER est beaucoup plus forte lorsque la cible est interrogée à la fréquence  $f_r$ . Des simulations préliminaires ont montré que les deux brins pouvaient être considérés comme séparés pour une distance entre les brins supérieure à  $10\mu\text{m}$  (pour une fréquence de 30GHz). Dans notre cas la connexion électrique entre les deux brins de longueur  $L'$  sera réalisée à l'aide d'un fluide conducteur, dont la dilation en température permettra de combler la distance séparant les deux brins. On obtient ainsi un capteur à seuil avec deux états (circuit ouvert ou court-circuit) caractérisés par deux niveaux de SER différents ( $SER_{\min}$  et  $SER_{\max}$ ).

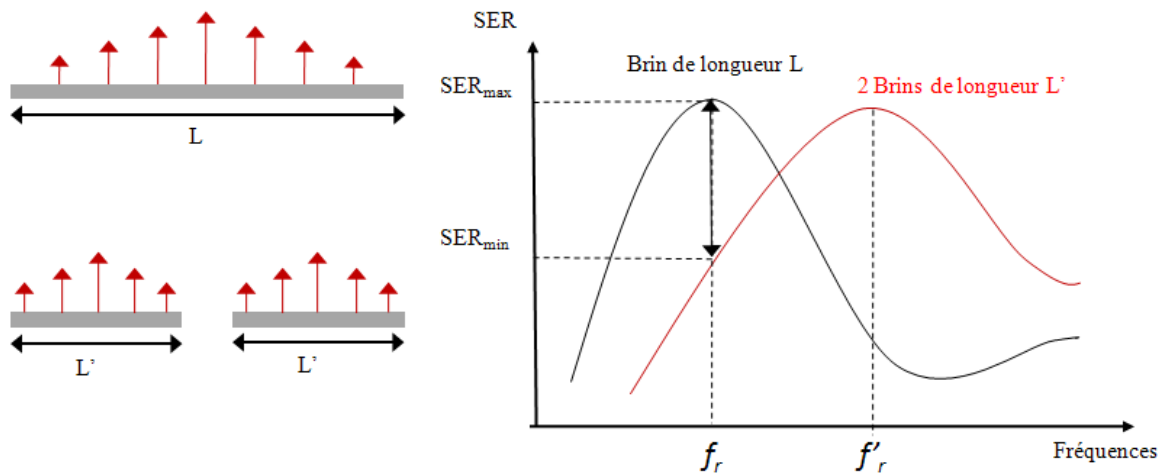


Figure III-1 : Illustration du principe de la variation de la SER pour deux brins métalliques de longueur  $L'$  et  $L \cong 2 L'$

Afin d'obtenir un capteur possédant plusieurs points de fonctionnement, il est nécessaire de réaliser un réseau d'antennes dipôles décrits précédemment. En court-circuitant successivement les brins de chaque dipôle on obtient un saut de SER (figure II-2). Lorsque tous les dipôles sont en circuit ouvert, la fréquence d'interrogation radar ne correspond à aucune fréquence de résonance fondamentale des brins métalliques de longueur  $L'$  et la SER est minimale. Lorsque tous les dipôles sont court-circuités, la fréquence d'interrogation radar correspond à la fréquence de résonance fondamentale de tous les brins métalliques de longueur  $L$  et la SER est maximale. En réalisant un réseau de  $n$  dipôles, on obtient ainsi un capteur avec  $(n+1)$  états dont la distribution en température peut être uniforme si les court-circuits des  $n$  dipôles sont convenablement effectués.

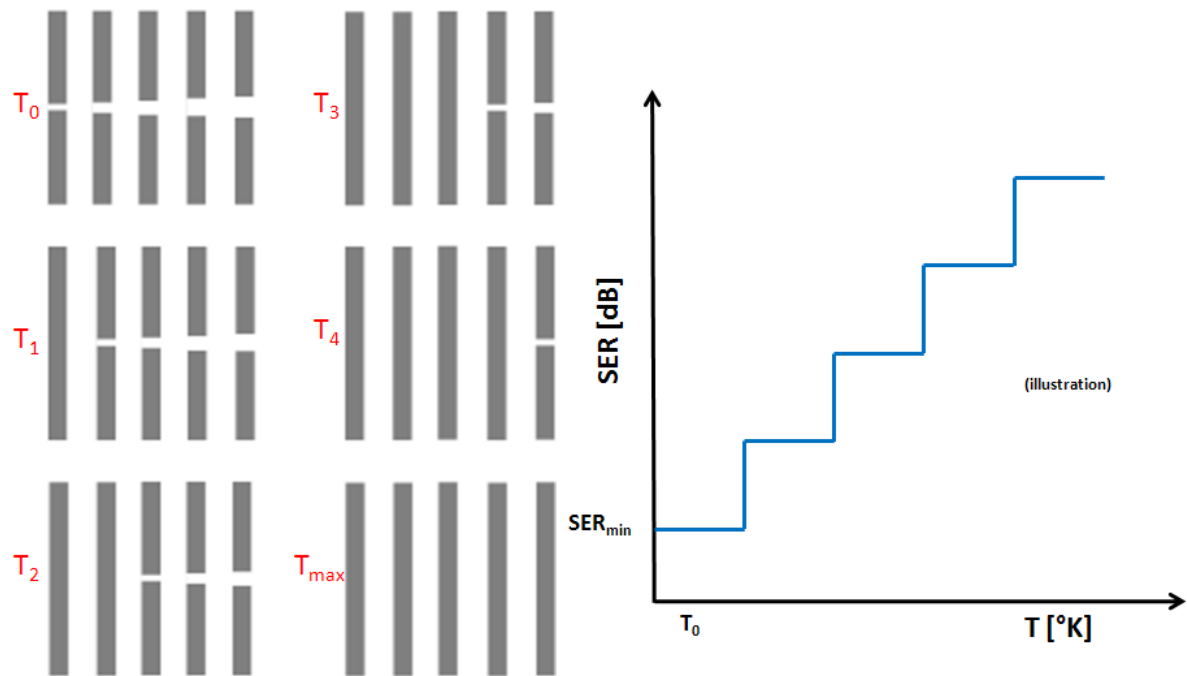


Figure III-2 : Principe du capteur de température avec 5 dipôles

$T_0$  : aucun dipôles court-circuités,  $T_{max}$  : tous dipôles court-circuités

### III. RESEAU DE DIPOLES PLANAIRES «*IDEAL*»

L'objectif de ces travaux est de valider tout d'abord le principe de la variation de la SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités dans le réseau. Le cas « Idéal » étudié correspond donc à un réseau de dipôles dont les court-circuits sont obtenus directement lors

de la fabrication en modifiant le design des brins métalliques. Cette première approche permet ainsi de simplifier la réalisation technologique des structures et ne fait pas intervenir la température.

### III.1. CONCEPTION ET SIMULATION EM

Comme dans le chapitre II la structure du réseau est conçue pour fonctionner à la fréquence centrale  $f_0=29,75\text{GHz}$  (fréquence centrale du radar).

Un substrat flexible DuPont<sup>TM</sup> Kapton® d'épaisseur  $h=127\mu\text{m}$  est utilisé comme support pour la structure du capteur. Ce matériau est largement utilisé pour les applications électroniques haute fréquence car il possède de nombreux avantages : faible permittivité ( $\epsilon_r=3,1$ ), faibles pertes diélectriques ( $\tan\delta=0,004$  à  $20\text{ GHz}$ ), résistance aux fortes températures, flexibilité mécanique.

Pour la structure métallique des dipôles, nous avons choisi le cuivre qui présente de faibles pertes résistives (conductivité  $=59,6\times 10^6\text{ S/m}$ ) et un faible cout. L'épaisseur a été fixée à  $1\mu\text{m}$  pour minimiser les pertes.

Le réseau est constitué de 5 dipôles seulement (figure III-3), ce qui permet d'avoir des structures compactes tout en permettant de valider le principe de fonctionnement. Chaque dipôle est constitué de deux brins métalliques de  $100\mu\text{m}$  de large et de  $1900\mu\text{m}$  de long. La distance entre les deux brins est de  $100\mu\text{m}$ . Le court-circuit entre les brins sera obtenu par une bande métallique de  $50\mu\text{m}$  de large située au milieu des brins.

En absence d'un couplage mutuel, la rétrodiffusion résultante du champ  $E$  (dans la direction normale au plan du brin métallique) est une simple sommation des champs individuels rayonnés par chaque dipôle à part (principe de superposition). Toutefois, en raison de la présence d'un couplage mutuel entre les dipôles (qui peut générer un effet d'interférence constructive ou destructive) le champ réel rétrodiffusé dans la direction normale dépend de la distance  $S$  entre les dipôles [TAH-2011]. L'espacement entre les éléments du réseau est pris  $S=\lambda/2=3,9\text{mm}$  pour assurer le meilleur couplage entre les dipôles.



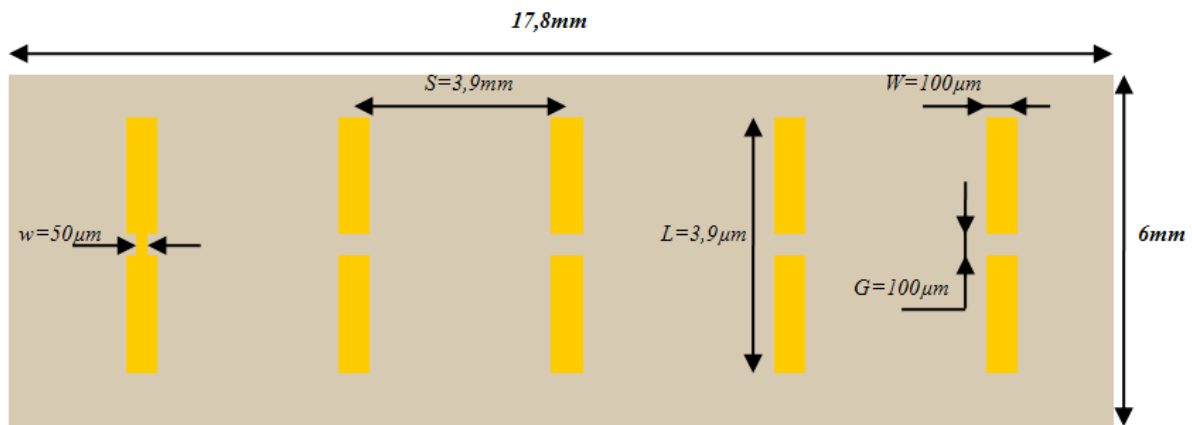


Figure III-3 : Géométrie du réseau linéaire d'antennes dipôles divisées en deux branches identiques par un gap au milieu de chaque élément.

Les résultats de simulations de la SER sont obtenus à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique *CST Microwave Studio* sur une large bande de fréquences entre 20GHz à 40GHz.

La Figure III-4 montre la SER en fonction de la fréquence pour les 6 différentes configurations possibles. Lorsqu'aucun dipôle n'est court-circuité, on ne voit pas de pic de SER puisque le réseau de dipôles résonne à une fréquence élevée ( $\cong 60$  GHz). Pour un dipôle court-circuité, on voit apparaître un pic de SER vers 28GHz à -40dBsm qui correspond à la résonance d'un brin métallique de longueur L. Au fur et à mesure que le nombre de dipôles court-circuités augmente, l'amplitude du pic de SER croît (plus de brins de longueur L entrent en résonance) et la position du pic se décale vers les hautes fréquences du au couplage mutuel entre les dipôles. Lorsque tous les dipôles sont court-circuités, le pic de SER est maximal (-27.5dBsm) et situé à la fréquence de 31.4GHz.

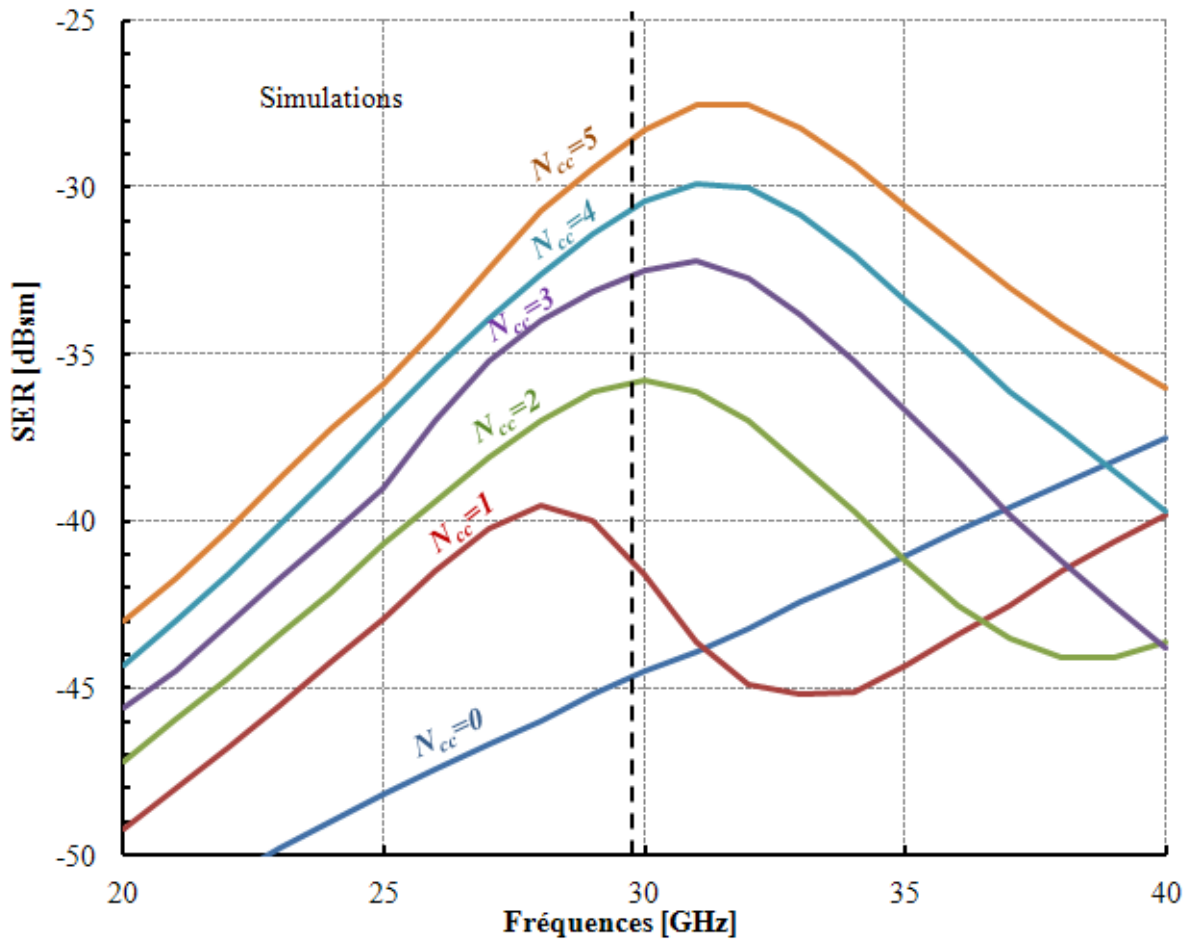


Figure III-4 : Variation fréquentielle de la SER pour les 6 différentes configurations  
 $N_{cc}$  = Nombre de court-circuits

Pour une fréquence de lecture donnée, on aura donc une variation de la SER en fonction du nombre de court-circuit. Les pics de SER ne se trouvant pas à la même fréquence, la fréquence de lecture devra être choisie pour avoir une variation progressive de la SER et une dynamique maximale. La figure III-5 précise cette variation de SER pour la fréquence de lecture initialement choisie de 29.75GHz. On peut noter une dynamique maximale de 16dBsm et une variation de SER relativement progressive. La dimension des brins métalliques ainsi que l'espacement entre les éléments du réseau peuvent être modifiés pour obtenir une variation de SER optimale à la fréquence de lecture choisie. Le nombre de dipôles peut également être augmenté pour accroître la variation totale de SER ainsi que le nombre de points de mesures.

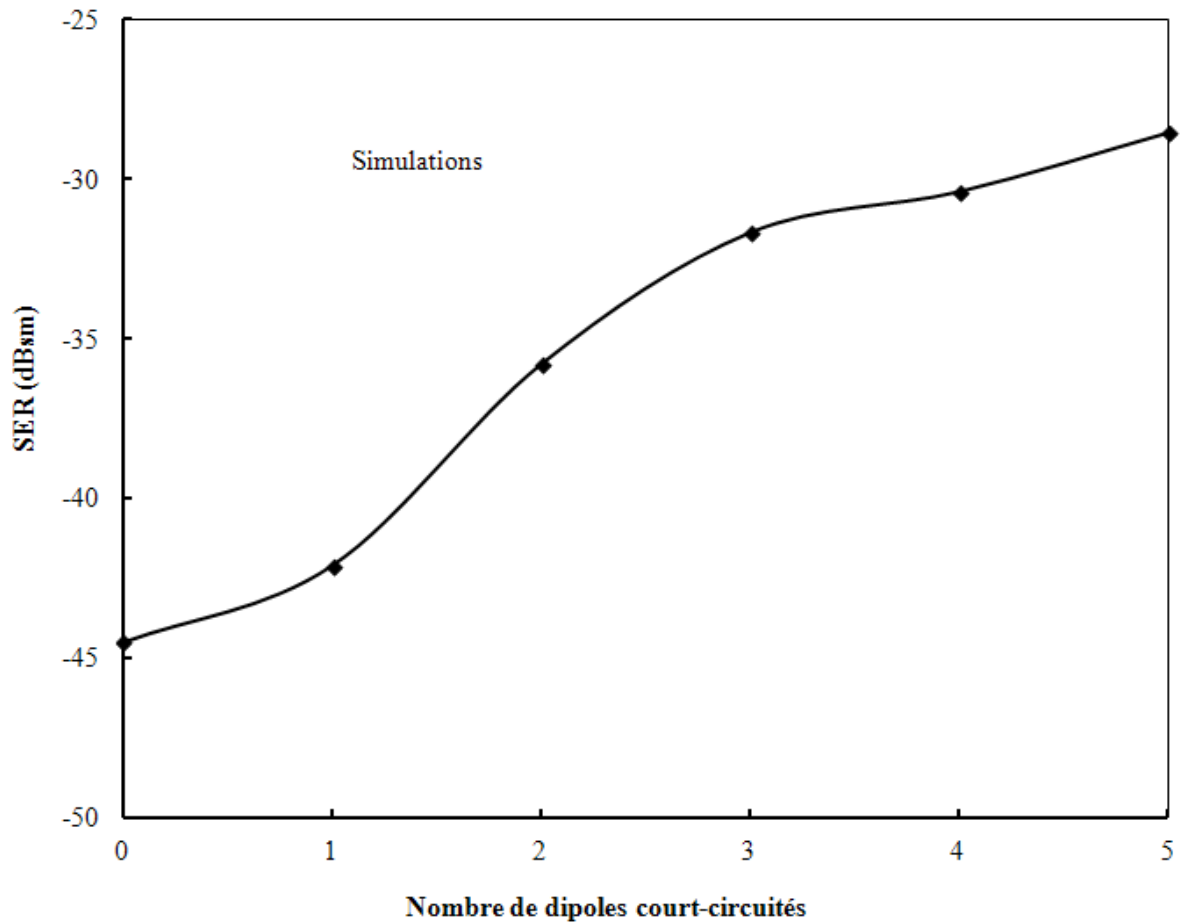


Figure III-5 : SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités pour  $f = 29.75\text{GHz}$

La figure III-6 illustre la densité surfacique du courant électrique sur les brins métalliques du réseau pour les deux configurations extrêmes et à la fréquence de  $29.75\text{GHz}$ . Lorsque tous les dipôles sont en circuit ouvert, la densité du courant est maximale au centre des brins de longueur  $L'$  et est très faible aux extrémités des brins. On peut noter également que le courant est plus important sur les éléments situés au centre du réseau (couplage entre les éléments voisins) et que la distance entre les deux brins du dipôle 'G' est suffisante pour ne pas trop perturber le rayonnement électromagnétique. Lorsque tous les dipôles sont en court-circuit, la densité surfacique du courant électrique est maximale au centre des brins de longueur  $L$  (entre les deux brins de longueur  $L'$ ) et son amplitude est notamment plus grande que celle obtenue dans le cas précédent.

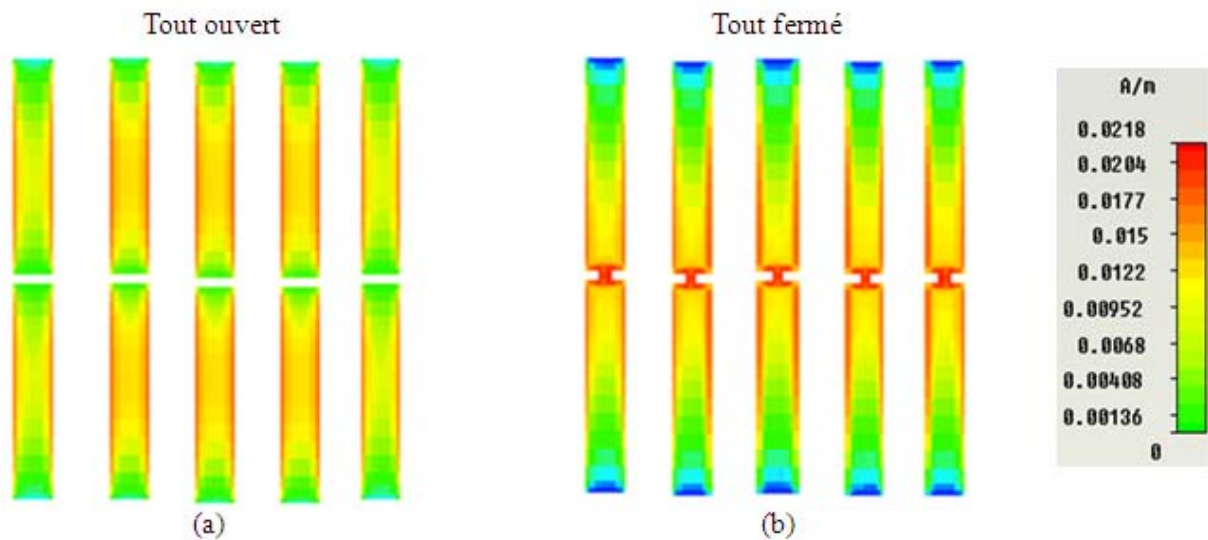


Figure III.6 : Densité surfacique du courant électrique à 29,75GHz pour (a) tout les dipôles en circuit ouvert et b) tous les dipôles court-circuités

### III.2. FABRICATION DES STRUCTURES

Les réseaux d'antennes dipôles ont été fabriqués chez l'entreprise *CIBEL (Circuits imprimés de Bellême)*. Les substrats sont en Kapton de 127 $\mu$ m d'épaisseur et les pistes métalliques sont en cuivre de 1 $\mu$ m d'épaisseur. Le procédé utilisé pour structurer le métal permet d'obtenir une précision de  $\pm 3\mu$ m sur les dimensions latérales des pistes métalliques. Les différentes configurations ont été obtenues en modifiant le masque de gravure des pistes métalliques. Chaque réseau a une dimension de 17,8mm x 6mm.

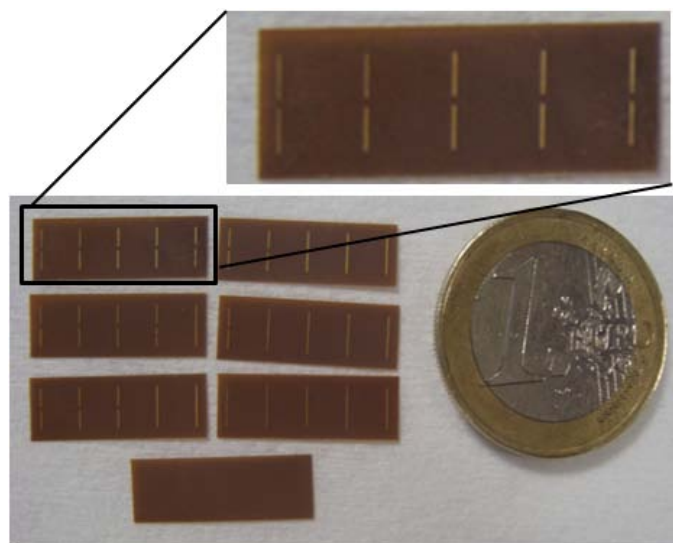


Figure III-7 : Réseau de dipôles réalisé sur kapton

### III.3. CARACTERISATION

Le banc de test utilisé pour la caractérisation des structures est présenté sur la figure III-8. Il a été implémenté dans une chambre anéchoïde pour éviter les réflexions parasites. Le radar FMCW, relié à un picoscope, est placé sur un support fixe. La cible (réseau de dipôles) est située au même niveau que le radar à l'aide de deux fils verticaux très fins. La distance  $D$  séparant le radar de la cible est de 1,60 m.

Le radar FMCW utilisé fonctionne à la fréquence centrale de 29,75GHz avec une largeur de la bande de fréquence de 650MHz et une période de modulation du signal en dent de scie de 1ms. La puissance  $P_T$  fournie par le radar est de 13dBm (20mW). Les antennes d'émission et de réception du radar ont un gain  $G_{\text{radar}}$  de 14dB. La précision sur la mesure du niveau de l'écho radar est de l'ordre de  $\pm 0,3\text{dB}$ .

Le spectre basse fréquence généré par le radar est présenté sur la Figure III-9 pour les deux configurations extrêmes. Une raie de l'écho radar de la cible est détectée à la fréquence de battement de 13KHz. La variation d'amplitude maximale du signal de battement est de 13dBm environ.

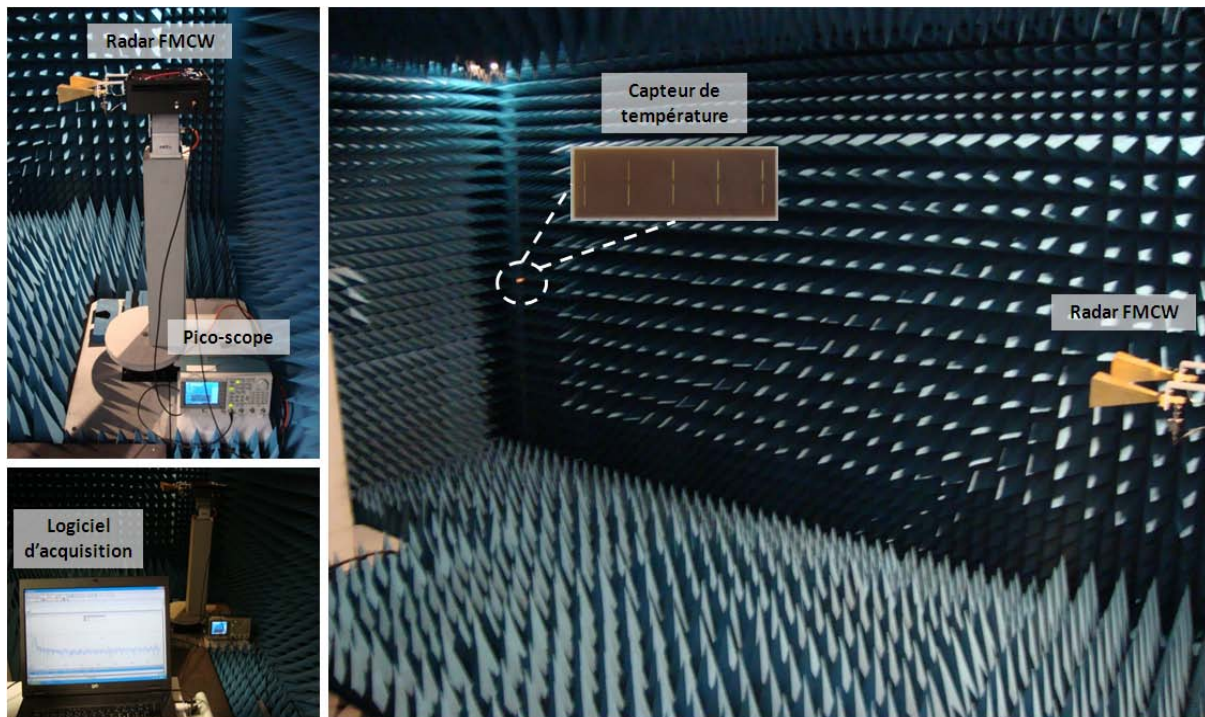


Figure III-8 : Banc de test pour l'interrogation radar des réseaux de dipôles

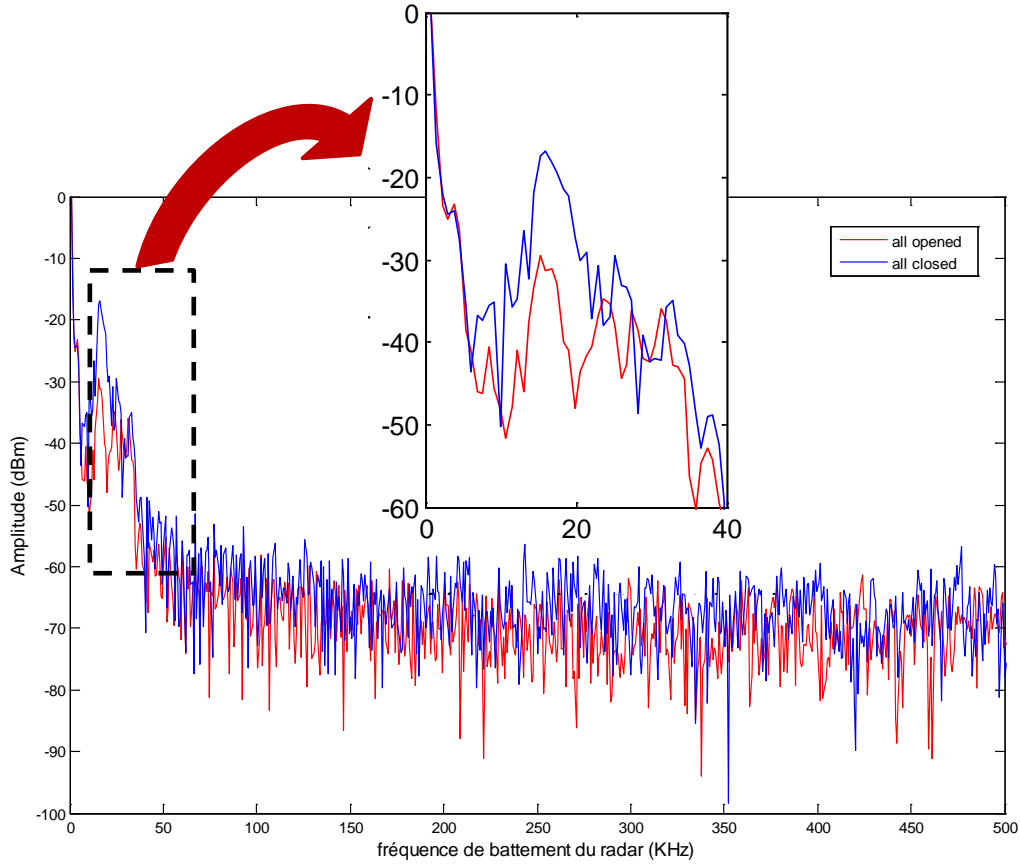


Figure III-9 : Variation du niveau du signal sur le spectre basse fréquence généré par le RADAR.

Afin d'extraire la valeur de la SER, une calibration de l'écho radar a été effectuée à l'aide d'un réflecteur sphérique métallique de 3,5cm de rayon positionné à la place du réseau de dipôles. La relation entre la puissance du signal de battement  $P_b$  et la SER de la cible est donnée par l'équation :

$$P_b = SER_{\text{réflecteur}} \frac{\lambda^2 G_{\text{radar}}^2}{(4\pi)^3} \frac{P_T}{D^4} \quad \text{Equation III-2}$$

Connaissant la valeur théorique de la SER d'une cible sphérique (-24 dBsm) et la valeur mesurée de  $P_b$  (-10,4 dBm), on peut ainsi appliquer une calibration linéaire (en dB) entre la valeur de  $P_b$  et la valeur de SER.

La figure III-10 donne la variation de SER extraite des mesures d'écho radar en fonction du nombre de dipôles court-circuités avec un micro-ruban en cuivre. On peut noter une variation pleine échelle de SER de 14dBsm. La valeur minimale de SER est de -44 dBsm ce qui est nettement supérieur à la SER du Kapton seul (sans les brins métalliques). L'allure des courbes simulées et mesurées est comparable et les différences peuvent être attribuées aux pertes dues à la différence de polarisation entre l'orientation des dipôles de la cible et le vecteur de champ électrique  $\vec{E}$ .

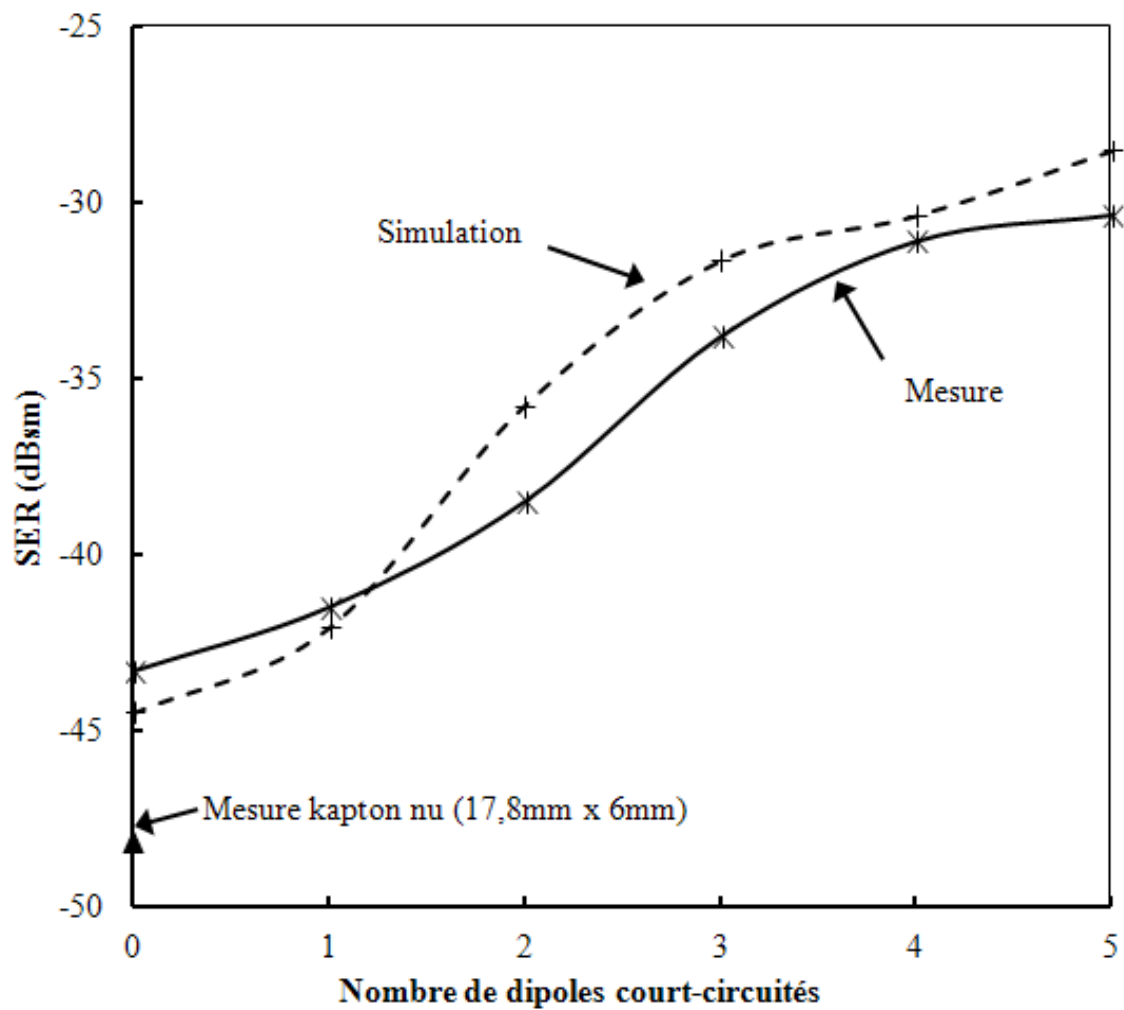


Figure III-10 : Variation de la SER du réseau en fonction du nombre de dipôles court-circuités par un micro-ruban en cuivre.



## IV. RESEAU DE DIPOLES PLANAIRES «REEL»

A partir des travaux réalisés précédemment (III), l'objectif ici est d'intégrer la structure micro-fluidique avec le liquide conducteur afin de pouvoir valider le comportement du capteur en température.

### IV.1. CONCEPTIONS ET SIMULATIONS

#### IV.1.1 Description de la structure

La différence fondamentale par rapport à la partie III concerne l'ajout d'un liquide métallique dans la structure. Compte tenu du mode d'interrogation choisi (signature radar d'une cible), ce liquide métallique ne doit pas introduire une signature parasite en dehors de celle nécessaire pour réaliser la fonction capteur de température. Contrairement au chapitre II, le réservoir qui sert d'amplificateur de dilatation doit donc se situer au-dessus des parties métalliques déjà existantes. La figure III-11 précise la solution retenue. Le réservoir sera réalisé au-dessus d'un des brins métallique du dipôle et un micro-canal reliera ce réservoir au second brin métallique.

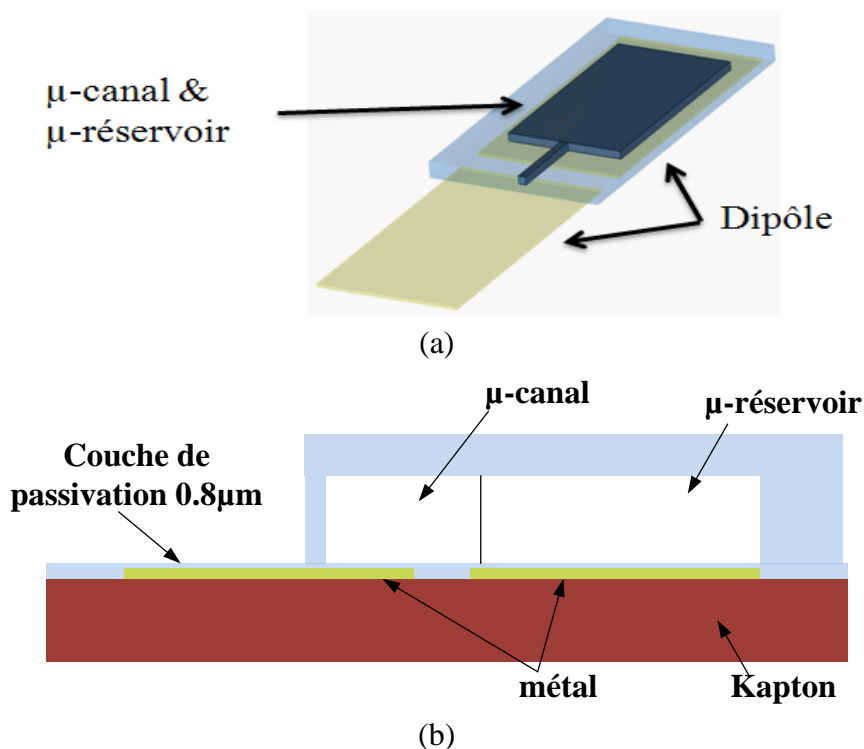


Figure III-11 : (a) Schéma de principe du dipôle intégrant la structure micro-fluidique, (b) Vue en coupe de la structure dipôle microfluidique.



Le liquide métallique choisi est le Galinstan qui est un alliage eutectique (Ga / In / Sn) et qui existe sous forme liquide entre  $-20^{\circ}\text{C}$  à  $1300^{\circ}\text{C}$ . Il possède une dilatation thermique linéaire avec un coefficient volumique de  $115\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  [KNO-1999]. Ce liquide est caractérisé par sa conductivité électrique élevée ( $3,4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ ) [LIU-2009] et sa capacité d'établir des connexions électriques avec d'autres matériaux [CHE-2007]. Il est un des rares métaux liquides non-toxiques (contrairement au Mercure) qui existe sous forme liquide en dessous de  $0^{\circ}\text{C}$  [LIU-2010]. Une description plus détaillée des caractéristiques de ce liquide conducteur est présenté dans le paragraphe IV.2 de ce chapitre.

Comme pour le chapitre II, la structure micro-fluidique sera réalisée avec la résine SU8. L'épaisseur a été fixée à  $50\mu\text{m}$  pour minimiser l'impact sur les caractéristiques électromagnétiques. Une fine couche de passivation ( $0.8\mu\text{m}$  de SU8) entre les brins métalliques et le liquide métallique est également inséré pour des problèmes technologiques (voir IV-2) et le court-circuit obtenu sera donc capacitif.

#### **IV.1.2 Dimensionnement de la structure**

D'après l'équation II-1 qui donne la progression du front de liquide dans le canal, celui-ci est directement proportionnel au ratio « Surface réservoir / Largeur canal » si le réservoir et le canal sont réalisés en une seule étape (cette configuration est choisie afin de simplifier le processus de fabrication). Pour avoir une sensibilité suffisante dans une gamme de température raisonnable ( $<100^{\circ}\text{C}$ ) il est donc nécessaire de minimiser la largeur du canal et de maximiser la surface du réservoir. Pour une largeur de canal de  $50\mu\text{m}$  (limitation technologique) et une surface de réservoir de  $1\text{mm}^2$ , on obtient une avancée théorique du front de Galinstan dans le canal de  $2.3\mu\text{m}/^{\circ}\text{C}$  environ. Cette valeur semble être une valeur minimale raisonnable compte tenu de l'ensemble des contraintes (technologiques, RF).

Pour obtenir cette surface de réservoir il est donc nécessaire d'augmenter significativement la largeur des brins métalliques ( $100\mu\text{m}$  dans III). Mais la diminution du ratio longueur/largeur des brins métalliques va diminuer le facteur de qualité de la résonance de la structure. Cette largeur a donc été fixée à  $1\text{mm}$  afin de garder des caractéristiques exploitables (voir IV-1-3). Dans le cas de structures optimisées il sera préférable d'augmenter le volume du réservoir en augmentant son hauteur. Cela nécessitera la fabrication de microstructures plus complexes mais néanmoins réalisables.

La longueur du brin a été réduite à  $1500\mu\text{m}$  ( $1800\mu\text{m}$  dans III) à cause de la présence de la couche de SU8 qui modifie la permittivité électrique du milieu. Afin de conserver une marge par rapport au brin métallique, la surface du réservoir a été réduite à  $800\mu\text{m}$  par  $1300\mu\text{m}$  (figure III-12).

La distance entre les deux brins métalliques du dipôle a été fixée à  $600\mu\text{m}$  pour les 5 éléments du réseau. Cette distance est suffisamment grande pour permettre une erreur de positionnement du liquide lors du remplissage. En effet la transition à la sortie du réservoir risque d'être brutale et il est prévu de remplir une partie du canal et de ne laisser que  $200\mu\text{m}$  environ de canal sans Galinstan. Avec les dimensionnements décrits précédemment, ces  $200\mu\text{m}$  sont comblés pour une différence de température de  $85^\circ\text{C}$  environ. La fonction capteur sera assurée en remplissant plus ou moins le canal des cinq éléments. Plus de détails seront donnés dans la partie IV-2-2. Il faut noter que le design a été réalisé sans aucun retour d'expérience puisque ce type de travaux sur le Galinstan est le premier au laboratoire.

L'espacement entre les éléments du réseau est égal à  $3,6\text{mm}$  pour assurer le meilleur couplage entre les dipôles (figure III-13). La dimension totale du capteur de température sur substrat Kapton est  $9\text{mm} \times 23.4\text{mm} \times 0.127\text{mm}$ .

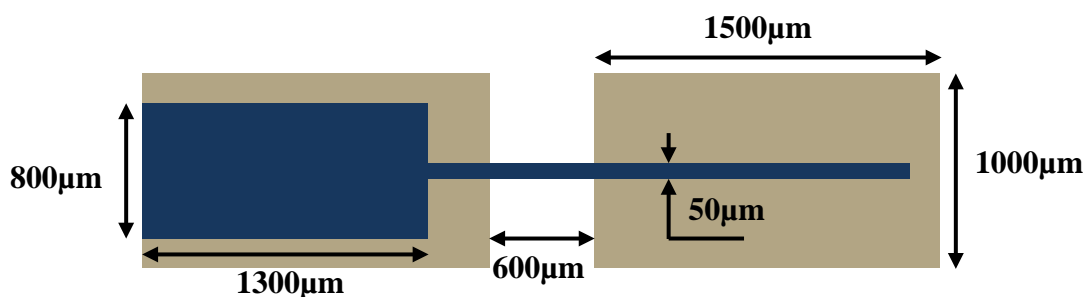


Figure III-12 : Dimensions du dipôle et de la microstructure fluidique

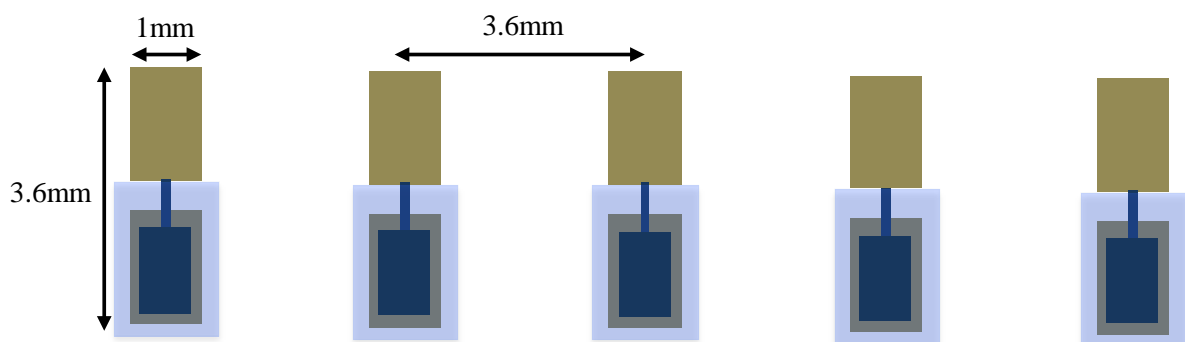


Figure III-13 : Vue schématique du réseau avec 5 dipôles

### IV.1.3 Simulations de la structure

Les simulations de la SER ont été réalisées à l'aide du logiciel électromagnétique *CST Microwave Studio* sur une large bande de fréquences entre 20GHz à 40GHz. Pour les structures complètes, comprenant les micro-structures en SU8 et le liquide métallique, il faut noter que les outils commerciaux présentent des limites face à la complexité de la structure étudiée et à son aspect multi-physique. Nous avons en effet rencontré des problèmes de simulation (maillage, convergence) à l'intersection entre plusieurs matériaux (Cuivre, SU-8, Galinstan) et dans la fine couche de passivation.

#### **Structure « quasi-idéale »**

Dans un premier temps, une structure intermédiaire « quasi-idéale » a été simulée, ne comprenant que des brins métalliques et des « ponts » en Galinstan pour réaliser les courts-circuits (figure III-14). Ceci permettra d'évaluer notamment l'impact de la largeur du brin métallique.

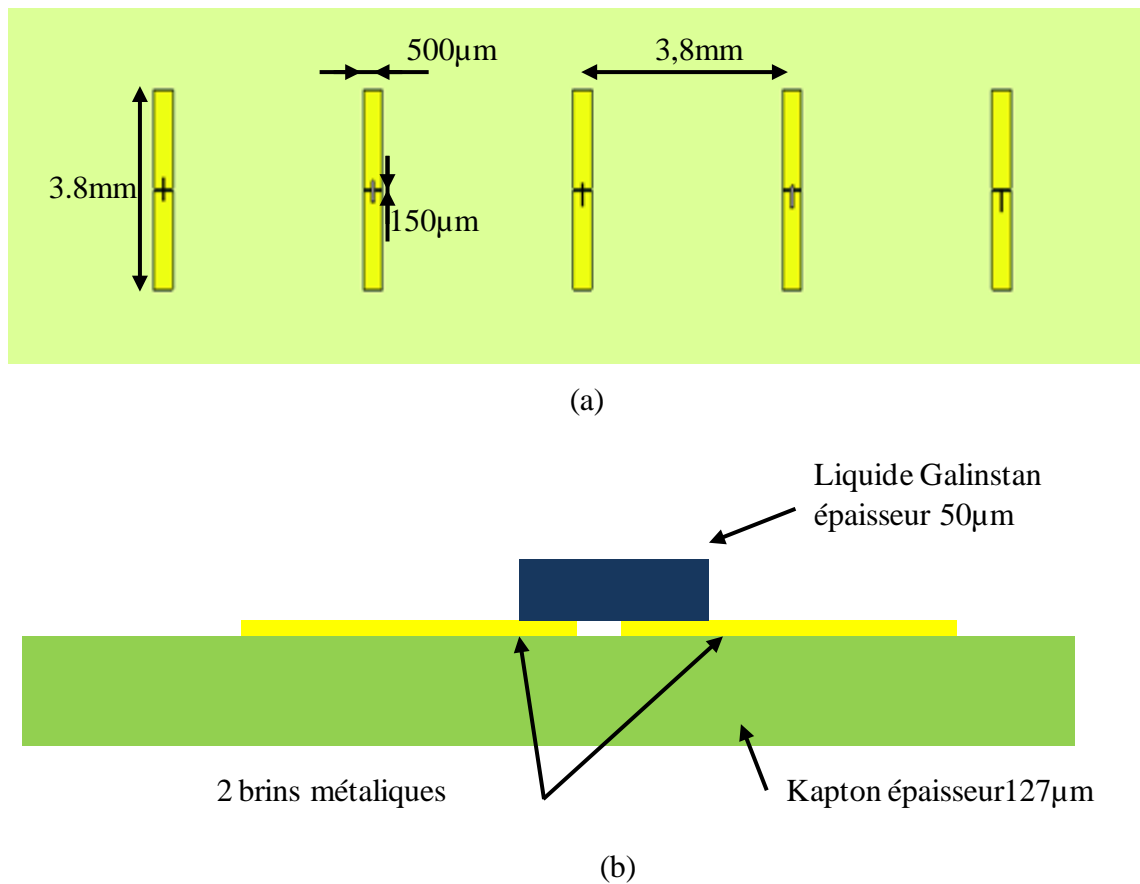


Figure III-14 : Schéma du réseau de dipôle « quasi-idéal » (a) Vue générale de dessus (b) Vue en coupe d'un dipôle court-circuité par un pont en Galinstan.

La variation fréquentielle de SER obtenue est présentée sur la figure III-15 pour les différentes configurations de court-circuits. Par rapport aux brins de largeur plus faible (Figure III-4), on observe tout d'abord une nette diminution du facteur de qualité des résonances qui peut être attribué à la diminution du ratio « longueur/largeur » des brins métalliques. On note également une augmentation importante du niveau de SER général (jusqu'à 6dB sur les pics de SER) lié à la surface métallique plus importante. La dynamique globale de SER autour de 30GHz est voisine de 8dBsm contre 16 dBsm obtenue dans III (figure III-13). On voit donc que l'augmentation de la largeur des brins diminue considérablement les performances du capteur et que ce point devra être traité dans une phase d'optimisation en réalisant des microstructures à deux niveaux.

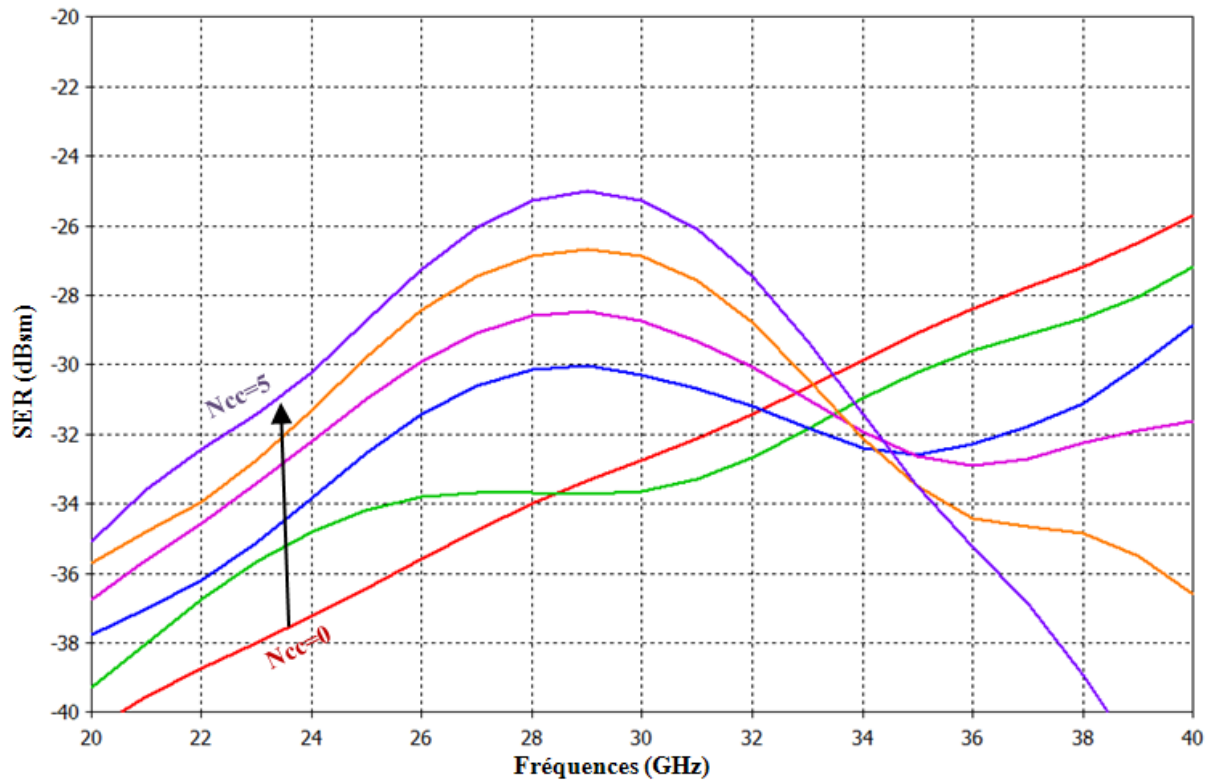


Figure III-15 : Variation fréquentielle de la SER pour les 6 différentes configurations.

$N_{cc}$  = Nombre de dipôles court-circuités

### Structure complète

Les simulations avec la structure microfluidique complète sont présentées dans ce qui suit. La figure III-16 donne la variation fréquentielle de SER obtenue pour les différentes configurations de court-circuits.

On peut noter que les pics de résonance sont nettement moins marqués que dans le cas idéal mais également moins importantes que dans le cas « quasi-idéal » présenté précédemment. Ces dégradations des performances peuvent être attribuées à la diminution du ratio longueur/largeur du brin métallique et à la présence d'une forte épaisseur de métal (Galinstan) au-dessus des brins métalliques comme nous le verrons dans IV-3.

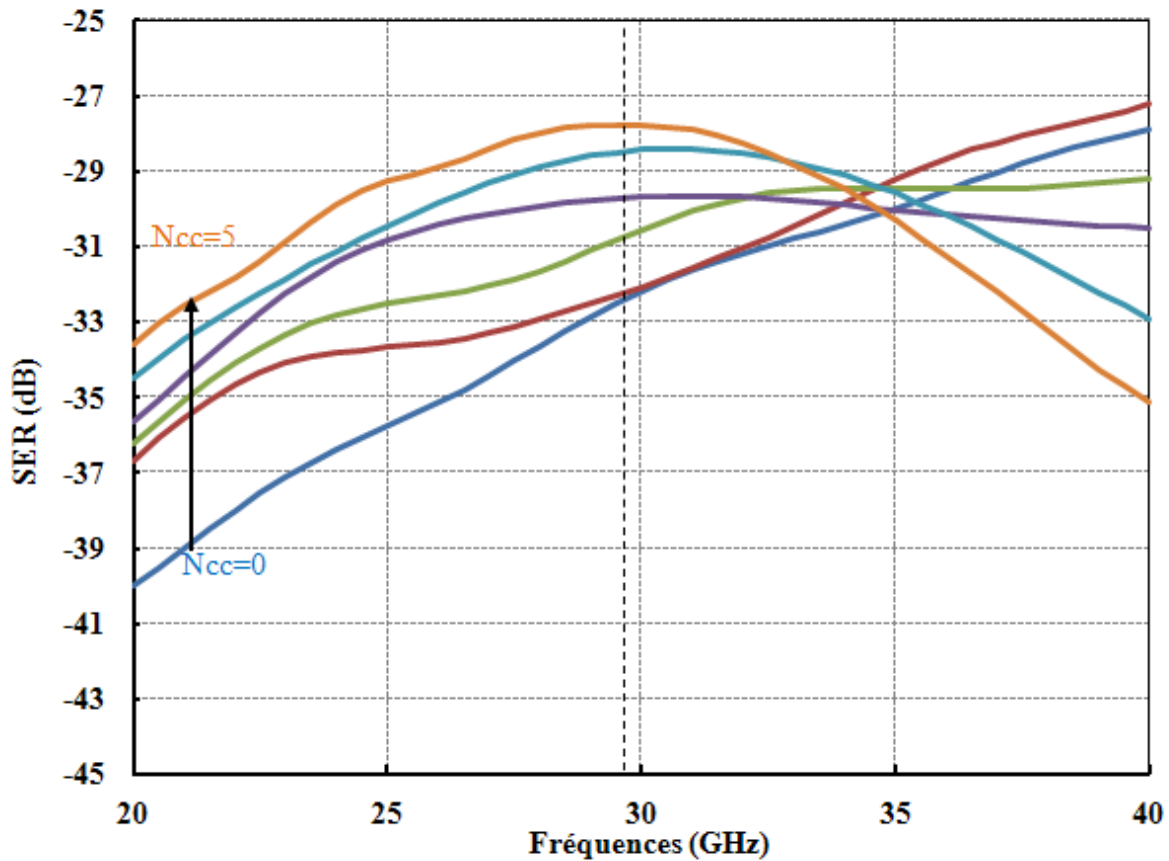


Figure III-16 : Variation fréquentielle de la SER pour les 6 différentes configurations.

$N_{cc}$  = Nombre de dipôles court-circuités

La figure III-15 montre la variation totale de SER obtenue à la fréquence de 29.75GHz (fréquence centrale du radar) et pour les différentes configurations possibles de court-circuit. La SER varie entre -32,3dBsm (aucun dipôles court-circuités) à -27,8dBsm (tous dipôles court-circuités), soit une dynamique de 4.5dBsm. Cette valeur est nettement plus faible que celle obtenue dans le cas du réseau idéal (14dBsm) et semble pouvoir être améliorée légèrement en recalant le design par rapport la fréquence d'interrogation.

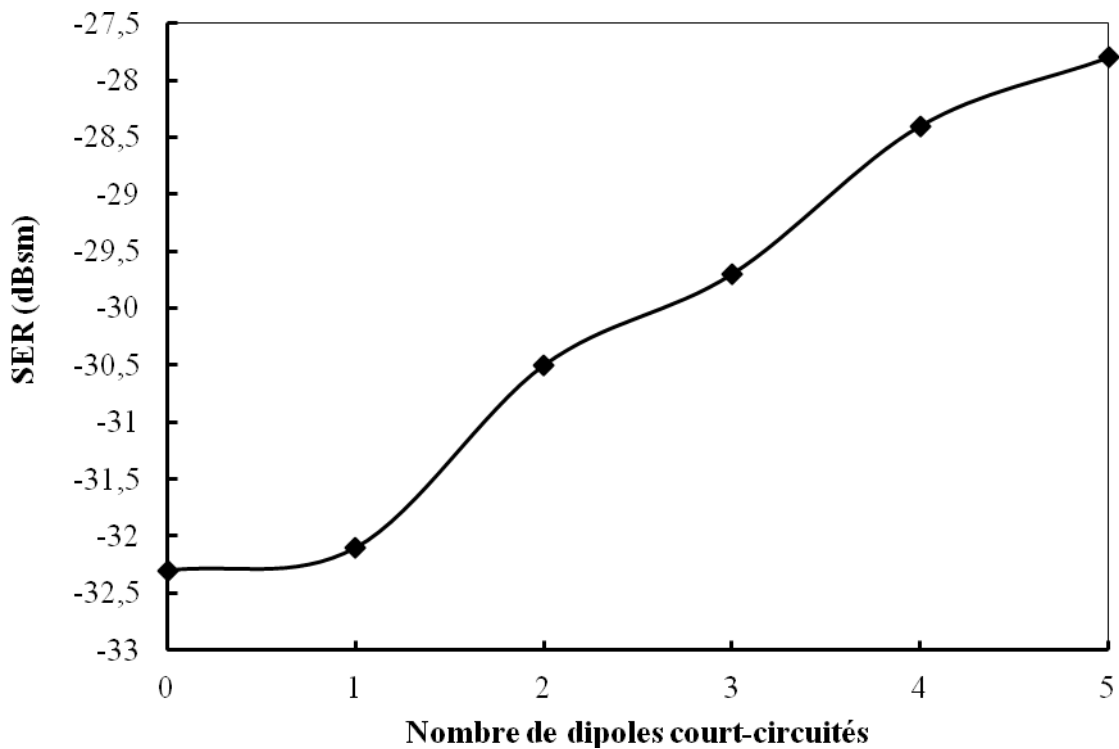


Figure III-17 : SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités

## IV.2. FABRICATION DE LA STRUCTURE

### IV.2.1. Procédé technologique de fabrication

Le procédé de fabrication de la structure du capteur de température micro-fluidique est illustré sur la Figure III-16. La plupart des étapes ont été décrites de manière détaillée dans le chapitre II. Ce procédé de fabrication nécessite seulement l'utilisation de trois masques.

Le substrat souple Kapton (127 $\mu$ m d'épaisseur) est fixé tout d'abord à un support de silicium (525 $\mu$ m d'épaisseur). Cela est nécessaire pour permettre le développement des différentes étapes de fabrication sur une surface uniforme.

L'étape suivante concerne la structuration des brins métalliques. Une couche de métal Ti/Cu (0,1 $\mu$ m/0,9 $\mu$ m) est déposée par évaporation sous vide sur la face supérieure du substrat de Kapton par un procédé lift-off.

Ensuite, une couche fine de passivation de 800nm de résine négative SU-8 est déposée sur l'ensemble de la plaquette. Cette couche permet de protéger la couche de métal contre le Galinstan. En effet cet alliage à base de Gallium attaque la plupart des métaux [LIU-2009]. Le court-circuit résistif est ainsi remplacé par un court-circuit capacitif.

La structure micro-fluidique est ensuite réalisée. Les canaux sont structurés par photolithographie à l'aide d'une couche de SU8 de 50µm d'épaisseur. Puis un film photosensible de SU-8 d'épaisseur 25µm, est laminé sur la structure ouverte des canaux.

Pour remplir les microstructures avec le liquide métallique, des accès sont réalisés avec des plots en PDMS. Ceux-ci sont collés avec une fine couche de colle photosensible au-dessus des trous fabriqués dans le capot en SU8. Ces plots permettent l'insertion de tubes en téflon de 1mm de diamètre utilisés pour l'injection des liquides.

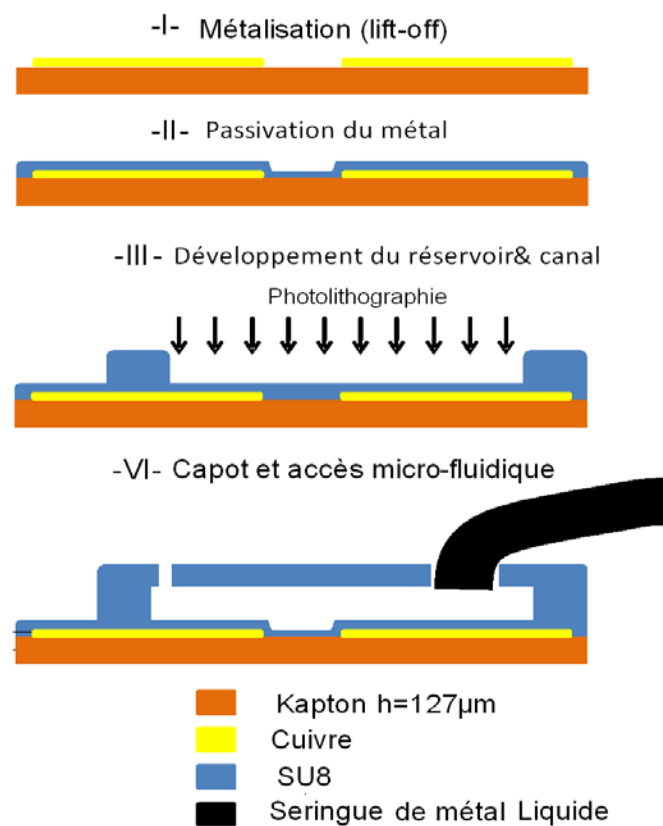


Figure III-18 : Procédé de fabrication du capteur de température micro-fluidique

#### IV.2.2. Galinstan

Il existe très peu de liquides métalliques à faible résistivité et qui restent liquides à basse température (température ambiante). Le mercure a longtemps été utilisé pour cette propriété remarquable mais il est aujourd'hui reconnu pour sa toxicité. Des alliages à base de Gallium



et d'Indium ont été mis au point depuis une dizaine d'années. Le plus connu et commercialisé est le Galinstan qui est un alliage eutectique de gallium (68.5 %), indium (21.5 %), et étain (10 %). Ce métal possède des propriétés comparables avec celles du mercure (tableau III-1) mais est non toxique. Sa température de fusion est de -19°C et il possède une résistivité électrique environ quatre fois plus faible que celle du mercure. Ce métal liquide est déjà utilisé pour des applications médicales : thermomètres à liquide [HU-2007], électrodes souples, prothèses dentaires [DIC-2008], [CHI-2008].

	<b>Mercure</b>	<b>Galinstan</b>
<b>Résistivité électrique (<math>\mu\Omega.m</math>)</b>	0.93	0.26
<b>Température de fusion (°C)</b>	-38	-19
<b>Température d'ébullition (°C)</b>	357	1300
<b>Viscosité dynamique (Pa.s)</b>	1.53	2.4
<b>Densité (<math>Kg.m^{-3}</math>)</b>	13 550	6 440
<b>Toxicité</b>	Importante	Nulle

Tableau III-1 : Caractéristiques physiques du Mercure et du Galinstan

Cependant, le Galinstan s'oxyde très rapidement même pour des très faible taux d'oxygène [LIU-2010] (figure III-17). Un taux inférieur à 1ppm est nécessaire pour qu'il se comporte comme un liquide. Jusqu'à 0.2% d'oxygène il se comporte comme un gel. Sa manipulation est donc délicate et nécessite un environnement contrôlé [LIU-2010]. Ce type d'équipement n'est disponible au laboratoire que depuis quelques mois et n'a pas encore été mis en service. Des alternatives ont ainsi été étudiées et sont présentés dans le paragraphe suivant.

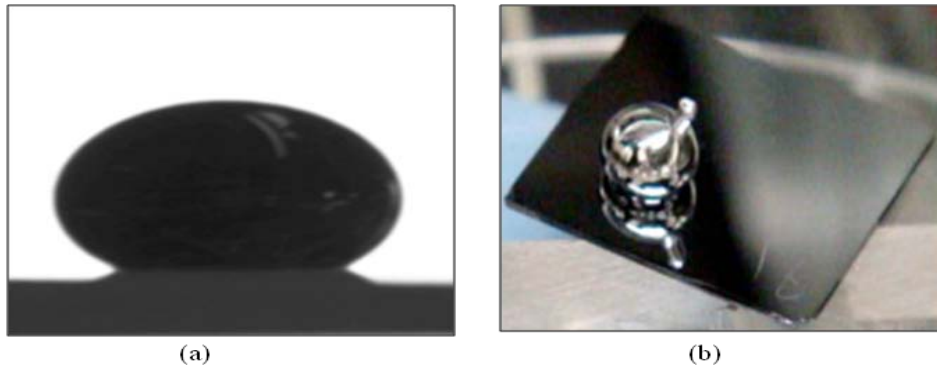


Figure III-19 : Goute de Galinstan sous forme (a) liquide (b) oxydée [LIU-2010]

#### IV.2.3. Remplissage des structures micro-fluidiques

L'étape de remplissage des canaux est critique puisqu'il est nécessaire de positionner précisément le front du liquide. La structure conçue est basée sur l'utilisation de deux micro-canaux en V qui se rejoignent juste avant le réservoir (figure III-18) : un canal pour l'introduction du liquide métallique et un pour le produit de scellement. Un pousse seringue micro-volumique programmable est utilisé pour le remplissage des micro-canaux. Un microscope optique est nécessaire pour identifier la position du liquide métal dans les canaux en SU-8. La figure III-19 présente le banc de remplissage des micro-canaux ainsi que les cellules de tests utilisées. La procédure de remplissage envisagée passe par trois étapes :

- 1- Remplissage de la structure micro-fluidique par le liquide métallique à travers le micro-canal 1 à l'aide d'une seringue connectée à l'entrée 1.
- 2- Injection de colle UV par l'entrée 2 jusqu'à la zone à sceller. La colle doit pousser le liquide métallique présent dans la zone à sceller et prendre sa place. Durant cette étape, il convient également de positionner le front du liquide métallique à la bonne position dans le micro-canal qui relie les deux brins métalliques du dipôle.
- 3- Réticulation UV de la colle.

Une fois les structures remplies, il est nécessaire de sceller les canaux sous vide. La procédure envisagée dans un premier temps consiste à coller un capot en verre à la sortie du micro-canal. Cette solution n'est pas idéale sur le principe puisque il resterait du gaz emprisonné dans le canal mais c'est la plus simple à mettre en œuvre. Une autre solution est envisageable avec deux canaux dont un servirait pour l'introduction d'une colle UV de scellement et le second pour le pompage du gaz présent dans le canal.

La position du front du liquide dans le canal est ajustée en chauffant progressivement la structure pour évacuer le Galinstan excédentaire par le second accès microfluidique qui reste ouvert.

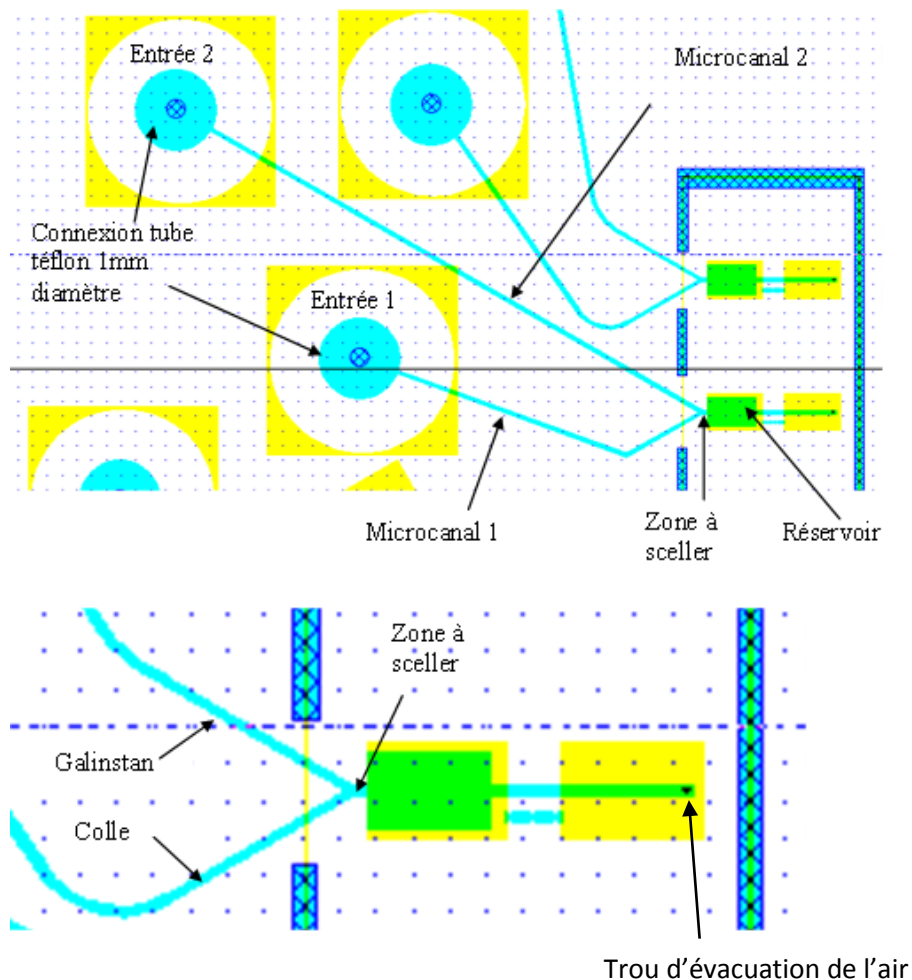


Figure III-20 : Schéma de la structure pour le remplissage des canaux  
(Jaune : métal des dipôles, Bleu : canaux en SU8)

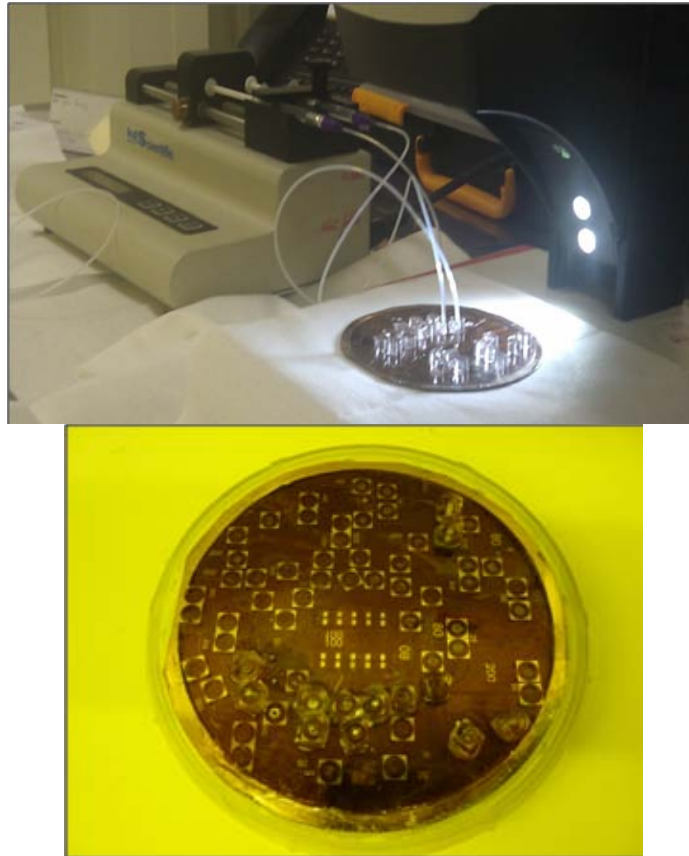


Figure III-21 : Banc de remplissage des micro-canaux avec plaquette contenant les dispositifs

Dans le cadre de cette thèse, plusieurs tests de remplissage des micro-canaux par le Galinstan ont été effectués. Tout d'abord le Galinstan seul ne peut pas être injecté dans les micro-canaux à l'air ambiant car il devient trop visqueux.

Ne possédant pas de boîte à gant à atmosphère contrôlée lors des travaux, nous avons essayé de mettre le Galinstan dans un liquide qui grave l'oxyde présent à sa surface et le protège également de l'air ambiant. Pour cela le Galinstan a été plongé dans une solution d'hydroxyde de potassium diluée à 10%. Les tests effectués montrent des résultats satisfaisant pour l'étape de remplissage des micro-canaux mais rapidement l'hydroxyde de potassium doit s'évaporer et il ne protège plus le Galinstan qui s'oxyde.

Afin de valider l'achat d'une boîte à gant à atmosphère contrôlée, nous avons fait un test de remplissage au LPCNO à l'INSA qui nous a prêté une boîte à gant pour quelques heures. La figure III-20 montre que, dans un environnement contrôlé, il est possible de remplir les micro-canaux avec du Galinstan.

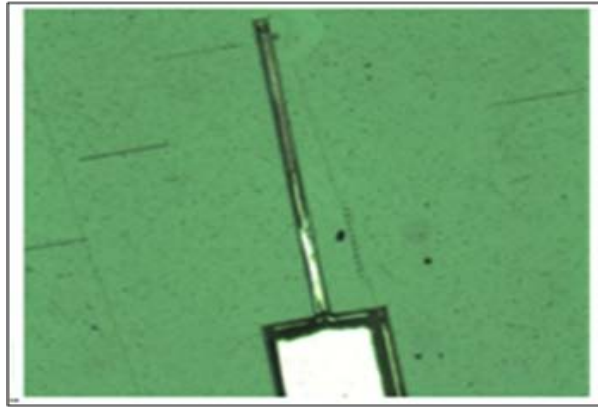


Figure III-22 : Exemple de canal rempli par du Galinstan dans une boîte à gant  
(Teneur en oxygène < 2ppm)

Afin de pouvoir effectuer des mesures radar sur des réseaux de dipôles en utilisant un liquide métallique pour réaliser les court-circuits, nous avons choisi de faire les court-circuits directement (sans utiliser la dilation du liquide en température).

La première solution utilise des gouttes de Galinstan déposées directement entre les deux brins métalliques du dipôle sur des dispositifs sans microstructure fluïdique présentés dans la partie III (figure III-21-a). Il faut noter que ces dispositifs ont des dipôles de dimensions différentes (largeur de brin de  $100\mu\text{m}$ ).

La seconde solution utilise de la laque d'argent qui remplit complètement le canal (figure III-21-b). La résistivité de la laque d'argent ( $1\mu\Omega.\text{m}$  à  $4\mu\Omega.\text{m}$ ) n'est pas loin de celle du Galinstan ( $0.26\mu\Omega.\text{m}$ ).

Les différentes configurations de court-circuits ont été obtenues sur des cellules différentes.

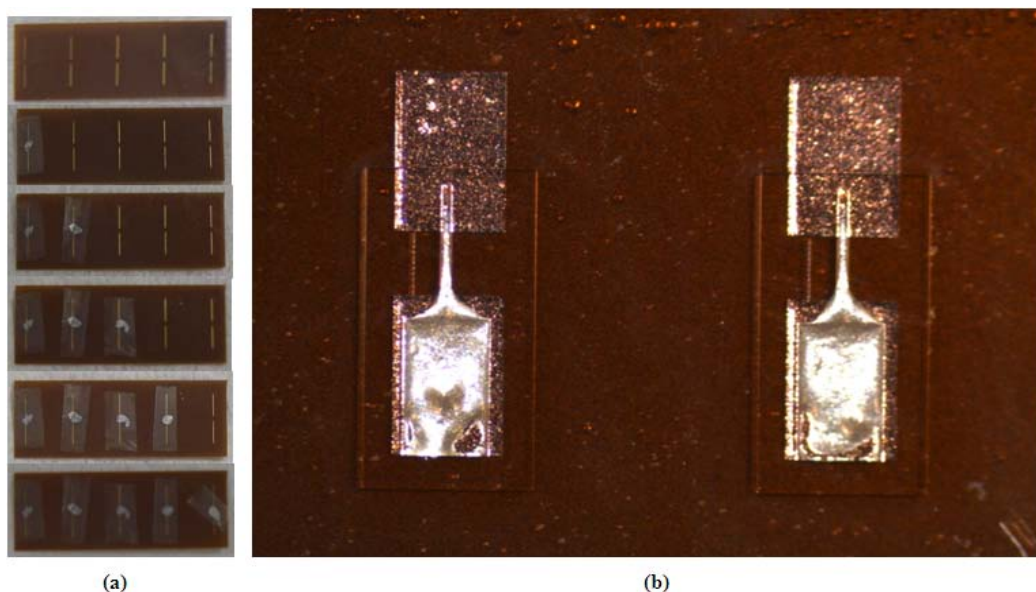


Figure III-23 : Réseau de dipôles avec des court-circuits par (a) des gouttes de Galinstan sur le Kapton et (b) de la laque d'argent dans le micro-canal

### IV.3. RESULTATS DE MESURE RADAR

Les valeurs de SER ont été extraites des mesures de niveau du signal de battement radar après calibration (voir III-3).

#### Structures avec gouttes de Galinstan

La figure III-22 présente les résultats de SER obtenus pour les différentes configurations de court-circuits avec les gouttes de Galinstan. Les dimensions des dipôles sont celles de la structure « idéale » (figure III-3). La SER obtenue est voisine de -45.5dBsm (-33.5dBsm) lorsqu'aucun (tous) dipôle est (sont) court-circuité(s), ce qui donne une dynamique de 12dBsm. Ces résultats sont un peu moins bons que ceux obtenus dans le cas d'un réseau « idéal » (14dBsm) et peut s'expliquer en partie par la plus forte résistivité du Galinstan par rapport au cuivre ( $26\mu\Omega.\text{cm}$  au lieu de  $1.7\mu\Omega.\text{cm}$ ). On peut également noter que la valeur de SER sans dipôles court-circuités présente une dispersion de 2.5dBsm environ entre les deux échantillons mesurés. Ces variations peuvent être attribuées au défaut d'alignement du dipôle avec les antennes du radar. Néanmoins ces premiers résultats montrent que le Galinstan a la capacité à établir des

connexions électriques entre les différents métaux à des fréquences élevées (bande millimétrique).

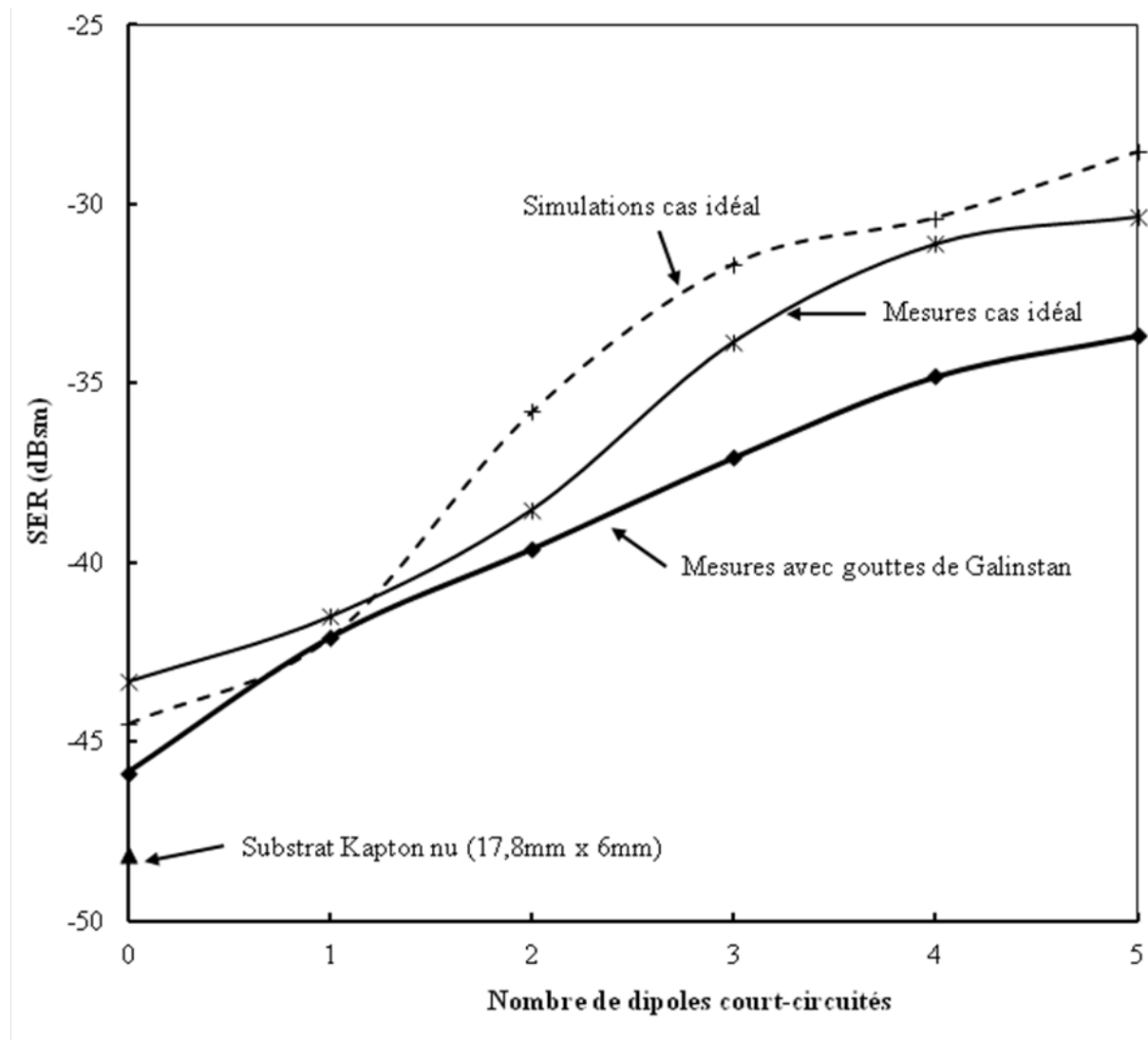


Figure III-24 : Variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités  
Court-circuits avec gouttes Galinstan.

### **Structures avec micro-canaux remplis de laque d'argent**

La figure III-23 présente les résultats de SER obtenus pour les différentes configurations de court-circuits lorsque les micro-canaux sont remplis avec la laque d'Argent. La SER obtenue est voisine de -38dBsm (-29dBsm) lorsqu'aucun (tous) dipôle est (sont) court-circuité, ce qui donne une dynamique de 9dBsm au lieu de

4.5dBsm dans les simulations. Cette différence entre simulations et mesures est d'autant plus marquée que le nombre de dipôles court-circuités est faible. L'écart relativement faible ( $<1\text{dBsm}$ ) lorsque tous les dipôles sont court-circuités, valide globalement les simulations effectuées et montrent aussi que le remplacement du Galinstan par de la laque d'argent n'a pas d'impact important. Les seules différences qui existent entre les structures simulées (avec Galinstan) et caractérisées (avec laque argent) concernent la présence du Galinstan dans les réservoirs même lorsque les dipôles ne sont pas court-circuités.

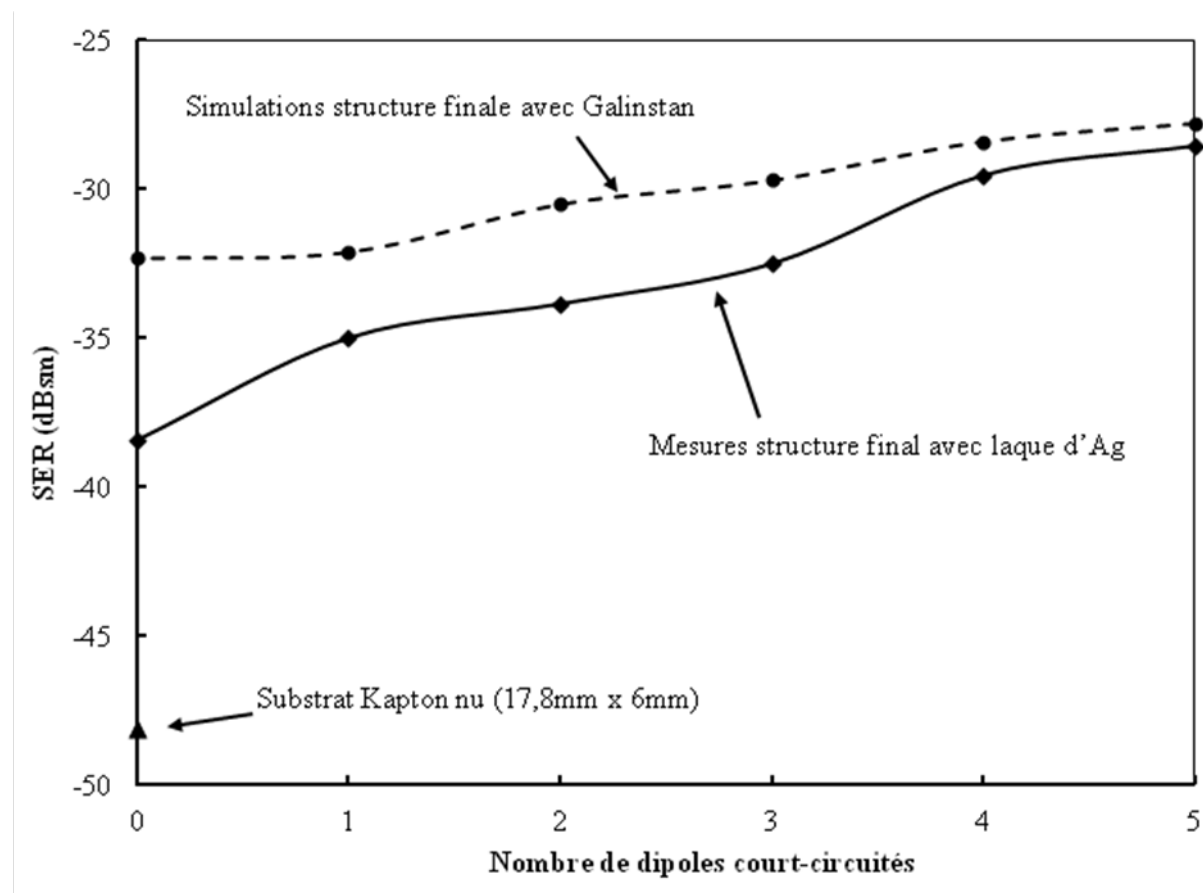


Figure III-25 : Variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités utilisant la Structure finale du capteur avec laque d'Argent



## **V. AMELIORATION DES PERFORMANCES DU CAPTEUR**

Dans les dispositifs précédents, les brins métalliques étaient dimensionnés pour résonner sur le mode fondamental vers 29.75GHz (fréquence de lecture du radar) lorsque les deux brins du dipôle étaient court-circuités. Quand les deux brins du dipôle n'étaient pas court-circuités, chaque brin résonnait (mode fondamental) vers 60GHz à une fréquence hors de la bande du radar. L'objectif est ici de tirer parti de cette résonance des brins lorsqu'ils ne sont pas court-circuités et qui est appelé par la suite « second mode ».

### **V.1. INTERROGATION A DEUX FREQUENCES**

La figure III-26 montre des résultats de simulation sur un réseau « idéal » mais avec une gamme de fréquence jusqu'à 80GHz. Les dimensions des dipôles sont identiques à ceux présentés dans III (figure III-3). On peut noter que vers 58GHz il existe d'autres pics de SER qui sont dus à la résonance (mode fondamental) des brins métalliques non court-circuités. La figure III-27 précise la variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités pour une lecture à 29GHz et à 57GHz.

On peut noter que pour le premier mode, la sensibilité diminue au fur et à mesure que le nombre de court-circuits augmentent alors que le phénomène est inverse pour le second mode. Ce comportement peut être utilisé pour améliorer la sensibilité du capteur en utilisant deux fréquences de lecture dont l'une est le double de l'autre ( $\approx 30\text{GHz}$  et  $\approx 60\text{GHz}$ ). Les modifications à réaliser sur le radar pour obtenir un doublement de la fréquence ne sont pas en effet très lourds. Ainsi, pour une température élevée (basse) on choisira la lecture sur le second (premier) mode.

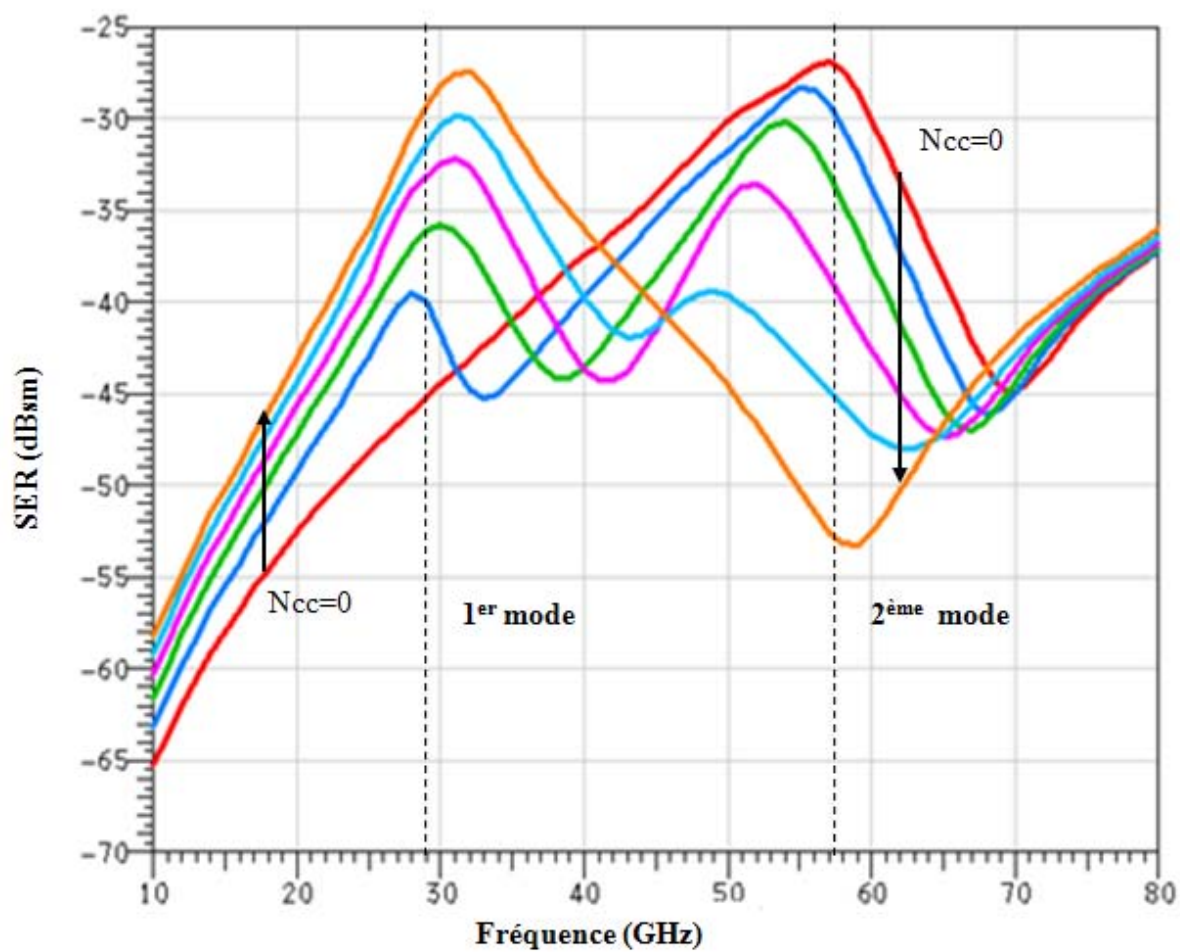


Figure III-26 : Variation fréquentielle de SER pour les différentes configurations de court-circuit dans la bande 10GHz – 80GHz

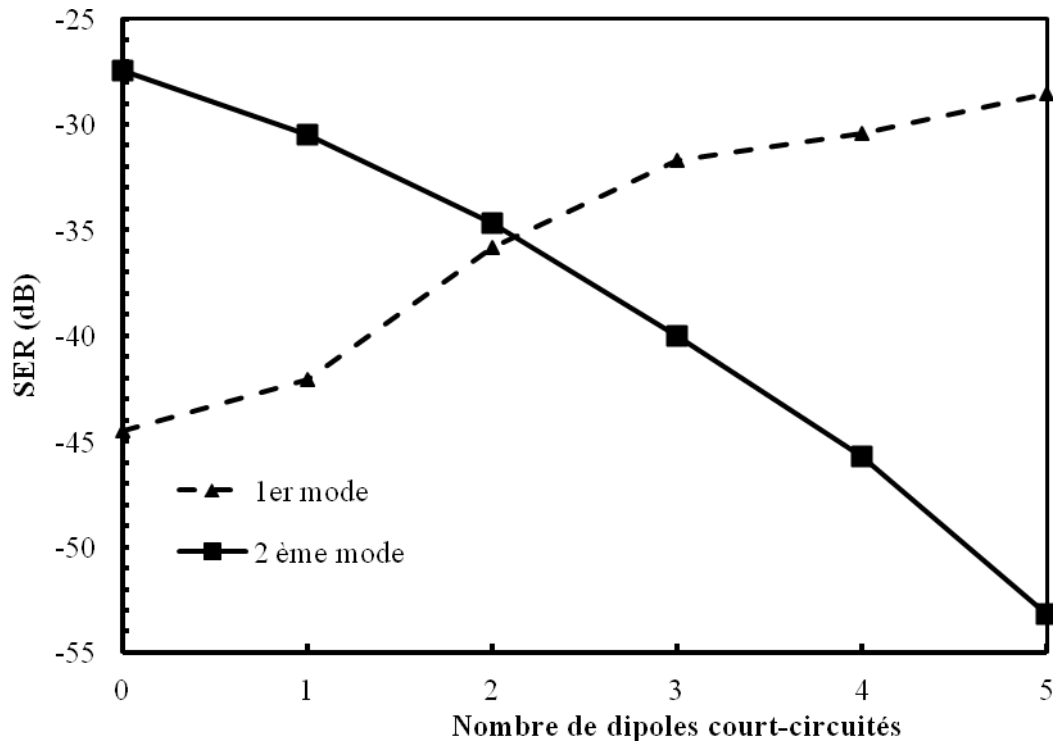


Figure III-27 : Variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités pour les deux modes

## V.2. INTERROGATION DU SECOND MODE A 30 GHZ

Il s'agit de redimensionner les brins métalliques du dipôle pour qu'ils résonnent sur le mode fondamental dans la bande du radar (29.75GHz) lorsqu'ils ne sont pas court-circuités. Les brins métalliques sont donc environ deux fois plus longs. L'avantage de cette configuration est qu'elle permet d'augmenter le ratio « longueur/largeur » des brins métalliques d'un facteur 2 environ tout en conservant une surface de réservoir identique. Les conceptions ont également été menées en mettant 7 dipôles (au lieu de cinq) pour augmenter le nombre de points de fonctionnement du capteur. Les simulations ont été effectuées pour un dispositif « idéal » décrit dans III (brins métalliques sur Kapton avec des court-circuits métalliques parfait). La figure III-28 résume les dimensions du dispositif.

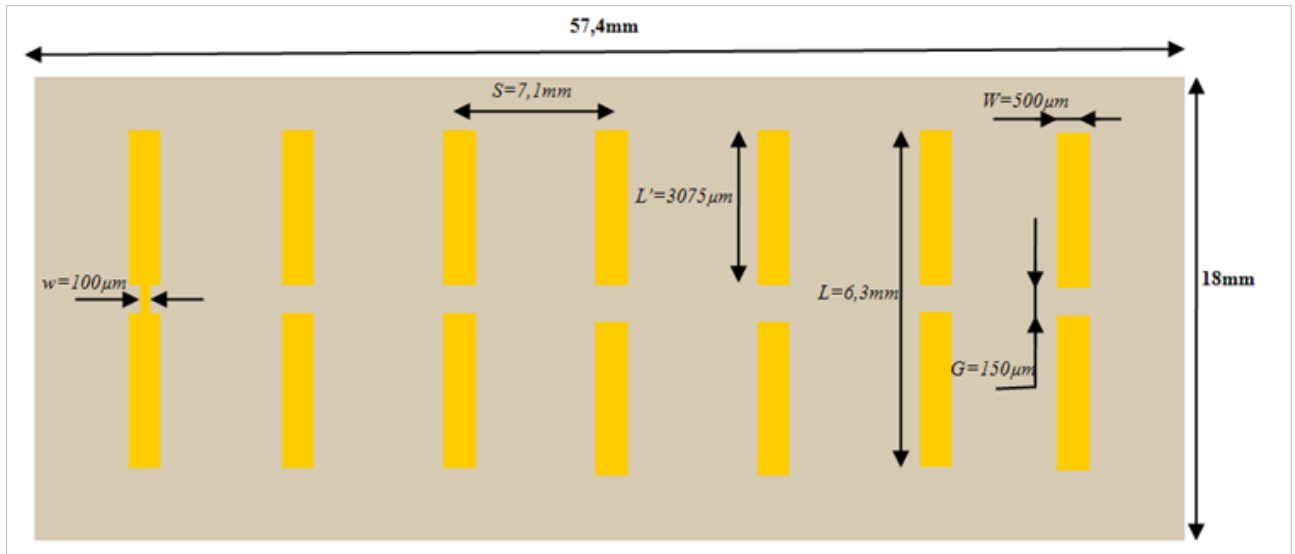


Figure III-28 : Géométrie du réseau d'antennes dipôles fonctionnant sur le second mode

Les différentes configurations du réseau de dipôles ont été fabriquées (voir III-2) sur un substrat fin Kapton. Les mesures de SER ont été réalisées dans les mêmes conditions que celles détaillées dans le paragraphe III-3 (Figure III-7).

La figure III-29 présente la variation fréquentielle de SER pour les différentes configurations de court-circuit. La figure III-30 précise la variation de SER obtenue (simulations et mesures) à 29.75GHz pour ces différentes configurations. On peut noter une dynamique de SER de plus de 15dBsm autour de 30GHz. Cette valeur est nettement plus importante que celle obtenue avec des brins de 500μm de large et de 1800μm de long (8dBsm, voir figure III-15) et proche (16dBsm, voir figure III-5) à celle obtenue avec des dipôles de largeur plus petite (100μm de large x 1800μm de long).

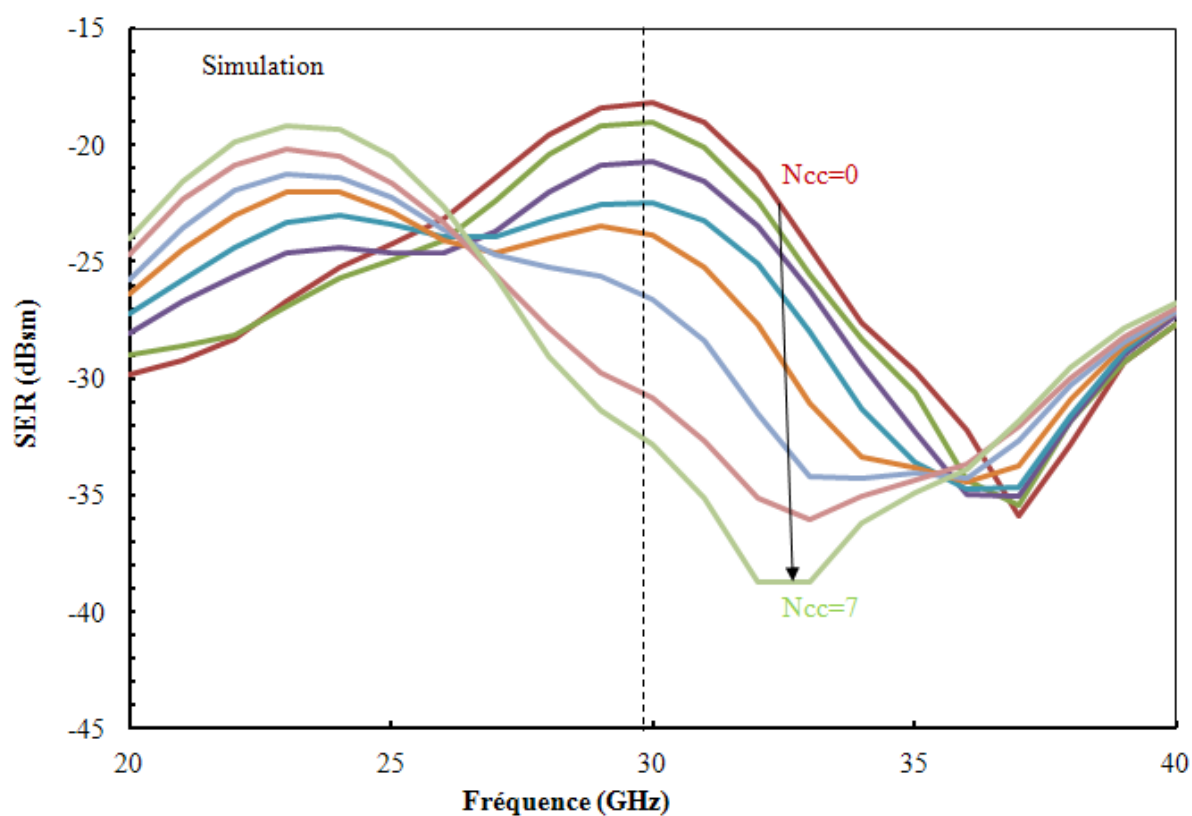


Figure III-29 : Variation fréquentielle de SER du réseau de dipôle (cas idéal).

Ncc = Nombre de court-circuits

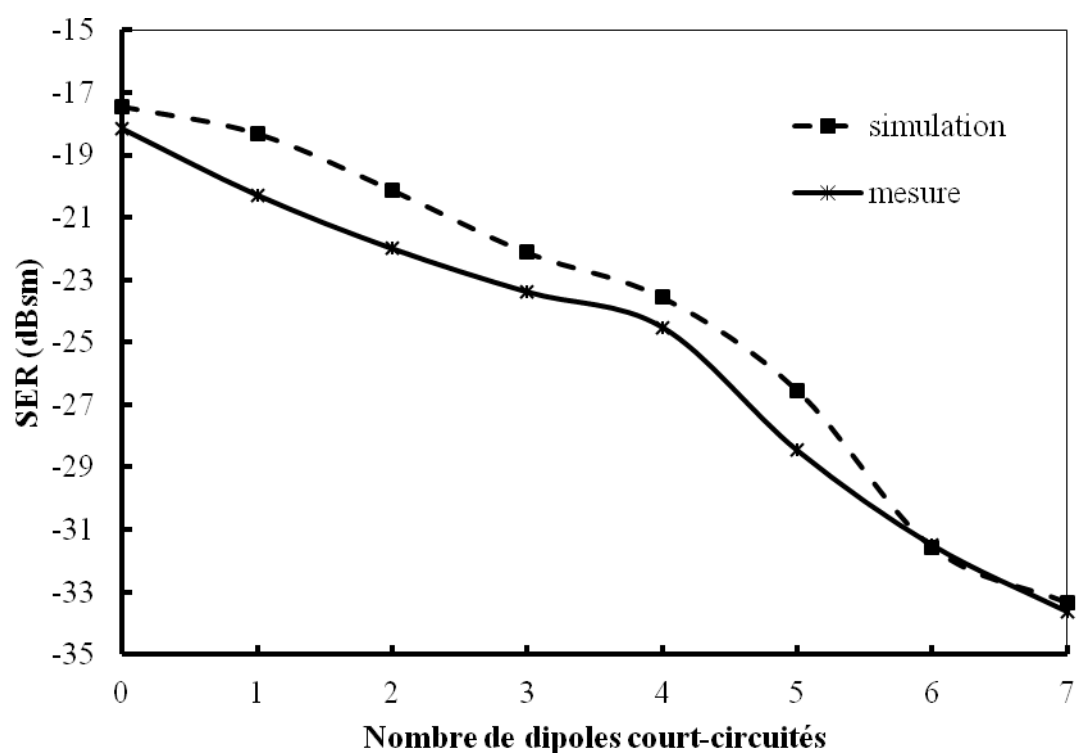


Figure III-30 : Variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités.

---

## VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré qu'il était possible d'obtenir une variation de la Surface Equivalente Radar en court-circuitant progressivement des dipôles dans un réseau à l'aide d'un fluide conducteur. L'avantage de ce type de structure, par rapport à la capacité micro-fluidique présentées dans le chapitre précédent, est qu'il n'est pas nécessaire d'intégrer une antenne puisque qu'on analyse directement la SER du réseau de dipôle. Le principal inconvénient de ce concept est qu'il donne une information discrète (et non continue) sur la température. Avec  $n$  dipôles on obtient ainsi  $(n+1)$  points de mesures. Pour un capteur à 9% de résolution (10 dipôles), la surface occupée serait de 80mm x 18mm.

Ce principe a été validé à l'aide de structures simplifiées en réalisant des court-circuits manuellement à l'aide de gouttes de Galinstan (sans canaux) ou de canaux rempli de laque d'argent, mais aucun test en température n'a pu être réalisé. En effet, le seul liquide conducteur possible (Galinstan) présente des difficultés de mise en œuvre importantes et nécessite des équipements qui n'étaient pas disponibles au laboratoire. Les travaux réalisés ont néanmoins permis de mettre en évidence les difficultés technologiques ainsi que les pistes pour les surmonter.

Les travaux ont montré qu'il était possible d'obtenir des variations importantes de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités avec des dynamiques jusqu'à 15dBsm environ. Pour cela il est nécessaire de conserver un ratio « longueur/largeur » des brins métalliques important et de minimiser l'épaisseur du liquide métallique dans les réservoirs. Il apparaît clairement que ces paramètres conditionnent fortement le design de la partie microfluidique dont il faudra tenir compte dans la phase d'optimisation.

---

## RÉFÉRENCES

- [CHE-2007] C.-H. Chen and D. Peroulis, "Liquid RF MEMS Wideband Reflective and Absorptive Switches", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, Dec. 2007, pp. 2919-2929.
- [CHI-2008] R.C. Chiechi, E.a. Weiss, M.D. Dickey, and G.M. Whitesides, "Eutectic gallium-indium (EGaIn): a moldable liquid metal for electrical characterization of self-assembled monolayers.," Angewandte Chemie (International ed. in English), vol. 47, 2008, pp. 142-4.
- [DIC-2008] M.D. Dickey, R.C. Chiechi, R.J. Larsen, E. a Weiss, D. a Weitz, and G.M. Whitesides, "Eutectic Gallium-Indium (EGaIn): A Liquid Metal Alloy for the Formation of Stable Structures in Microchannels at Room Temperature," Advanced Functional Materials, vol. 18, Apr. 2008, pp. 1097-1104.
- [HU-2007] H. Hu, K. Shaikh, and C. Liu, "Super flexible sensor skin using liquid metal as interconnect," 2007 IEEE Sensors, 2007, pp. 815-8.
- [KNO-1999] M. Knoblauch, J.M. Hibberd, J.C. Gray, and a J. van Bel, "A galinstan expansion femtosyringe for microinjection of eukaryotic organelles and prokaryotes.," Nature biotechnology, vol. 17, Sep. 1999, pp. 906-9.

- 
- [LIU-2009] X. Liu, L.P. Katehi, and D. Peroulis, "Non-toxic liquid metal microstrip resonators," 2009 Asia Pacific Microwave Conference, 2009, pp. 131-134.
- [LIU-2010] T. Liu, P. Sen, and C.-J. Kim, "Characterization of liquid-metal Galinstan® for droplet applications," 2010 IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), Jan. 2010, pp. 560-563.
- [TAH-2011] F.A. TAHIR, "Electromagnetic Modeling of Microstrip Reflectarrays using Scale Changing Technique", Thèse de doctorat, septembre 2011.



# CONCLUSION GENERALE

Le suivi des paramètres physiques (pression, contraintes, fissures, température, humidité, ..) dans les systèmes embarqués ou les infrastructures est indispensable aussi bien pour la qualification et le suivi fonctionnel de ces systèmes que pour le contrôle de santé des structures (ou SHM acronyme de « Structural Health Monitoring »). Aujourd'hui ces paramètres sont obtenus avec des réseaux de capteurs filaires qui compliquent leur mise en œuvre (et donc augmente le coût) ou bien ne sont accessibles qu'a posteriori par des techniques d'inspections contraignantes et coûteuses. Parmi les solutions sans fil qui sont développées on peut trouver : des capteurs actifs (avec un émetteur intégré au capteur) qui permettent d'obtenir de grandes distances d'interrogation mais dont l'autonomie est limitée par la batterie ou des capteurs passifs (sans émetteur) de type RFID (Radio Frequency Identification) ou SAW (Surface Acoustic Wave). Ces capteurs passifs, de natures très différentes, présentent l'avantage d'une très grande autonomie mais leur distance d'interrogation est généralement nettement inférieure à 10m. Afin de remédier à cet inconvénient, de nouveaux types de capteurs à transduction électromagnétique sont étudiés depuis quelques années dans le monde et plus particulièrement au LAAS. Sur ce principe, plusieurs types de capteurs (pression, gaz, contrainte, température) ont été validés au LAAS avec une interrogation RADAR.

Le développement d'un nouveau type de capteur de température passif sans fil à transduction électromagnétique fut le sujet de ce travail de thèse. L'objectif principal était la validation du principe de variation de l'écho radar en fonction de la dilatation thermique d'un liquide diélectrique ou conducteur dans un dispositif radiofréquence.

Un premier démonstrateur a permis de valider le principe de la mesure sans fil de la température à l'aide d'un fluide diélectrique. Le transducteur est constitué d'une capacité planaire dont la distance inter-électrode est progressivement remplie par de l'eau distillée qui se déplace dans un micro-canal suite à la dilation thermique du liquide. Le changement de la permittivité effective entre les armatures de la capacité modifie d'une façon monotone la valeur de la capacité ainsi que le coefficient de réflexion du capteur.

Un dimensionnement a été effectué intégrant les différentes contraintes (RF, fluidiques, technologiques). Puis une simulation complète de la structure a permis de valider le principe de fonctionnement.

Les dispositifs ont été fabriqués à l'aide de la technologie SU8, en utilisant notamment la technique de laminage. Les étapes de réalisation ont été détaillées et le choix des matériaux justifié.

Les caractérisations physiques (dilatation du fluide) ont ensuite été menées à l'aide d'un banc de test spécifique. Elles ont montré un comportement thermique conforme aux prévisions avec une variation du front d'eau dans le canal de  $43\mu\text{m}/^\circ\text{C}$  entre  $24.2^\circ\text{C}$  et  $33.2^\circ\text{C}$ .

La capacité a été testée sous pointes RF en faisant varier la position de l'eau dans le canal à l'aide d'un pousse seringue. La correspondance température/position de l'eau dans le canal a permis d'estimer la réponse en température de la cellule. La variation de la capacité, extraite à l'aide d'un schéma équivalent, est comprise entre 18fF et 143fF avec un comportement quasi linéaire en première approximation ( $13\text{fF}/^\circ\text{C}$ ).

Cette capacité a finalement été intégrée dans un système composé d'une antenne cornet et d'une charge 50ohm et interrogée par un radar FMCW à une distance de 2m. Une variation linéaire de l'écho radar de  $0,4\text{dB}/^\circ\text{C}$  sur une gamme de température de  $9^\circ\text{C}$  entre  $24,2^\circ\text{C}$  et  $33,2^\circ\text{C}$  a été obtenue.

Nous avons ensuite montré qu'il était possible d'obtenir une variation de la Surface Equivalente Radar (SER) d'une cible en court-circuitant progressivement des dipôles dans un réseau à l'aide d'un fluide conducteur. L'avantage de ce type de structure, par rapport à la capacité micro-fluidique, est qu'il n'est pas nécessaire d'intégrer une antenne puisque qu'on analyse directement la SER du réseau de dipôle. Le principal inconvénient de ce concept est qu'il donne une information discrète (et non continue) sur la température. Avec n dipôles on obtient ainsi (n+1) points de mesures. Pour un capteur à 9% de résolution (10 dipôles), la surface occupée serait de 80mm x 18mm.

Ce principe a été validé à l'aide de structures simplifiées en réalisant des court-circuits manuellement à l'aide de gouttes de Galinstan (sans canaux) ou de canaux rempli de laque d'argent, mais aucun test en température n'a pu être réalisé. En effet, le seul liquide conducteur possible (Galinstan) présente des difficultés de mise en œuvre importantes et nécessite des équipements qui n'étaient pas disponibles au laboratoire. Les travaux réalisés ont néanmoins permis de mettre en évidence les difficultés technologiques ainsi que les pistes pour les surmonter.

Les travaux ont montré également qu'il était possible d'obtenir des variations importantes de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités avec des dynamiques jusqu'à 15dBsm environ.





**Résumé** — L'objectif de cette thèse était de développer un capteur de température passif sans fil à transduction électromagnétique utilisant un couplage électromagnétique – fluide. Le principe de ce type de capteur est basé sur la dilation thermique d'un fluide dans un micro-canal qui modifie les propriétés électromagnétiques d'un dispositif aux fréquences millimétriques. Deux types de capteurs de température qui utilisent la transduction électromagnétique et la micro-fluidique ont été étudiés. Le premier est constitué d'une capacité planaire variable à l'aide d'un fluide diélectrique (eau distillée). La capacité est constituée par des électrodes en cuivre déposées sur un substrat en verre. La variation d'impédance, obtenue lors de la progression du front d'eau dans le micro-canal, permet de modifier l'impédance de charge d'une antenne et module ainsi le niveau de l'écho RADAR. Le second capteur utilise un fluide conducteur (Galinstan) qui court-circuite les deux brins d'une antenne dipôle lorsque le liquide se dilate. La structure utilisée est constituée d'un réseau d'antenne dont les deux brins sont court-circuités progressivement pour des températures différentes. On obtient ainsi une modulation de l'écho RADAR.

**Mots clés :** Capteur de température, Capteur sans fil, Capteur passif et sans puce, télédétection, transduction électromagnétique, radar FMCW, microfluidique.

**Abstract** — This work show the development of wireless passif temperature sensor based on the thermal expansion of a liquid in a micro-channel that modifies the electromagnetic properties of a device is presented. Two types of electromagnetic temperature sensors in millimeter-wave frequencies are realized. The first chipless micro-system is made up of a planar-gap capacitor with a micro-channel located in-between its plates. The temperature-dependent expansion/shrinkage of the water inside the micro-channel modifies in a monotonic way the liquid level across the capacitor. The first prototypes of the temperature micro-sensor were micro-machined and integrated with an antenna, while the ambient temperature was remotely measured using FMCW radar interrogation principles. For the second sensor, liquid metal is used to dynamically alter the number of antenna elements activated along a linear array configuration with respect to temperature. In this way, the sensed temperature value can be accurately quantified by the change in radar cross section (RCS) of the device. This study is based on the number of elements activated by the short-circuiting of their gap through the temperature-expansion of liquid metal inside a bridging microfluidic channel.

**Key words:** Temperature sensor, wireless sensor, passive and chipless sensor, remote sensing, electromagnetic transduction, FMCW radar, microfluidics.

## LISTE DES FIGURES

<b>Figure I-1</b> : schéma synoptique d'un capteur.....	13
<b>Figure I-2</b> : Principe de fonctionnement d'un capteur RFID avec un transducteur analogique.....	15
<b>Figure I-3</b> : Couplage magnétique en champ proche pour la haute fréquence et la basse fréquence...16	
<b>Figure I-4</b> : Configuration générale de l'interrogation des capteurs SAW [STE-2007].....	19
<b>Figure I-5</b> : Un capteur de température à onde acoustique industrialisé.....	20
<b>Figure II-1</b> : Principe du capteur de température micro-fluidique.....	34
<b>Figure II-2</b> : Contraintes liées à la conception de la capacité microfluidique.....	35
<b>Figure II-3</b> : Schéma de principe du transducteur micro-fluidique.....	36
<b>Figure II-4</b> : Géométrie de la capacité planaire.....	38
<b>Figure II-5</b> : Influence de la longueur des armatures $L$ sur la variation maximale du coefficient de réflexion ( $D=400\mu\text{m}$ ).....	39
<b>Figure II-6</b> : Influence de la distance $D$ entre les armatures et le plan de masse sur la variation totale du coefficient de réflexion à $L=400\mu\text{m}$ .....	40
<b>Figure II-7</b> : Distribution surfacique et selon l'axe vertical de la densité de champ électrique $E$ (en V/m) (a) canal entièrement remplie d'eau (b) canal vide.....	41
<b>Figure II-8</b> : Coefficient de dilation volumique de l'eau en fonction de la température [H2O-CTE]..42	
<b>Figure II-9</b> : Simulation de la variation de la position du front d'eau dans le canal en fonction de la température ( $V_0 = 2.10^9 \mu\text{m}^3$ ).....	43
<b>Figure II-10</b> : Vue 3D du transducteur micro-fluidique simulé.....	44
<b>Figure II-11</b> : Paramètres $S$ pour différents niveau de remplissage du canal entre les deux armatures de la capacité sur une large bande de fréquence.....	44
<b>Figure II-12</b> : Variation de $S_{11}$ à 29.75GHz pour différents niveau de remplissage du canal entre les deux armatures de la capacité planaire.....	45
<b>Figure II-13</b> : Schéma électrique équivalent du transducteur.....	46
<b>Figure II-14</b> : Variation de la capacité en fonction du niveau de remplissage du canal.....	46
<b>Figure II-15</b> : Présentation du jeu de masques.....	47
<b>Figure II-16</b> : Schéma synoptique de fabrication.....	48
<b>Figure II-17</b> : Réalisation des électrodes de la capacité par lift-off.....	49
<b>Figure II-18</b> : Structure chimique de la résine SU-8 (glycidyl-ether-bisphenol-A novolac).....	50
<b>Figure II-19</b> : Images MEB d'une structure microfluidique: (a) Vue générale (b) Zoom sur l'entrée du canal.....	52
<b>Figure II-20</b> : Représentation schématique de l'étape de laminage d'un film photosensible SU-8 sur une structure ouverte en SU-8.....	53
<b>Figure II-21</b> : Capacité planaire avec le canal microfluidique (a) Vue d'ensemble (b) Zoom sur les électrodes de la capacité.....	54
<b>Figure II-22</b> : Scellement du canal à l'aide d'un morceau de verre (a) photo du réservoir scellé (b) géométrie de la structure (c) vu de coupe du réservoir.....	54
<b>Figure II-23</b> : Dispositif de mesure de la dilatation thermique du liquide.....	56
<b>Figure II-24</b> : Positions du front de l'eau dans le micro-canal entre les armatures de la capacité planaire. La flèche indique le sens de la dilatation thermique du volume de l'eau dans le micro-canal.....	57
<b>Figure II-25</b> : Déplacement du front d'eau dans le micro-canal en fonction de la température.....	58

<b>Figure II-26</b> : Coefficient de reflexion mesuré et simulé de la capacité en fonction de la température à la fréquence de 29,75GHz.....	59
<b>Figure II-27</b> : Exemple de l'ajustement des paramètres S11 en module (dB) et en phase issus des mesures et du circuit équivalent.....	60
<b>Figure II-28</b> : La valeur de la capacité mesurée et simulée en fonction de la température appliquée.....	61
<b>Figure II-29</b> : Schéma de principe de mesure sans fil de la capacité microfluidique.....	62
<b>Figure II-30</b> : Principe de la technique d'interrogation sans fil utilisant un radar FMCW.....	62
<b>Figure II-31</b> : Banc de test pour la mesure de l'écho RADAR.....	63
<b>Figure II-32</b> : Spectre basse fréquence généré par le radar FMCW – Capacité sans eau.....	64
<b>Figure II-33</b> : Niveau de l'écho radar mesuré en fonction de la température appliquée. La précision de la mesure est de l'ordre de $\pm 0,1$ dB.....	65
<b>Figure II-34</b> : Structure de l'antenne dipôle planaire chargée par la capacité micro-fluidique.....	66
<b>Figure II-35</b> : variation de l'écho radar du capteur en fonction du niveau de remplissage du canal entre les armatures de la capacité planaire.....	66
<b>Figure III-1</b> : Illustration du principe de la variation de la SER pour deux brins métalliques de longueur $L'$ et $L \cong 2 L'$ .....	75
<b>Figure III-2</b> : Principe du capteur de température avec 5 dipôles To : aucun dipôles court-circuités, Tmax : tous dipôles court-circuités.....	76
<b>Figure III-3</b> : Géométrie du réseau linéaire d'antennes dipôles divisées en deux branches identiques par un gap au milieu de chaque élément.....	78
<b>Figure III-4</b> : Variation fréquentielle de la SER pour les 6 différentes configurations Ncc = Nombre de court-circuits.....	79
<b>Figure III-5</b> : SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités pour $f = 29.75$ GHz.....	80
<b>Figure III-6</b> : Densité surfacique du courant électrique à 29,75GHz pour (a) tout les dipôles en circuit ouvert et b) tous les dipôles court-circuités.....	81
<b>Figure III-7</b> : Réseau de dipôles réalisé sur kapton.....	81
<b>Figure III-8</b> : Banc de test pour l'interrogation radar des réseaux de dipôles.....	82
<b>Figure III-9</b> : Variation du niveau du signal sur le spectre basse fréquence généré par le RADAR.....	83
<b>Figure III-10</b> : Variation de la SER du réseau en fonction du nombre de dipôles court-circuités par un micro-ruban en cuivre.....	84
<b>Figure III-11</b> : (a) Schéma de principe du dipôle intégrant la structure micro-fluidique, (b) Vue en coupe de la structure dipôle microfluidique.....	85
<b>Figure III-12</b> : Dimensions du dipôle et de la microstructure fluidique.....	87
<b>Figure III-13</b> : Vue schématique du réseau avec 5 dipôles.....	87
<b>Figure III-14</b> : Schéma du réseau de dipôle « quasi-idéal » (a) Vue générale de dessus (b) Vue en coupe d'un dipôle court-circuité par un pont en Galinstan.....	89
<b>Figure III-15</b> : Variation fréquentielle de la SER pour les 6 différentes configurations. Ncc = Nombre de dipôles court-circuités.....	90
<b>Figure III-16</b> : Variation fréquentielle de la SER pour les 6 différentes configurations. Ncc = Nombre de dipôles court-circuités.....	91
<b>Figure III-17</b> : SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités.....	92
<b>Figure III-18</b> : Procédé de fabrication du capteur de température micro-fluidique.....	93
<b>Figure III-19</b> : Goutte de Galinstan sous forme (a) liquide (b) oxydée [LIU-2010].....	95
<b>Figure III-20</b> : Schéma de la structure pour le remplissage des canaux (Jaune : métal des dipôles, Bleu : canaux en SU8).....	96
<b>Figure III-21</b> : Banc de remplissage des micro-canaux avec plaquette contenant les dispositifs.....	97

<b>Figure III-22</b> : Exemple de canal rempli par du Galinstan dans une boîte à gant (Teneur en oxygène < 2ppm).....	98
<b>Figure III-23</b> : Réseau de dipôles avec des court-circuits par (a) des gouttes de Galinstan sur le Kapton et (b) de la laque d'argent dans le micro-canal.....	99
<b>Figure III-24</b> : Variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités Court-circuits avec gouttes Galinstan.....	100
<b>Figure III-25</b> : Variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités utilisant la Structure finale du capteur avec laque d'Argent.....	101
<b>Figure III-26</b> : Variation fréquentielle de SER pour les différentes configurations de court-circuit dans la bande 10GHz – 80GHz.....	103
<b>Figure III-27</b> : Variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités pour les deux modes.....	104
<b>Figure III-28</b> : Géométrie du réseau d'antennes dipôles fonctionnant sur le second mode.....	105
<b>Figure III-29</b> : Variation fréquentielle de SER du réseau de dipôle (cas idéal). Ncc = Nombre de court-circuits.....	106
<b>Figure III-30</b> : Variation de SER en fonction du nombre de dipôles court-circuités.....	106



## LISTE DES PUBLICATIONS

### **Revues internationales:**

- ✓ S. Bouaziz, F. Chebila, A. Traille, P. Pons, H. Aubert et M. M. Tentzeris, « Novel Micro-fluidic Structure for Temperature Wireless Passive Sensing Using Radar Interrogation Technique at Ka-band », *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, 2012.

### **Conférences Internationales:**

- ✓ S. Bouaziz, F. Chebila, A. Traille, P. Pons, H. Aubert et M. M. Tentzeris, « A New millimeter-wave micro-fluidic Temperature sensor for wireless passive radar interrogation », in *Sensors*, IEEE, 2012.
- ✓ S. Bouaziz, P. Pons, H. Aubert, A. Traille et M. M. Tentzeris, « A novel wireless passive temperature sensor utilizing microfluidic principles in millimeter-wave frequencies », in *Sensors*, IEEE, 2011, p. 524 -525.
- ✓ S. Bouaziz, A. Traille, P. Pons, H. Aubert, M.M. Tentzeris, « Reconfigurable Liquid Antenna for Wireless Temperature Sensing », 13th AMPERE, Toulouse, 5 - 8 september 2011.
- ✓ Traille, S. Bouaziz, S. Pinon, P. Pons, H. Aubert, A. Boukabache, M.M. Tentzeris, « A Wireless Passive RCS-based Temperature Sensor using Liquid Metal and Microfluidics Technologies », Manchester Central, Manchester, UK, European Microwave Week, 9th - 14th October, 2011.
- ✓ S. Hebib, S. Bouaziz, H. Aubert, F. Lerasle, « Circularly polarized RFID reader antennas for robotic application », Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), Marrakesh, Morocco, 20-23 March, 2011.
- ✓ M. M. Jatlaoui, F. Chebila, S. Bouaziz, P. Pons, H. Aubert , « Original identification technique of passive EM sensors using loaded transmission delay lines » , EuMC, Paris, September 28 - 30, 2010.
- ✓ S. Bouaziz, M. M. Jatlaoui, D. Mingli, P. Pons, and H. Aubert, « Metallic layer for EM Pressure Sensor Sensitivity Improvement » , MME, Enschede, Netherland, September 26-29 , 2010.
- ✓ S. Bouaziz, A. Ali, H. Aubert, “ Low-Profile Wideband Antenna with Inclined Unidirectional Radiation Pattern for C-Band Airborne Applications.”, 2009 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Singapore, December 7-10, 2009.
- ✓ S. Bouaziz, S. Hebib, A. Ali, H. Aubert, “Planar wideband microstrip antenna with inclined radiation pattern for C-band airborne applications”, 2010 EuCAP, Barcelone, April 12-16, 2010.

### **Conférences Nationales:**

- ✓ S. Hebib, S. Bouaziz, H. Aubert, F. Lerasle, « Antennes lecteurs RFID à polarisation circulaire pour application robotique », Brest, France, 17èmes Journées Nationales Microondes 18-19-20 Mai, 2011.