



SPIM

Thèse de Doctorat



UFC

école doctorale sciences pour l'ingénieur et microtechniques
UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

Capteurs à ondes élastiques de surface à codage spectral ultra large bande

■ MARC LAMOTHE

Thèse soutenue le 10 décembre 2014

SPIM

Thèse de Doctorat

UFC

N° X X X

école doctorale **sciences pour l'ingénieur et microtechniques**
UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

THÈSE présentée par

MARC LAMOTHE

pour obtenir le

Grade de Docteur de
l'Université de Franche-Comté

Spécialité : **Sciences pour l'ingénieur**

Capteurs à ondes élastiques de surface à codage spectral ultra large bande

Soutenue publiquement le 10 décembre 2014 devant le Jury composé de :

MARC SOLAL	Rapporteur	Ingénieur à TriQuint Semiconductor États-Unis
PAUL MURALT	Rapporteur	Professeur à l'EPFL Lausanne - Suisse
BERNARD DULMET	Examineur	Professeur à l'ENSMM Besançon - France
VICTOR PLESSKI	Directeur de thèse	Ingénieur, Directeur à GVR Trade S.A. Bevaix - Suisse

A mes parents, mon frère et ma soeur,
qui m'ont toujours soutenu.
A ma famille et mes amis.

Remerciements

Les travaux de thèse ont été réalisés à Besançon au sein du laboratoire FEMTO-ST, je remercie leurs deux directeurs qui se sont succédés à sa direction, M. Michel de Labachellerie et M. Nicolas Chaillet, pour m'avoir permis de réaliser ce travail.

Je remercie les deux directeurs successifs de l'équipe COSYMA dont j'ai fait parti, M. Sylvain Balandras et M. Bernard Dulmet.

Je remercie les membres du Jury pour leurs conseils et pour avoir accepté de juger mes travaux. M. Marc Solal (ingénieur chez Triquint Semiconductor, Etats-Unis) et M. Paul Muralt (Professeur à l'EPFL, lausanne - Suisse) pour m'avoir fait l'honneur d'être rapporteur de cette thèse et d'avoir fait le déplacement pour ma soutenance ainsi que M. Bernard Dulmet (Professeur à l'ENSMM, Besançon - France) pour avoir présidé ce jury.

Je remercie particulièrement mon directeur de thèse M. Victor Plessky, qui tout au long de mes travaux m'a soutenu, et a partagé ses connaissances et son expérience. J'ai pris beaucoup de plaisir à travailler avec toi, pas uniquement pour ton savoir mais aussi pour ton côté humain. Je me souviendrais toujours des discussions sur les SAW, autour d'un café, l'été, chez toi dehors sur la terrasse. Merci Victor.

Je remercie particulièrement M. Jean-Michel Friedt qui a co-encadré cette thèse et qui m'a aussi soutenu. Tu as toujours pris le temps pour discuter avec moi de mes travaux que ce soit de recherche, ou de rédaction ... Tu as aussi partagé ton savoir en général, et tu m'as fait rêver avec tes jolies photos du "Spitzberg".

Je remercie Emilie Courjon pour m'avoir fabriqué de très jolies dispositifs à ondes élastiques de surface et Valérie Petrini pour le "bonding". Grâce à vous deux j'ai de très bonnes réponses sur mes dispositifs.

Je remercie toute l'équipe COSYMA ainsi que ses anciens membres, c'était un plaisir de venir travailler au laboratoire. Elle est composée de personnes gentilles toujours prêtes à vous aider. J'espère n'oublier personne :

- Alexandre tu m'as supporté de la licence jusqu'à la fin de la thèse et j'espère que ce sera toujours le cas pour l'après thèse, même si parfois c'est difficile;-) . Tu as été un véritable ami, à la fois pendant les bons moments et aussi les moments plus difficiles. Merci Alex.
- David, une petite randonnée au Mont-Tendre dont on se souviendra tout les deux, maintenant c'est devenu un bon souvenir. Merci aussi pour ton aide lors de la préparation de

l'oral.

- Bruno, pour tes conseils lors de la fabrication de PCB. Sans toi le "snipe" sera trop facile, je te souhaite bonne continuation en Italie.
- Émile, heureusement que tu étais là pour déboguer mon ordianteur au moment de la soutenance.
- Nicolas, on a aussi fait un long parcours ensemble. On avait une super promo, profite bien du soleil petit veinard.
- Christophe, bon courage futur papa.
- Gilles, le magicien de l'électronique, tu avais toujours des bon conseils à donner sur les manipulations ou les circuits.
- Nesrine, Meddy, Fabien et Loic, vous arrivez en fin de thèse, la période difficile, bon courage.
- Julien, c'était chouette de discuter et travailler avec toi, tu me faisais toujours rire.
- Florent, pour ton interprétation de "Au Marie if you know ..."
- Sébastien, pour tes conseils et les discussions sur SC2 ou hearstone.
- Virginie, pour ta bonne humeur.
- Eric, tu courrais trop vite pour moi, bonne continuation au Japon.
- Thomas, pour m'avoir initié au layout.
- Gwenhaël, pour tes conseils sur les FPGA.
- et pour finir William, pour tes conseils en programmation.

Bonne continuation à toute l'équipe

Je remercie aussi mes amis, Abderheim Fouiker, Kevin Sartori, Céline Rousselot, Nicolas Bouillet, pour leur soutien et pour les bons moments que l'on a passé ensemble.

Je remercie mes parents qui ont toujours fait beaucoup pour mon frère, ma soeur et moi. Petit, ce sont des choses que l'on ne remarque pas, mais en grandissant je me rends compte que j'ai beaucoup de chances de les avoir. Je remercie aussi ma soeur et mon frère. On a passé de très bon moment ensemble et ça continuera. Je remercie pour finir toute ma famille.

Table des matières

Introduction	1
1 Dispositifs à ondes élastiques de surface	3
1.1 Les capteurs et les identifiants	4
1.1.1 Les capteurs	4
1.1.2 Les identifiants	4
1.2 La piézoélectricité	5
1.2.1 Principe	5
1.2.2 Coefficient de couplage électromécanique k	6
1.3 Les ondes élastiques de surface	7
1.3.1 Les ondes élastiques dans un solide	7
1.3.2 Les ondes longitudinales et transverses	7
1.3.3 Les ondes de Rayleigh	8
1.4 Principes généraux de fonctionnement des dispositifs SAW	9
1.4.1 Fonctionnement du transducteur	9
1.4.2 Fonction de transfert du transducteur	11
1.4.3 Fonction de transfert d'une ligne à retard	14
1.4.4 Réponse impulsionnelle	14
1.5 Les réflecteurs	17
1.5.1 Position des électrodes et bande passante	18
1.5.2 Architecture d'une électrode appartenant à un réflecteur	19
1.5.3 Connexion électrique et rapport de métallisation	20
1.6 Coder une information	23
1.6.1 Codage temporel	23
1.6.2 Codage en phase	25
1.6.3 Codage phase et codage temporel	25
1.6.4 Codage de température	27
1.7 Les transducteurs Ultra Large Bande (UWB)	28
1.7.1 Influence de la bande passante	28
1.7.2 Les transducteurs à pas variable	30
1.7.3 Modulation Linéaire en Fréquence (LFM)	32
1.7.4 Compression d'impulsion	34
1.7.5 Amélioration du rapport signal sur bruit	37

1.7.6	Le retournement temporel	39
1.8	Les bandes de fréquences pour la communication large bande	40
1.8.1	Standard Européen pour UWB	41
1.8.2	Standard Américain pour la communication UWB	42
1.8.3	Conclusion UWB	43
1.9	Les différentes types de lecteurs radio	44
1.9.1	Lecteur fonctionnant dans le domaine temporel	44
1.9.2	Lecteur à ondes entretenues modulées en fréquence (FMCW)	45
1.10	Estimation de la distance d'interrogation	46
1.10.1	Équation des radars adaptée aux lignes à retard	47
1.10.2	Calcul de la distance d'interrogation des lecteurs SAW	48
1.10.3	Conclusion	51
1.11	Conclusion	51
2	Prototype SAW UWB fonctionnant sur la bande de fréquences 200 MHz -	
	400 MHz	53
2.1	Choix du matériau piézoélectrique	54
2.2	Dimensionnement d'un transducteur standard UWB	55
2.2.1	Nombre d'électrodes dans le transducteur	56
2.2.2	Nombre maximum de paires d'électrodes	56
2.2.3	Position des électrodes	57
2.2.4	Rapports de métallisation des électrodes du transducteur	58
2.2.5	Épaisseur de la métallisation	60
2.2.6	Métallisation et connexions des électrodes des réflecteurs	61
2.2.7	Diffraction	62
2.2.8	Diffraction en milieu isotrope	63
2.2.9	Diffraction pour le $LiNbO_3$ $YX - 128^\circ$	63
2.2.10	conclusion	65
2.2.11	Pertes de propagation	65
	2.2.11.1 Pertes de propagation sur la surface libre	66
	2.2.11.2 Pertes de propagation sur les électrodes métallisées	66
2.3	Modèle du premier ordre et estimation des pertes d'insertion	67
2.3.1	Circuit équivalent de Mason	67
2.3.2	Capacité statique	68
2.3.3	Conductance de rayonnement	68
2.3.4	Susceptance acoustique	69
2.3.5	Pertes d'insertion des transducteurs	70
2.4	Simulation FEM/BEM et conclusion	71
2.5	Dimensionnement de Transducteur Modulé Linéairement en Fréquence (LFM)	73
2.5.1	Gain de traitement	73
2.5.2	Nombre de paires d'électrodes	73
2.5.3	Le nombre optimal d'électrodes	74
2.5.4	Position des électrodes	75

2.5.5	Sens de propagation des ondes	77
2.6	Exemple expérimental d'architecture SAW	77
2.6.1	Deux types de dispositifs SAW	78
2.6.1.1	Dispositif SAW fonctionnant en transmission	78
2.6.1.2	Dispositif SAW fonctionnant en réflexion	79
2.6.2	Variantes de transducteur	79
2.6.2.1	Transducteur référence	80
2.6.2.2	Electrode dédoublée	80
2.6.2.3	Apodisation	81
2.7	Résultats des différentes architectures	81
2.8	Transducteur de référence	82
2.8.1	Fonction de transfert S_{12}	83
2.8.2	Réponse impulsionnelle	84
2.8.3	Étude de la phase	85
2.8.4	Gain de traitement et compression	87
2.8.5	Récapitulatif	89
2.9	Transducteur avec des doigts simples et apodisation	89
2.9.1	Fonctions de transfert S_{12} et réponses impulsionnelles	90
2.9.2	Étude de la phase	92
2.9.3	Gain et compression	92
2.9.4	Récapitulatif	93
2.10	Dispositif SAW fonctionnant en réflexion	94
2.10.1	Fonction de transfert S_{11}	94
2.10.2	Impédance	96
2.10.3	Gain et compression	96
2.11	Conclusions	98
3	Capteur SAW fonctionnant sur la bande de fréquences 2 GHz-2.5 GHz	101
3.1	Présentation des différentes architectures	101
3.1.1	Architecture du transducteur standard UWB	101
3.1.2	Architecture avec un transducteur LFM	102
3.1.3	Architecture basée sur des transducteurs LFM en regard	102
3.1.4	Architecture basée sur des transducteurs à périodes constantes	103
3.2	Transducteur standard UWB	104
3.2.1	Dimensionnement	104
3.2.2	Simulations et mesures	105
3.2.3	Résultats	108
3.2.4	Conclusion	110
3.3	Transducteur LFM	110
3.3.1	Dimensionnement	110
3.3.1.1	Gain	110
3.3.1.2	Nombre et position des électrodes	111
3.3.1.3	Métallisation des électrodes du transducteur	111

3.3.1.4	Les électrodes des réflecteurs	113
3.3.1.5	Pertes de propagations	113
3.3.1.6	Réflecteurs	114
3.3.1.7	Distance de diffraction	116
3.3.1.8	Récapitulatif des différents paramètres	116
3.3.2	Mesure du dispositif de référence	117
3.3.3	Résultats	119
3.3.4	Conclusion	121
3.4	Transducteur LFM inverse	121
3.4.1	Architecture	122
3.4.2	Mesures	122
3.4.3	Résultats	124
3.4.4	Conclusion	124
3.5	Transducteur LFM double	125
3.5.1	Architecture	125
3.5.2	Mesures	126
3.5.3	Résultats	129
3.5.4	Conclusion et perspective	132
3.6	Transducteurs LFM en regard	133
3.6.1	Dimensionnement	133
3.6.2	Mesures sur le wafer	133
3.6.3	Mesures dans le boîtier	135
3.6.4	Conclusion	139
3.7	Transducteurs connectés en parallèle	140
3.7.1	Dimensionnement	140
3.7.2	Simulations	141
3.7.3	Mesures des dispositifs encapsulé	143
3.7.4	Conclusion	146
3.8	Conclusion	146
4	Algorithme, mesures de température et mesures sans fil	149
4.1	Compression d'un écho LFM	149
4.1.1	Fonction de transfert	150
4.1.2	Principe de compression des échos	152
4.1.3	Application de la compression	153
4.1.4	Compression et gain de traitement	155
4.1.5	Conclusion	156
4.2	Algorithme	157
4.2.1	La mesure à l'analyseur de réseaux	157
4.2.2	Fonction de transfert S_{11}	158
4.2.3	Technique du bourrage de zéros "zero-padding"	160
4.2.4	Distance relative entre les échos	161
4.2.5	Conclusion	165

4.3	Lecteur fonctionnant dans le domaine temporel	165
4.3.1	Manipulation sur les SAW basses fréquences	166
4.3.2	Résultats basses fréquences	167
4.3.3	Puissance du signal	167
4.3.4	Manipulation sur les SAW hautes fréquences	169
4.3.5	Résultats hautes fréquences	170
4.3.6	Puissance du signal	172
4.3.7	Conclusion	172
4.4	Lecteur fonctionnant dans le domaine fréquentiel	173
4.4.1	Principe de fonctionnement	173
4.4.2	Exemple de mesure	174
4.4.3	Résultats	175
4.4.4	Puissance du signal	175
4.4.5	Conclusion	179
4.5	Codage temporel et réseaux de dispositifs SAW	180
4.5.1	Codage temporel	180
4.5.2	Réseaux de capteurs	181
4.5.3	Conclusion	184
4.6	Mesure de température	184
4.6.1	Retard théorique pour du $LiNbO_3$ $YX - 128^\circ$	184
4.6.2	Mesures de température avec les SAW fonctionnant sur la bande $200 MHz - 400 MHz$	185
4.6.3	Mesures de température avec les SAW hautes fréquences	186
4.6.4	Mesures de température par un réseau de capteurs en milieu réflectif	188
4.6.5	Conclusion	189
4.7	Mesure de distance	189
4.7.1	Résolution théorique	189
4.7.2	Mesures	190
4.7.3	Conclusion	191
4.8	Conclusion	191
	Conclusion générale	193
	Liste des tableaux	197
	Bibliographie	199

Introduction

Les "radio-identifiants" (RFID "Radio Frequency IDentification") sont utilisés dans différents domaines de notre société :

- gestion des accès à des bâtiments ;
- traçabilité d'animaux et de produits ;
- chaîne de production...

Souvent, ils sont basés sur une technologie de circuits intégrés (IC "Integrated Circuit") et sous forme de composants actifs ou passifs. Une petite partie des RFID passifs est développée sur la technologie des SAW (Surface Acoustic Wave) qui se démarque de la technologie des semi-conducteurs habituellement utilisée, pour ces trois principales raisons [1] :

- puissance du signal radio fréquence mis en jeu plus faible ;
- environnements de fonctionnement "difficile", basses et hautes températures $[-270\text{ }^{\circ}\text{C}; 400\text{ }^{\circ}\text{C}]$, résiste aux rayonnements ionisants ;
- mesure de grandeurs physiques telle que température ou contraintes mécaniques.

La technologie SAW n'est donc pas en compétition avec la technologie des semi-conducteurs mais offre une alternative pour des applications sans fil n'ayant pas de solution avec les circuits intégrés.

Le premier chapitre présente le fonctionnement général des capteurs SAW et des systèmes de mesures sans fil. Les capteurs SAW n'utilisent pas de batteries et sont interrogeables à une distance de l'ordre du mètre. Ils sont fabriqués sur un substrat piézoélectrique qui permet de transformer un signal électrique en un signal mécanique et réciproquement. Le signal électrique sert de support à l'information entre le lecteur radio fréquence et le capteur SAW. Le signal mécanique est utilisé par le dispositif SAW pour coder une grandeur physique comme la température ou une information telle qu'un identifiant. La bande passante utilisée par le dispositif SAW influe sur la quantité d'information stockée et échangée ainsi que sur la résolution de la mesure. Afin d'améliorer ces deux paramètres, nous choisissons de travailler sur des dispositifs SAW Ultra Large Bande (ULB ou UWB "Ultra Wide Band"). La

faisabilité d'un tel système, respectant les normes de communications, est étudiée en fin du premier chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous étudions à l'aide de simulations et de mesures deux architectures de transducteurs UWB sur la bande de fréquence 200 MHz à 400 MHz : d'abord une architecture standard dont le nombre d'électrodes est inversement proportionnel à la bande passante et ensuite une architecture modulée linéairement en fréquence (LFM) ayant l'avantage d'avoir une bande passante indépendante du nombre d'électrodes mis en jeu. De plus, cette deuxième architecture bénéficie du gain de traitement qui permet d'améliorer le rapport signal sur bruit.

Dans le troisième chapitre, nous utilisons les connaissances acquises au cours du deuxième chapitre afin de dimensionner des dispositifs SAW sur la bande de fréquences 2 GHz à 2.5 GHz , respectant la norme UWB américaine. L'utilisation de fréquences plus élevées entraîne des pertes acoustiques, nous proposons donc de nouvelles variantes pour palier à ce problème.

Enfin dans le quatrième chapitre, nous étudions le système dans son ensemble, l'interrogation à distance des dispositifs SAW dans le domaine temporel et fréquentiel, le traitement des données, les mesures de température ainsi que les mesures et l'identification de dispositifs SAW dans réseaux de capteurs. Nous proposons aussi une architecture résolvant le problème de collision intervenant lors d'une mesure de simultanée de plusieurs capteurs.

L'objectif de ce travail est d'aborder le système des SAW UWB avec une vision d'ensemble : l'architecture d'un dispositif SAW est dimensionnée en fonction des pertes acoustiques mais aussi en fonction du lecteur radio fréquence à disposition. Cette approche de la problématique met en évidence les interactions des différents paramètres des deux systèmes et leurs influences sur la réponse finale. Ce travail a aussi pour but de réaliser des mesures en température en utilisant un système embarqué comprenant plusieurs capteurs SAW interrogés simultanément par un lecteur radio fréquence. Nous souhaitons atteindre une distance d'interrogation de l'ordre de 1 m et une résolution sur la température inférieure à 1° C , en respectant les normes de communication UWB américaine, ces ordres de grandeurs sont justifiés dans l'étude de la faisabilité du chapitre 1. Le système doit aussi mesurer la température d'au moins trois capteurs simultanément, et les identifier.

Chapitre 1

Dispositifs à ondes élastiques de surface

Le premier chapitre rappelle les notions de base pour comprendre le fonctionnement des capteurs et identifiants à ondes élastiques de surface (SAW "Surface Acoustic Wave"). Les dispositifs SAW fonctionnent sur les effets couplés de la piézo-électricité et des ondes élastiques de surfaces (section 1.2 et section 1.3). Le fonctionnement des dispositifs SAW, et plus particulièrement des transducteurs interdigités, est approfondi dans la section 1.4. L'une des principales fonctions d'un identifiant est de stocker et d'échanger de l'information. Cette information est codée grâce à des réflecteurs (section 1.5). La quantité d'information stockée et échangée ainsi que la résolution de la mesure pour les dispositifs SAW dépend de la bande passante du système : plus la bande passante est large, plus la quantité d'information stockée et échangée est grande (section 1.6). Les dispositifs SAW sont généralement dimensionnés pour des bandes passantes étroites. Le travail de thèse est d'étudier différentes architectures de dispositif SAW compatibles avec la norme de communication Ultra Large Bande (UWB) (section 1.7) pour trouver le meilleur compromis entre la quantité d'information échangée et la qualité du signal (puissance) ainsi que la résolution obtenue sur la mesure. Les objectifs de la thèse sont expliqués en détail dans la conclusion du premier chapitre (section 1.11).

1.1 Les capteurs et les identifiants

1.1.1 Les capteurs

Un capteur est un dispositif qui convertit une grandeur physique appelée mesurande m en une grandeur utilisable par l'utilisateur, généralement un signal électrique. La grandeur utilisable est l'image de la grandeur physique mesurée et de ses variations (Fig. 2.20).

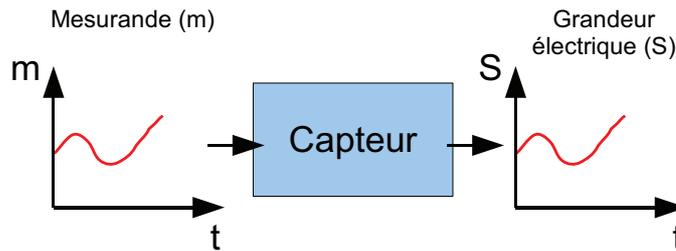


FIGURE 1.1 – Principe du capteur [2]

Théoriquement la mesure s est fonction de la grandeur m : $s = F(m)$. L'élément principal du capteur est le transducteur, élément sensible à la mesurande. Cependant, les processus physiques interagissent entre eux et de ce fait, sont interdépendants. Par conséquent, le transducteur est sensible également à d'autres grandeurs physiques, appelées grandeurs d'influences.

En pratique, la grandeur s est fonction de la grandeur m ainsi que malencontreusement, de grandeurs d'influences g_1, g_2, \dots

Il vient : $s = F(m, g_1, g_2, \dots)$ [2] : l'effet des grandeurs d'influence peut être minimisé au niveau de la conception du transducteur en choisissant judicieusement l'architecture à mettre en œuvre et également au niveau du capteur par diverses méthodes adaptées telles que filtrage, linéarisation, amplification, ...

1.1.2 Les identifiants

Un identifiant est un dispositif reconnu sans ambiguïté par un système. Les identifiants sont utilisés dans de nombreux domaines très variés tels que transport, médical, vente, gestion de pièces, élevage/agriculture, ... [3] [4]. L'exemple le plus connu est sans doute celui des codes barres dont le premier brevet date du 7 octobre 1952 [5]. Les auteurs, deux étudiants américains, décrivent une méthode qui consiste à coder un nombre en binaire avec des lignes concentriques noires sur fond blanc, le code étant lu avec un appareil optique. Selon les besoins, les identifiants utilisent différentes technologies : support optique (codes-barres) [6], électromagnétique (RFID)

[7], acoustique (voix) [8], pour ne citer que quelques cas connus. En ce qui concerne les capteurs sans fil, il est important de pouvoir identifier le ou les capteurs qui délivrent l'information, d'où l'intérêt de coupler le rôle capteur et identifiant sur un même dispositif. Par exemple, nous pouvons construire le système suivant utilisant plusieurs propriétés physiques. Les ondes électromagnétiques (EM) sont le support d'une communication sans fil. Les ondes mécaniques sont sensibles à la dilatation et aux variations des constantes élastiques du matériau. La piézoélectricité est une propriété de certains matériaux permettant de convertir des ondes électromagnétiques (communication) en onde élastiques (capteur) et inversement. La piézoélectricité est traitée dans la section 1.2 suivante et sera au coeur du principe des dispositifs que nous allons développer.

1.2 La piézoélectricité

1.2.1 Principe

La piézoélectricité a été découverte en 1880 par Jacques et Pierre Curie lors d'expériences sur le quartz [9] et sur d'autres matériaux. La piézoélectricité est la capacité de certains corps (le plus souvent des cristaux ou des céramiques spécialement polarisées) à se polariser électriquement sous l'effet d'une contrainte mécanique (effet piézoélectrique direct) [10], et inversement à générer une contrainte mécanique sous l'effet d'un champ électrostatique (effet piézoélectrique inverse). La piézoélectricité est due à une distribution non-uniforme des charges au sein d'une maille cristalline. En l'absence de déformation, les barycentres des charges positives et négatives sont confondus. Sous l'effet d'une contrainte mécanique, les mailles cristallines se déforment. Les barycentres des charges positives et négatives s'écartent, il en résulte l'apparition d'une polarisation électrique. Prenons l'exemple d'une maille hexagonale composée d'atomes de silicium portant une charge électrique positive et d'atomes d'oxygène portant une charge négative équivalente. La figure 1.2 (A) montre qu'au repos les barycentres des charges positives et négatives s'annulent en se superposant. La figure 1.2 (B) montre une maille déformée avec l'apparition d'un dipôle électrique. La piézoélectricité est un phénomène de couplage de l'énergie électrique et de l'énergie mécanique. L'effet piézoélectrique provient de l'anisotropie des mailles cristallines : de ce fait les propriétés piézoélectriques d'un matériau sont également anisotropes. Par conséquent, pour polariser un matériau piézoélectrique, il faut tenir compte de l'orientation des contraintes mécaniques et donc de l'orientation du réseau cristallin.

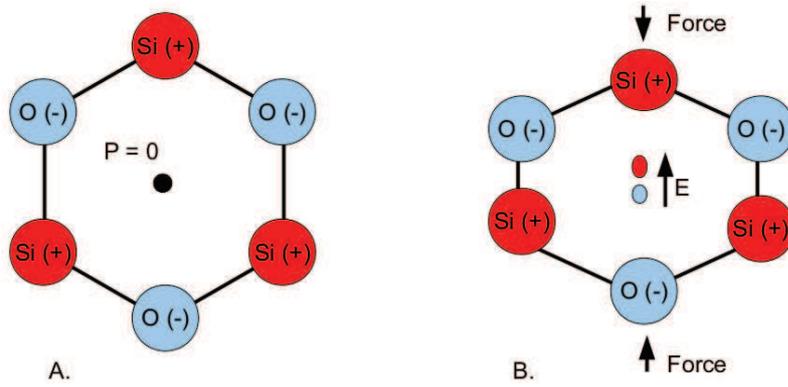


FIGURE 1.2 – Sur la figure (A) la maille hexagonale est à l'état de repos, les barycentres des charges positives et négatives sont superposés et s'annulent, le champ électrique résultant est nul. Sur la figure (B) la maille est déformée, les barycentres des charges positives et négatives ne sont pas superposés (dipôle électrique), créant un champ électrique.

1.2.2 Coefficient de couplage électromécanique k

Le coefficient de couplage k caractérise la propriété d'un matériau piézoélectrique à transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et réciproquement. Ce coefficient permet de définir l'efficacité d'un matériau piézoélectrique. Il existe plusieurs définitions équivalentes du coefficient de couplage, nous présentons ici les deux principales. La première définition du coefficient de couplage est donnée par l'expression [11] :

$$k^2 \simeq \frac{\text{Energie électrique stockée}}{\text{Energie mécanique fournie}}. \quad (1.1)$$

La deuxième définition du coefficient de couplage s'approxime par l'équation [12] :

$$k^2 \simeq 2 \cdot \frac{V_{ref} - V_0}{V_{ref}}; \quad (1.2)$$

- V_{ref} , la vitesse de l'onde sur le substrat surface libre ;
- V_0 , la vitesse de l'onde sur la surface métallisée.

Ces deux définitions 1.1 et 1.2 sont des approximations acceptées pour les ondes élastiques de surface. Elles considèrent que le champ électrique est nul à la surface du matériau, ce qui n'est pas le cas pour les SAW. Notons que ces deux expressions de k sont exactes pour décrire le coefficient de couplage piézoélectrique pour des ondes se propageant dans le volume (BAW "Bulk Acoustic Wave").

1.3 Les ondes élastiques de surface

Les géophysiciens sont les premiers scientifiques à avoir étudié les ondes élastiques afin de comprendre la propagation des ondes sismiques. Lord Rayleigh démontra en 1885 que les ondes sismiques ne se propagent pas seulement dans le volume d'un matériau mais aussi qu'une partie de l'énergie de l'onde reste à sa surface et se propage sous forme d'ondes élastiques de surface [13] [12].

1.3.1 Les ondes élastiques dans un solide

Les ondes élastiques sont des ondes mécaniques progressives : elles transportent de l'énergie sans transporter de matière, il s'agit d'un ébranlement. Sous de faibles contraintes, les matériaux solides ont des propriétés élastiques. Une onde élastique implique un changement relatif de la position des atomes du matériau autour de leur position de repos (déformation de la maille cristalline) [14]. Prenons un exemple : lorsque l'on frappe une barre de fer avec un marteau, au point d'impact, celle-ci est temporairement déformée. Cette déformation engendre une contrainte mécanique non uniforme qui, à son tour, génère un moment mécanique dans son voisinage ce qui engendre à son tour une déformation mécanique, et ainsi de suite. Cette perturbation va se propager du point d'impact à travers le matériau sous forme d'ondes élastiques. Dans le cas de la barre de fer, les ondes se propagent non seulement dans le volume de cette barre mais encore à sa surface. Dans le cadre de notre travail, nous ne nous intéressons qu'aux ondes élastiques de surface, en construisant différents dispositifs qui en exploitent leurs propriétés.

1.3.2 Les ondes longitudinales et transverses

Les ondes élastiques de surface ne déforment le matériau utilisé que dans une faible épaisseur limitée à quelques longueurs d'ondes en dessous de la surface d'où leur nom. L'énergie se propage tout en restant confinée dans un faible volume en surface. Les ondes de surface engendrent deux types de déformation : longitudinale et transverse. Le type de déformation dépend de la nature du milieu et de la source de l'excitation.

Les ondes longitudinales sont des ondes de compression dont le déplacement des particules est colinéaire à la direction de propagation de l'onde (Fig. 1.3).

Les ondes transverses sont des ondes de cisaillement dont le déplacement des particules est perpendiculaire à la direction de propagation des ondes, (Fig. 1.4).

Parmi les principales ondes élastiques de surface, on compte les ondes de Rayleigh que nous abordons dans la section suivante 1.3.3.

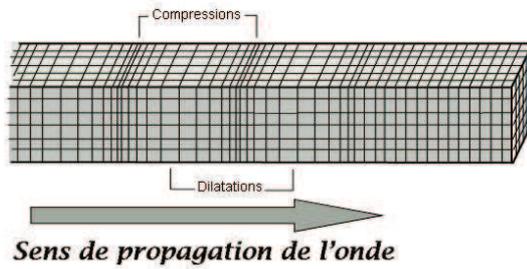


FIGURE 1.3 – Onde longitudinale [13].

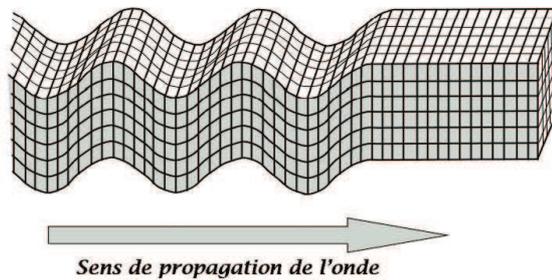


FIGURE 1.4 – Onde transversale [13].

1.3.3 Les ondes de Rayleigh

Les ondes de Rayleigh qui nous intéressent dans le cadre de cette étude, peuvent se déplacer aussi bien en milieu isotrope qu'en milieu anisotrope. La déformation du matériau se fait dans un plan sagittal, défini par la direction de propagation et la normale à la surface du matériau. L'onde de Rayleigh est constituée d'une composante longitudinale et d'une composante transversale déphasée de $\frac{\pi}{2}$ (par rapport à l'onde longitudinale).

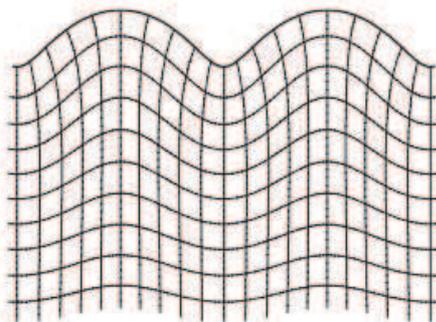


FIGURE 1.5 – Déformation générée par une onde de Rayleigh [13].

La polarisation de l'onde est elliptique et son champ de déplacement s'annule

rapidement à l'intérieur du matériau. La distribution de l'énergie élastique et cinétique E décroît exponentiellement avec la profondeur du matériau. La loi est décrite par deux termes A et B exprimant la déformation de cisaillement et la déformation longitudinale (Fig. 1.6) :

$$E \sim Ae^{-2\cdot\pi\cdot k_1\frac{y}{\lambda}} + Be^{-2\cdot\pi\cdot k_2\frac{y}{\lambda}}. \quad (1.3)$$

Où y est la position à l'intérieur du matériau et λ la longueur d'onde considérée [11]. Toutes les composantes de l'onde se déplacent à une vitesse identique indépendamment de la fréquence. De ce fait, l'onde de Rayleigh a la propriété remarquable d'être non dispersive. La figure 1.6 représente les déformations de cisaillement et longitudinale de la polarisation elliptique de l'onde.

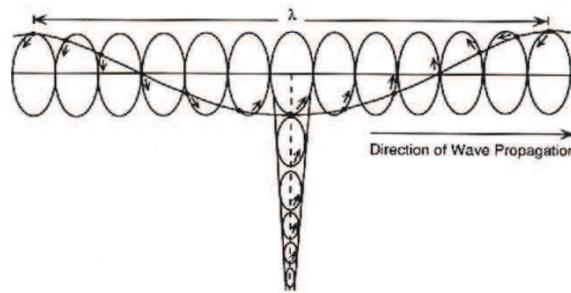


FIGURE 1.6 – Polarisation de l'onde est elliptique [15]

1.4 Principes généraux de fonctionnement des dispositifs SAW

En 1965, White et Voltmer [16] ont réalisé le premier dispositif SAW selon l'architecture suivante : deux transducteurs métalliques interdigités déposés sur un matériau piézoélectrique. Le premier transducteur (la source) génère une onde élastique par application d'une variation périodique de potentiel électrique et le deuxième transducteur (le récepteur) la récupère avec un retard dû au temps de propagation de l'onde sur le substrat piézoélectrique. Cette architecture correspond à une ligne à retard en transmission (Fig. 1.7).

1.4.1 Fonctionnement du transducteur

Un transducteur est un dispositif qui transforme une grandeur physique en une autre. Dans notre cas, lorsqu'un champ électrique est appliqué à un substrat piézoélectrique, le-dit substrat est soumis à une contrainte mécanique qui le déforme. Cette déformation se propage en surface du matériau sous la forme d'une onde. Soit

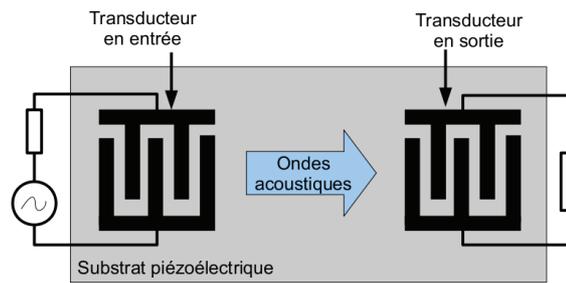


FIGURE 1.7 – Architecture de la ligne à retard conçue par White et Voltmer

le principe général des dispositifs SAW : une structure métallisée composée de deux peignes interdigités sur un matériaux piézoélectrique permet d'induire un champ électrique alternatif (Fig. 1.8). La différence de potentiel entre les deux peignes génère une force de traction et de compression sur le substrat piézoélectrique. Cette contrainte mécanique oscillante va créer des ondes qui se propagent des deux côtés du transducteur. Le transducteur est efficace si la période spatiale des électrodes respecte les conditions de synchronisme avec l'onde élastique. Naturellement, si le dispositif SAW n'exploite qu'un seul coté du transducteur, seule la moitié de l'énergie se propage vers le transducteur de sortie.

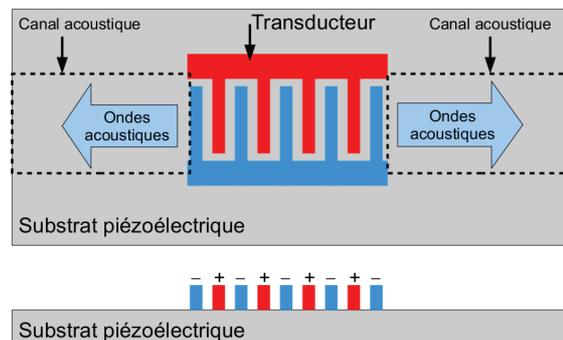


FIGURE 1.8 – Transducteur d'un dispositif SAW. Le transducteur est composé de deux peignes interdigités. Une différence de potentiel électrique entre les deux peignes génère une contrainte mécanique sur le substrat piézoélectrique.

Le transducteur permet de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et inversement. Le comportement du transducteur (bande passante, fonction de transfert) dépend de son architecture. La section 1.4.2 suivante traite du comportement des transducteurs standards.

1.4.2 Fonction de transfert du transducteur

La réponse impulsionnelle d'un dispositif SAW permet d'obtenir sa fonction de transfert et d'en comprendre son comportement. Pour le transducteur standard présenté sur la figure 1.9, la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel est à l'image du transducteur, c'est-à-dire que le nombre de périodes dans le signal est égal au nombre de paires d'électrodes du transducteur dans le cas où le transducteur a un nombre impair d'électrodes. Dans l'exemple de la figure 1.9, le transducteur a 3.5 paires d'électrodes, le signal SAW a donc 3 périodes.

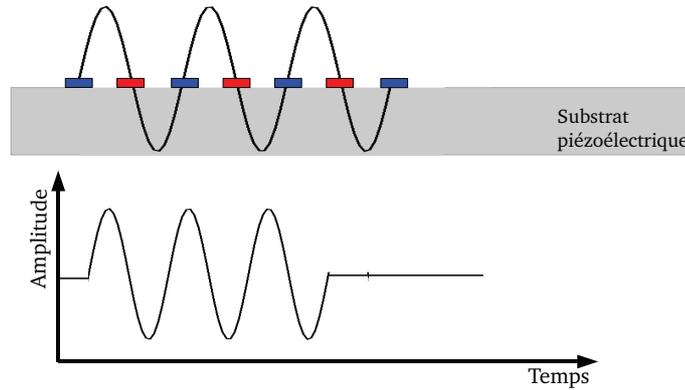


FIGURE 1.9 – La réponse impulsionnelle d'un transducteur standard

La fréquence du signal dépend de l'écart entre les électrodes et de la vitesse des ondes en surface du substrat piézoélectrique.

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (1.4)$$

- f , fréquence du signal [Hz];
- c , célérité des ondes de surface dans le matériau [m/s];
- λ , longueur d'onde [m].

Dans le domaine temporel, l'enveloppe de la réponse impulsionnelle a la forme d'une fonction porte ($\Pi(t)$). La fonction porte ($\Pi(t)$) est définie comme :

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & t \in \left[-\frac{1}{2}; \frac{1}{2}\right], \\ 0, & t \notin \left[-\frac{1}{2}; \frac{1}{2}\right]. \end{cases} \quad (1.5)$$

La transformée de Fourier de la fonction porte donne un sinus cardinal :

$$TF(\Pi(t)) = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{j\omega} \cdot \left[e^{\frac{j\omega}{2}} - e^{-\frac{j\omega}{2}} \right] \quad (1.6)$$

Or :

$$e^X - e^{-X} = 2j \sin(X) \quad (1.7)$$

Il vient :

$$\frac{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}{\frac{\omega}{2}} = \text{sinc}\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad (1.8)$$

La fonction d'un transducteur standard dans le domaine fréquentiel a donc la forme d'un sinus cardinal.

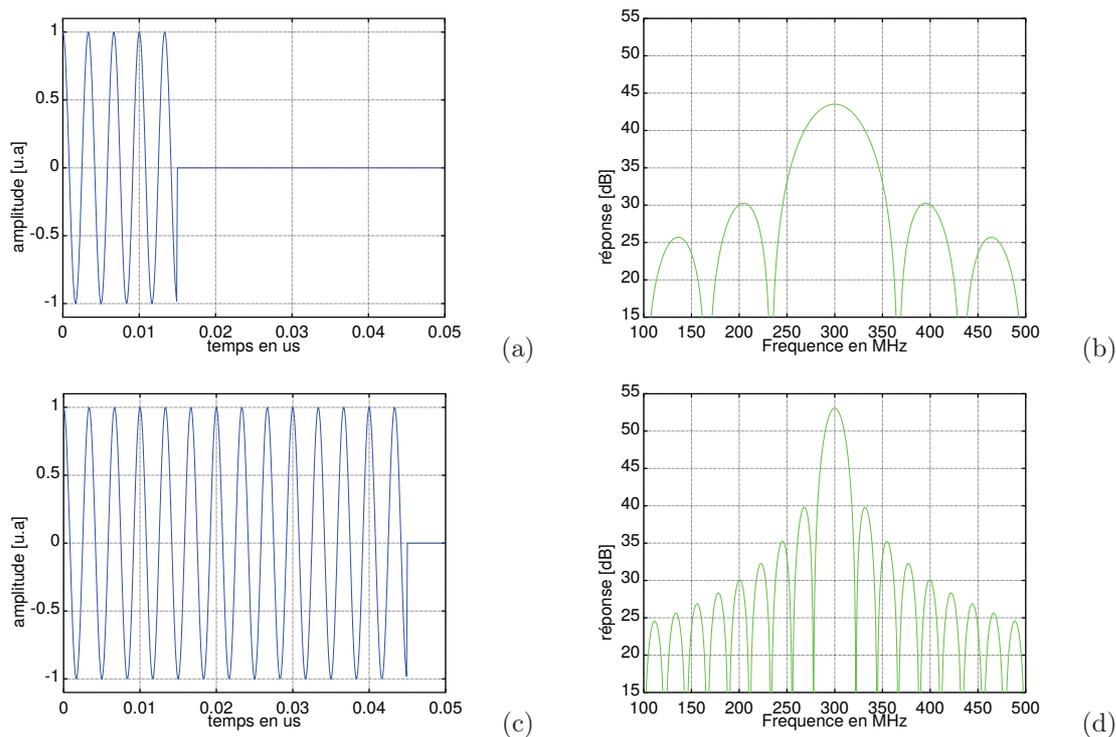


FIGURE 1.10 – (a) et (c) les réponses impulsionnelles dans le domaine temporel, (b) et (d) les mêmes réponses dans le domaine spectral. La largeur du filtre dépend du nombre de périodes dans le signal et donc du nombre de paires d'électrodes dans le transducteur.

Le tableau de figure 1.10 met en relation les réponses impulsionnelles présentées dans le domaine temporel (a) et (c) avec leur réponses dans le domaine fréquentiel (b) et (d) montrant que les réponses dans le domaine temporel sont de la forme d'un sinus cardinal. Le nombre d'électrodes contenues dans le transducteur a une influence sur la bande passante. Plus le nombre d'électrodes est important, plus la bande passante est étroite. On approxime la bande passante des transducteurs SAW à pas constant entre les électrodes par la fonction suivante [13] :

$$Nb_{\text{paires}} \approx \frac{f_c}{\Delta f}, \quad (1.9)$$

— f_c (Hz), fréquence centrale;

- Δf (Hz), bande passante ;
- Nb_{paires} , Nombre de paires d'électrodes dans le transducteur.

La forme du signal généré par le transducteur influence directement sa bande passante. Une technique appelée apodisation permet de mieux contrôler la bande passante du transducteur. Le principe est de modifier la surface active du transducteur en ajustant la longueur des électrodes afin de modifier l'enveloppe du signal.

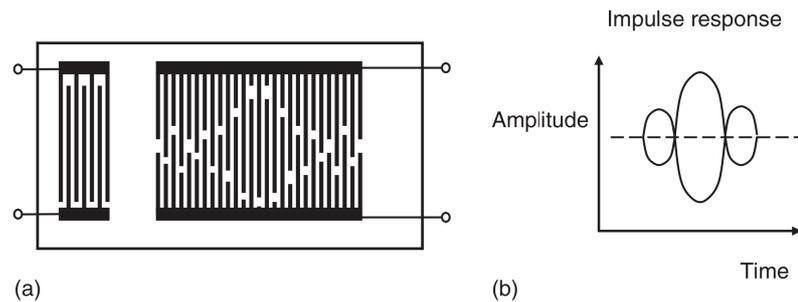


FIGURE 1.11 – La surface active du transducteur est modifiée afin de générer un signal ayant la forme d'un sinus cardinal [13].

La figure 1.11 présente le cas d'un dispositif SAW ayant deux transducteurs (a), nous considérons uniquement le transducteur de droite ayant une apodisation de la forme d'un sinus cardinal. Le signal généré par le dispositif SAW (a), dans le domaine temporel, la forme d'un sinus cardinal (b). La transformée de Fourier d'un sinus cardinal est la fonction porte [17].

$$TF(sinc(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} sinc(t)e^{-j\omega t} dt = rect(f) \quad (1.10)$$

Dans le domaine fréquentiel, le signal a une forme rectangulaire avec des flancs raides 1.12.

L'apodisation permet de modifier la forme de la bande passante du système, dans le cas des filtres SAW cette technique est couramment utilisée. Ce concept qui peut paraître simple est en fait d'une grande complexité dans sa mise en oeuvre. Une des complexités est que la distance parcourue par une onde élastique avant diffraction est dépendante de son ouverture acoustique (surface active des électrodes). Cette dépendance demande de tenir compte de nombreux phénomènes physiques perturbant le signal. Cette technique sur l'apodisation est connue et est relatée dans le livre "Surface Acoustic Wave Devices" de Colin K. Campbell [18].

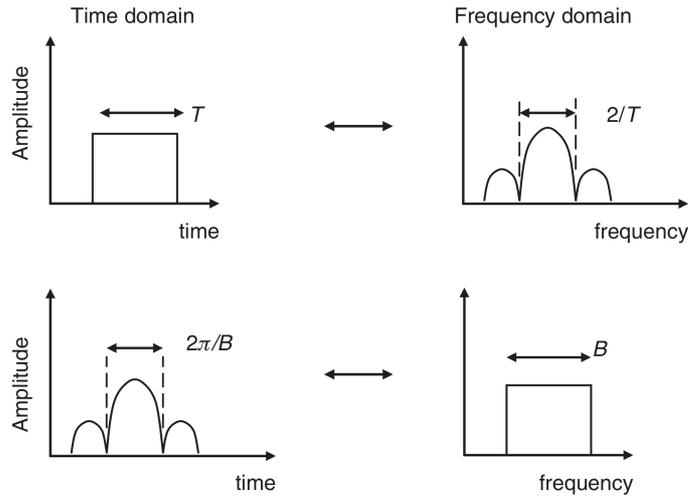


FIGURE 1.12 – Relation entre la forme du signal dans le domaine temporel et la forme du signal dans le domaine fréquentiel [13].

1.4.3 Fonction de transfert d'une ligne à retard

La ligne à retard présentée sur la figure 1.14 est composée de deux transducteurs, un en entrée, de fonction de transfert $H1(f)$ et un en sortie de fonction de transfert $H2(f)$. La fonction de transfert de l'ensemble du système $S(f)$ est le produit des deux fonctions de transfert dans le domaine fréquentiel. Dans le domaine temporel, cela correspond au produit de convolution des fonctions de transfert $h1(t)$ avec $h2(t)$ (Fig. 1.13).

$$S(f) = H1(f) \cdot H2(f) \Leftrightarrow s(t) = h1(t) * h2(t) \quad (1.11)$$

1.4.4 Réponse impulsionnelle

Une méthode conventionnelle de caractérisation d'une fonction de transfert des dispositifs SAW consiste à appliquer une impulsion de Dirac en entrée du dispositif (réponse impulsionnelle). Cette méthode sera détaillée ici. Le produit de convolution par une impulsion de Dirac correspond à une translation temporelle de la fonction initiale du transducteur. Soit $h(t)$ la fonction de transfert du transducteur (domaine temporel), $\delta_a(t)$ la fonction dirac, a expriment le retard :

$$h(t) * \delta_a(t) = h(t - a). \quad (1.12)$$

Généralement la réponse impulsionnelle est obtenue en utilisant la transformée de Fourier inverse de la mesure du dispositif SAW à l'analyseur de réseaux.

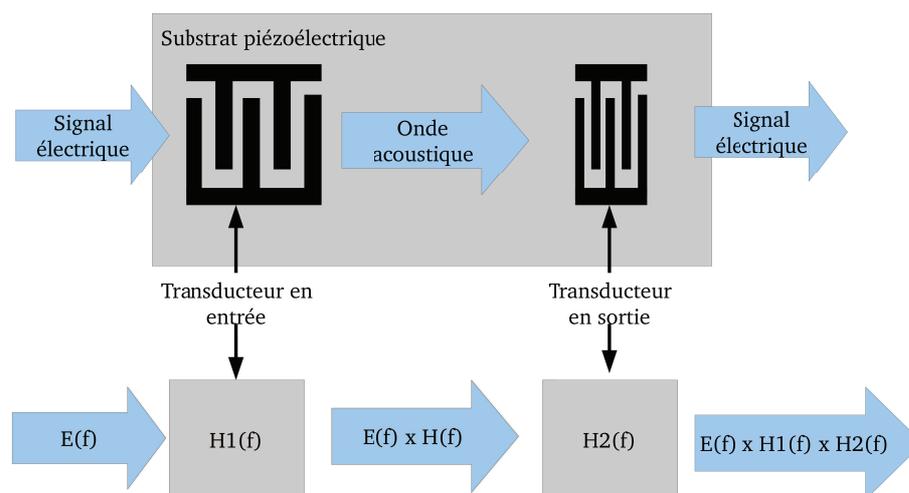


FIGURE 1.13 – La réponse du système est donnée par le résultat de la multiplication de la fonction de transfert spectrale du système $H1(f) \cdot H2(f)$ avec le signal d'entrée $U(f)$.

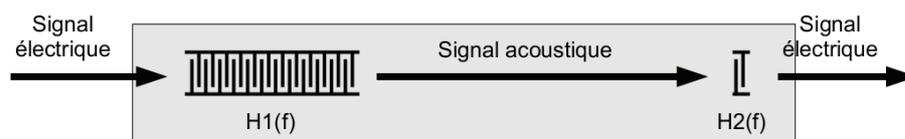


FIGURE 1.14 – Ligne à retard composée de deux transducteurs

La réponse impulsionnelle de la ligne à retard présentée sur la figure 1.14 est étudiée en détail dans cette section au moyen d'un exemple. La figure 1.15 illustre le fonctionnement de la première partie de la ligne à retard : la transformation du signal électrique en signal acoustique qui se propage le long d'un canal acoustique depuis $H1$ vers $H2$. Ici, le signal d'interrogation est une impulsion de Dirac $\delta(t)$ (réponse impulsionnelle) représenté dans les domaines spectral et temporel. Dans le domaine spectral, une impulsion de Dirac a un spectre constant s'étendant continuellement sur toute la bande de fréquences, c'est-à-dire chaque fréquence porte une puissance identique. La réponse du premier transducteur est le résultat de la multiplication dans le domaine fréquentiel de la transformée de Fourier de l'impulsion de Dirac avec la fonction de transfert du transducteur, et par conséquent cette réponse correspond à la fonction de transfert du premier transducteur. Nous considérons par la suite que l'impulsion de Dirac est émise au temps $t = 0$.

$$h1(t) * \delta(\tau) = h1(t) \quad (1.13)$$

Le signal acoustique $h1(t)$ est centré sur la fréquence 100 MHz avec une bande passante de 5 MHz . Ces valeurs sont choisies arbitrairement mais représentatives des

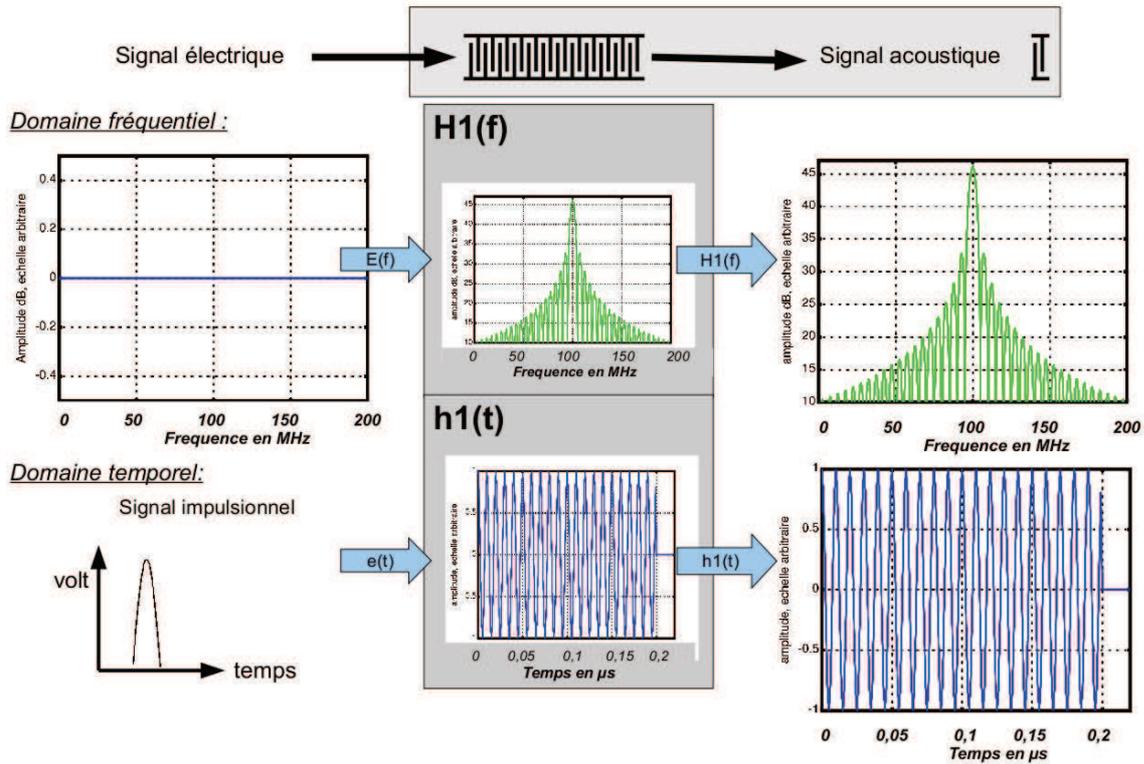


FIGURE 1.15 – Transformation du signal électrique en signal acoustique

illustrations figures 1.15 et 1.16. Le transducteur de sortie est conçu pour une même fréquence centrale, mais avec une bande passante plus large d'une valeur de 50 MHz , car il y a moins d'électrodes que le premier transducteur. De ce fait, la fonction de transfert du deuxième transducteur par rapport au premier peut être approximée par une impulsion de Dirac ayant un retard τ car la limitation de la bande passante ne provient pratiquement que du premier transducteur. Le retard τ correspond au temps de propagation sur le substrat piézoélectrique du signal acoustique entre le premier et le deuxième transducteur.

$$h_1(t) * h_2(t) \approx h_1(t) * \delta_\tau(\tau) = h_1(t - \tau). \quad (1.14)$$

Cet exemple illustre le cas où la fonction de transfert du premier transducteur définit la fonction de transfert du système, la réponse de sortie correspond au signal d'entrée "filtré" par le premier transducteur et retardé d'en temps τ .

Lorsque l'on excite un transducteur classique avec une impulsion de Dirac, on obtient des ondes élastiques dont le motif spatial est déterminé par la géométrie des électrodes du transducteur. Cette réponse impulsionnelle permet de caractériser le-dit transducteur, de connaître sa fréquence centrale, sa bande passante ainsi que son nombre d'électrodes... La réponse impulsionnelle donnée par la transformée de

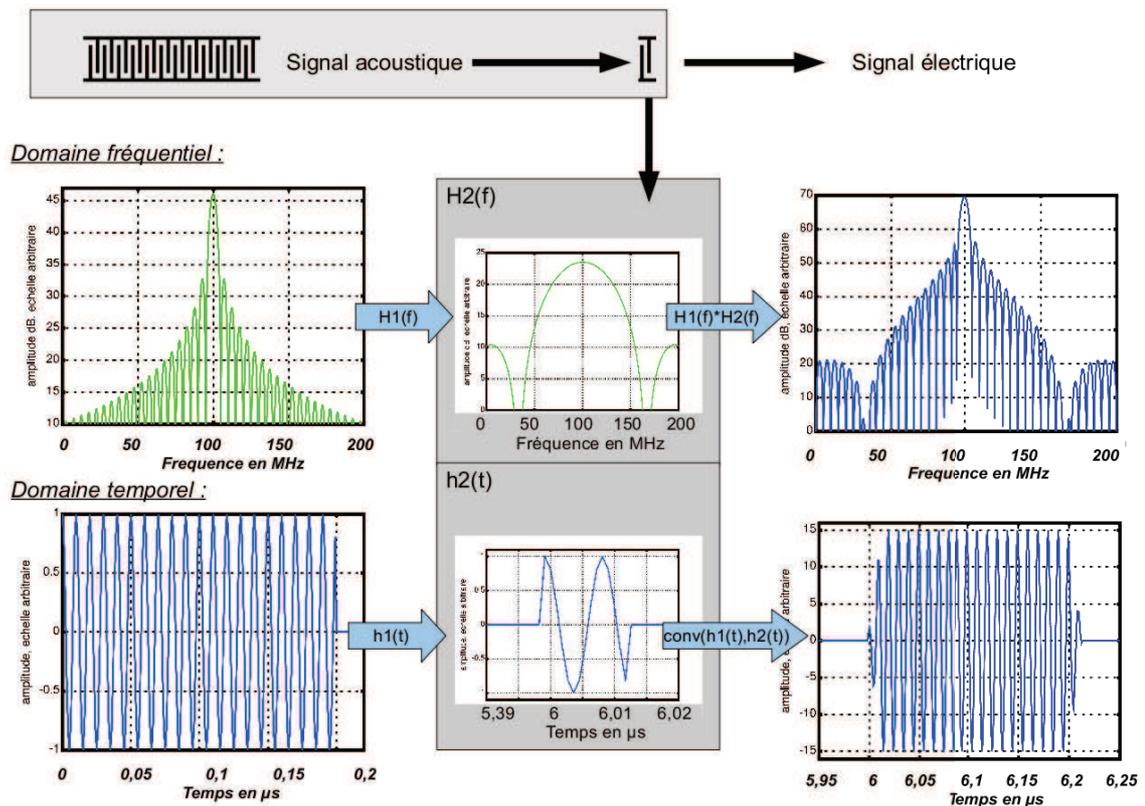


FIGURE 1.16 – Transformation du signal acoustique en signal électrique

Fourier inverse de la mesure à l'analyseur de réseau (appareil de mesure) permet de caractériser la fonction de transfert d'un dispositif SAW afin de l'utiliser dans des modèles mathématiques, comme par exemple étudier la réponse du capteur par rapport à différents types de signaux d'excitation.

1.5 Les réflecteurs

Un réflecteur est une architecture mécanique qui permet de réfléchir l'onde de surface qu'elle reçoit. Les exemples précédents ont illustré des dispositifs SAW fonctionnant en transmission, c'est-à-dire conçus avec deux ports (deux transducteurs, i.e. quadripôle), un en entrée et un en sortie. Il existe aussi des architectures n'utilisant qu'un seul port voir figure 1.17.

L'onde élastique générée par le transducteur se propage le long du matériau piézo-électrique jusqu'à un réflecteur la réfléchissant partiellement ou totalement. Ensuite l'onde élastique réfléchie parcourt le chemin inverse jusqu'au transducteur qui l'a générée. Le transducteur a donc un rôle à la fois de port d'entrée et de sortie (dipôle). Le réflecteur est caractérisé par la quantité de puissance qu'il réfléchit et par

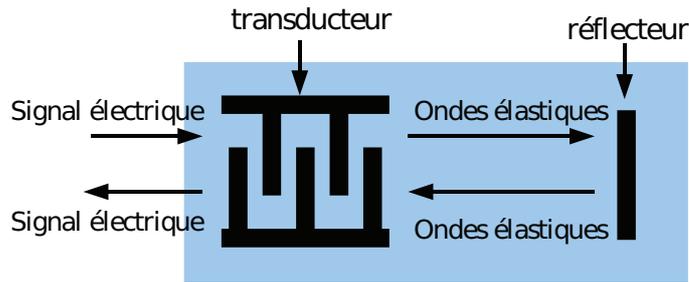


FIGURE 1.17 – Dispositif SAW fonctionnant en réflexion.

sa bande passante. Un réflecteur peut contenir une ou plusieurs électrodes. Les électrodes d'un réflecteur sont placées dans le canal acoustique du transducteur afin de faire obstacle à l'onde élastique et de la réfléchir totalement ou partiellement. Les électrodes d'un réflecteur peuvent être connectées en circuit ouvert (a) ou en court-circuit (b) 1.18, ces deux types de connexions électriques sont étudiés en détail dans la section 1.5.3.



FIGURE 1.18 – (a) Dispositif SAW avec deux réflecteurs connectés en circuit ouvert, (b) dispositif SAW avec des réflecteurs connectés en circuit fermé.

1.5.1 Position des électrodes et bande passante

L'architecture des électrodes d'un réflecteur définit la fréquence centrale, la bande passante et la réflectivité. La fréquence centrale ainsi que la bande passante du réflecteur sont souvent du même ordre de grandeur que celles du transducteur afin de maximiser le recouvrement spectral des deux fonctions de transfert. Que ce soit une connexion en circuit ouvert en ou court-circuit, les électrodes sont espacées d'une demi longueur d'onde p ($p = \lambda/2$).

$$p = \frac{c}{2 \cdot f}, \quad (1.15)$$

- p , l'écart entre deux électrodes [m];
- c , la célérité de l'onde de surface dans le matériau [m/s];
- f , la fréquence centrale [Hz].

Le nombre d'électrodes dans un réflecteur donne la bande passante et définit le coefficient de réflexion : le coefficient de réflexion augmente avec le nombre d'électrodes alors que la bande passante diminue. Le compromis entre ces deux grandeurs définit le nombre d'électrodes que doit avoir le réflecteur. Ainsi le nombre de réflecteurs dépend du compromis à faire entre la largeur de la bande passante et la valeur du coefficient de réflexion. La bande passante s'exprime par l'équation suivante :

$$N \approx 2 \cdot \frac{f_c}{\Delta f}, \quad (1.16)$$

- N , le nombre d'électrodes dans le réflecteur ;
- f_c (Hz), la fréquence centrale ;
- Δf (Hz), la bande passante.

Le coefficient de réflexion dépend non seulement du nombre d'électrodes dans le transducteur, mais aussi de la réflectivité intrinsèque des électrodes lié à l'épaisseur de métallisation. D'autre part, l'architecture d'une électrode permet d'en annuler ou au contraire d'en augmenter sa réflectivité.

1.5.2 Architecture d'une électrode appartenant à un réflecteur

Les électrodes composant un réflecteur peuvent avoir des architectures différentes (géométrie et mode de construction, figure 1.19). Une électrode peut par exemple être fabriquée à partir d'un dépôt de métal à la surface du matériau piézoélectrique (a) ou elle peut aussi être fabriquée en creusant des sillons dans le matériau piézoélectrique (b).



FIGURE 1.19 – Architectures des électrodes d'un réflecteur [19].

Dans les deux cas, électrode en métal (a) ou sillon (b) il y a une rupture d'impédance en surface entre le substrat piézoélectrique et l'électrode. L'onde élastique se propageant en surface est partiellement réfléchié par cet obstacle, une partie de la puissance de l'onde est aussi rayonnée dans le volume [20]. Dans le cadre de la thèse, seules les électrodes métallisées ont été utilisées pour des raisons de technologie de fabrication et donc uniquement le cas des électrodes métallisées sera traité. Dans le cas d'électrode métallisée, le coefficient de réflexion dépend principalement de quatre facteurs :

- type de connexion électrique : circuit ouvert (électrodes non connectées) ou court-circuit (toutes les électrodes sont connectées ensemble) ;
- nature du matériau piézoélectrique ;
- rapport de l'épaisseur de métallisation sur la longueur d'onde (Fig. 1.20) : h/λ ;
- rapport de la largeur de l'électrode sur la longueur d'onde souvent notée : a/p avec ($p = \lambda/2$) (Fig. 1.20).

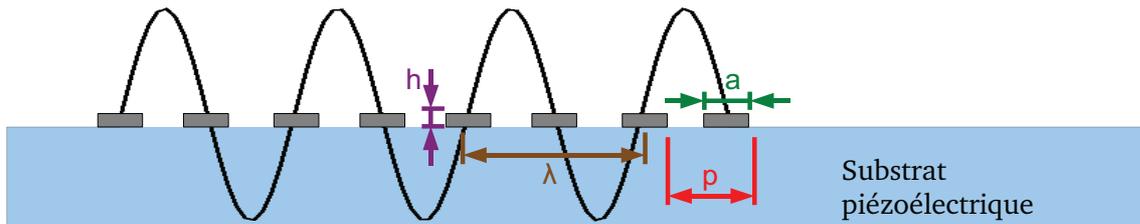


FIGURE 1.20 – Le rapport de métallisation h/λ , le rapport de la largeur de l'électrode a/p .

Les quatre paramètres sont présentés dans les sections suivantes. Le paramètre de l'épaisseur (h/λ) de métallisation ainsi que la nature du matériau piézoélectrique sont identiques entre les électrodes des réflecteurs et les électrodes du transducteur. Concernant les électrodes du transducteur, le coefficient de réflexion doit être nul afin de réduire les perturbations dues aux réflexions parasites, alors que le coefficient de réflexion des électrodes du réflecteur doit être élevé. Deux autres paramètres permettent de modifier indépendamment le coefficient de réflexion entre les électrodes du transducteur et les électrodes des réflecteurs. Le premier paramètre est la connexion électrique des électrodes, le deuxième paramètre est le rapport de la surface métallisée sur la surface libre (largeur de l'électrode sur la demi longueur d'onde, appelé rapport a/p).

1.5.3 Connexion électrique et rapport de métallisation

La connexion électrique et le rapport de métallisation permettent de modifier la réflectivité des électrodes du réflecteur indépendamment de la réflectivité des électrodes du transducteur. La réflectivité totale d'une électrode est la somme de la réflectivité électrique et de la réflectivité mécanique de l'électrode [21].

$$r_s = r_{sE} + r_{sM}, \quad (1.17)$$

- r_s , réflectivité totale ;
- r_{sE} , réflectivité électrique ;

— r_{sM} , réflectivité mécanique.

La réflectivité électrique (r_{sE}) représentée sur la figure 1.21 montre que le signe et le coefficient de la réflectivité électrique d'une électrode dépend de sa connexion électrique et du rapport de métallisation a/p . Le signe positif ou négatif traduit si l'onde est réfléchi respectivement en phase ou en opposition de phase.

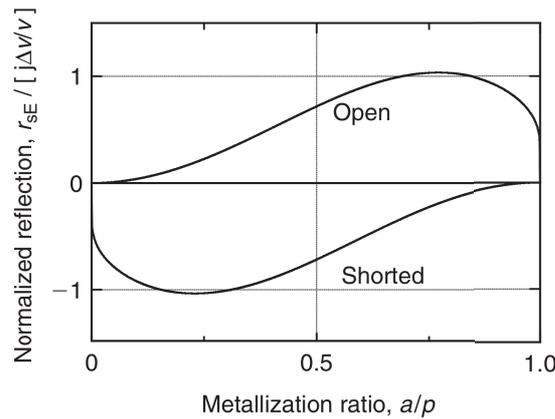


FIGURE 1.21 – Réflectivité électrique (r_{sE}) d'une électrode en fonction de la connexion électrique et du rapport de métallisation [21].

La réflectivité mécanique (r_{sM}) représentée sur la figure 1.22, dépend du rapport a/p . Le signe de la réflectivité mécanique dépend du substrat piézoélectrique et de l'architecture des électrodes (métallisées ou sillon). La connexion électrique n'a aucune influence sur la réflectivité mécanique [21].

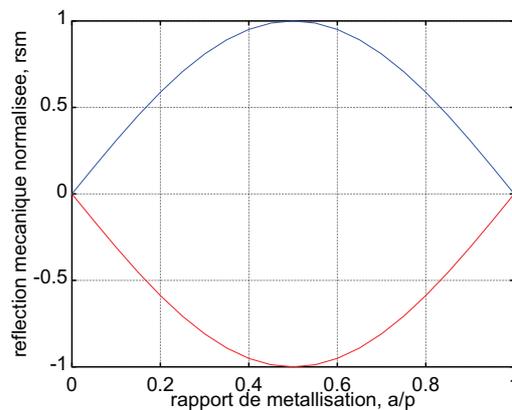


FIGURE 1.22 – Réflectivité mécanique (r_{sM}) d'une électrode en fonction du rapport a/p , le signe dépend du matériau piézoélectrique et de l'architecture en métal ou en sillon des électrodes. La courbe bleue représente une réflectivité positive et la courbe rouge une réflectivité négative.

Rappel : la réflectivité totale (r_s) dépend du coefficient de réflexion électrique (r_{sE}) et mécanique (r_{sM}) (1.17). Comme le montre le tableau 1.1, les coefficients de réflectivités mécanique et électrique ne sont pas équivalents, suivant le type d'électrode (métallisée circuit ouvert, métallisée court-circuit) et le substrat piézoélectrique utilisés. Ainsi, dans certain cas, la réflectivité totale r_s dépendra davantage d'une des deux réflectivités (électrique ou mécanique). Il est aussi important de faire attention à ce que le travail électrique et mécanique se cumulent. La connexion électrique des électrodes permet d'inverser le signe de la réflectivité électrique, par conséquent cela modifie aussi la valeur du coefficient (à l'exception du rapport $a/p = 0.5$ où seul le signe change).

Substrat	circuit ouvert		court-circuit	
	C_1	C_2	C_1	C_2
<i>LiNbO₃ YZ</i>	+1.7%	-0.24	-1.7%	-0.24
<i>LiNbO₃ YX - 128°</i>	+2%	+0.8	-2%	+0.8
<i>LiTaO₃ X - 112°Y</i>	+0.23%	-0.45	-0.23%	-0.45
<i>Quartz ST - X</i>	+0.04%	-0.5	-0.04%	-0.5

TABLE 1.1 – Pour des électrodes métallisées : coefficient de réflectivité total en fonction de la réflectivité électrique et la réflectivité mécanique tel que $r_s = r_{sE} + r_{sM} = j \cdot C_1 + j \cdot C_2 \cdot (h/\lambda)$, pour un rapport $a/p = 1/2$ [21].

Concernant les réflecteurs en sillons représentées sur le tableau 1.2, la réflexion totale est égale à la réflexion mécanique ($r_s = r_{sM}$). Il n'y a pas de réflexion électrique.

Substrat	sillons	
	C_1	C_2
<i>LiNbO₃ YZ</i>	0	+0.65
<i>Quartz ST - X</i>	0	+0.6

TABLE 1.2 – Pour des électrodes en sillon : coefficient de réflectivité total en fonction de la réflectivité électrique et la réflectivité mécanique tel que $r_s = r_{sE} + r_{sM} = j \cdot C_1 + j \cdot C_2 \cdot (h/\lambda)$, pour un rapport $a/p = 1/2$ [21].

Pour estimer le coefficient de réflexion d'une électrode, il faut tenir compte de quatre paramètres, le substrat piézoélectrique, le type d'architecture (métallisé ou en sillons), le rapport de métallisation a/p et le rapport d'épaisseur de métallisation h/λ . Comme ces quatre paramètres sont dépendants l'un de l'autre, il y a une architecture d'électrodes réflectives spécifiques adaptée pour les différents types de

placé. Les zones de garde encadrent les zones de données pour éviter de coder de l'information sur les réflexions parasites qui peuvent apparaître après un réflecteur. Les zones accueillent toujours un seul réflecteur qui prend place dans un des 8 créneaux de données dont elle est composée. Cette première zone accueille un seul réflecteur qui code un nombre entre 0 à 7. Pour résumer une zone de donnée code un octet. Il vient ensuite à nouveau une zone de garde puis une deuxième zone de données qui accueille le deuxième réflecteur. Une dernière zone de garde sépare le deuxième réflecteur du bit stop (Fig. 1.24).

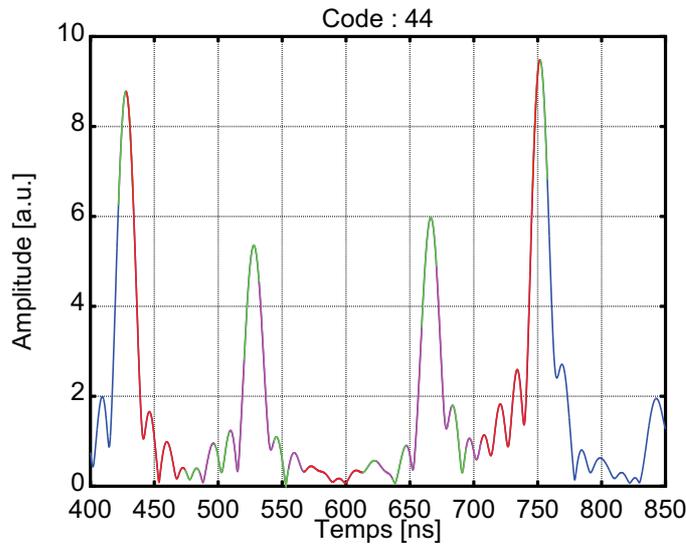


FIGURE 1.24 – Mesure sans fil d'un identifiant SAW utilisant le codage temporel

Dans cet exemple, il y a deux plages de données contenant 8 créneaux. Chaque plage peut accueillir un seul réflecteur. Le nombre de codes différents dans cet exemple est de 64 ($8^2 = 64$). Pour augmenter le nombre de données à 512 ($8^3 = 512$), il faut ajouter une zone de donnée de 8 créneaux, plus une zone de garde de 4 créneaux. Le nombre de données pouvant être codé dépend de plusieurs facteurs :

- atténuation des ondes sur le substrat piézoélectrique ;
- distance que peuvent parcourir les ondes sur le substrat avant diffraction ;
- temps de propagation d'une onde sur la surface d'un créneau "slot".

La résolution temporelle d'un créneau "slot" (Δt_{slot}) est définie par la bande passante (B) du transducteur [23], [1] :

$$\Delta t_{slot} = \frac{1}{B}, \quad (1.18)$$

- Δt_{slot} , temps de propagation d'une onde sur la surface d'un créneau "slot" en s ;

— B , bande passante en Hz.

Par exemple pour un dispositif SAW fonctionnant entre $2.4\text{ GHz} - 2.48\text{ GHz}$ (bande ISM), le transducteur a une bande passante de 80 MHz , la durée minimale de parcours d'une onde pour un créneau est de $1/80 = 12.5\text{ ns}$.

1.6.2 Codage en phase

Le codage en phase demande de connaître la fréquence centrale du transducteur ainsi que la vitesse des ondes sur la surface libre avec une bonne précision afin de pouvoir positionner les réflecteurs avec une bonne précision spatiale. Un réflecteur qui code l'information peut avoir 4 différentes positions spatiales soit 2 bits codés par le réflecteur (fig.1.25). Ces positions sont décalées de 90° ($\lambda/8$ car l'onde fait un aller et retour donc cela correspond à un déphasage de $\lambda/4$ concernant l'onde) par rapport à la fréquence centrale du transducteur [23], [1].

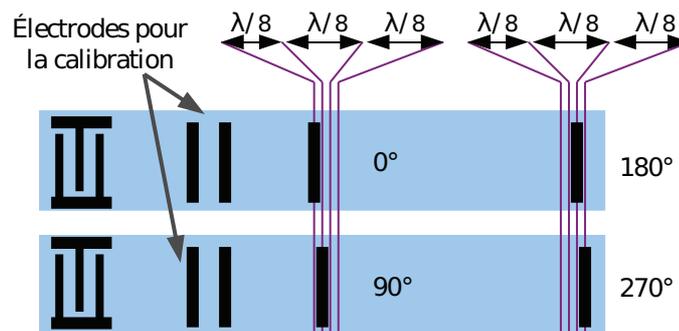


FIGURE 1.25 – Schéma de deux dispositifs SAW codés en phase

Deux réflecteurs au début du code permettent de calibrer le dispositif SAW. Ces deux électrodes sont suffisamment proches afin qu'une déformation du matériau ne puisse pas induire un déphasage égal ou plus grand que $[-\pi, \pi]$. Pour extraire l'information de la phase, le signal de réponse du dispositif SAW est divisé par le facteur $e^{jw_0 t}$ où w_0 est la fréquence centrale du transducteur. Les échos des réflecteurs sont représentés par un segment de droite constant par rapport à la phase (Fig. 1.26) [23].

1.6.3 Codage phase et codage temporel

Afin d'augmenter le nombre de codes sur un dispositif SAW, le codage en phase peut être combiné avec le codage temporel [23], [1]. C'est-à-dire que les électrodes à l'intérieur d'un créneau temporel (slot) peuvent prendre 4 positions spatiales différentes qui correspondent à un déphasage de $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ (Fig. 1.27). De la

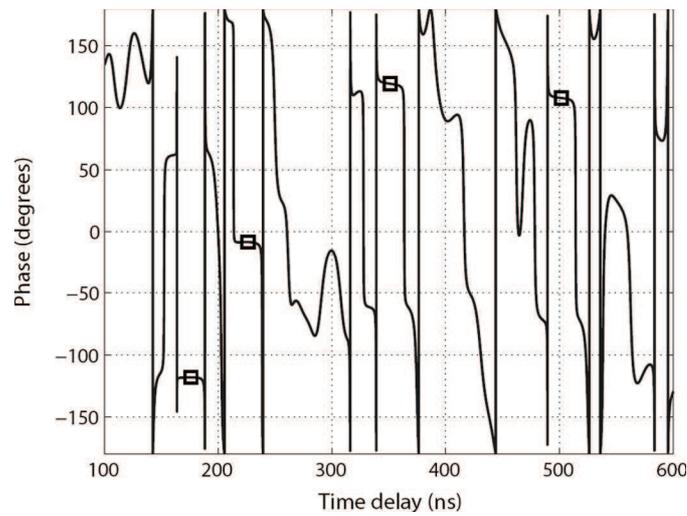


FIGURE 1.26 – La position en phase des réflecteurs est marquée par des segment de droite identifiés par des carrés [23]

même manière que pour le codage en position, deux réflecteurs sont utilisés pour calibrer les créneaux temporels, et identiquement au codage en phase, deux autres électrodes sont utilisées pour la calibration de la phase.

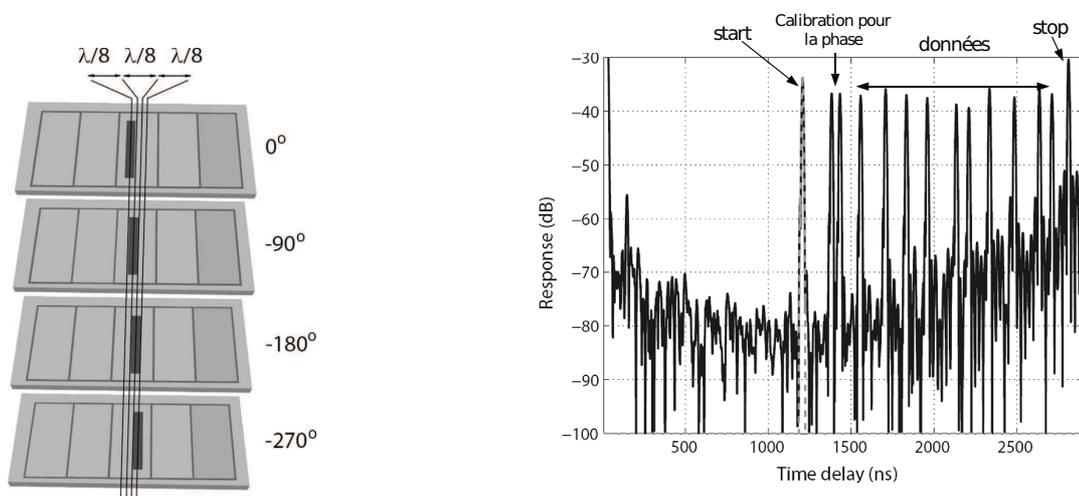


FIGURE 1.27 – Sur la figure de gauche : les réflecteurs à l'intérieur d'un créneau ont 4 positions spatiales différentes qui correspondent à un déphasage de 0° , 90° , 180° , 270° . Sur la figure de droite : les réflecteurs "start" et "stop" servent à la calibration pour le codage temporel, et deux autres réflecteurs rapprochés sont utilisés pour calibrer le codage en phase [23]

Le codage en phase, complété du codage temporel, permet d'augmenter significativement le nombre de codes sur une puce. Chaque réflecteur de donnée a 32 positions possibles différentes (8 positions temporelles qui ont chacune 4 positions

en phase différentes). Le nombre de codes différents est de 32^n avec n le nombre de réflecteurs codant les données.

1.6.4 Codage de température

La température modifie les propriétés élastiques du substrat piézoélectrique ainsi que la distance entre les réflecteurs [24] [25]. Le retard entre deux échos générés par deux réflecteurs est donc sensible à la température. Dans le cas où le substrat piézoélectrique est soumis à une variation uniforme de la température, la loi qui régit le retard des ondes en fonction des variations de température est généralement approximée par une fonction polynomiale [26] :

$$\frac{\Delta t}{t_0} = CTF1(T - T_0) + CTF2(T - T_0)^2 \quad (1.19)$$

$CTF1$ et $CTF2$ sont respectivement les coefficients de température du matériau piézoélectrique du premier et deuxième ordres pour une température de référence à $T_0 = 25^\circ$. T est la température de la mesure. t_0 est le temps entre le premier et le deuxième écho pour la température de référence T_0 , t est le temps entre le premier et le deuxième écho pour la température T et $\Delta t = t - t_0$ correspond à l'intervalle de temps entre t et t_0 . Les coefficients de température $CTF1$ et $CTF2$ sont propres à chaque type de substrat et pour un même substrat ces coefficients varient selon l'orientation cristalline choisie.

Afin d'avoir un ordre de grandeur, nous détaillons une application numérique utilisant des valeurs typiques en ne développant la sensibilité de la célérité des ondes à la température qu'au premier ordre. Soit une ligne à retard avec deux réflecteurs, le retard entre les échos générés par les deux réflecteurs est de 1000 ns à une température de 25°C . Une deuxième mesure donne un retard entre les deux échos de 1002 ns . Le substrat piézoélectrique utilisé est du niobate de lithium 128° ($\text{LiNbO}_3 \text{ YX } 128^\circ$) dont le coefficient du premier ordre ($CTF1$) du matériau est $75 \text{ ppm}/^\circ \text{C}$ et dont le coefficient du deuxième ordre est négligeable. Voici une estimation de la variation de la température.

$$\frac{\Delta t}{t_0} = CTF1 \cdot (T - T_0), \quad (1.20)$$

Il vient :

$$T = \frac{\Delta t}{t_0} \cdot \frac{1}{CTF1} + T_0 = \frac{2}{1000} * \frac{1}{75e - 6} + 25 \approx 52^\circ \text{C}. \quad (1.21)$$

Une variation de 2 ns sur un temps de 1000 ns correspond à environ 27°C de variation. Le substrat piézoélectrique, la distance entre les échos, l'atténuation des

ondes sur le matériau (rapport signal sur bruit des échos), le coefficient de couplage du matériau et le coefficient de température sont des paramètres qui influencent la résolution de la mesure. Un des objectifs de cette thèse est de réaliser un capteur de température à l'aide d'une ligne à retard SAW : tous ces paramètres sont à prendre en compte afin d'obtenir la meilleure résolution de température possible. Pour cela on s'efforcera d'optimiser la précision sur la mesure du retard des échos en augmentant la bande passante.

1.7 Les transducteurs Ultra Large Bande (UWB)

La section 1.4 explique le principe du transducteur, c'est-à-dire de transformer une puissance électrique en une puissance mécanique et inversement. L'exemple de la ligne à retard de White et Voltmer utilisant un transducteur à pas constant entre les électrodes, introduit la notion de bande passante. La bande passante ainsi que le rendement énergétique d'un transducteur sont les points clés d'un dispositif SAW car ces deux paramètres définissent la quantité théorique maximum d'information pouvant être échangée [27]. Plus la bande passante est large plus on pourra coder et échanger d'information. Ainsi la quantité maximum théorique de bits échangés C dépend de la bande passante B , de la durée de propagation des ondes sur la surface disponible pouvant accueillir les réflecteurs T , de la puissance du signal S et de la puissance du bruit N [27] :

$$C = B \cdot T \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.22)$$

- C , quantité maximum théorique de bits échangés
- B , bande passante (Hz)
- T , pour les SAW limité à quelque μs (s) (la durée de propagation des ondes sur surface pouvant accueillir les réflecteurs)
- S , puissance du signal ($Watt$)
- N , puissance du bruit ($Watt$)

1.7.1 Influence de la bande passante

La bande passante du transducteur (section 1.4.2) ainsi que la bande passante des réflecteurs (section 1.5.1) définissent la durée des échos. Plus la bande passante du transducteur est large plus les échos dans le domaine temporel sont étroits. La figure 1.28 présente deux dispositifs SAW avec le codage temporel présenté dans la section 1.6.1. Le dispositif du haut a une bande passante de $80 MHz$, les créneaux "slot"

sont adaptés à cette bande passante et couvrent donc une durée de $1/B = 12.5 \text{ ns}$. Le dispositif du bas a une bande passante de 500 MHz (transducteur et réflecteur), la taille des créneaux qui est la même que pour le dispositif du haut avec une bande passante de 80 MHz , pourrait être réduite afin d'accueillir plus de réflecteurs.

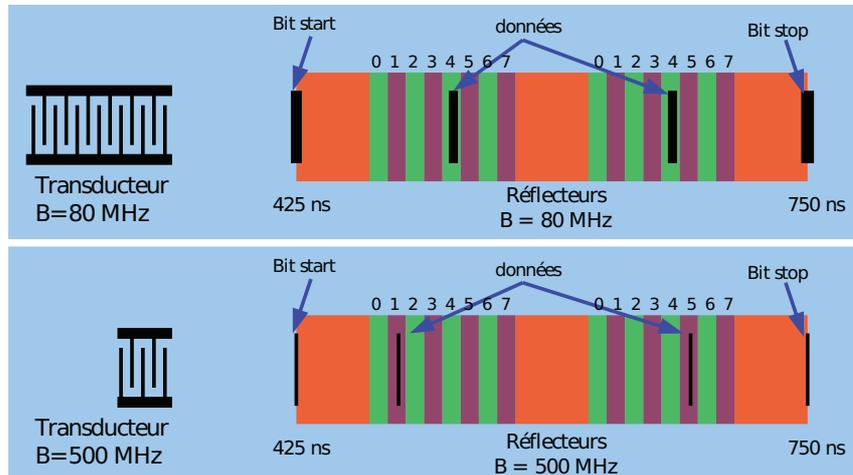


FIGURE 1.28 – Schéma de dispositif SAW réel : le dispositif SAW sur la figure du haut a une bande passante de 80 MHz , le dispositif SAW sur la figure du bas a une bande passante de 500 MHz .

La figure 1.29 présente la réponse d'une mesure sans fil du dispositif SAW ayant une bande passante de 80 MHz . La taille minimale des créneaux a pour limite l'inverse de la bande passante $1/B$ soit ici 12.5 ns . Si la taille des créneaux est réduite, il y a des risques de ne plus décoder correctement les informations de la puce. La figure 1.30 présente une mesure sans fil du dispositif SAW ayant une bande passante de 500 MHz . Les échos sont beaucoup plus fins et la taille des créneaux pourrait être grandement diminuée afin de pouvoir coder plus d'information.

Une des méthodes qui permet d'augmenter le nombre de codes sur un identifiant SAW est d'augmenter la bande passante du système (transducteur et réflecteur). La section 1.4.2 rappelle qu'une augmentation de la bande passante d'un transducteur à pas constant induit une diminution du nombre de paires d'électrodes dans le transducteur. Cette diminution du nombre de paires d'électrodes a une influence sur les pertes d'insertion du dispositif SAW, on appelle perte d'insertion la différence entre la puissance du signal que l'on récupère par rapport à la puissance du signal que l'on a fournie. Dans l'exemple présenté ci-dessus le dispositif avec une bande passante de 80 MHz fonctionne entre $2.4 \text{ GHz} - 2.483 \text{ GHz}$, le transducteur a 30 paires d'électrodes et les pertes d'insertion sont d'environ -20 dB (Fig. 1.31). Le dispositif avec une bande passante de 500 MHz fonctionne entre $2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$, le transducteur a 5 paires d'électrodes et les pertes d'insertion sont d'environ -30 dB

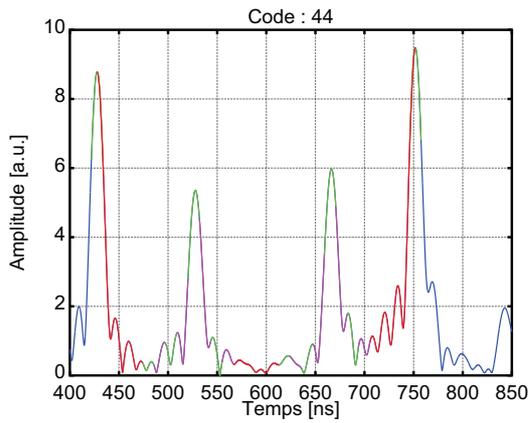


FIGURE 1.29 – Réponse du dispositif SAW ayant une bande passante de 80 MHz.

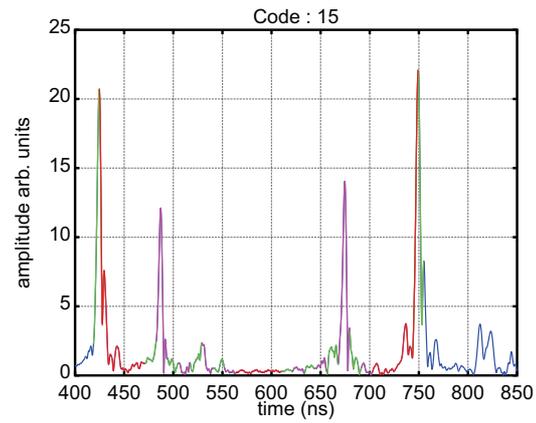


FIGURE 1.30 – Réponse du dispositif SAW ayant une bande passante de 500 MHz.

(Fig. 1.32).

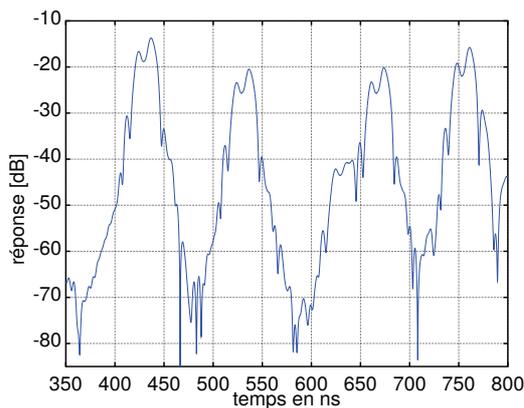


FIGURE 1.31 – Pertes d'insertions pour le dispositif fonctionnant sur la plage de fréquence $2.4 \text{ GHz} - 2.483 \text{ GHz}$.

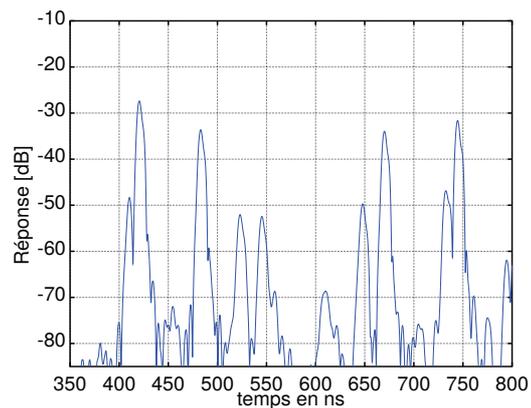


FIGURE 1.32 – Pertes d'insertions pour le dispositif fonctionnant sur la plage de fréquence $2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$.

Une augmentation de la bande passante permet d'obtenir des échos plus étroits, par conséquent d'avoir une meilleure résolution temporelle et donc de pouvoir coder plus d'information sur le dispositif SAW. Dans l'exemple ci-dessus, l'augmentation de la bande passante a en contrepartie augmenté les pertes d'insertion dégradant ainsi le rapport signal sur bruit. L'architecture des transducteurs avec un pas constant entre les électrodes est mal adaptée aux bandes passantes très larges.

1.7.2 Les transducteurs à pas variable

Les exemples des dispositifs SAW dans les sections précédentes ont présenté un transducteur standard, c'est-à-dire avec un écart constant entre les électrodes. La

particularité de cette architecture est que le nombre d'électrodes est directement lié à la bande passante du transducteur. Ainsi une architecture de transducteur avec un pas variable entre les électrodes est mieux adaptée à l'utilisation de larges bandes passantes car bande passante n'est plus directement liée au nombre d'électrodes du transducteur. La figure 1.33 montre la différence du nombre de paires d'électrodes entre un transducteur à pas constant (a) et un transducteur à pas variable (b) pour une même bande passante évoluant de $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$.

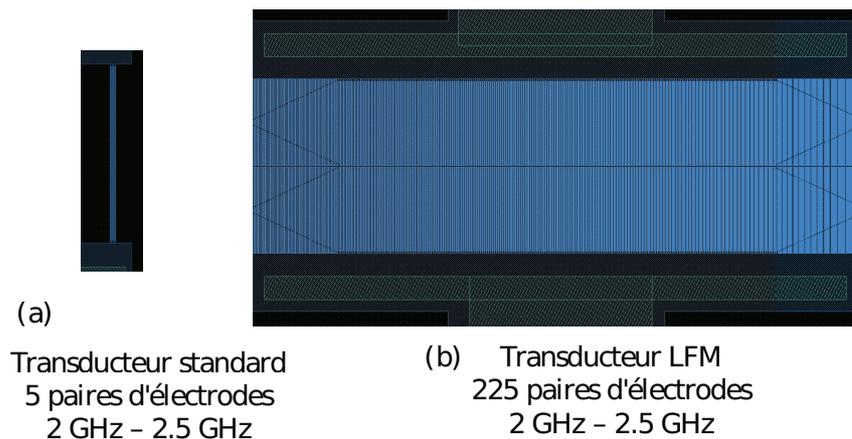


FIGURE 1.33 – (a) transducteur à pas constant entre les électrodes, (b) transducteur à pas variable entre les électrodes

La section 1.4.2 rappelle que l'écart entre deux électrodes λ et la vitesse des ondes sur le substrat c définissent la fréquence de fonctionnement du transducteur f .

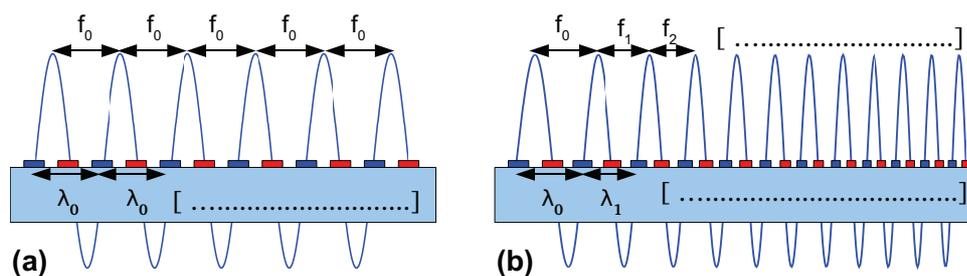


FIGURE 1.34 – (a) Le transducteur a un pas constant entre les électrodes, toutes les paires d'électrodes sont sensibles à la même fréquence. (b) Le transducteur a un pas variable entre les électrodes, chaque paire d'électrodes est sensible à une fréquence différente

Un pas variable entre les électrodes permet de dimensionner chaque paire d'électrodes en fonction d'une fréquence qui lui est propre (Fig. 1.34). La figure 1.35 présente une architecture où chaque paire d'électrodes est sensible à une fréquence différente. Les électrodes sont connectées en parallèle, leur bande passante s'ajoute.

Le transducteur couvre ainsi une large bande passante (3) qui est le résultat de la contribution de toutes les bandes passantes propres aux paires d'électrodes. Cette méthode permet théoriquement de résoudre le problème du rendement de la conversion énergétique des transducteurs standards pour de très larges bandes passantes (4).

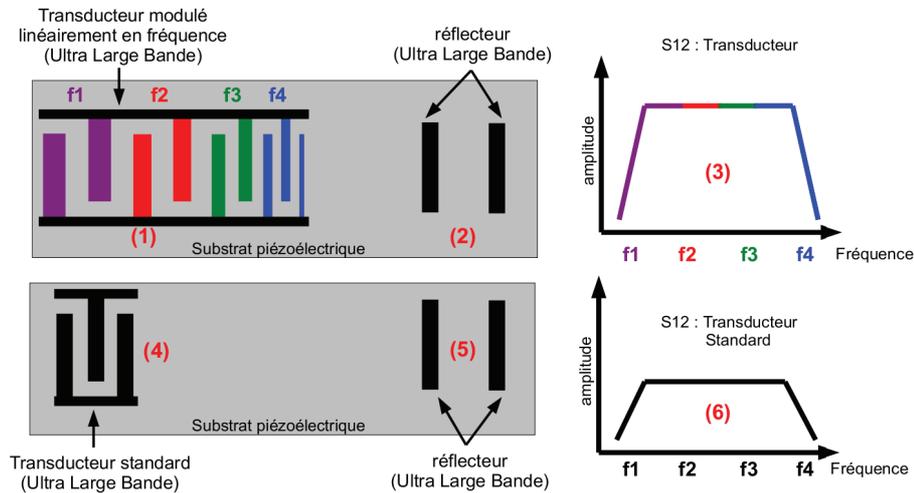


FIGURE 1.35 – (1) Transducteur à pas variable entre les électrodes, les paires d'électrodes sont dimensionnées pour des fréquences distinctes. (2 et 5) Les réflecteurs permettent de coder le signal de réponse, ils couvrent l'ensemble de la bande passante. (3) Spectre de transmission (S_{21}) du transducteur LFM, chaque paire d'électrode est sensible à une fréquence spécifique, cette architecture permet de couvrir un large spectre. (4) Transducteur standard très large bande, les électrodes sont peu nombreuses dans le transducteur, ce qui lui permet d'avoir une large bande passante. (6) Spectre de transmission (S_{21}) du transducteur standard, il couvre la même bande passante que le transducteur LFM.

Une partie du travail qui est présentée dans les chapitres suivants est la recherche de la meilleure architecture de transducteur à pas variable et de comparer les performances obtenues par rapport à un transducteur standard, pour la communication ultra large bande.

1.7.3 Modulation Linéaire en Fréquence (LFM)

La position des électrodes à pas variable peut suivre différents types de distributions. Une des distributions les plus connues est la Modulation Linéaire en Fréquence (LFM) [28], elle est notamment utilisée pour dans les composants SAW de type "Reflective Array Compressor" (RAC) servant à générer les signaux des RADAR [29]. Un exemple d'un transducteur utilisant une distribution LFM des électrodes est illustré sur la figure 1.36. En (1) un transducteur modulé linéairement en fré-

quence (LFM) est composé de 150 paires d'électrodes, chaque paire est adaptée à une fréquence propre :

$$f = v/(2 \cdot p), \quad (1.23)$$

La célérité de l'onde élastique est notée v . La période $2 \cdot p = \lambda(f)$ correspond à la longueur d'onde générée. Cette fréquence commence à 200 MHz et varie linéairement le long du transducteur jusqu'à 400 MHz . En (2) un graphique représente l'évolution de la sensibilité en fréquence des électrodes le long du transducteur.

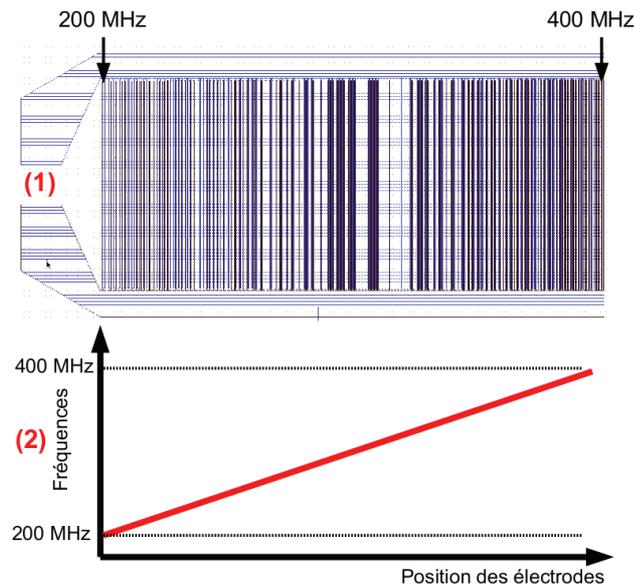


FIGURE 1.36 – En (1) un transducteur modulé linéairement en fréquence. Les premières électrodes sont sensibles à des fréquences proches de 200 MHz . La sensibilité en fréquence des électrodes varie le long du transducteur jusqu'à 400 MHz , sur l'exemple il y a en tout 150 paires d'électrodes. En (2) un graphique représente l'évolution de la sensibilité en fréquence des électrodes le long du transducteur.

La fréquence du transducteur évolue linéairement par rapport au temps. Elle est définie par la formule mathématique suivante [13] :

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \left(f_0 - \frac{B}{T} \cdot t \right), \quad (1.24)$$

- ω , la pulsation considéré $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$;
- f_0 , la fréquence initiale $[\text{Hz}]$;
- B , la bande passante du transducteur $[\text{Hz}]$;
- T , temps de parcours d'une onde sur l'ensemble du transducteur définissant ainsi la durée du signal d'interrogation $[\text{s}]$.

Plusieurs problèmes découlent des architectures LFM, dont :

- Comment accorder l'impédance du transducteur ?
- Est-ce qu'un grand nombre d'électrodes n'ayant pas la même surface de métallisation, ni la même période ne va pas perturber les ondes élastiques et donc détériorer la qualité du signal ?

Jusqu'à présent il n'y a pas eu de publication au sujet de résultats expérimentaux sur des dispositifs SAW utilisant un transducteur LFM UWB (les RAC utilisent une distribution LFM UWB pour les électrodes des réflecteurs). À partir d'un article sur la faisabilité des transducteurs LFM UWB [30], nous avons simulé et réalisé des dispositifs utilisant une architecture de transducteur LFM UWB afin de comparer les résultats expérimentaux avec ceux obtenus par simulation pour comprendre et maîtriser les phénomènes en jeu pour finalement améliorer la qualité de la réponse de ces dispositifs.

1.7.4 Compression d'impulsion

Un des intérêts d'augmenter la bande passante est d'augmenter la quantité des données stockées et échangées (section 1.7). Notamment la durée d'un écho (T_{echo}) est inversement proportionnelle à la bande passante (B) du transducteur qui l'a généré ($T_{echo} = 1/B$). Sur une même surface, les échos peuvent donc être plus nombreux par rapport à une communication utilisant une bande passante plus étroite. La section 1.7.2 propose une solution de transducteur à pas variable permettant de s'affranchir de la dépendance entre la bande passante du transducteur et son nombre d'électrodes, en vue d'améliorer le rendement énergétique. La figure 1.37 reprend ces deux points et illustre le fonctionnement de deux transducteurs à pas variable excités avec un signal impulsionnel, le premier transducteur (b) fonctionne en transmission, le deuxième transducteur (g) fonctionne en réflexion. Dans le cas où le transducteur fonctionne en transmission, la durée de l'écho T (c et e) est égale au temps de propagation T de l'onde élastique dans le transducteur (g). Dans le deuxième cas pour un fonctionnement en réflexion, l'onde élastique traverse deux fois le transducteur (g) à pas variable, la durée des échos est donc égale à deux fois le temps de propagation de l'onde élastique dans le transducteur $2 \cdot T$. Le dispositif SAW est composé de deux réflecteurs codant chacun un écho (l et m) d'une durée de $2 \cdot T$. Les échos (l et m) de la réponse impulsionnelle schématisée ne bénéficient pas de la compression temporelle inversement proportionnelle à la bande passante du transducteur ($T_{echo} = 1/B$). L'objectif est donc de comprendre comment des échos générés par un transducteur à pas variable bénéficient de la compression de la bande passante du-dit transducteur.

Les échos modulés linéairement en fréquence ou aussi appelés "chirp" sont utilisés

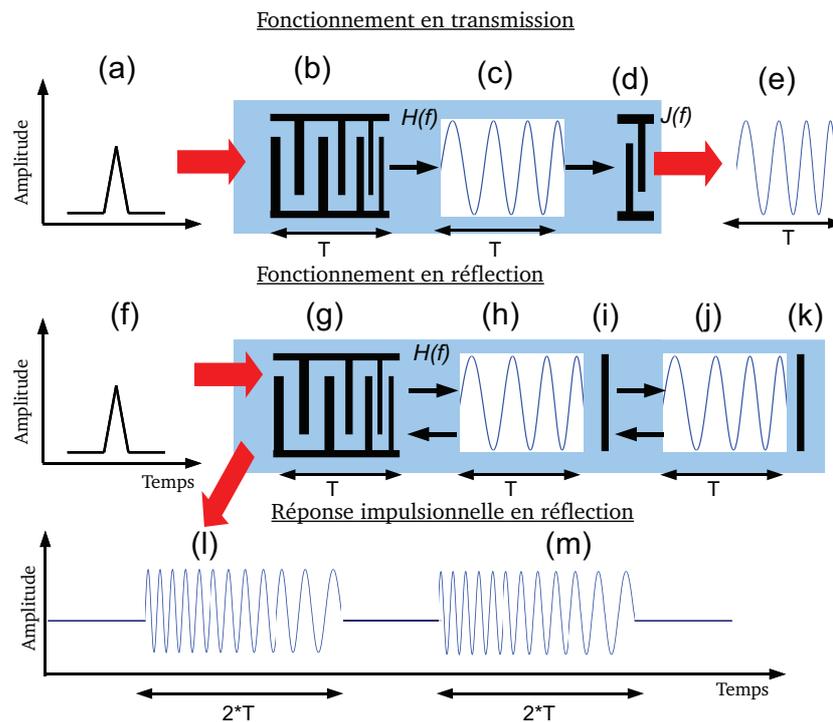


FIGURE 1.37 – Le transducteur (b) fonctionne en transmission, il est excité par un signal impulsionnel (a), l'écho qu'il génère ne le traverse qu'une seule fois (c). Un transducteur en sortie (d) permet de le visualiser (e). La durée de l'écho T est équivalente à la durée de propagation des ondes élastiques T dans le transducteur. Le transducteur (g) fonctionne en réflexion, il est excité par un signal impulsionnel (f). L'onde élastique (h) qu'il génère a une durée T équivalente à la durée de propagation des ondes élastiques dans le transducteur T . L'onde élastique est partiellement réfléchiée sur le premier et le deuxième réflecteur (i et j) puis récupérée en sortie du transducteur (g). Comme l'onde élastique a traversé deux fois le transducteur (g), la durée des échos (i et j) récupérés en sortie du dispositif SAW est équivalente à deux fois le temps de propagation des ondes élastiques dans le transducteur, soit $2 \cdot T$.

par les systèmes RADAR et SONAR afin de calculer le temps de vol entre l'émission et la réception de l'écho et d'estimer la distance entre le RADAR et la cible. Les signaux "chirp" présentent une caractéristique intéressante : chaque période du signal est unique, de telle sorte qu'il existe une unique position où l'autocorrélation somme de façon cohérente le signal chirp. Le résultat de l'autocorrélation donne un pulse comprimé. Les figures 1.38 et 1.39 donnent des exemples de compression. Nous avons sélectionné trois différents signaux d'une durée de $1 \mu s$. Le premier signal est sinusoïdal avec une porteuse à $100 MHz$. Les deuxième et troisième signaux sont LFM croissant avec une bande passante respective de $5 MHz$ et $10 MHz$ et une fréquence initiale de $100 MHz$.

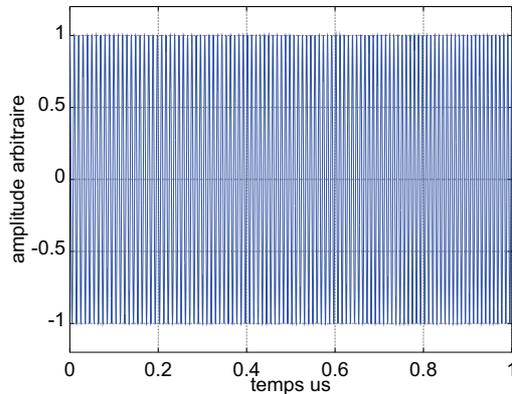


FIGURE 1.38 – Signal LFM évoluant de 100 MHz à 110 MHz en $1\ \mu\text{s}$. Ce signal est auto-corrélé afin de coder sa position avec un signal comprimé.

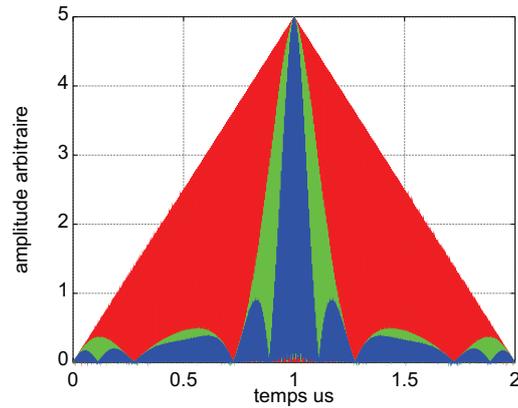


FIGURE 1.39 – Autocorrélation : en rouge signal constant, en vert signal LFM avec une "bande passante" de 5 MHz , en bleu signal LFM avec une "bande passante" de 10 MHz .

Courbe	Fréquence initial [MHz]	Fréquence final [MHz]	Compression [μs]
rouge	100	100	1
vert	100	105	0.25
bleu	100	110	0.12

TABLE 1.3 – Impulsions comprimées obtenues à l'aide de l'auto corrélation (Matlab)

L'autocorrélation du premier signal, constant en fréquence avec une fréquence porteuse de 100 MHz , donne une enveloppe triangulaire avec une durée, à -3 dB du maximum de l'amplitude, de $1\ \mu\text{s}$ (mesurée à la moitié de la puissance du signal). L'autocorrélation sur les signaux LFM ayant une modulation en fréquence variant de 5 MHz et 10 MHz donne une meilleure compression respectivement $0.25\ \mu\text{s}$ (courbe verte) et $0.12\ \mu\text{s}$ (courbe bleue). La durée du signal comprimé obtenue à l'aide de l'autocorrélation est inversement proportionnelle à la bande passante du signal [31]. Plus la bande passante du signal est grande, meilleure est la compression obtenue à l'aide de l'autocorrélation.

$$T_{\text{compression}} = \frac{1}{B_{\text{chirp}}} \quad (1.25)$$

La durée du "chirp" (ou vitesse de balayage des fréquences) n'a pas d'influence sur la compression du signal.

1.7.5 Amélioration du rapport signal sur bruit

L'autocorrélation d'un signal "chirp" permet de le comprimer (section 1.7.4). La compression améliore aussi le rapport signal sur bruit appelé gain de traitement [31]. Au travers d'un exemple, nous illustrons le gain de traitement d'un signal "chirp" par rapport à un signal constant. Nous prenons deux signaux, un signal modulé linéairement en fréquence variant de 100 MHz à 500 MHz en 200 ns (Fig. 1.40), et un signal sinusoïdal constant en fréquence servant de référence. Le signal de référence a une fréquence porteuse de 100 MHz et a une durée de 200 ns (Fig. 1.41).

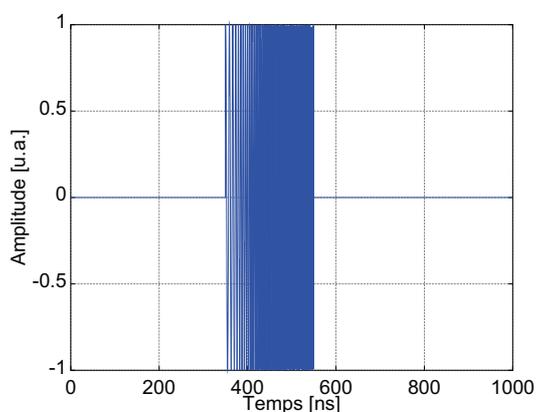


FIGURE 1.40 – Signal LFM "chirp" variant de 100 MHz à 500 MHz sur une durée de 200 ns

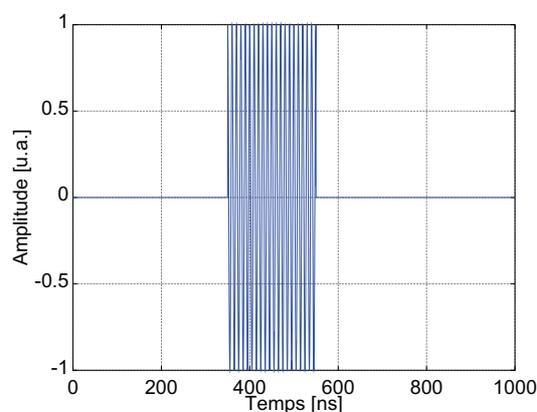


FIGURE 1.41 – Signal sinusoïdale constant avec une porteuse à 100 MHz d'une durée de 200 ns

Sur la figure 1.42 les signaux LFM et constant sont noyés dans le bruit blanc. Le signal LFM et le signal constant (référence) sont noyés séparément dans le même bruit blanc (Fig. 1.42).

Les signaux bruités sont corrélés respectivement avec les signaux LFM et constant. On présente les résultats de l'intercorrrelation des signaux LFM et constant sur les figures 1.43 et 1.44. Le pic comprimé à 550 ns (Fig. 1.43), obtenu à partir du signal LFM bruité, sort du bruit et marque précisément la position du signal LFM noyé dans le bruit. La figure 1.44 présentant le résultat de l'intercorrrelation pour le signal constant bruité, ne permet pas de définir la position du signal constant dans le bruit.

Ainsi la corrélation d'un signal LFM permet d'augmenter le rapport signal sur bruit, ce "gain" est appelé "gain de traitement" (processing gain) [31]. Cette propriété est très importante car elle est exploitée sur les dispositifs SAW étudiés dans ce travail.

Le gain de traitement G est défini par le rapport [31] :

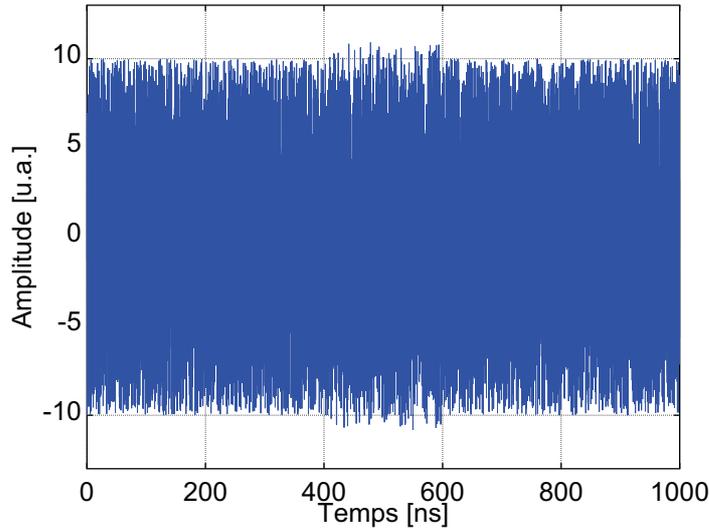


FIGURE 1.42 – Le signal LFM noyé dans le bruit blanc

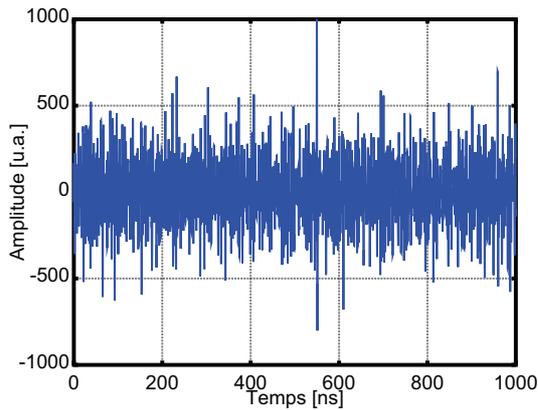


FIGURE 1.43 – Résultat de l'inter-corrélation du signal LFM

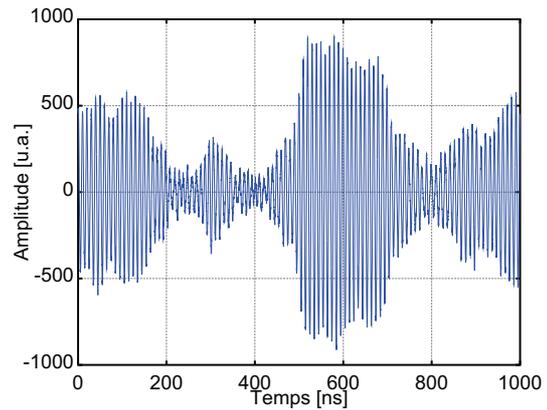


FIGURE 1.44 – Résultat de l'inter-corrélation du signal constant

$$G = \frac{SNR_{compression}}{SNR_{initial}} \quad (1.26)$$

- $SNR_{compression}$, rapport signal sur bruit après compression ;
- $SNR_{initial}$, rapport signal sur bruit du "chirp" avant compression.

Le Gain de traitement G est proportionnel à la bande passante B et à la durée total du chirp [31] :

$$G = \frac{SNR_{compression}}{SNR_{initial}} = T \cdot B \quad (1.27)$$

- T , durée du signal du généré par le transducteur [s] ;

— B , bande passante du transducteur [Hz].

1.7.6 Le retournement temporel

Le retournement temporel se base sur l'invariance de l'équation d'un phénomène par renversement du temps [32] [33] [34]. C'est-à-dire, figure 1.45 (1), qu'à l'instant initial $T=0$ une déformation A crée des ondes de surface qui se propagent sur un milieu. A l'instant $T=Ta$ (2) on enregistre tous les vecteurs vitesses des ondes de surfaces se propageant sur le matériau. On recommence l'expérience, (3) à l'instant $T=0$ on recrée tous les vecteurs vitesses des ondes "temporellement inversés" et donc avec le sens de propagation inversé par rapport à (2). Finalement à l'instant $T=Ta$ (4) les ondes vont toutes contribuer à former une déformation du matériau identique à la déformation initiale A . Les ondes réémises convergent vers la source comme si elles remontaient le temps.

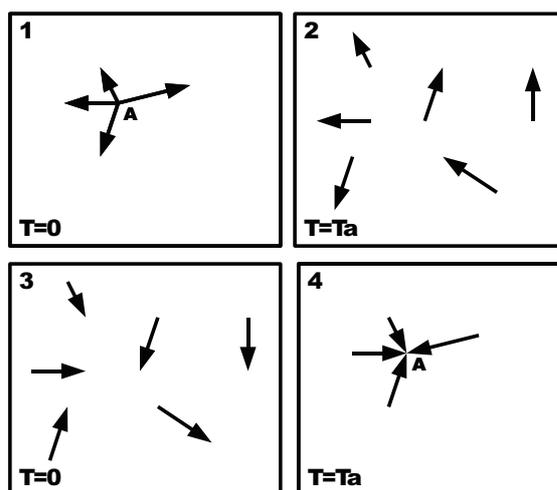


FIGURE 1.45 – Principe du retournement temporel, schéma inspiré de [35]

Les dispositifs SAW présentés dans ce chapitre peuvent être considérés comme des systèmes non dissipatifs [36]. De plus comme les ondes restent canalisées dans le canal acoustique, il est possible d'enregistrer les déformations du matériau en fonction du temps à l'aide d'un transducteur. Sur la figure 1.46, un dispositif SAW fonctionne en transmission, avec un transducteur LFM en entrée et un transducteur standard en sortie. En (1), le transducteur LFM est excité avec une impulsion de Dirac et génère un écho modulé linéairement en fréquence (2). Le transducteur de sortie permet d'enregistrer cet écho (3), les hautes fréquences arrivent en premier et le signal finit par les basses fréquences. En (4), ce même signal est retourné dans le temps, avec d'abord les basses fréquences puis les hautes fréquences. Grâce

aux propriétés du retournement temporel, le signal en sortie (5 et 6) se rapproche de l'impulsion de Dirac avec pour limite théorique de la compression, la bande passante du transducteur ($T_{echo} = 1/B$).

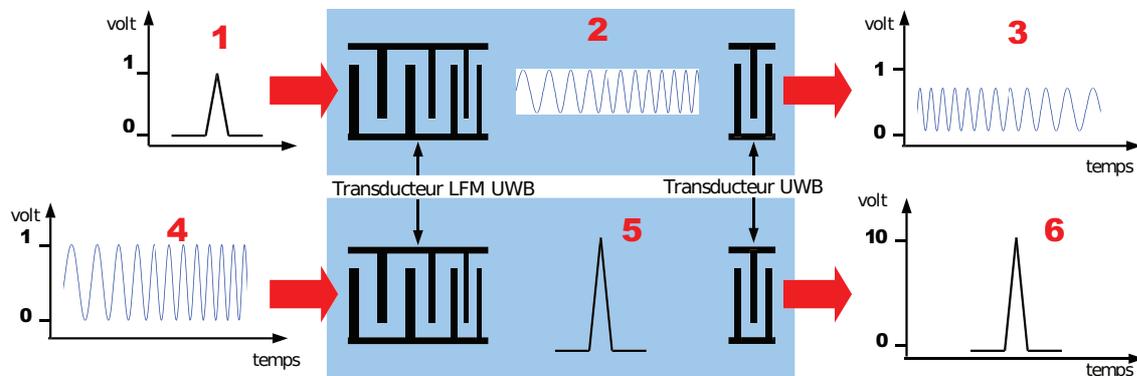


FIGURE 1.46 – Application du retournement temporel pour un transducteur LFM

Le retournement temporel permet d'obtenir le signal donnant la meilleure compression possible sur le transducteur et de bénéficier du gain de traitement $B \cdot T$ grâce à l'intercorrélacion entre le signal LFM d'excitation et la géométrie LFM du transducteur.

1.8 Les bandes de fréquences pour la communication large bande

L'utilisation du spectre RF est réglementée selon des règles assurées sur diverses bandes de fréquence. Pour émettre un signal radio, il faut respecter la réglementation de l'"European Telecommunications Standards Institute" (ETSI) pour l'Europe, et de la "Federal Communications Commission" (FCC) pour les Etats-Unis. Pour notre application d'identifiant et de capteurs SAW, nous souhaitons utiliser une bande de fréquence ne demandant aucun frais d'exploitation. Les bandes Industrielles, Scientifique et Médicale (ISM) sont intéressantes car aucune licence n'est requise pour les utiliser, mais elles ont le défaut de ne pas avoir une bande passante suffisamment large pour notre application. En effet pour l'Europe, la bande ISM fonctionnant entre $2.4\text{ GHz} - 2.483\text{ GHz}$ (bande commune à tous les continents), soit une bande passante de 83 MHz ce qui nous donne un écho comprimé de $1/83 = 12\text{ ns}$. Or à la section 1.6.4 sur la mesure de la température, nous avons vu qu'une résolution inférieure à 1 ns est nécessaire. Il y a cependant une autre bande ISM qui est aussi universelle, avec une bande passante plus large ($5.150\text{ GHz} - 5.725\text{ GHz}$). Cependant cette bande est trop haute en fréquence pour la technologie de fabrication

des SAW. Depuis les années 2000, une nouvelle réglementation ne demandant aucune licence d'exploitation a été spécialement mise en place pour les communications ultra larges bandes (UWB). Les bandes de fréquences autorisées pour les communications large bandes coexistent avec d'autres bandes de fréquences. Pour ne pas les perturber, le niveau de puissance du signal doit rester très faible et doit respecter les normes expliquées dans les prochaines sections. Chaque type d'application (radar de sol "Ground Penetrating Radar" GPR, imagerie médicale, imagerie des murs, système de surveillance, ...) a sa propre norme UWB. La norme détaillée dans la suite du document concerne les systèmes de surveillance. La norme UWB n'est pas universelle et chaque continent a sa propre réglementation.

1.8.1 Standard Européen pour UWB

Les normes européennes sur le standard ultra large bande sont définies dans le document de l'ETSI suivant [37]. Pour être considérée comme une communication très large bande, une communication doit satisfaire au moins un de ces deux critères :

- bande passante, $\delta f \geq 500 \text{ MHz}$;
- rapport bande passante Δf sur la fréquence centrale f_c supérieur à 0.2, soit $\frac{\Delta f}{f_c} \geq 0.2$.

Par ailleurs, le système doit aussi respecter des restrictions sur la puissance moyenne du signal radio, ainsi que sur sa puissance maximale. Le tableau 1.4 résume la norme européenne pour les communications UWB.

Fréquence (GHz)	Puissance moyenne autorisée ($\frac{dBm}{MHz}$)
$f \leq 1.6$	≤ -90
$1.6 < f \leq 2.7$	≤ -85
$2.7 < f \leq 3.1$	≤ -70

TABLE 1.4 – Norme européen sur le communication UWB

La puissance moyenne du spectre est limitée à :

Fréquence (GHz)	puissance moyenne autorisée ($\frac{dBm}{MHz}$)
$3.1 < f \leq 4.8$	≤ -41.3

TABLE 1.5 – Norme européenne sur le communication communication UWB

Il existe une autre contrainte, appelée contrainte du "faible rapport cyclique" (LDC Low Duty Cycle) détaillée au tableau 1.6 :

Paramètre LDC	valeur
Maximum Tx on	$\leq 5 \text{ ms}$
Accumulation minimum Tx off ($\sum Tx \text{ off}$)	$\geq 950 \text{ ms}$
Temps de transmission accumulé maximum ($\sum Tx \text{ on}$)	50 ms

TABLE 1.6 – Norme du rapport cyclique

Un signal peut occuper une bande de fréquence au maximum pendant 50 ms (temps cumulé) sur un temps d'intégration de 1 s . Le signal radio ne doit pas rayonner pendant plus de 5 ms d'affilé. Afin de respecter cette contrainte, sur une seconde, le signal radio peut rayonner 10 fois 5 ms , $10 \cdot 5 = 50 \text{ ms}$.

Le système doit également respecter la puissance maximum absolue intégrée sur une bande passante de 50 MHz , résumée dans le tableau 1.7 :

Fréquence GHz	Puissance maximum (dBm mesuré sur 50 MHz)
$f \leq 1.6$	≤ -50
$1.6 < f \leq 2.7$	≤ -45
$2.7 < f \leq 3.1$	≤ -36

TABLE 1.7 – Norme européenne sur la puissance maximum

Si la communication respecte la norme du faible rapport cyclique, pour les fréquences entre 3.1 et 4.8 GHz la communication doit aussi respecter la norme de la puissance maximum, voir tableau 1.8.

Fréquence GHz	Puissance maximum (dBm mesuré sur 50 MHz)
$3.1 < f \leq 4.8$	≤ 0

TABLE 1.8 – Norme européenne sur la puissance maximum

La bande de fréquence comprise entre $3.1 \text{ GHz} - 4.8 \text{ GHz}$ est moins restrictive pour les émissions radio fréquences que celle comprise entre $1.6 \text{ GHz} - 3.1 \text{ GHz}$. Les puissances autorisées pour le signal radio sont respectivement -41.3 dBm/MHz pour la bande $3.1 \text{ GHz} - 4.8 \text{ GHz}$ et -85 dBm/MHz pour la bande $1.6 \text{ GHz} - 3.1 \text{ GHz}$. Cependant les dispositifs SAW ayant des fréquences supérieures à 3 GHz ne peuvent plus être fabriqués avec la technologie SAW standard.

1.8.2 Standard Américain pour la communication UWB

L'article "A summary of FCC rules for ultra wideband communications" [38] facilite la compréhension de la norme UWB américaine. Tout comme la réglementation

européenne, pour être considérée comme une communication très large bande, une communication doit satisfaire au moins un de ces deux critères :

- bande passante, $\delta f \geq 500 \text{ MHz}$;
- rapport bande passante Δf sur la fréquence centrale f_c supérieur à 0.2, soit $\frac{\Delta f}{f_c} \geq 0.2$.

Le tableau 1.9 détaille la norme américaine sur la puissance maximum autorisée.

Fréquence GHz	Puissance maximum (dBm mesuré sur 50 MHz)
$0.960 < f \leq 1.610$	≤ -53.3
$1.610 < f \leq 1.990$	≤ -51.3
$1.990 < f \leq 3.1$	≤ -41.3
$3.1 < f \leq 10.600$	≤ -41.3

TABLE 1.9 – Norme américaine sur la puissance maximum [38]

La communication doit aussi respecter la norme de la puissance maximum, voir tableau 1.10.

Fréquence GHz	Puissance maximum (dBm mesuré sur 50 MHz)
$1.9 < f \leq 3.1$	≤ 0

TABLE 1.10 – Norme américaine sur la puissance maximum

Pour des systèmes de surveillance, la norme américaine permet d'émettre plus de puissance que la norme européenne. Cependant, pour bénéficier de cette norme et obtenir une licence, il faut que la communication réponde à certains critères. La communication doit être utilisée pour de la santé publique ou pour une chaîne de fabrication, ou encore pour l'extraction du pétrole.

1.8.3 Conclusion UWB

Les normes UWB ont été mises en place depuis les années 2000. Cependant comme ces bandes coexistent avec d'autres bandes de communications, les normes européennes et américaines UWB sont très restrictives au niveau de la puissance du signal émis. La norme américaine est plus souple que la norme européenne. Sur la bande passante $1.990 \text{ GHz} - 3.1 \text{ GHz}$ la norme américaine permet d'émettre une puissance de -41.3 dBm ce qui est compatible avec une communication sans fil pour des dispositifs SAW ainsi qu'avec la technologie de fabrication des SAW. L'objectif est donc de réaliser des dispositifs SAW UWB utilisant une partie de cette bande passante ($2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$).

1.9 Les différents types de lecteurs radio

Les principales méthodes utilisées pour interroger les lignes à retard découlent des méthodes utilisées par les radars [39]. Une des méthodes est inspirée des radars impulsionnels [40] et traite l'information dans le domaine temporel. Elle est expliquée dans la section 1.9.1. D'autres méthodes préfèrent exploiter les données dans le domaine fréquentiel, par exemple le lecteur à ondes entretenues modulées en fréquence "Frequency Modulated Continuous Wave" (FMCW) [41] [42], et traite l'information dans le domaine spectral. Cette méthode est présentée dans la section 1.9.2.

1.9.1 Lecteur fonctionnant dans le domaine temporel

Les lecteurs SAW fonctionnant dans le domaine temporel sont inspirés des radars impulsionnels. Le principe est illustré sur la figure 1.47.

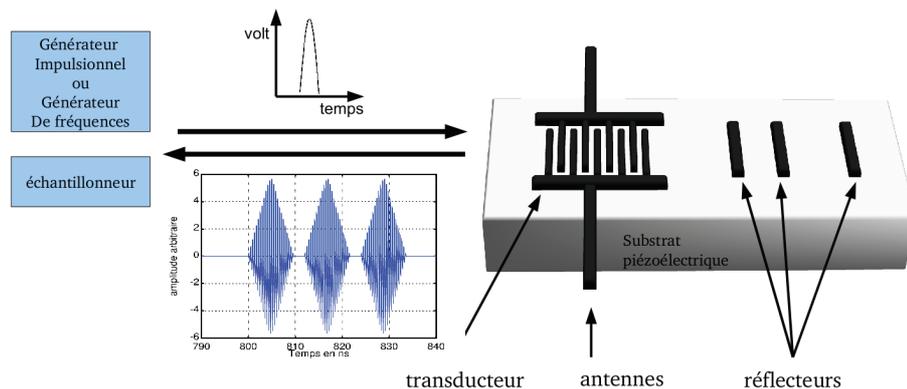


FIGURE 1.47 – Principe de l'interrogation dans le domaine temporel

La partie émetteur génère le signal d'excitation qui peut prendre différentes formes (LFM, fréquence constante), en général le nombre de périodes du signal d'excitation est équivalent au nombre de paires d'électrodes du transducteur afin que la bande passante du signal soit équivalente à la bande passante du transducteur. La partie récepteur échantillonne dans le domaine temporel le signal de réponse du dispositif SAW contenant les différents échos.

Avantage :

- la mesure est très rapide de l'ordre de 10^{-5} s [39] et donc permet de mesurer des objets en mouvement.

Inconvénient :

- Il faut que l'échantillonnage soit rapide avec une grande capacité de stockage des données. Pour un dispositif SAW fonctionnant sur la bande ISM

à 2.45 GHz qui a une bande passante de 83 MHz , la durée des échos est d'environ 12 ns . En filtrant la réponse, nous obtenons l'enveloppe du signal, la fréquence d'échantillonnage doit être de l'ordre de 400 MHz pour avoir 4 à 5 points par écho.

1.9.2 Lecteur à ondes entretenues modulées en fréquence (FMCW)

La méthode des ondes entretenues modulées en fréquence ("Frequency Modulated Continuous Wave" FMCW) est une méthode qui fonctionne dans le domaine fréquentiel. La figure 1.48 illustre ce principe.

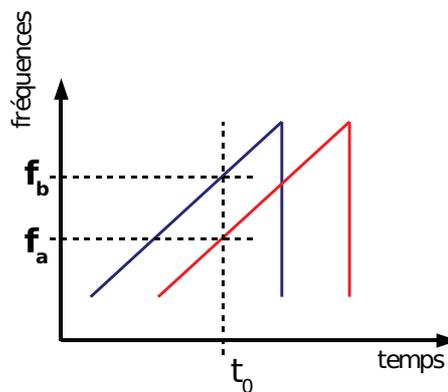


FIGURE 1.48 – Principe de l'interrogation à ondes entretenues

Le signal d'interrogation (courbe bleue) balaye linéairement une plage de fréquence. Lorsque ce signal rencontre un obstacle, il est réfléchi (courbe rouge). Á un instant t_0 , on mesure la fréquence du signal d'interrogation f_b et la fréquence du signal réfléchi f_a . La différence de fréquences entre les deux signaux :

$$\Delta f = f_b - f_a, \quad (1.28)$$

permet de remonter à l'information temporelle Δt qui sépare le signal d'émission du signal de réception. Ainsi, nous pouvons déduire la distance entre le système radio et l'obstacle. La différence Δf entre les fréquences f_b et f_a peut être obtenue en électronique avec un montage multiplieur et filtre passe bas [43]. Le résultat $V_s(t)$ du multiplieur est de la forme :

$$V_s(t) = K \cdot V_a \cdot \cos(\omega_a \cdot t) \cdot V_b \cdot \cos(\omega_b \cdot t), \quad (1.29)$$

où :

- K , gain du multiplieur ;
- V_a , tension du signal réfléchi [V] ;

- V_b , tension du signal émis [V];
- ω_a , fréquence [rad · s⁻¹];
- ω_b , fréquence [rad · s⁻¹];
- t , temps [s].

En utilisant les lois trigonométriques, nous écrivons l'équation 1.29 sous la forme suivante permettant de faire apparaître le battement entre les deux signaux :

$$V_s = \frac{1}{2} \cdot K \cdot V_a \cdot V_b (\cdot \cos [(\omega_b - \omega_a) \cdot t] + \cos [(\omega_b + \omega_a) \cdot t]) \quad (1.30)$$

Le filtre passe bas permet d'atténuer les hautes fréquences afin de récupérer un signal de la forme :

$$V_{\text{filtre}} = \frac{1}{2} \cdot K \cdot V_a \cdot V_b \cdot \cos [(\omega_b - \omega_a) \cdot t] \quad (1.31)$$

La fréquence du signal sortant du filtre est le résultat de la différence de fréquences du signal d'émission (bleu) et le signal de réception (rouge).

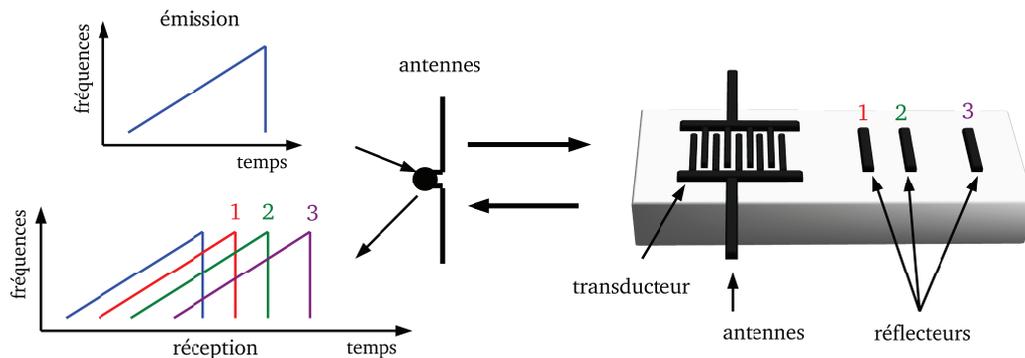


FIGURE 1.49 – Exemple de l'interrogation FMCW appliquée à un dispositif SAW

Cette méthode peut être appliquée au SAW comme l'illustre la figure 1.49. Chaque miroir réfléchit le signal d'interrogation avec son propre retard.

1.10 Estimation de la distance d'interrogation

Nous estimons la distance d'interrogation d'une ligne à retard respectant les restrictions imposées par la norme UWB américaine pour la bande $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. Cette bande autorise une puissance moyenne émise par le lecteur radio de -41.3 dBm/MHz et un pic de puissance de 0 dBm (section 1.8.2). D'abord nous présentons l'équation des radars adaptée aux lignes à retard dans la section 1.10.1. À partir de cette équation, nous évaluons la distance d'interrogation pour un lecteur SAW fonctionnant dans le domaine temporel et pour un lecteur SAW fonctionnant dans le domaine fréquentiel.

1.10.1 Équation des radars adaptée aux lignes à retard

Nous considérons un système comprenant un lecteur SAW et une ligne à retard. Les antennes sur les deux systèmes sont identiques et ont un gain de 1. Une source émet P_e sur une antenne de gain G qui s'étale sur une sphère de surface $4 \cdot \pi \cdot d^2$ donc le récepteur à une distance d reçoit sur une antenne de surface λ^2 une fraction de la puissance émise qui est [44] :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi \cdot d^2}, \quad (1.32)$$

- P_r , puissance reçue [Watt];
- P_e , puissance émise [Watt];
- G , gain des antennes (ici supposé identique pour les deux antennes);
- λ^2 , surface des antennes [m^2];
- d , distance entre les antennes [m].

La puissance réfléchiée $P_{r'}$ par le dispositif SAW dépend de ses pertes d'insertion IL :

$$P_{r'} = \frac{P_r}{IL}. \quad (1.33)$$

La puissance $P_{r'}$ est renvoyée par la ligne à retard, la puissance reçue par le lecteur SAW est nommée P_f :

$$P_f = \frac{P_{r'} \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi \cdot d^2} = \frac{P_e \cdot G^4 \cdot \lambda^4}{IL \cdot (4 \cdot \pi)^2 \cdot d^4}. \quad (1.34)$$

La distance est exprimée en fonction des autres paramètres :

$$d = \frac{G \cdot \lambda}{2 \cdot \sqrt{\pi}} \cdot \left(\frac{P_e}{P_f \cdot IL} \right)^{\frac{1}{4}}. \quad (1.35)$$

La distance maximale d'interrogation d_{max} dépend de la puissance minimale P_{fmin} pouvant être détectée par le lecteur SAW [45] :

$$P_{fmin} = k_B \cdot T_0 \cdot B \cdot \frac{S}{N}, \quad (1.36)$$

où :

- $k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} J/K$, constante de Boltzman [Joules/K];
- T_0 , température ambiante [K];
- B , bande passante du système [Hz];
- S/N , rapport signal sur bruit minimal nécessaire au lecteur pour détecter les échos.

L'équation de la distance maximale d_{max} est donnée en injectant (1.36) dans (1.35) :

$$d_{max} = \frac{G \cdot \lambda}{2 \cdot \sqrt{\pi}} \cdot \left(\frac{P_e}{k_B \cdot T_0 \cdot B \cdot (S/N) \cdot IL} \right)^{\frac{1}{4}}. \quad (1.37)$$

1.10.2 Calcul de la distance d'interrogation des lecteurs SAW

Nous calculons et comparons la distance d'interrogation pour un lecteur SAW fonctionnant dans le domaine temporel (section 1.9.1) et un lecteur SAW fonctionnant dans le domaine fréquentiel (section 1.9.2). Selon l'état de l'art[1], Nous estimons que les pertes d'insertion d'une ligne à retard fonctionnant dans la bande $2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$ sont de l'ordre de -30 dB .

Le signal d'émission du lecteur SAW fonctionnant dans le domaine temporel est composé de courtes impulsions larges bandes. Le facteur de la norme UWB qui limite se type de communication est la puissance maximale des impulsions devant être inférieure $\leq 0 \text{ dB}$ (section ??). La puissance moyenne de -41.3 dBm s'obtient en espaçant suffisamment les impulsions dans le temps. Nous considérons que la puissance émise par le lecteur P_e de l'équation (1.37) est de l'ordre de :

$$- P_e = 0 \text{ dBm}.$$

En réception, le lecteur SAW échantillonne l'écho large bande renvoyé par la ligne à retard. La mesure sur l'étage de réception est large bande et intègre le bruit de toute la bande passante. L'intégration du bruit sur toute la bande passante augmente le niveau de seuil de la puissance minimale P_{fmin} (1.36) de détection du lecteur SAW. Dans l'équation (1.37), la bande passante B est fixé à :

$$- B = 500 \text{ MHz}.$$

Le signal d'émission du lecteur SAW fonctionnant dans le domaine fréquentiel sonde fréquence après fréquence l'ensemble de la bande passante. Nous considérons que la puissance P_e dans l'équation (1.37) est de l'ordre de :

$$- P_e = -41.3 \text{ dBm}.$$

En réception, chaque signal réfléchi par la ligne à retard fonctionne autour d'une fréquence et a donc une bande passante étroite. le lecteur SAW travaille dans le domaine fréquentiel autour de cette fréquence en utilisant un filtre passe bande. L'intégration du bruit pour chaque mesure se fait sur une bande passante étroite et non sur toute la bande passante du système. Le niveau de seuil de la détection de la puissance minimal P_{fmin} (1.36) diminue par rapport à celle du lecteur temporel. Dans l'équation (1.37), la bande passante B est fixée à :

$$- B = 0.1 \text{ MHz}.$$

En résumé, pour le calcul de la distance maximale d'interrogation (1.37), les paramètres variant entre le lecteur dans le domaine temporel et fréquentiel sont :

- $P_e = 0 \text{ dBm} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ Watt}$, puissance émise par le lecteur SAW temporel ;
- $B = 500 \cdot 10^6 \text{ Hz}$, bande passante intégrant le bruit pour le lecteur SAW temporel ;
- $P_e = -41.3 \text{ dBm} = 74 \cdot 10^{-9} \text{ Watt}$, puissance émise par le lecteur SAW fréquentiel ;
- $B = 100 \cdot 10^3 \text{ Hz}$, bande passante intégrant le bruit pour le lecteur SAW fréquentiel.

Les valeurs choisies pour les paramètres de l'équation de la distance maximale (1.37) commun aux deux lecteurs sont :

- $G = 3 \text{ dB} = 2$, Gain des antennes ;
- $\lambda = c/fc = 3 \cdot 10^8 / 2.25 \cdot 10^9 = 0.13 \text{ m}$, longueur d'onde du signal radio [m] ;
- $k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$, constante de Boltzman [Joules/K] ;
- $T_0 = 298 \text{ K}$, température ambiante [K] ;
- $(S/N) = 3 \text{ dB} = 2$, rapport signal sur bruit seuil du lecteur radio pour détecter un signal ;
- $IL = 30 \text{ dB} = 1000$, perte d'insertion du dispositif SAW, estimée selon l'état de l'art [1].

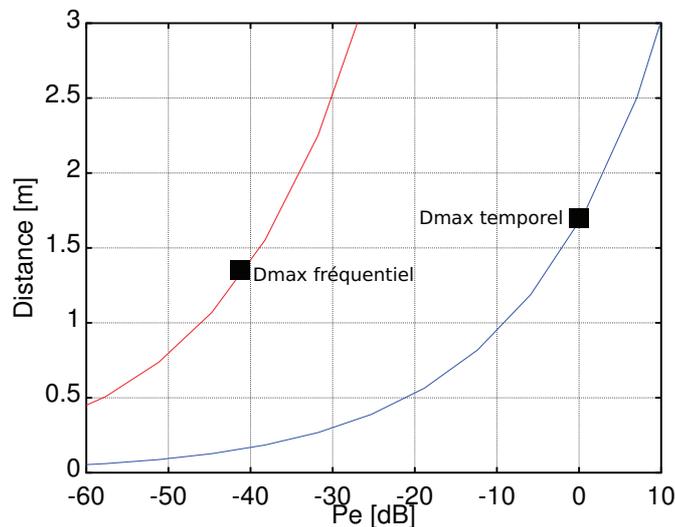


FIGURE 1.50 – Distance maximale d'interrogation en fonction de la puissance émise par le lecteur radio. La courbe bleue représente une communication dans le domaine temporel, la courbe rouge représente une communication dans le domaine fréquentiel. Les carrés noirs représentent les points de fonctionnement respectant la norme UWB américaine pour une communication dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel.

La figure 1.50 présente les résultats de la distance maximum d_{max} d'interrogation en fonction de la puissance émise P_e par le lecteur radio. La courbe bleue est calculée pour les paramètres d'une interrogation dans le domaine temporel et la courbe rouge est calculée pour les paramètres d'une interrogation dans le domaine fréquentiel. Dans le domaine temporel, la puissance maximum émise P_e par le lecteur SAW respectant un maximum de 0 dBm pour satisfaire la norme UWB correspond à une distance d'interrogation de 1.6 m (Fig. 1.50). Dans le domaine fréquentiel, la puissance moyenne émise P_e par le lecteur SAW respectant la moyenne de -41.3 dBm pour satisfaire la norme UWB correspond à une distance d'interrogation de 1.4 m (Fig. 1.50).

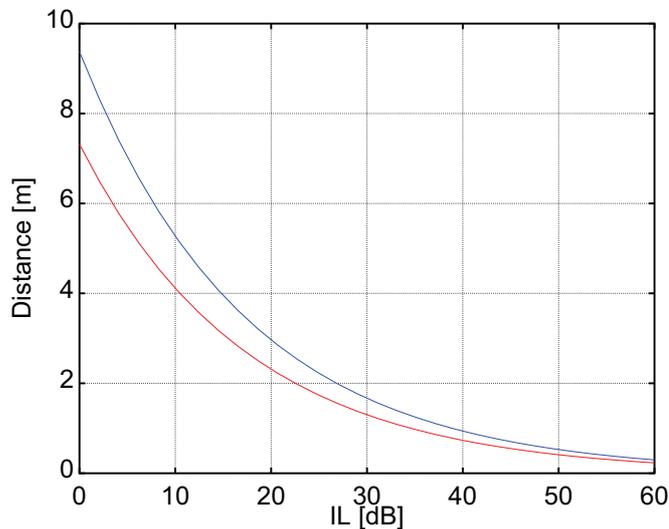


FIGURE 1.51 – La distance maximum d'interrogation en fonction des pertes d'insertion du dispositif SAW IL . Les pertes varient entre 0 dB et 60 dB . En bleu le lecteur SAW fonctionne dans le domaine temporel et respecte la norme UWB américaine, il est de même en rouge pour le lecteur SAW fonctionnant dans le domaine fréquentiel.

La puissance émise des lecteurs SAW fonctionnant dans le domaine temporel et fréquentiel est fixée au point optimum respectant la norme UWB américaine (Fig. 1.50), respectivement courbe bleue (domaine temporel) et rouge (domaine fréquentiel). Sur la figure 1.51 la distance maximale est calculée en fonction des pertes d'insertion IL du dispositif SAW. Les courbes bleues et rouge sont du même ordre de grandeur, d'un point de vue théorique, en considérant la distance d'interrogation maximale, le domaine temporel et le domaine fréquentiel donnent des résultats équivalentes. Un dispositif SAW ayant des pertes d'insertion de l'ordre de 30 dB donne une distance d'interrogation d'environ 1.5 m .

1.10.3 Conclusion

Les estimations de distance d'interrogation des dispositifs SAW satisfaisant la norme UWB ($2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$) américaine sont d'environ 1.5 m pour des pertes d'insertion des dispositifs SAW de 30 dB . Afin d'avoir une distance d'interrogation de l'ordre du mètre, les pertes d'insertion des échos codant l'information devront être inférieures à 30 dB .

1.11 Conclusion

L'objectif de ce travail est de réaliser un réseau de capteurs de température sans fil et sans batterie avec une distance d'interrogation de l'ordre de 1 m et une résolution sur la température inférieure à 1° C . Le système doit être capable d'interroger plusieurs capteurs en même temps et de les identifier. La technologie des dispositifs à ondes élastiques de surface permet de réaliser un capteur sans fil et sans batterie. Le dispositif SAW fonctionne grâce à la puissance du signal radio. Les dispositifs SAW permettent de coder un identifiant et certains substrats piézoélectriques sont sensibles à la température, cette particularité est exploitée afin de mesurer la température.

Actuellement, les dispositifs SAW fonctionnent sur des bandes étroites limitant de ce fait la quantité d'information stockée et le nombre de capteurs interrogés simultanément. L'un des objectifs de cette thèse est d'utiliser une large bande passante afin de démontrer qu'il est possible avec la technologie SAW de créer un réseau de capteurs (mesure et identification simultanées de plusieurs capteurs). De plus, l'utilisation d'une large bande passante permet aussi d'améliorer la résolution sur la mesure.

Concernant les dispositifs SAW fonctionnant dans la bande de fréquence 2 GHz à 2.5 GHz , les pertes d'insertion devront être inférieures à 30 dB pour avoir une distance d'interrogation de l'ordre du mètre.

Cette thèse propose une étude approfondie du dimensionnement et de la caractérisation des capteurs SAW UWB. La fabrication des dispositifs SAW et de l'interrogateur radio sont sous-traités.

L'objectif final est de réaliser une démonstration expérimentale de mesure de température et de mettre en place un algorithme de traitement du signal afin d'extraire la température et l'identifiant des capteurs.

Chapitre 2

Prototype SAW UWB fonctionnant sur la bande de fréquences 200 MHz - 400 MHz

Le chapitre précédent explique les avantages qu’apporte un codage spectral ultra large bande (UWB) appliqué à la technologie des SAW. Les principaux arguments sont les suivants :

- stocker et échanger d’avantage d’information ;
- bénéficier du gain de traitement grâce aux transducteurs modulés linéairement en fréquence (LFM) afin d’augmenter la distance d’interrogation.

Le chapitre précédent rappelle aussi que les architectures des dispositifs SAW standard (période constante entre les électrodes) sont optimisées pour les bandes ISM qui ont des bandes passantes inférieures à 83 MHz . La bande passante utilisée pour répondre à la norme UWB doit être d’au moins 500 MHz , ou $0.2 \leq \Delta f/f_c$. Les architectures utilisant une distribution des électrodes modulées linéairement en fréquence (LFM) semblent bien adaptées pour répondre à cette problématique. La bande que nous avons choisie pour les dispositifs SAW est la bande $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ répondant à la norme UWB américaine. La fabrication de capteurs sur cette bande de fréquences coûte relativement cher et par conséquent, pour cette gamme de fréquence nous n’avons eu le financement que pour réaliser un seul lot. C’est pourquoi, dans un premier temps, nous avons étudié, fabriqué et caractérisé des capteurs UWB pour une gamme de fréquences plus basses afin de réduire les coûts de fabrication. La bande passante sélectionnée s’étend de $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$ et correspond à la bande des radars de sol (GPR). D’abord, nous analysons par simulations le comportement d’un transducteur standard à pas constant entre électrodes (section 2.2), les

résultats obtenus servant de référence. Ensuite, nous étudions par simulations puis expérimentalement les différentes variantes d'architectures de transducteurs modulés linéairement en fréquence (section 2.5). Cette étude de transducteurs UWB à basses fréquences permet de tester et de vérifier expérimentalement le fonctionnement des architectures de transducteur LFM. Il est à signaler qu'aucun résultat expérimental n'a été publié à ce sujet à ce jour. Cette étude permet de comprendre les avantages et les limitations des architectures UWB ainsi que de préparer les architectures des dispositifs SAW UWB pour la bande passante $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ présentées au chapitre 3.

2.1 Choix du matériau piézoélectrique

Le choix du matériau piézoélectrique à utiliser nécessite de prendre en compte plusieurs critères. En particulier, il est important de sélectionner un matériau maîtrisé par l'industrie :

- la qualité du matériau et sa répétabilité dépendent du procédé de fabrication. Une production en grande quantité assure une maîtrise de la fabrication du substrat piézoélectrique et des résultats que l'on peut obtenir. Un matériau ayant des propriétés physiques théoriques prometteuses, s'il n'est pas produit en grande quantité, aura en réalité des paramètres bien inférieurs à ceux annoncés en théorie ;
- le prix du matériau dépend aussi de la quantité produite.

Ces deux critères permettent de prendre en compte trois matériaux piézoélectriques, le quartz (SiO_2), le niobate de lithium ($LiNbO_3$), le tantalate de lithium ($LiTaO_3$) [46]. Comme les lignes à retard ne peuvent pas accumuler de l'énergie comme le fait un résonateur SAW [47], le substrat piézoélectrique doit avoir un fort coefficient piézoélectrique afin de convertir suffisamment de puissance électrique en puissance mécanique et réciproquement. Le substrat doit être sensible à la température afin de pouvoir coder et mesurer cette grandeur. Le tableau 2.1 donne un aperçu de différents paramètres des matériaux retenus.

La coupe du quartz (SiO_2 $ST - X$) a un coefficient de couplage trop faible. La coupe de lithium tantalate ($LiTaO_3$ $36^\circ Y - X$) n'est pas suffisamment sensible à la température. Par contre, Le niobate de lithium possède pour les plans de clivage $128^\circ Y - X$ et $Y - Z$ un coefficient de couplage important, et une bonne sensibilité à la température :

- la coupe $LiNbO_3$ $128^\circ Y - X$ est notamment utilisée pour les filtres de télévision [49]. En effet, il permet de générer des ondes de surface très bien

	K^2 (%)	TCD ($\frac{ppm}{^\circ C}$)	Avantages	Inconvénients
$LiNbO_3$ $Y - Z$	4.8	94	fort couplage fort TCD* faible diffraction	génération de BAW**
$LiNbO_3$ $128^\circ Y - X$	5.4	75	fort couplage fort TCD* faible BAW**	
SiO_2 $ST - X$	0.12	0		faible couplage faible TCD*
$LiTaO_3$ $36^\circ Y - X$	4.8	32	fort couplage	faible TCD*

TABLE 2.1 – Avantages et inconvénient des matériaux piézoélectrique pour une application de capteurs de température sans fil basés sur une architecture de ligne à retard [48]. (*TCD "Temperature Coefficient Delay") (**BAW "Bulk Acoustic Wave")

contrôlées, c'est-à-dire qu'il n'y a pas d'excitation de modes parasite comme par exemple les ondes de volume ;

- la coupe $LiNbO_3$ $Y - Z$ [50] a une distance de propagations beaucoup plus grande avant diffraction que celle du $LiNbO_3$ $128^\circ Y - X$.

Les deux coupes $LiNbO_3$ $128^\circ Y - X$ et $LiNbO_3$ $Y - Z$ sont utilisables pour des lignes à retard SAW. Finalement le choix s'est porté sur la coupe $LiNbO_3$ $128^\circ Y - X$ pour les dispositifs SAW ultra large bande car il n'y a pas de perte de puissance en onde de volume. De plus, le coefficient de couplage est relativement bon, et la vitesse de propagations des ondes est élevé ($3979 m \cdot s^{-1}$ pour le $LiNbO_3$ $128^\circ Y - X$ et $3488 m \cdot s^{-1}$ pour le $LiNbO_3$ $Y - Z$). La fréquence maximum des SAW sur un substrat dépend de la gravure critique (écartement minimum entre deux électrodes) et de la vitesse des ondes : plus la vitesse est élevée, plus la fréquence maximum sera élevée. La coupe $LiNbO_3$ $Y - Z$ a une meilleur sensibilité en température que la coupe $LiNbO_3$ $128^\circ Y - X$, respectivement $94 ppm/^\circ C$ et $70 ppm/^\circ C$ [46], mais $70 ppm \cdot ^\circ C$ reste tout de même une sensibilité suffisante pour un capteur de température (chapitre 1).

2.2 Dimensionnement d'un transducteur standard UWB

Dans cette section, nous dimensionnons un transducteur standard UWB. Dans la section suivante, nous étudions le comportement de ce transducteur par simulations. Il s'agira d'une ligne à retard composée de deux transducteurs dont les résultats

serviront de référence pour les transducteurs LFM. La bande passante est la même que pour les transducteurs LFM, c'est-à-dire 200 – 400 MHz. La figure 2.1 présente le dispositif SAW de référence. La distance séparant les deux transducteurs est de 1 mm ce qui donne un retard de 250 ns sur du $LiNbO_3$ 128° Y – X.

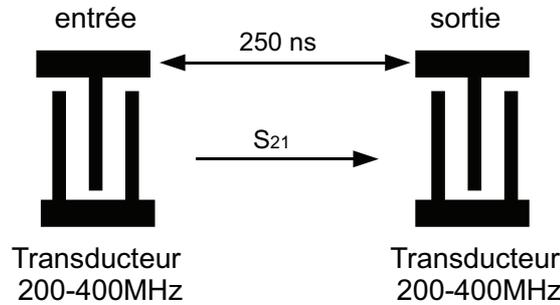


FIGURE 2.1 – Schéma d'une ligne à retard UWB constituée de deux transducteurs standards UWB

2.2.1 Nombre d'électrodes dans le transducteur

La bande passante d'un transducteur standard dépend du nombre de paire d'électrodes (section 1.4.2) : plus le nombre d'électrodes est grand, plus la bande passante est étroite. Le transducteur standard servant de référence a une bande passante de 200 MHz et une fréquence centrale de 300 MHz [13] :

$$Nb_{paires} \approx \frac{f_c}{\Delta f} = \frac{300}{200} = 1.5 \quad (2.1)$$

- Nb_{paires} , nombre de paires d'électrodes dans le transducteur ;
- f_c , fréquence centrale [Hz] ;
- Δf , bande passante [Hz].

Le transducteur a une paire et demi ($N_b = 1.5$), soit trois électrodes.

2.2.2 Nombre maximum de paires d'électrodes

Chaque paire d'électrodes convertit une partie de la puissance électrique en puissance mécanique. Le travail de chaque paire d'électrode s'ajoute. Un nombre maximum de paires d'électrodes (N_{max}) donne le meilleur rendement pour le transducteur. En dessous de ce nombre, le transducteur ne fonctionne pas à l'optimum de ses capacités. Au dessus de ce nombre, la somme des travaux des électrodes n'est plus constructive ce qui affecte le fonctionnement du transducteur ainsi que son rendement. L'équation 2.2 suivante donne une estimation du nombre (N_{max}) permettant d'obtenir le meilleur rendement électro-acoustique [51] :

$$N_{max} \approx \frac{\pi \cdot \tilde{Q}_t}{2 \cdot \frac{\Delta v}{v}} = \frac{\pi \cdot \tilde{Q}_t}{K^2} \quad (2.2)$$

- $2 \cdot \frac{\Delta v}{v}$, variation relative de vitesse entre surfaces libre et métallisée
- K^2 , coefficient de couplage ($K^2 = 2 * \frac{\Delta v}{v}$).
- Facteur Q normalisé dépendant de l'architecture des électrodes. [51]

Pour un transducteur avec un rapport de métallisation de 50% ($a/p = 0.5$, section 1.5.2), le facteur Q_t normalisé vaut environ 0.348 ($\tilde{Q}_t \approx 0.348$) [51]. Dans le cas où le substrat piézoélectrique est du $LiNbO_3$ YX-128°, le coefficient de couplage est de $K^2 = 0.054$, le nombre maximum de paires est alors :

$$N_{max} \approx \frac{1}{K^2} = \frac{1}{0.054} \approx 20 \quad (2.3)$$

Le nombre maximum N_{max} estimé est d'environ 20 paires électrodes ($N_{max} = 20$). Au delà de ce nombre, le travail du transducteur perd en efficacité au cours de la conversion de l'énergie électrique en énergie acoustique et inversement. Cependant cette formule est une approximation.

Une autre approximation de 26 électrodes pour N_{max} est donnée dans le livre "surface acoustic wave filter" [51]. Le transducteur standard UWB avec seulement 1.5 paires d'électrodes aura un mauvais rendement.

Le tableau 2.2 récapitule la valeur des paramètres correspondant au nombre maximum d'électrodes N_{max} qui optimise le rendement d'un transducteur sur substrat $LiNbO_3$ YX – 128°.

Substrat	$LiNbO_3$ YX – 128°
a/p	0.5
Q_t	0.348
K^2	0.054
N_{max}	20

TABLE 2.2 – Nombre maximum de paires d'électrode en fonction du substrat piézoélectrique.

2.2.3 Position des électrodes

La distance entre les électrodes dépend de la fréquence de fonctionnement et de la vitesse des ondes circulant sur le substrat piézoélectrique. Dans cet exemple, pour calculer la distance entre les électrodes nous choisissons la vitesse des ondes sur la surface libre du $LiNbO_3$ 128° Y – X (3979 $m \cdot s$). Bien que cette valeur de vitesse de

propagation des ondes ne soit pas exacte car modifiée par les surfaces métallisées, la précision reste suffisante pour un transducteur UWB. Soit le calcul de la longueur d'onde pour définir la position des électrodes (milieu à milieu) :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3979}{300 \cdot 10^6} = 13.26 \cdot 10^{-6}, \quad (2.4)$$

- λ , longueur d'onde [m];
- f , fréquence du signal [Hz];
- c , célérité [m/s].

L'écart (p) entre deux électrodes (milieu à milieu) correspond donc à la demi-longueur d'onde, soit $\lambda/2 = 6.6315 \mu m$ (voir figure 2.2 et figure 2.3)



FIGURE 2.2 – λ la longueur d'onde et p la distance entre deux électrodes

2.2.4 Rapports de métallisation des électrodes du transducteur

L'épaisseur de la métallisation relative (h/λ), et le rapport de métallisation des électrodes ($\frac{a}{p}$) sont les deux paramètres qui influencent la réflectivité des électrodes (Fig. 2.3).

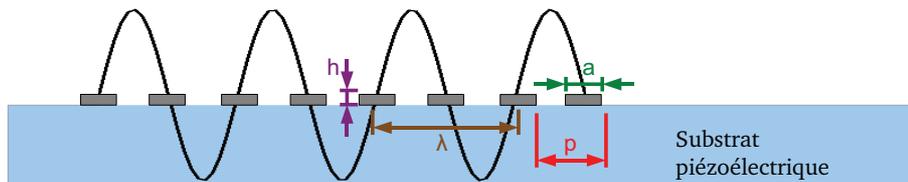


FIGURE 2.3 – Métallisation d'une électrode : h/λ rapport de l'épaisseur d'aluminium, a/p le rapport de la surface métallisée sur la surface libre.

Ces deux paramètres permettent de minimiser la réflectivité des électrodes afin de limiter les réflexions parasites dans le transducteur. Dans le cas où l'on aurait eu à intégrer à la fois réflecteur et transducteur, il faut noter que le coefficient de réflexion des électrodes des réflecteurs doit être le plus élevé possible. Le dépôt de métal pour les dispositifs SAW présentés dans cette thèse est réalisé en une seule

étape. Il n'est donc pas possible de faire varier l'épaisseur de ce dépôt métallique pour ajuster séparément la réflectivité des électrodes du transducteur de celle des réflecteurs. Le paramètre de l'épaisseur relative (h/λ) est un paramètre commun à toutes les électrodes (transducteur et réflecteur) du dispositif SAW. Cependant comme chaque électrode a son propre rapport de métallisation planaire ($\frac{a}{p}$), il est possible d'ajuster individuellement sa réflectivité en jouant sur ce rapport.

La coupe de niobate de lithium $LiNbO_3$ $YX - 128^\circ$ a une particularité intéressante : les électrodes connectées en "court-circuit" (potentiel non flottant) ont une réflectivité mécanique r_{sM} et une réflectivité électrique r_{sE} de signes opposés (tableau 2.3). Les réflectivités mécanique et électrique sont approfondies dans la section 1.5.3. Il est possible de trouver des couples de valeurs pour l'épaisseur relative ($\frac{h}{\lambda}$) et pour le rapport de surface métallisé ($\frac{a}{p}$) dont la réflectivité totale de l'électrode s'annule, c'est-à-dire :

$$r_s = r_{sE} + r_{sM} = 0 \quad (2.5)$$

Substrat	circuit ouvert		court-circuit	
	C_1	C_2	C_1	C_2
$LiNbO_3$ $YX - 128^\circ$	+2%	+0.8	-2%	+0.8

TABLE 2.3 – Pour des électrodes métallisées : coefficient de réflectivité total en fonction de la réflectivité électrique et la réflectivité mécanique tel que $r_s = r_{sE} + r_{sM} = j \cdot C_1 + j \cdot C_2 \cdot (h/\lambda)$, pour un rapport $a/p = 1/2$ [21]

Un logiciel appartenant à la société GVR Trade SA permet de calculer la réflectivité d'une électrode connectée en court-circuit en fonction des paramètres suivants :

- épaisseur de métallisation (h/λ) ;
- surface de métallisation (a/p).

La figure 2.4 donne une représentation graphique de la réflectivité en fonction des paramètres a/p et h/λ .

Pour minimiser la réflectivité des électrodes du transducteur et garder un rapport $a/p \geq 0.4$ afin de ne pas avoir un coefficient de couplage trop faible, nous avons choisi les rapports d'épaisseur de métallisation h/λ et de surface métallisée a/p suivants :

- rapport d'épaisseur de métallisation $\frac{h}{\lambda} = 0.05$ (cette variable dépend de l'alliage utilisé pour la métallisation) ;
- rapport de surface métallisée sur la surface libre $\frac{a}{p} = 0.4$.

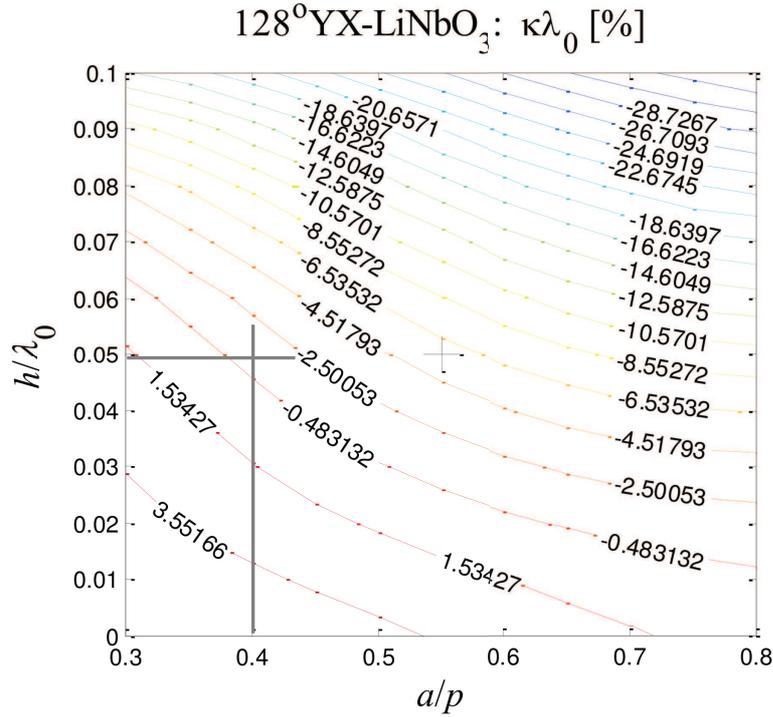


FIGURE 2.4 – Réflectivités des électrodes en fonction de l'épaisseur de la métallisation relative ($\frac{h}{\lambda}$), et du rapport de métallisation des électrodes ($\frac{a}{p}$).

2.2.5 Épaisseur de la métallisation

Le rapport de l'épaisseur de métallisation $h/\lambda = 0.05$ déterminé à la section 2.2.4 permet de calculer l'épaisseur h de métal à déposer, soit :

$$h = 0.05 \cdot \lambda \quad (2.6)$$

Comme la longueur d'onde λ est reliée à la vitesse des ondes de Rayleigh c et la fréquence f_c de l'onde par la formule

$$\lambda = \frac{c}{f_c}, \quad (2.7)$$

on exprime h en fonction de c et de f_c , soit :

$$h = 0.05 \cdot \frac{c}{f_c} \quad (2.8)$$

La fréquence centrale f_c est fixée à 300 MHz. La vitesse c est obtenue par simulation en utilisant un logiciel de la société GVR Trade S.A.. Sur la figure 2.5 la vitesse c est tracée en fonction des rapports a/p et h/λ .

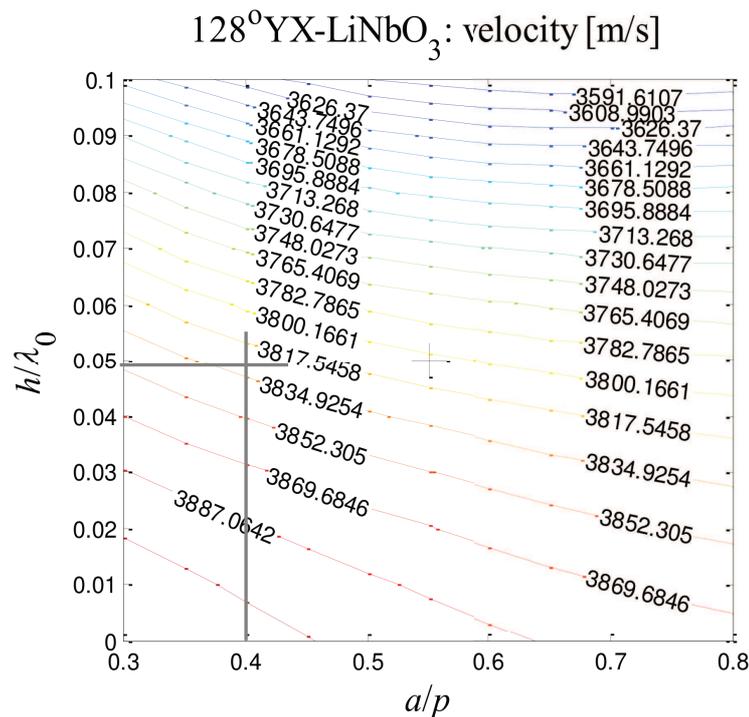


FIGURE 2.5 – Vitesse des ondes de Rayleigh en fonction de l'épaisseur de la métallisation relative ($\frac{h}{\lambda}$), et du rapport de métallisation des électrodes ($\frac{a}{p}$).

Ainsi pour $a/p = 0.4$ et $h/\lambda = 0.05$, nous avons une vitesse c d'environ $c \simeq 3830 \text{ m/s}$. Finalement, nous pouvons déduire l'épaisseur de métallisation h :

$$h = \frac{c}{f_c} \cdot 0.05 \simeq \frac{3840}{300 \cdot 10^6} \cdot 0.05 \simeq 640 \text{ nm}. \quad (2.9)$$

2.2.6 Métallisation et connexions des électrodes des réflecteurs

Dans cette première étape de caractérisation, l'architecture du transducteur étudié est une ligne à retard fonctionnant en transmission. Cette architecture n'utilise donc pas de réflecteurs. Cependant, comme par la suite nous allons être amenés à en utiliser, nous introduisons ici la démarche de leur dimensionnement. Contrairement aux électrodes du transducteur, on souhaite maximiser la réflectivité des électrodes des réflecteurs. Comme expliqué au chapitre 1, afin d'ajouter la réflectivité mécanique et électrique (section 1.5.3), la configuration électrique des électrodes est en circuit ouvert.

Pour estimer la réflectivité des électrodes des réflecteurs, nous nous sommes basés sur les résultats de simulation de l'article "Short reflectors operating at the fundamental and second harmonics on LiNbO_3 YX - 128° " [52]. La figure 2.6 tirée de

cet article, représente la réflectivité par longueur d'onde pour des électrodes connectées en circuit ouvert en fonction du rapport de métallisation a/p et d'épaisseur de métallisation h/λ .

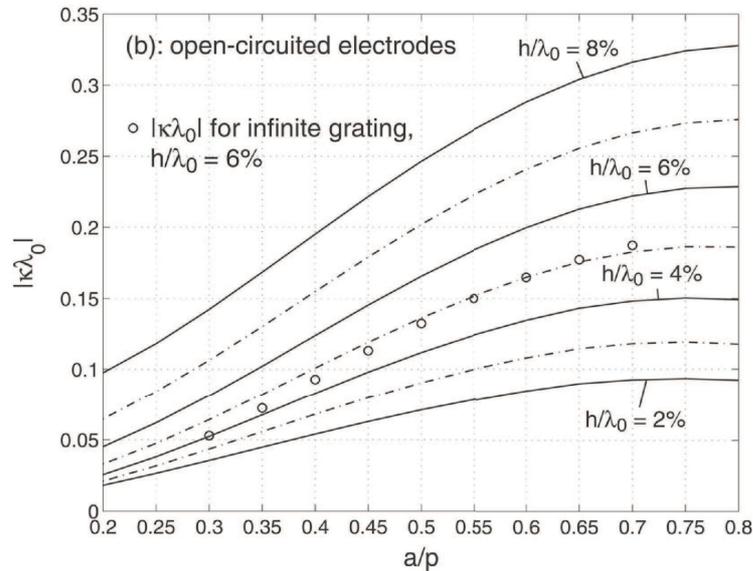


FIGURE 2.6 – Réflectivité par longueur d'onde pour des électrodes connectés en circuit ouvert [52]. Les traitillés représentent les épaisseurs de métallisation $h/\lambda_0 = 3\%$, $h/\lambda_0 = 5\%$ et $h/\lambda_0 = 8\%$.

D'après le graphe de la figure 2.6, on observe que la réflectivité des électrodes n'augmente pas linéairement avec le rapport a/p . A partir du rapport $a/p = 0.65$, la réflectivité augmente moins rapidement. Notons par ailleurs que le rapport a/p est limité par la technologie de fabrication (une augmentation du rapport a/p impose la contrainte d'une gravure plus fine des électrodes).

Dans le cas des dispositifs "prototypes" présentés dans ce chapitre, le rapport de métallisation des électrodes des réflecteurs est de 50% ($a/p = 0.5$). La réflectivité des électrodes n'est pas optimisée (Fig. 2.6), la valeur de la réflectivité vaut 12% de l'amplitude par longueur d'onde. Les réflecteurs des prototypes présentés ont trois électrodes par réflecteur pour une surface couverte équivalente à une longueur d'onde, soit une réflectivité d'environ 12% de l'amplitude du signal incident, ajoutant des pertes d'insertion d'environ -18.5 dB.

2.2.7 Diffraction

Les ondes élastiques de surface sont sujettes au phénomène de diffraction. Ce phénomène de diffraction est analogue au phénomène de diffraction observé en optique lorsque la lumière traverse une fente très fine ou une ouverture de petite dimension

(de l'ordre de la longueur d'onde). Nous présentons deux modèles pour déterminer la figure de diffraction d'une ondes élastique de surface générée par un transducteur. La première méthode simplifiée considère le substrat piézoélectrique comme isotrope, bien que ce ne soit pas le cas [53]. La deuxième méthode tient compte de la variation de vitesse selon l'angle de propagation des ondes [54].

2.2.8 Diffraction en milieu isotrope

La diffraction d'une onde SAW en milieu isotrope dépend de la même équation de diffraction utilisée en optique [53] :

$$F = \frac{\lambda \cdot D}{W^2}, \quad (2.10)$$

où :

- F , paramètre de Fresnel [sans dimension] ;
- W , largeur de l'ouverture du canal acoustique [m] ;
- D , distance entre l'ouverture et le point d'évaluation [m].

Pour des valeurs de $F < 1$, on se trouve dans la région de Fresnel, aussi appelée région de champ proche. Dans cette région, la figure de diffraction est essentiellement de la forme d'un faisceau parallèle ayant des petites variations sur les profils de l'amplitude et de la phase. Dans cette région, toute l'énergie acoustique est essentiellement confinée dans une bande de la largeur de l'ouverture.

Pour des valeur $F > 1$, on se trouve dans la région de Fraunhofer aussi appelée région des champs lointains. Dans cette région la distribution de l'énergie acoustique n'a aucune ressemblance avec celle émergeant de l'ouverture.

Application numérique, soit :

- $F = 1$, région de Fresnel ;
- $W = 800 \cdot 10^{-6} \text{ m}$, ouverture du transducteur ;
- $f_0 = 300 \cdot 10^6 \text{ Hz}$, fréquence centrale ;
- $v = 3979$, vitesse des ondes de Rayleigh sur le $LiNbO_3 \text{ YX} - 128^\circ$.

Il vient :

$$D = \frac{F \cdot W^2}{\lambda} = \frac{F \cdot W^2 \cdot f}{v} = \frac{1 \cdot (800 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 300 \cdot 10^6}{3979} \simeq 4.8 \text{ cm} \quad (2.11)$$

L'équation de la diffraction en milieu isotrope donne une distance de propagation des ondes élastiques de 4.8 cm avant de sortir de la région de Fresnel.

2.2.9 Diffraction pour le $LiNbO_3 \text{ YX} - 128^\circ$

La distance de Fresnel avant la diffraction des ondes élastiques dépend de l'ouverture du canal acoustique W . L'équation 2.12 donnant la distance de propaga-

tion avant diffraction tenant compte de l'anisotropie du matériaux piézoélectrique, est uniquement valable si la courbe de lenteur du matériau "slowness curve" (vitesse des ondes élastiques en fonction de l'angle de propagation des SAW) peut être approximée à une parabole. Cette approximation est valable pour le cas du $LiNbO_3$ $YX - 128^\circ$ et du SiO_2 $ST - X$ [54]. Par contre, ce n'est pas le cas du $LiTaO_3$ $36^\circ Y - X$ et du $LiNbO_3$ $Y - Z$.

La distance de Fresnel peut être approximée selon la formule suivante :

$$D_F \simeq \frac{W^2 \cdot k_0}{10 \cdot \pi \cdot |b|}, \quad (2.12)$$

- D_F , est la distance que l'onde peut parcourir avant la diffraction [m] ;
- W , ouverture du canal acoustique [m] ;
- b , coefficient d'anisotropie propre au substrat piézoélectrique : $b = 1 + d\gamma/d\theta$, (pour $LiNbO_3$ $YX-128^\circ$: $b=0.65$) ;
- k_0 , vecteur d'onde m^{-1} .

Le vecteur d'onde k_0 est relié à la longueur d'onde λ [54] :

$$k_0 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \quad (2.13)$$

On choisit une largeur d'ouverture du canal W d'environ $800 \mu m$, soit environ 60λ . Cette largeur d'ouverture a été déterminée par simulation afin que l'impédance du dispositif SAW soit d'environ 50Ω . A partir de cinq fois la distance de Fresnel D_F , l'amplitude des ondes est fortement atténuée, nous nommons cette distance D_{dif} [54], soit :

$$D_{dif} \simeq 5 \cdot D_F \simeq 5 \cdot \frac{W^2}{(5 \cdot \lambda \cdot b)} = \frac{(800 \cdot 10^{-6})^2}{\frac{3979}{300 \cdot 10^6} \times 0.65} \simeq 7.4 \cdot 10^{-2} m. \quad (2.14)$$

Ainsi, l'onde peut se déplacer sur une distance de $7.4 cm$ dans un canal acoustique ayant la même ouverture que le transducteur avant de perdre sa puissance par effet de diffraction [54].

La figure 2.7 donne un aperçu de l'évolution de l'amplitude du signal et de sa phase en fonction de la distance parcourue par l'onde. L'abscisse est une distance normalisée \hat{x} tel que [54] :

$$\hat{x} = \frac{x \cdot |b| \cdot \lambda}{W^2}. \quad (2.15)$$

La distance x est normalisée comme suit :

$$\hat{x} = \frac{x}{5 \cdot D_F}, \quad (2.16)$$

- x , distance [m];
- D_F , distance de Fresnel [m].

Cette distance normalisée $\hat{x} = 1$ marque le moment où l'amplitude commence à être fortement atténuée et où le déphasage commence à devenir important (Fig. 2.7). La distance $\hat{x} = 1$ est cinq fois plus grande que la distance de Fresnel \hat{X}_F . Dans notre exemple l'onde se déplace donc sur 1.5 cm dans les conditions de Fresnel mais commence à être fortement atténuée à partir de 7.5 cm .

L'ouverture du transducteur d'entrée W_a est la même que l'ouverture du transducteur de sortie W_b , soit $W_b/W_a = 1$.

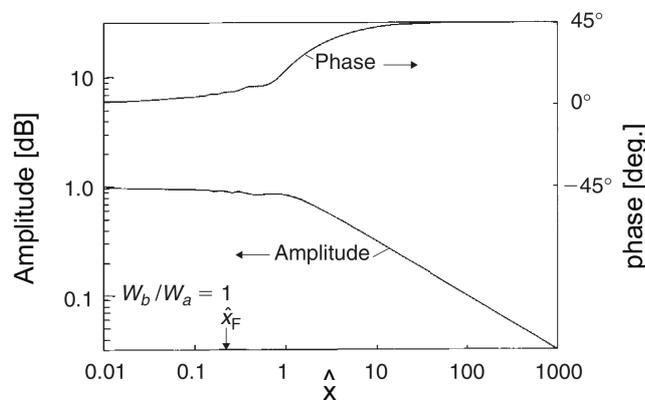


FIGURE 2.7 – Evolution de l'amplitude et de la phase du signal en fonction de la distance parcourue normalisée \hat{x} [54].

2.2.10 conclusion

L'approximation en milieu isotrope donne une distance de propagations des ondes de 4.8 cm avant que la diffraction ne devienne trop importante. La méthode tenant compte du changement de vitesse selon l'angle de propagation donne une distance de 7.5 cm avant que la diffraction ne devienne trop importante. Les deux méthodes donnent des résultats pour le $LiNbO_3 YX - 128^\circ$ du même ordre de grandeur.

2.2.11 Pertes de propagation

Cette section introduit deux types de pertes de propagation : les pertes de propagation sur la surface libre et les pertes de propagation sur les électrodes métallisées.

2.2.11.1 Pertes de propagation sur la surface libre

Lorsqu'une onde élastique se propage sur une surface libre, son amplitude s'atténue au cours de la propagation par le biais de différents mécanismes de pertes (chaleur, effets mécaniques). Ces pertes sont appelées pertes de propagation sur la surface libre et sont représentées par le facteur de pertes de propagation α en $[dB/\mu s]$.

Comme la plus grande partie des pertes de propagation provient de la transformation de l'énergie mécanique en chaleur (interactions avec les phonons thermiques), plus la fréquence est élevée plus les pertes sont importantes.

En effet, les ondes mettent en mouvement les atomes du substrat piézoélectrique. Ces atomes vibrent et transforment une partie de l'énergie acoustique en chaleur. À cause de la non-linéarité élastique, il y a une interaction entre les ondes élastiques et les phonons thermiques de très haute fréquence résultant en une augmentation de l'énergie thermique.

Pour le $LiNbO_3 YX - 128^\circ$ à une température ambiante de $25^\circ C$, les pertes sont estimées à partir de la formule empirique des pertes dans la coupe $LiNbO_3 YZ$ [26] donnant ainsi un ordre de grandeur des pertes pour la coupe $LiNbO_3 YX - 128^\circ$:

$$\alpha = 0.19 \cdot f + 0.88 \cdot f^2, \quad (2.17)$$

- α , perte de propagation $\left[\frac{dB}{\mu s} \right]$;
- f , fréquence de fonctionnement $[GHz]$;
- le coefficient 0.19 exprime l'atténuation de l'amplitude de l'onde dans l'air ;
- le coefficient 0.88 exprime l'atténuation de l'amplitude de l'onde par effet thermique.

Dans notre exemple, la fréquence du transducteur standard est approximée à la fréquence centrale $f_0 = 0.3 GHz$, soit un facteur de pertes α de l'ordre de :

$$\alpha = 0.19 \cdot f_0 + 0.88 \cdot f_0^2 = 0.19 \cdot 0.3 + 0.88 \cdot 0.3^2 = 0.14 \frac{dB}{\mu s}. \quad (2.18)$$

2.2.11.2 Pertes de propagation sur les électrodes métallisées

Les pertes de propagations sur les électrodes métallisées sont données par l'expression [26] :

$$\alpha_2 = K \cdot f_0^2, \quad (2.19)$$

- α_2 , pertes propagation sur la surface métallisée $\left[\frac{dB}{\mu s} \right]$;
- f_0 , fréquence de fonctionnement $[GHz]$;

- K constante empirique, $K = 3$ pour une épaisseur d'un film de 50 nm et $K = 5.2$ pour l'épaisseur d'un film de 200 nm . [26]

Dans le cas du transducteur standard, le faible nombre d'électrodes permet de négliger les pertes de propagation sur la surface métallisé.

2.3 Modèle du premier ordre et estimation des pertes d'insertion

Afin d'estimer les pertes d'insertion de notre système, nous avons réalisé des simulations pour le dispositif SAW standard avec un modèle du premier ordre développé par Hartmann, Bell et Rosenfeld [55] [56]. Ce modèle décrit un dispositif SAW avec deux transducteurs identiques sans apodisation et fonctionnant en transmission. Il tient compte du comportement mécanique et électrique du dispositif SAW mais il ne prend pas en compte les phénomènes du deuxième ordre, comme par exemple les réflexions parasites [57]. Ce modèle est basé sur le circuit équivalent de Mason [58], [55].

2.3.1 Circuit équivalent de Mason

Le circuit équivalent de Mason (Fig. 2.8) est défini par [58] [59] :

- la capacité statique du transducteur C_t ;
- la susceptance acoustique $B_a(f)$;
- la conductance de rayonnement $G_a(f)$.

L'admittance Y du circuit équivalent de Mason exprimée en fonction de la fréquence f est donnée par la formule [58] [57] :

$$Y(f) = G_a(f) + j \cdot B_a(f) + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_t \quad (2.20)$$

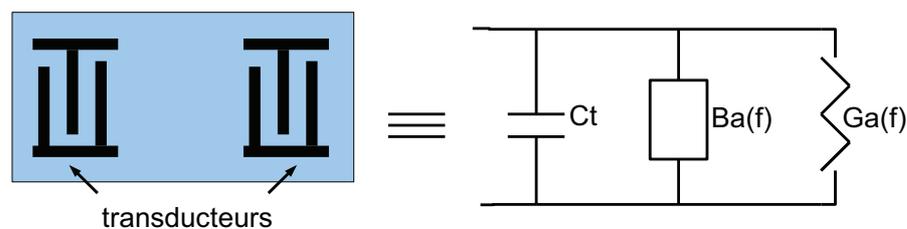


FIGURE 2.8 – Circuit équivalent de Mason, C_t la capacité statique, $B_a(f)$ la susceptance acoustique, $G_a(f)$ conductance de rayonnement.

2.3.2 Capacité statique

La capacité statique d'un transducteur C_t dépend [57] :

- de la capacité intrinsèque C_0 du substrat, pour le $LiNbO_3$ $YX - 128^\circ$ $C_0 = 5 \text{ pF/cm}$;
- du nombre de paires d'électrode N_p ($N_p = 1$) ;
- de l'ouverture acoustique du transducteur W ($W = 800 \text{ } \mu\text{m}$).

Cette capacité statique C_t a pour expression [57] :

$$C_t = N_p \cdot C_0 \cdot W = 1 \cdot 5 \cdot 10^{-11} \cdot 800 \cdot 10^{-6} = 4 \cdot 10^{-14} \text{ F}. \quad (2.21)$$

Comme le transducteur a une paire d'électrodes, sa capacité statique est très faible $C_t = 6 \cdot 10^{-14} \text{ F}$.

La figure 2.9 représente la susceptance due à la capacité du transducteur, soit le facteur $(j2\pi f C_t)$, en fonction de la fréquence f .

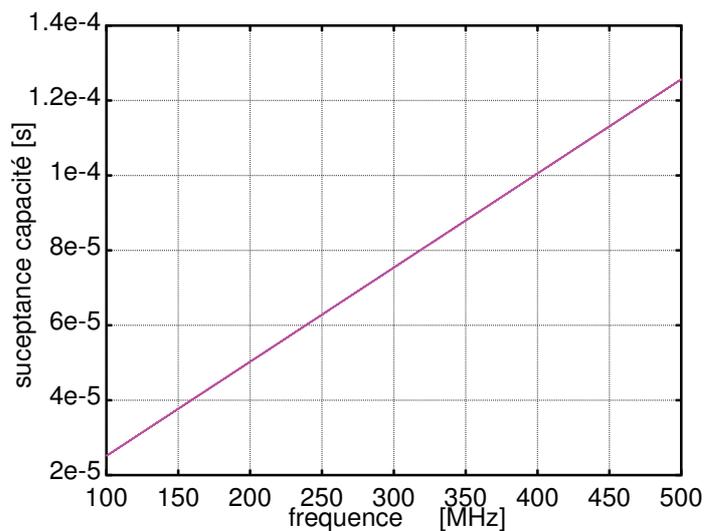


FIGURE 2.9 – La susceptance $(j \cdot C_t \cdot \omega)$ de la capacité augmente en fonction de la fréquence.

La susceptance due à la capacité est proportionnelle à la fréquence f .

2.3.3 Conductance de rayonnement

La conductance de rayonnement G_a correspond à la génération des ondes élastiques. Elle se calcule à partir de la formule [57] :

$$G_a(f) = 8 \cdot k^2 \cdot C_0 \cdot W \cdot f_0 \cdot N_p^2 \cdot \text{sinc}(X)^2, \quad (2.22)$$

avec

$$X = N_p \cdot \pi \cdot \frac{f - f_0}{f_0}, \quad (2.23)$$

et

- k^2 , coefficient de couplage ($k^2 = 0.05$);
- C_0 , capacité statique du matériaux ($C_0 = 5 \text{ pF/cm}$);
- f , fréquence de fonctionnement;
- f_0 , fréquence centrale du transducteur f_0 , ($f_0 = 300 \text{ MHz}$);
- N_p , nombre de paires d'électrodes N_p , ($N_p = 1$).

(Fig. 2.10) représente la génération des ondes élastiques et dépend [57] :

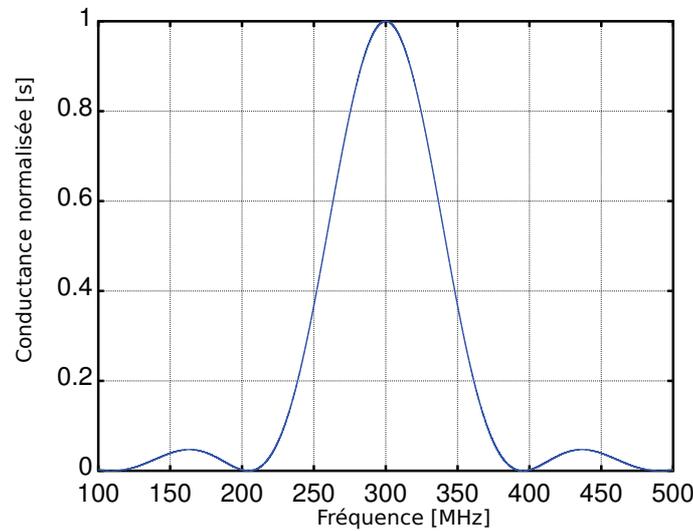


FIGURE 2.10 – Conductance de rayonnement normalisé ($G_a(f)/G_a(f_0)$)

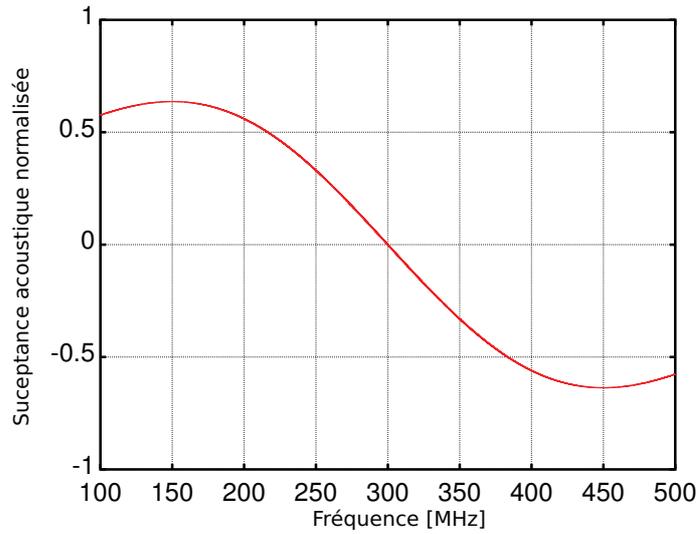
La conductance de rayonnement G_a , égale à la partie réelle de l'admittance Y ($G_a = \text{Re}\{Y\}$), fournit le travail nécessaire à la génération des ondes élastiques. Sur la figure 2.10, nous avons représenté la conductance de rayonnement G_a en fonction de la fréquence f . Le maximum de la courbe est centré à 300 MHz et signifie que pour cette fréquence le transducteur travaille à l'optimum.

2.3.4 Susceptance acoustique

La susceptance acoustique correspond à la puissance stockée dans le transducteur. La susceptance acoustique en fonction de la fréquence est décrite par la formule :

$$B_a(f) = G_a(f_0) \cdot \frac{\sin(2 \cdot X) - 2 \cdot X}{2 \cdot X^2}, \quad (2.24)$$

où, f_0 correspond à la fréquence centrale du transducteur (ici $f_0 = 300 \text{ MHz}$)

FIGURE 2.11 – Susceptance acoustique normalisée ($B_a(f)/G_a(f_0)$)

À 300 MHz la susceptance acoustique est nulle. Par conséquent, à cette fréquence, le rendement du transducteur est optimal du transducteur.

2.3.5 Pertes d'insertion des transducteurs

Les pertes d'insertions du transducteur correspondent aux pertes globales du dispositif SAW. Les pertes d'insertion d'un transducteur peuvent être modélisées à partir de la conductance de rayonnement, de la susceptance acoustique et de la capacité statique [57]. On ne tient pas compte des pertes de propagation dans ce modèle. Les pertes d'insertion IL (Insertion Losses) en fonction de la fréquence f sont décrites par la formule [57] :

$$IL(f) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2 \cdot G_a(f) \cdot R_g}{(1 + G_a(f) \cdot R_g)^2 + (R_g (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_t + B_a(f)))^2} \right), \quad (2.25)$$

où R_g est la résistance de charge, le plus souvent 50Ω car les antennes, les appareils de mesures, les connecteurs sont souvent dimensionnés pour cette impédance.

Ce modèle des pertes d'insertion est un modèle du premier ordre qui donne un ordre de grandeur sur les pertes d'insertion. Les pertes d'insertion sont d'environ 40 dB et la bande passante du système (deux transducteurs) est plus proche de 100 MHz que des 200 MHz souhaités (Fig. 2.12). Ce modèle simplifié a l'avantage de donner instantanément une estimation de la fonction de transfert mais une simulation de type FEM/BEM (FEM "Finite Element Method"; BEM "Boundary Element Method"), est nécessaire pour confirmer ces résultats.

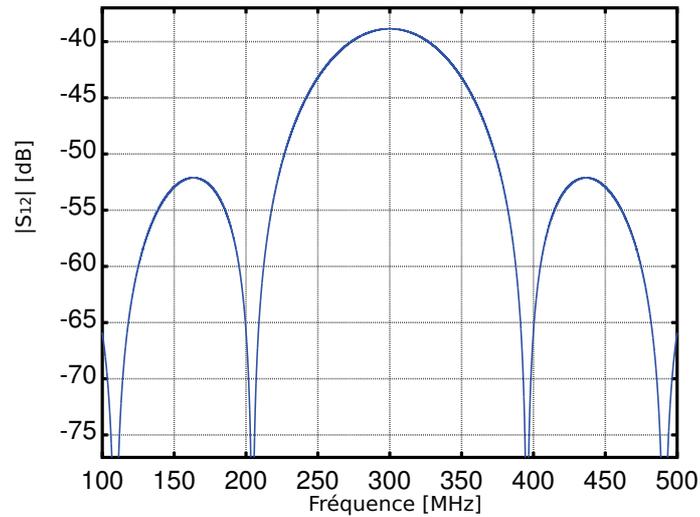


FIGURE 2.12 – Les pertes d'insertion du dispositif SAW (les deux transducteurs)

2.4 Simulation FEM/BEM et conclusion

La société GVR Trade SA de Victor Plessky a mis à ma disposition durant cette thèse son logiciel de simulation (FEMSAW) de dispositif SAW. Ce logiciel fonctionne selon la méthode des éléments finis (FEM "Finite Element Method") ainsi que selon la méthode des éléments de frontière (BEM "Boundary Element Method"). Ce logiciel prend en compte de nombreux paramètres comme l'épaisseur de métallisation ou la répartition des charges sur les électrodes. C'est donc un logiciel très complet et très précis, mais le temps de calcul pour des architectures complexes (LFM) peut être long, (4 à 7 jours). Toutes les simulations de cette thèse sont obtenues grâce à ce logiciel.

Nous simulons la fonction de transfert de transmission (paramètre S_{21}) du dispositif SAW standard dimensionné dans la section 2.2 et dont les pertes ont été estimées dans la section précédente. L'écart entre les deux transducteurs est d'environ 1 mm soit environ 250 ns de propagation. La figure 2.13 permet de comparer la fonction S_{21} calculée par le modèle du premier ordre et par la réponse donnée par le logiciel "FEMSAW". Le résultat obtenu avec le système du premier ordre (Fig. 2.12) est très proche du résultat obtenu par FEMSAW. Les pertes d'insertion sont d'environ 40 dB et la bande passante (à -3 dB du maximum) est proche de 150 MHz. La figure 2.14 présente les pertes dans le domaine temporel : l'écho arrivant au bout de 250 ns présente une perte d'insertion de -40 dB ce qui est trop grand par rapport aux 30 dB de perte fixés dans le chapitre 1.

Par conséquent, le transducteur standard n'est pas adapté pour du codage spec-

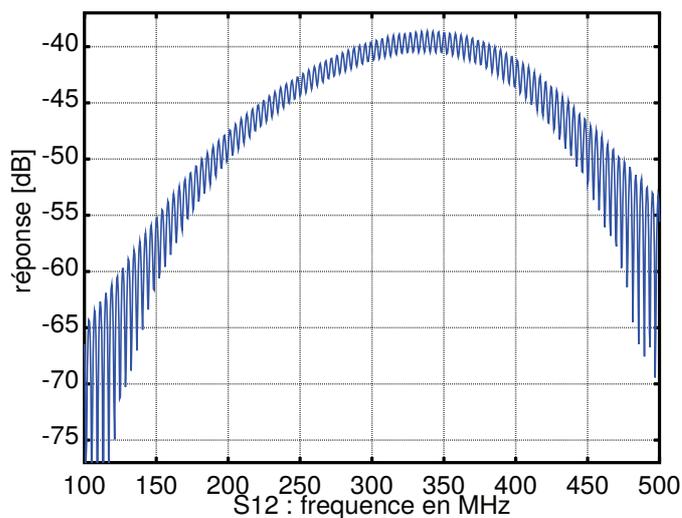


FIGURE 2.13 – Module de la fonction de transfert S_{21} du dispositif SAW simulée avec FEMSAW (FEM/BEM).

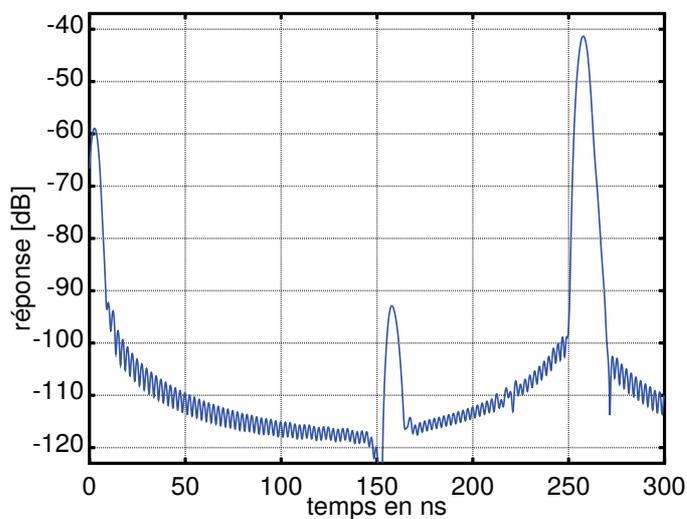


FIGURE 2.14 – Transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert S_{21} simulée avec le logiciel "FEMSAW". L'écho apparaît à 250 ns ce qui correspond au temps de propagations des ondes entre les deux transducteurs.

tral très large bande. Pour un dispositif SAW sans fil, les pertes sont trop importantes (chapitre 1). Bien qu'il n'y ait qu'une paire d'électrodes, la bande passante n'est pas suffisamment large. Pour remédier à ce problème, nous testons une architecture de transducteur modulé linéairement en fréquence (LFM).

2.5 Dimensionnement de Transducteur Modulé Linéairement en Fréquence (LFM)

Cette section détaille pas à pas le dimensionnement d'un transducteur modulé linéairement en fréquence (LFM) sur la bande passante $200 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz}$.

2.5.1 Gain de traitement

Le premier chapitre rappelle que l'autocorrélation d'un signal LFM permet d'obtenir une impulsion comprimée et améliore le rapport signal sur bruit, appelé gain de traitement ("processing gain"). Cette particularité est aujourd'hui utilisée en exploitation de signaux radar. Le gain de traitement G est défini par le produit suivant [31] :

$$G = B \cdot T, \quad (2.26)$$

- G , gain de compression (sans unité) ;
- B , bande passante du transducteur [Hz] ;
- T , durée du signal d'interrogation [s].

Plus le produit de la bande passante par le temps d'interrogation est grand, meilleur est le rapport signal sur bruit [31]. Nous verrons dans cette section que certains facteurs limitent le gain de traitement. Par conséquent, l'équation ci-dessus n'est valable que pour une certaine plage de valeurs. Dans le cas des matériaux à fort coefficient piézoélectrique, le gain de traitement pour des dispositifs SAW ne peut pas être trop grand (≤ 1000), comme expliqué dans la section 2.5.3.

Afin de réaliser facilement un prototype et en raison de contraintes technologiques, nous avons décidé d'utiliser un gain de 100 (ce nombre est justifié dans la section 2.5.3) avec une bande passante de 200 MHz , ce qui donne un signal d'interrogation d'une durée de 500 ns correspondant à une longueur de transducteur de 2 mm sur du niobate de lithium ($\text{LiNbO}_3 \text{ YX} - 128^\circ$) :

$$T = \frac{G}{B} = \frac{100}{200 \cdot 10^6} = 500 \text{ ns}. \quad (2.27)$$

2.5.2 Nombre de paires d'électrodes

Le nombre de paires d'électrodes dans le transducteur dépend de la fréquence centrale et de la durée du signal d'interrogation, selon l'équation suivante [30] :

$$NbP = F_c \cdot T, \quad (2.28)$$

- NbP , nombre de paires d'électrodes ;
- F_c , fréquence centrale du transducteur [Hz] ;
- T , durée du signal d'interrogation [s].

Considérant un temps d'interrogation de 500 ns et une fréquence centrale de 300 MHz , nous calculons le nombre de paires d'électrodes :

$$NbP = 300 \cdot 10^6 \times 500 \cdot 10^{-9} = 150. \quad (2.29)$$

Donc 150 paires d'électrodes seront nécessaires pour un transducteur modulé linéairement en fréquence entre 200 – 400 MHz .

2.5.3 Le nombre optimal d'électrodes

La bande passante d'un transducteur LFM ne dépend pas du nombre d'électrodes, cependant ce nombre ne peut pas être fixé arbitrairement. Un nombre trop faible d'électrodes ne convertirait qu'une petite partie de la puissance électrique en puissance mécanique et réciproquement. Un trop grand nombre d'électrodes n'est pas non plus souhaitable, car toutes les électrodes ne travailleraient pas en phase : certaines convertiraient la puissance électrique en puissance mécanique pendant que d'autres reconvertiraient cette même puissance mécanique en puissance électrique.

- Le nombre maximum d'électrodes ($N_{max} = 20$) définit la limite théorique du nombre d'électrodes pouvant travailler sur une même fréquence (section 2.2.2).
- Le nombre efficace d'électrodes (N_{eff}) définit le nombre d'électrodes travaillant sur une même fréquence.

Dans un transducteur LFM, le nombre efficace (N_{eff}) doit toujours être inférieur au nombre maximum d'électrodes (N_{max}) [51] [60] :

$$N_{eff} < N_{max}. \quad (2.30)$$

Dans un transducteur LFM, le nombre efficace de paires d'électrodes (N_{eff}) travaillant pour une même fréquence est défini par [60] :

$$N_{eff} = \frac{w_c}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{|\mu(T_s)|}}, \quad (2.31)$$

- N_{eff} , nombre de paires d'électrode opérant d'une manière acceptable sur une même fréquence ;
- $w_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$, fréquence centrale [$rad \cdot s^{-1}$] ;
- μ , le facteur $\mu(T_s)$ décrit l'évolution des fréquences en fonction du temps d'un signal chirp (dérivé), dans le cas d'un signal LFM, μ est constant.

En introduisant $|\mu(T_s)| = \frac{B}{T}$ [61] dans (2.31), il vient :

$$N_{eff} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{B}{T}}} = f_c \cdot \sqrt{\frac{T}{B}}. \quad (2.32)$$

On détermine N_{eff} pour une fréquence centrale $f_c = 300 \text{ MHz}$, un temps d'interrogation $T = 500 \text{ ns}$, et une bande passante $B = 200 \text{ MHz}$:

$$N_{eff} = 300 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{\frac{500 \cdot 10^{-9}}{200 \cdot 10^6}} = 15. \quad (2.33)$$

Le nombre de paires d'électrodes efficaces travaillant sur une même fréquence est de 15. L'architecture du transducteur que nous avons choisie est optimisée car le nombre efficace N_{eff} est inférieur au nombre maximum d'électrodes ($N_{max} = 20$), il n'y aura donc pas de travail destructif des électrodes tout en assurant un bon rendement pour la conversion des puissances mécanique et électrique. Nous rappelons que le but de réaliser des prototypes entre $200 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz}$ est d'analyser et de comprendre leur fonctionnement afin de concevoir des circuits fonctionnant dans la bande $2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$. Dans ce cadre, nous devons comparer les résultats expérimentaux aux résultats obtenus avec un logiciel de simulation FEM-BEM.

Le gain de traitement G du transducteur dépend de la bande passante B et du temps que met une onde pour parcourir l'ensemble du transducteur (T). Si la bande passante est fixée, le gain dépend de T et donc du nombre d'électrodes du transducteur. Le tableau 2.4 donne le nombre efficace N_{eff} de paires d'électrodes en fonction du gain de traitement G pour une bande passante fixée de 200 MHz .

Gain	50	100	150	200	250	300
N_{eff}	11	15	19	21	24	26

TABLE 2.4 – Le nombre efficace N_{eff} de paires d'électrodes en fonction du gain de traitement G pour une bande passante fixée de 200 MHz

D'après le tableau, on peut estimer que le gain de traitement dans cette application pourrait être au maximum de 150 en considérant $N_{max} = 20$. Le nombre maximum et le nombre effectif de paires d'électrodes donne un ordre de grandeur afin de savoir si le dimensionnement du transducteur est raisonnable.

2.5.4 Position des électrodes

Le transducteur utilise 150 paires d'électrodes modulées linéairement en fréquence en fonction du temps selon la formule suivante [13] [30] :

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \left(f_0 \pm \frac{B}{T} \cdot t \right), \quad (2.34)$$

- ω , pulsation considérée [$\frac{rad}{s}$];
- f_0 , fréquence initiale [Hz];
- B , bande passante du transducteur [Hz];
- T , durée du signal d'interrogation [s].

Le signe $\pm \frac{B}{T}$ définit l'évolution du signal : $+\frac{B}{T}$ correspond au "chirp" croissant et $-\frac{B}{T}$ le "chirp" correspond au "chirp" décroissant.

Comme la pulsation ω est la dérivée temporelle de la phase $\phi(t)$, on a :

$$\omega = \frac{d\phi(t)}{dt}, \quad (2.35)$$

d'où :

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = 2 \cdot \pi \left(f_0 \pm \frac{B}{T} \cdot t \right) \quad (2.36)$$

$$d\phi(t) = 2 \cdot \pi \int \left(f_0 \pm \frac{B}{T} \cdot t \right) dt \quad (2.37)$$

$$\phi(t) = 2 \cdot \pi \left(f_0 \cdot t \pm \frac{B}{2 \cdot T} \cdot t^2 \right). \quad (2.38)$$

L'équation (2.38) ci-dessus donne l'évolution de la phase du signal LFM. Une électrode est placée tous les 180° de la longueur d'onde correspondant aux différents temps de propagation t_n , soit en reliant la phase avec la position des électrodes, on a :

$$\phi(t_n) = n \cdot \pi. \quad (2.39)$$

L'indice n des électrodes est obtenu en insérant (2.38) dans (2.39) :

$$n \cdot \pi = 2 \cdot \pi \left(f_0 \cdot t \pm \frac{B}{2 \cdot T} \cdot t_n^2 \right) \quad (2.40)$$

On cherche à résoudre l'équation (2.40), afin de trouver les temps de propagation t_n correspondant à la position des électrodes. Pour cela, on écrit (2.40) sous la forme :

$$0 = \pm \frac{B}{T} \cdot t_n^2 + 2 \cdot f_0 \cdot t_n - n. \quad (2.41)$$

On résout l'équation du second degré (2.41) pour le temps de propagations t_n :

$$\Delta = 4 \cdot f_0^2 - 4 \cdot \left(\pm \frac{B}{T} \right) \cdot (-n) = 4 \cdot f_0^2 \pm 4 \cdot \frac{B}{T} \cdot n. \quad (2.42)$$

Comme $\Delta > 0$, il y a donc deux solutions mathématiques possibles dont une seule a un sens physique (on ne peut pas avoir de temps négatif par principe de causalité) :

$$t_n = \frac{-2 \cdot f_0 + \sqrt{4 \cdot f_0^2 \pm 4 \cdot \frac{B}{T} \cdot n}}{2 \frac{B}{T}}, \quad (2.43)$$

$$t_n = T \cdot \frac{-f_0 + \sqrt{(f_0^2) \pm \frac{B}{T} \cdot n}}{B}. \quad (2.44)$$

En connaissant le temps t_n que parcourt une onde pour arriver sur une électrode et la vitesse de propagations dans le transducteur, nous déduisons la positions des électrodes en fonction de leur indice n . Pour un transducteur LFM ayant 150 paires d'électrodes, n varie entre 0 et 299 (ce qui correspond aux 300 électrodes) :

$$P(n) = V \times T \times \frac{-f_0 + \sqrt{f_0^2 \pm \frac{B}{T} \cdot n}}{B}, \quad (2.45)$$

- $P(n)$, position de l'électrode en fonction de son numéro d'ordre ;
- f_0 , fréquence initiale [Hz] ;
- B , bande passante du transducteur [Hz] ;
- T , temps que met une onde pour parcourir le transducteur en entier (aussi appelé signal d'interrogation) [s].

2.5.5 Sens de propagation des ondes

Le sens de propagation des ondes dans un transducteur LFM a une grand importance. Si le rapport bande passante sur fréquence centrale du transducteur est plus grande que 20% ($B/f_0 > 20\%$), la propagation des ondes élastiques du côté des hautes fréquences donnera de meilleurs résultats que la propagation des ondes du côté des basses fréquences [62]. La longueur d'onde élastique de surface hautes fréquences est trop petite par rapport à la largeur des électrodes dimensionnées pour les basses fréquences : les électrodes basses fréquences sont un obstacle pour les ondes hautes fréquences qui sont atténuées et transformées en ondes de volume [62]. Le rapport bande passante sur fréquence centrale du transducteur LFM présenté dans ce chapitre est de 67% ($200 \text{ MHz}/300 \text{ MHz} = 0.67$), il faut donc tenir compte du sens de propagation dans le transducteur.

2.6 Exemple expérimental d'architecture SAW

Le transducteur LFM dimensionné pour la simulation a :

- une bande passante de 200 MHz (200 MHz – 400 MHz) ;
- une durée du signal d’interrogation de 500 ns ;
- gain $B \cdot T = 200 \cdot 0.5 = 100$;
- 150 paires d’électrodes ;
- une ouverture acoustique de 800 μm ;
- une épaisseur de métallisation de 470 nm.

Nous avons conçu différentes versions de capteurs SAW à partir de ces données de bases. Pour chaque version de transducteur, nous avons conçu deux variantes de dispositif, un dispositif fonctionnant en transmission et un dispositif fonctionnant en réflexion.

2.6.1 Deux types de dispositifs SAW

Dans cette section, nous présentons le dispositif SAW fonctionnant en transmission et le dispositif SAW fonctionnant en réflexion.

2.6.1.1 Dispositif SAW fonctionnant en transmission

Nous avons mis en œuvre un dispositif SAW avec deux transducteurs, de type quadripôle (Fig. 2.15). L’architecture est composée d’un transducteur LFM en entrée et d’un transducteur très large bande en sortie avec des périodes constantes. Le but de cette architecture est de caractériser le transducteur LFM.

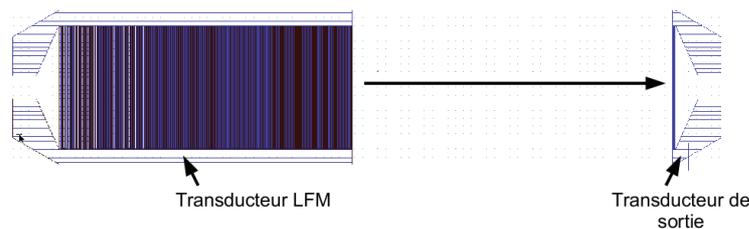


FIGURE 2.15 – Dispositif SAW fonctionnant en transmission afin de caractériser le transducteur LFM.

Le transducteur de sortie a trois électrodes $Nb_{electrode} = 3$, la fréquence centrale est $f_c = 300$ MHz. La bande passante Δf est estimée à 200 MHz [13] :

$$\Delta f = 2 \cdot \frac{f}{Nb_{electrode}} = 2 \cdot \frac{300}{3} = 200 \text{ MHz}. \quad (2.46)$$

2.6.1.2 Dipositif SAW fonctionnant en réflexion

Le deuxième dispositif fonctionnant en réflexion (dipôle) contient l'information permettant d'extraire la température grâce aux réflecteurs. Ces dispositifs seront par la suite utilisés comme capteurs de température (Fig. 2.16).

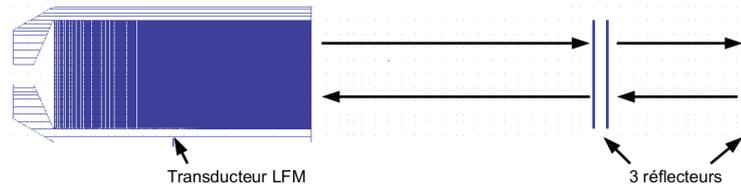


FIGURE 2.16 – Dispositif SAW fonctionnant en réflexion afin de réaliser un capteur interrogeable sans fil.

Les distances relatives entre les réflecteurs sont les mêmes quelque soit le dispositif SAW.

Distance	Réflecteur 1	Réflecteur 2	Réflecteur 3
Distance absolue [μm]	2079	2177	3174
Retard absolu [ns] à 25°C	522	547	797
Retard absolu [ns] à 100°C	524.94	550.07	801.48

TABLE 2.5 – Distance absolue entre la fin du transducteur et les réflecteurs.

Les réflecteurs d'un même dispositifs SAW ont le même nombre d'électrodes, certains dispositifs SAW ont des réflecteurs avec quatre électrodes d'autre trois, ce qui donne respectivement pour les bandes passantes 150 MHz et 200 MHz . La réflectivité des électrodes dépend de leur géométrie [52]. Pour la géométrie utilisée dans cette thèse, chaque électrode réfléchit environ 4 % de l'amplitude du signal soit une atténuation d'environ -28 dB . Un réflecteur composé de 3 électrodes atténue le signal SAW d'environ -18.5 dB . Une grande partie de l'énergie est perdue à cause du faible coefficient de réflexion des réflecteurs.

2.6.2 Variantes de transducteur

Nous avons réalisé deux variantes de transducteurs LFM, en modifiant l'ouverture du canal acoustique en appliquant une apodisation. La première variante est la référence correspondant au transducteur simulé. La deuxième variante est directement fabriquée et analysée par des mesures. Toutes les variantes de transducteurs ont les paramètres identiques suivants :

- durée du signal d'interrogation 500 ns ;
- gain $G = B \cdot T = 200 \cdot 0.5 = 100$;
- rapport métallisation $a/p = 0.5$.

Pour les transducteur fonctionnant en transmission, le seul paramètre modifié est l'apodisation. Pour les transducteurs fonctionnant en réflexion, les paramètres modifiés sont :

- l'ouverture W du canal acoustique (apodisation) ;
- le nombre d'électrode par longueur d'onde 2 (standard) et 4 ("split finger").

Ce qui donne quatre variantes.

2.6.2.1 Transducteur référence

Le transducteur de référence présenté à la figure 2.17 a les propriétés suivantes :

- ouverture acoustique absolue constante $W = 800 \mu m$;
- forme standard des électrodes, soit 2 électrodes par longueur d'onde.

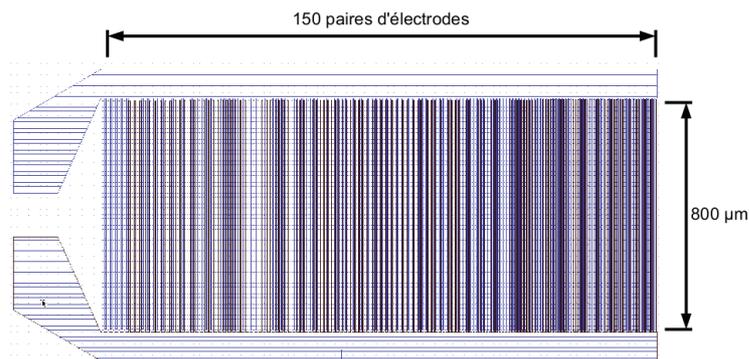


FIGURE 2.17 – Transducteur de référence.

La forme des doigts est standard sans apodisation. L'ouverture acoustique relative du transducteur par rapport à la longueur n'est pas constante. Comme l'impédance du transducteur dépend en partie de l'ouverture acoustique, l'impédance n'est pas la même le long du transducteur. L'énergie des ondes élastiques n'est donc pas répartie uniformément dans le transducteur avec une tendance à être plus importante pour les fréquences correspondant à la partie du transducteur la mieux adaptée en impédance.

2.6.2.2 Electrode dédoublée

Le transducteur de référence est légèrement modifié. Au lieu d'avoir une alternance entre les électrodes des deux potentiels, les doigts sont dédoublés de telle sorte que l'on retrouve deux électrodes consécutives au même potentiel (Fig. 2.18). La longueur d'onde n'est plus définie par 2 électrodes mais par 4.

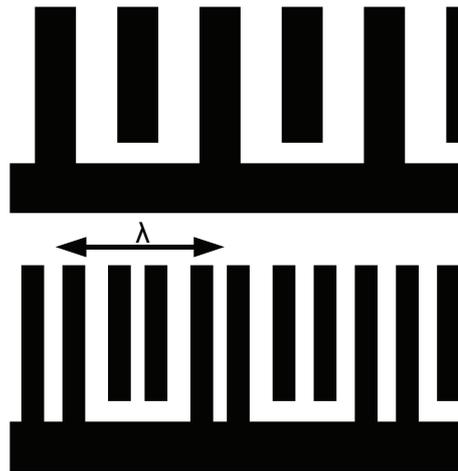


FIGURE 2.18 – Les électrodes du transducteur sont dédoublées afin d’atténuer les réflexions parasites.

Cette technique de dédoublement des électrodes, appelée "Split Fingers", est utilisée dans les transducteurs à pas constant afin de minimiser les réflexions mécaniques parasites. Pour les "split fingers", la période géométrique est $\frac{\lambda}{4}$ et les ondes réfléchies par les électrodes ont une interférence destructive

$$2 \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2} = 180^\circ. \quad (2.47)$$

Les résultats de transducteur utilisant les "Split Finger" sont uniquement présentés pour les dispositifs SAW fonctionnant en réflexion.

2.6.2.3 Apodisation

L’apodisation adapte l’ouverture du canal acoustique du transducteur en fonction des fréquences afin de répartir uniformément la puissance des ondes générées par le transducteur. Sur la figure 2.19, la zone active du transducteur est représentée par la zone foncée. La surface active varie en fonction de la fréquence. Répartir plus uniformément la puissance des fréquences de la bande passante est important pour respecter la réglementation des communications sans fil.

2.7 Résultats des différentes architectures

Cette section traite des mesures en transmission (paramètre S_{21}) faites sur les architectures de capteurs type quadripôle fonctionnant entre 200 MHz et 400 MHz, ainsi que des résultats théoriques obtenus avec le logiciel FEMSAW. Trois types de

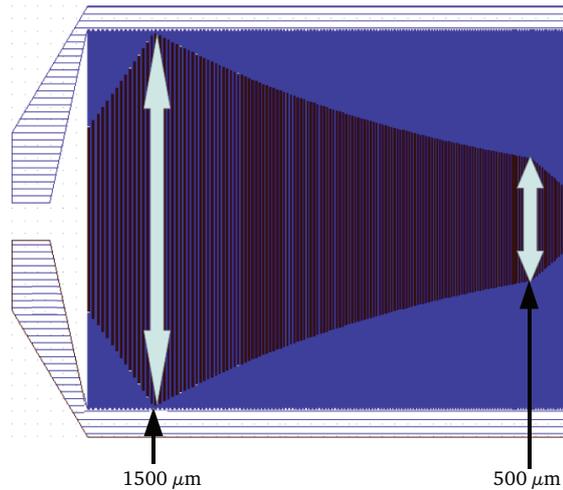


FIGURE 2.19 – Transducteur apodisé, la surface active du transducteur est en foncé

mesures expérimentales différentes vont être comparées :

- Les premières mesures sont faites au testeur sous pointes sur des wafers fabriqués par "C-Tech" en Corée.
- Les deuxièmes mesures sont faites au testeur sous pointes sur des wafers fabriqués dans la ligne Pilote "MiMENTO/FEMTO-ST" à Besançon.
- Les troisièmes mesures sont faites sur les capteurs encapsulés fabriqués par "C-Tech".

Nous analyserons aussi plusieurs mesures faites sur les mêmes familles de capteurs afin d'évaluer leur répétabilité. Nous comparerons les mesures avec la théorie afin de mieux comprendre les différents phénomènes qui régissent notre système. Dans ce document, nous allons traiter les mesures par "familles" de capteurs.

2.8 Transducteur de référence

Dans cette section, nous présentons les résultats des mesures et des simulations de la fonction de transfert S_{21} pour trois capteurs de la famille "1dw1s12m5".

Le transducteur a 150 paires de doigts soit une taille de $1884 \mu\text{m}$. La distance d entre le transducteur d'entrée et le transducteur de sortie (Fig. 2.20) diffère entre la simulation et la théorie pour des raisons pratiques, mais cela n'a pas d'incidence sur les résultats. En effet, à 300 MHz , les pertes de propagations sont très faibles. Le rapport de métallisation a/p sur l'écart entre les doigts est de 50%. Le transducteur de sortie est composé de 3 électrodes. L'écart centré sur 300 MHz entre les électrodes est constant.

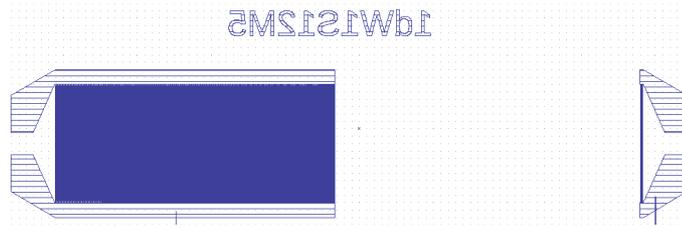


FIGURE 2.20 – Capteur fonctionnant en transmission de la famille "1dw1s12m5"

2.8.1 Fonction de transfert S_{12}

La fonction de transfert S_{12} en transmission dans le domaine fréquentiel permet d'estimer la puissance transmise par le transducteur et d'observer la répartition de la puissance sur la bande passante.

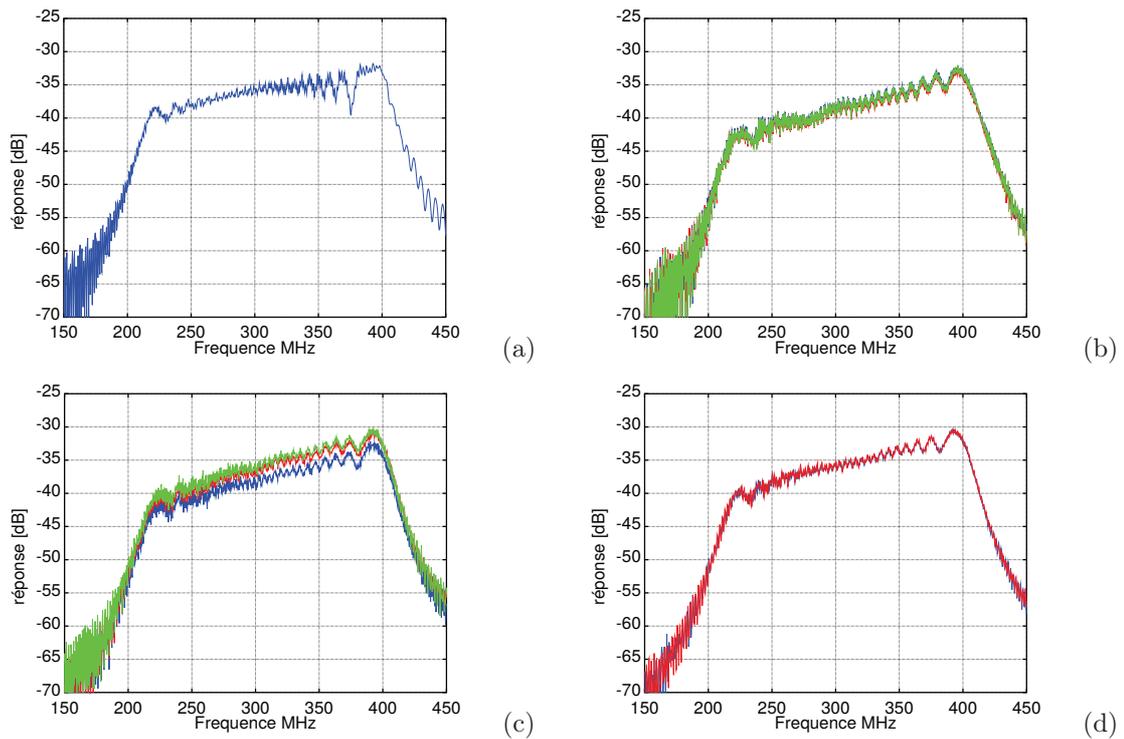


FIGURE 2.21 – Fonction de transfert S_{12} , (a) simulation, (b) dispositif avec une épaisseur de $154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$, (c) dispositif avec une épaisseur de $458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (d) même dispositif que en (c) mais connecté dans un boîtier

- La figure 2.21(a) présente la réponse S_{12} obtenue par la simulation.
- La figure 2.21(b) présente les réponses S_{12} pour trois dispositifs SAW sur un wafer fabriqué par C-Tech dont l'épaisseur de métallisation est $458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$.
- La figure 2.21(c) présente les réponses S_{12} mesurées de trois dispositif SAW

sur un wafer fabriqués par MIMENTO/FEMTO-ST dont l'épaisseur de métallisation est $154,7 \text{ nm} \pm 2.8 \text{ nm}$.

- La figure 2.21(d) présente les réponses S_{12} mesurées sur deux dispositifs mis en boîtier avec un wafer fabriqué chez C-Tech en Corée.

Les réponses S_{12} mesurées concordent avec la simulation (FEM/BEM). La bande-passante se situe entre 200MHz et 430MHz, avec un niveau qui varie de -40 dB à -30 dB . Cette différence d'amplitude en fonction de la fréquence est due à l'absence d'apodisation : le transducteur a la même ouverture acoustique W absolue quelque soit la fréquence. La puissance des ondes générées est concentrée sur les zones avec une grande ouverture acoustique relative W/λ . On n'observe pas de différences majeures entre les différents spectres de la Fig. 2.21.

2.8.2 Réponse impulsionnelle

La réponse impulsionnelle dans le domaine temporel est calculée en utilisant la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert S_{12} , voir Fig. 2.21 .

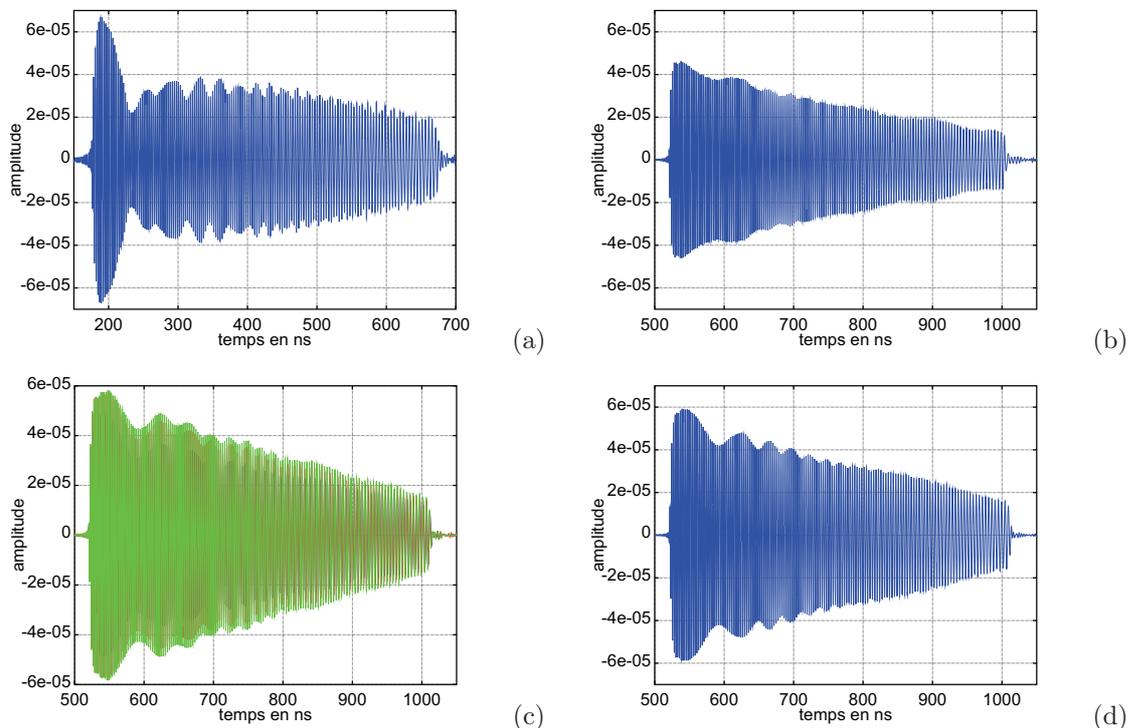


FIGURE 2.22 – Réponse impulsionnelle dans le domaine temporel, (a) simulation, (b) dispositif avec une épaisseur de $154,7 \text{ nm} \pm 2.8 \text{ nm}$, (c) dispositif avec une épaisseur de $458,6 \text{ nm} \pm 2.6 \text{ nm}$, (d) même dispositif que en (c) mais connecté dans un boîtier

La réponse impulsionnelle (Fig. 2.22) donne un écho d'une durée de 500 ns cor-

respondant au temps de propagation des ondes dans le transducteur LFM. L'écho généré par le transducteur est modulé linéairement en fréquence : chaque période correspond à une paire d'électrodes. Les premières périodes ont une fréquence de 400 MHz et les dernières périodes ont une fréquence de 200 MHz. L'amplitude de l'écho augmente en fonction de la fréquence, car l'ouverture acoustique relative en fonction de la longueur d'onde W/λ n'est pas constante.

Il n'y a pas de différence majeure entre les différentes réponses impulsionnelles, présentées sur Fig. 2.22. Nous pouvons cependant noter qu'il y a un peu moins de pertes sur les signaux des dispositifs venant de "C-Tech". Cette diminution des pertes est due à un meilleur rapport h/λ .

Par la suite, nous utilisons l'écho "chirp" (théorique ou mesuré) pour calculer le signal d'interrogation utilisé dans l'intercorrélation entre la réponse impulsionnelle et l'écho "chirp". L'intercorrélation comprime l'écho et améliore le rapport signal sur bruit (gain de traitement, chapitre 1, section 1.7.5).

Le gain de traitement, obtenu à partir l'intercorrélation de l'écho "chirp" théorique et de la réponse impulsionnelle, dépend du déphasage de ces deux signaux.

2.8.3 Étude de la phase

Pour que l'intercorrélation fonctionne il est important que le signal LFM réfléchi par le transducteur LFM (réponse impulsionnelle) ne soit pas trop différent du signal LFM théorique (chapitre 1, section 1.7.5). Un déphasage plus grand que 90° introduit une trop grande distortion.

Dans un transducteur modulé linéairement en fréquence, la fréquence angulaire a pour expression :

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \left(f_0 - \frac{B}{T} \cdot t \right). \quad (2.48)$$

Par ailleurs, la fréquence angulaire ω est la dérivée de la phase, soit :

$$w = \frac{d\phi}{dt}. \quad (2.49)$$

En remplaçant (2.49) dans (2.48), la phase phase d'un signal suit la loi suivante :

$$\phi = 2 \cdot \pi \cdot \left(f_0 \cdot t - \frac{B}{2 \cdot T} \cdot t^2 \right) \quad (2.50)$$

L'information importante est la déviation de la phase par rapport à la loi idéale parabolique (2.50). En utilisant un logiciel de calcul (Matlab ou Octave), nous traçons une courbe du deuxième degré décrivant la phase la plus semblable au sens des moindres carrés aux courbes des phases expérimentales des signaux écho LFM. Les

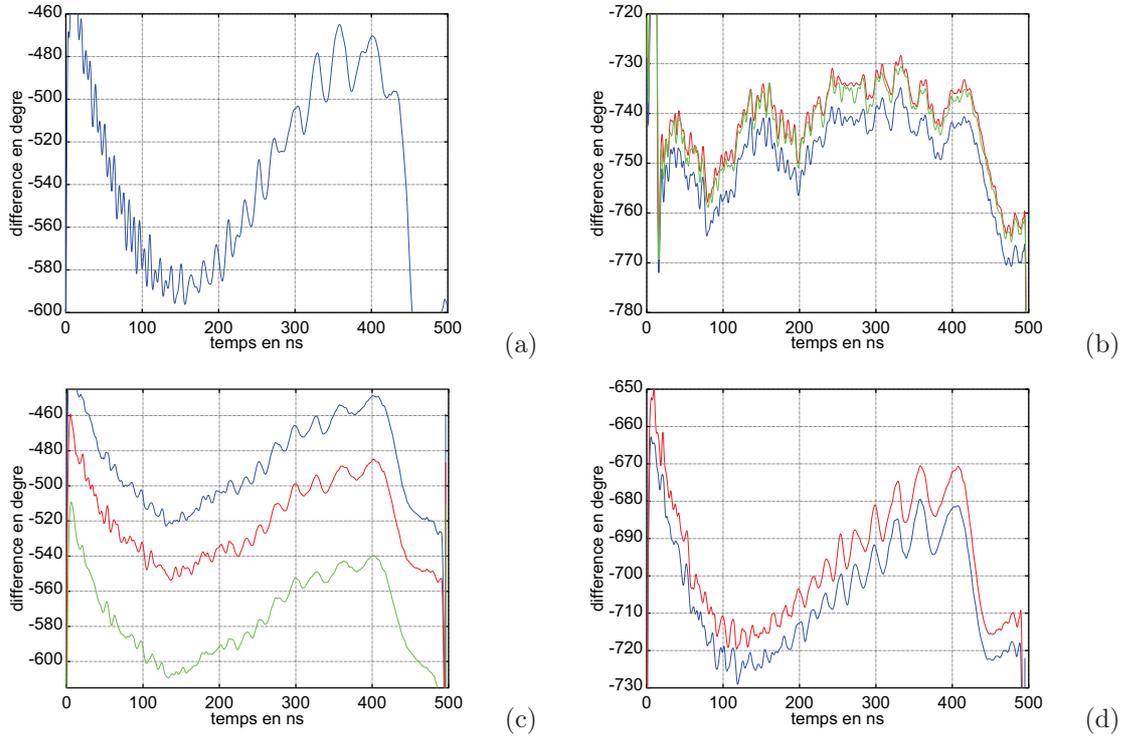


FIGURE 2.23 – Courbe représentant le déphasage du signal LFM mesuré sur la réponse impulsionnelle par rapport à la phase du signal LFM théorique, (a) simulation, (b) dispositif avec une épaisseur de $154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$, (c) dispositif avec une épaisseur de $458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (d) même dispositif que en (c) mais connecté dans un boîtier

différences de phase entre signaux LFM mesuré et théorique sont tracés en fonction du temps sur la Fig. 2.23).

Le but de l'étude du déphasage entre les courbes expérimentales approximées et la courbe théorique est d'observer l'influence de la métallisation des électrodes sur le déphasage du signal. Le paramètre physique comme la différence de vitesse des ondes sur la surface métallisée par rapport à la surface libre entraîne un déphasage par rapport à l'équation théorique 2.50.

paramètres	simulation	wafer Corée	boîtier Corée	wafer Besançon
métallisation (nm)	470	$458,6 \pm 2,6$	$458,6 \pm 2,6$	$154,7 \pm 2,8$
déphasage	120°	60°	60°	30°

TABLE 2.6 – Ecart de phase entres les mesures et la loi parabolique recherchée

Le tableau 2.6 ainsi que la figure 2.23, montre que plus l'épaisseur de métallisation est importante plus le déphasage est important. Cependant, les différences de phases sont inférieures à 60° , le signal LFM théorique peut être intercorrélé avec le signal

impulsionnel pour obtenir la compression de l'écho LFM.

2.8.4 Gain de traitement et compression

L'intercorrélation entre le signal LFM "chirp" et la réponse impulsionnelle améliore le rapport signal sur bruit de l'écho ainsi que sa compression, voir Fig. 2.24 et 2.25 (chapitre 1, section 1.7.5).

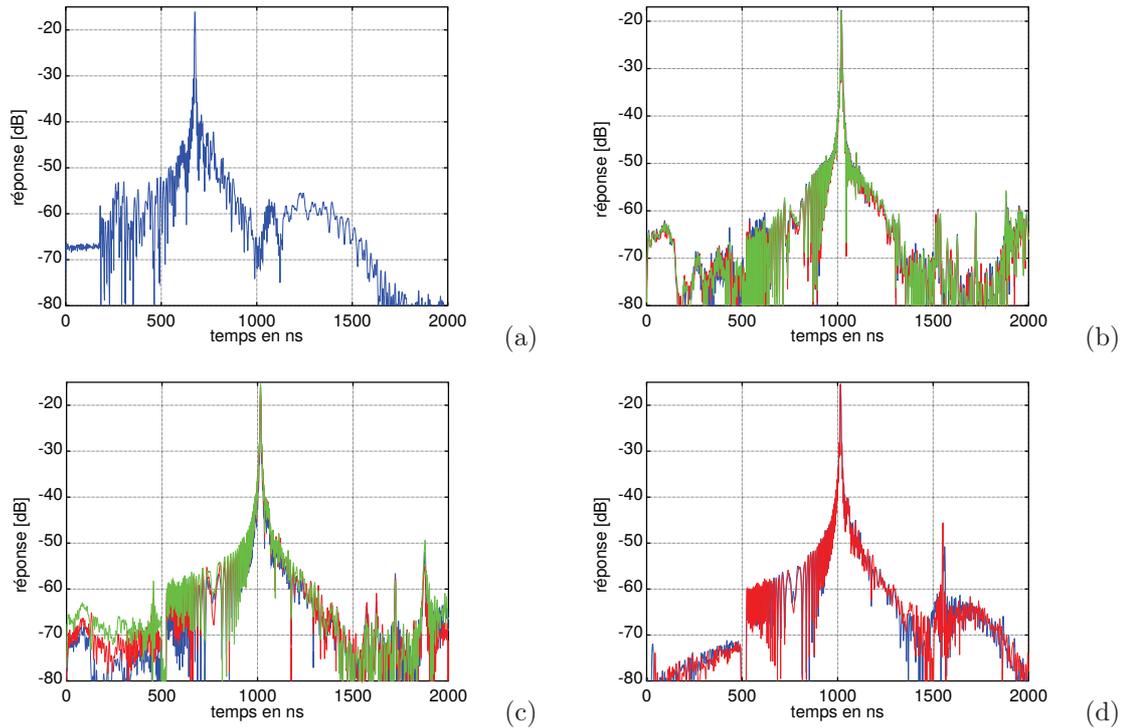


FIGURE 2.24 – Echo comprimé obtenu par intercorrélation, (a) simulation, (b) dispositif avec une épaisseur de $154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$, (c) dispositif avec une épaisseur de $458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (d) même dispositif que en (c) mais connecté dans un boîtier

Le gain de traitement G obtenu lors de la compression dépend de la bande passante $B = 200 \text{ MHz}$ et de la durée du signal d'interrogation $T = 500 \text{ ns}$:

$$G = B \times T = 200 \cdot 10^6 \times 500 \cdot 10^{-9} = 100 \quad (2.51)$$

Le transducteur a un gain théorique de 100 ($B \cdot T = 100$) soit 20 dB . Les fonctions de transfert S_{21} donnent le niveau des pertes d'insertion pour chaque fréquence. Les pertes d'insertions IL_{s12} sont de l'ordre de -35 dB (figure 2.21). Les amplitudes des échos comprimés bénéficient du gain de traitement et ont des pertes d'insertion IL_{echo} de l'ordre de -18 dB à -15 dB (Fig. 2.25). Le gain de traitement G_{mes} mesuré est donné par :

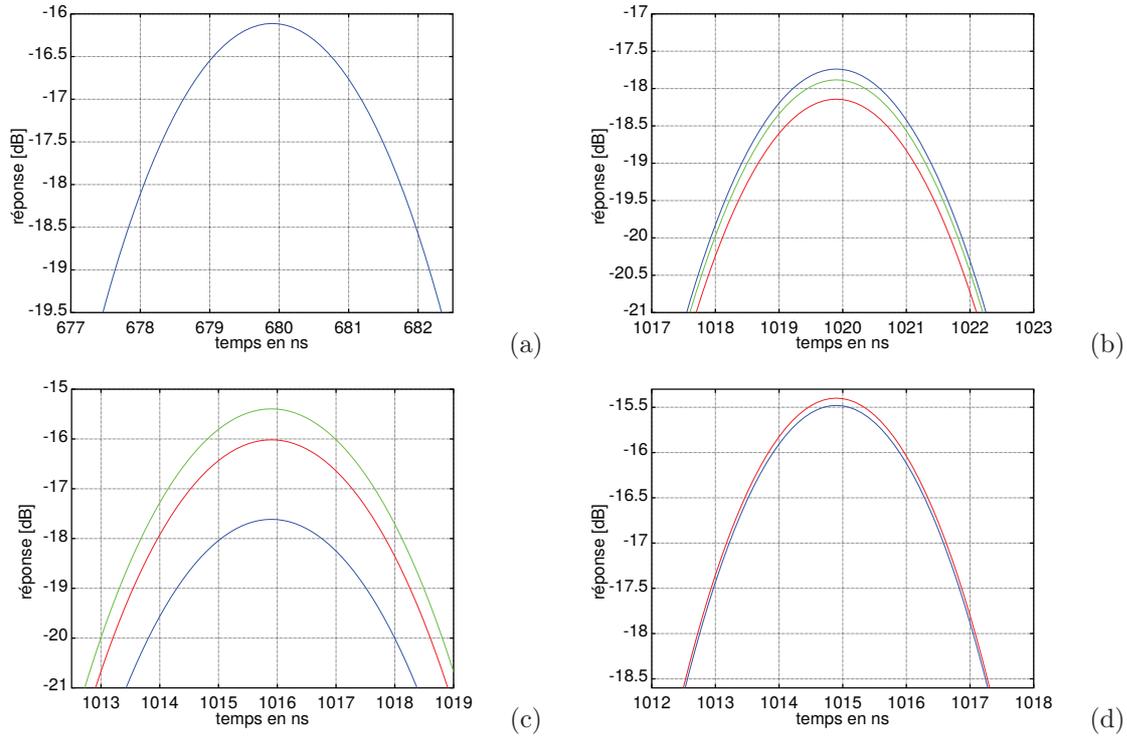


FIGURE 2.25 – Agrandissement sur l'écho comprimé, (a) simulation, (b) dispositif avec une épaisseur de $154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$, (c) dispositif avec une épaisseur de $458,6 \text{ ns} \pm 2,6 \text{ nm}$, (d) même dispositif que en (c) mais connecté dans un boîtier

$$G_{mes} = IL_{echo} - IL_{S12} = -15 + 35 = 20 \text{ dB} \quad (2.52)$$

Le gain de traitement mesuré G_{mes} des transducteurs SAW fonctionnant en transmission est de l'ordre du gain de traitement théorique, soit de 20 dB .

La compression T dépend de la bande passante du transducteur :

$$T = \frac{1}{B} = \frac{1}{500 \cdot 10^6} = 5 \text{ ns} \quad (2.53)$$

La compression théorique des échos à -3 dB de leur maximum local est de 5 ns . Les mesures de compression des échos (Fig.2.25) sont équivalentes.

paramètres	simulation	wafer Corée	boîtier Corée	wafer Besançon
pic comprimé (dB)	-16	-16	-15.5	-18
pic comprimé à -3 dB (ns)	5	5	5	5

TABLE 2.7 – Compression et gain de traitement

2.8.5 Récapitulatif

Les résultats des dispositifs mesurés sont en accord avec les résultats théoriques. La compression des échos est égale à la compression théorique, ce qui démontre bien que les dispositifs SAW fonctionnent sur l'ensemble de la bande passante. Les différences de phase sont moins importantes qu'attendues. Un déphasage maximum d'environ $\pm 30^\circ$ soit au total 60° confirme que même si le signal théorique est utilisé pour l'interrogation (intercorrélacion entre le signal théorique et réponse impulsionnelle, sections 1.7.4 et 4.1) des dispositifs SAW, la compression et le gain fonctionnent comme attendu. Les résultats des dispositifs SAW sont répétables. L'effet de l'épaisseur de métallisation au niveau du signal comprimé est le suivant :

- une plus grande épaisseur de métallisation des électrodes réduit la résistivité des électrodes et de ce fait les pertes, le rapport signal sur bruit est donc amélioré ;
- Une plus grande épaisseur de métallisation augmente les erreurs sur la phase.

Si le chirp de la réponse impulsionnelle est utilisé comme filtre pour compresser la réponse (inter-corrélacion avec la réponse impulsionnelle), ces déviations de phase par rapport au signal LFM idéal sont sans importance (chapitre 4).

Un récapitulatif des résultats expérimentaux est proposé en tableau 2.8

paramètres	simulation	wafer C-Tech	boitier C-Tech	wafer MIMENTO
métallisation (nm)	470	$458,6 \pm 2.6$	$458,6 \pm 2.6$	$154,7 \pm 2.8$
déphasage	120°	60°	60°	30°
pic comprimé (dB)	-16	-16	-15.5	-18
pic comprimé à -3 dB (ns)	5	5	5	5

TABLE 2.8 – Récapitulatif des résultats expérimentaux

2.9 Transducteur avec des doigts simples et apodisation

L'apodisation sur l'ouverture acoustique (Fig. 2.26) du transducteur permet d'obtenir un signal dont l'amplitude est plus uniforme. Dans cette section nous comparerons les résultats obtenus avec les transducteurs simples par rapport aux résultats obtenus avec le transducteur apodisé. Nous donnerons les résultats pour les capteurs fabriqués par C-Tech qui ont une épaisseur d'aluminium de $458,6 \text{ nm} \pm 2.6 \text{ nm}$ et aussi les résultats pour les capteurs fabriqués sur la ligne pilote à MIMENTO qui ont une épaisseur d'aluminium de $154,7 \text{ nm} \pm 2.8 \text{ nm}$.

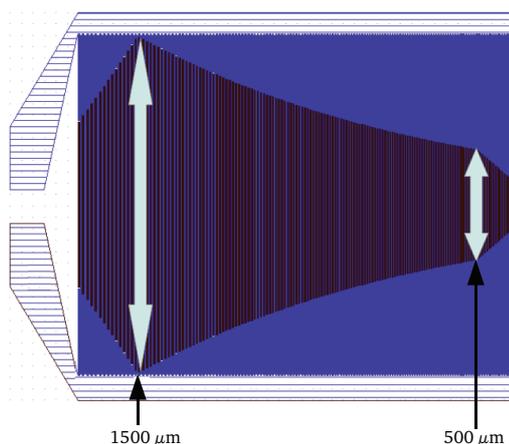


FIGURE 2.26 – Apodisation, la surface active du transducteur est au centre (zone foncée).

2.9.1 Fonctions de transfert S_{12} et réponses impulsionnelles

La figure 2.27 compare les fonctions de transfert S_{12} des dispositifs SAW LFM apodisés aux dispositifs SAW LFM initiaux.

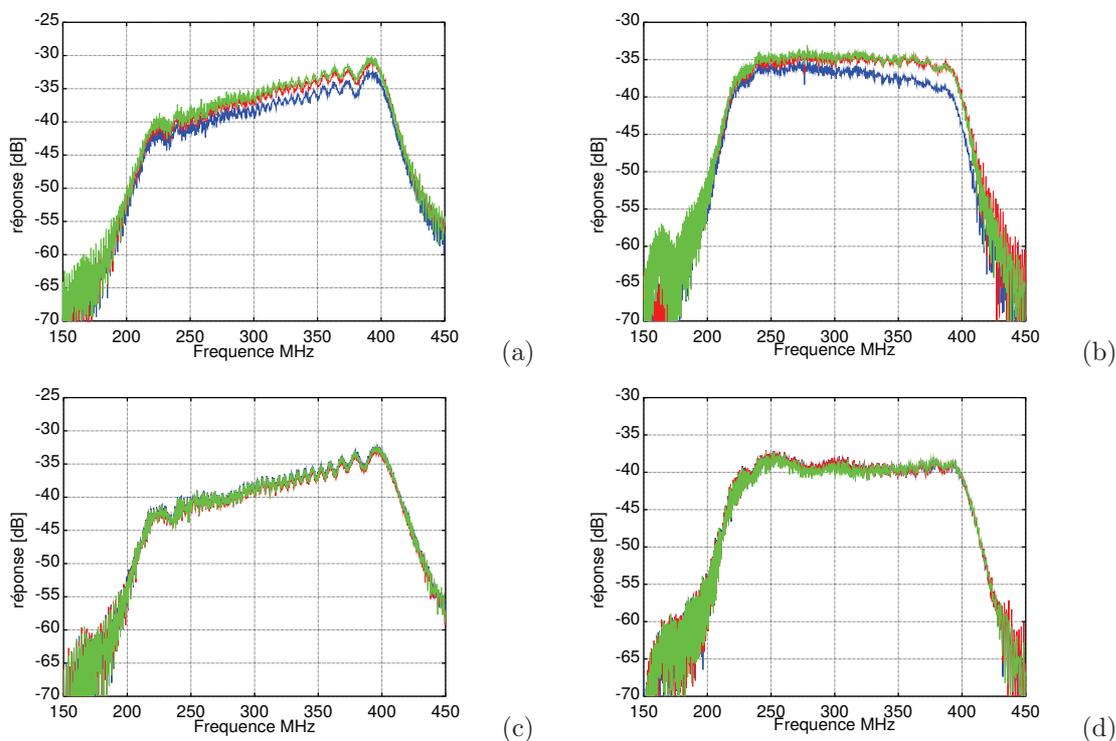


FIGURE 2.27 – Comparaison des Fonction de transfert S_{12} des transducteurs apodisés par rapport aux transducteurs simple, (a) transducteur simple $h = 458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (b) transducteur apodisé $h = 458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (c) transducteur simple $h = 154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$, (d) transducteur apodisé $h = 154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$

La figure 2.28 montre les réponses impulsionnelles (la transformée de Fourier inverse de S_{12}).

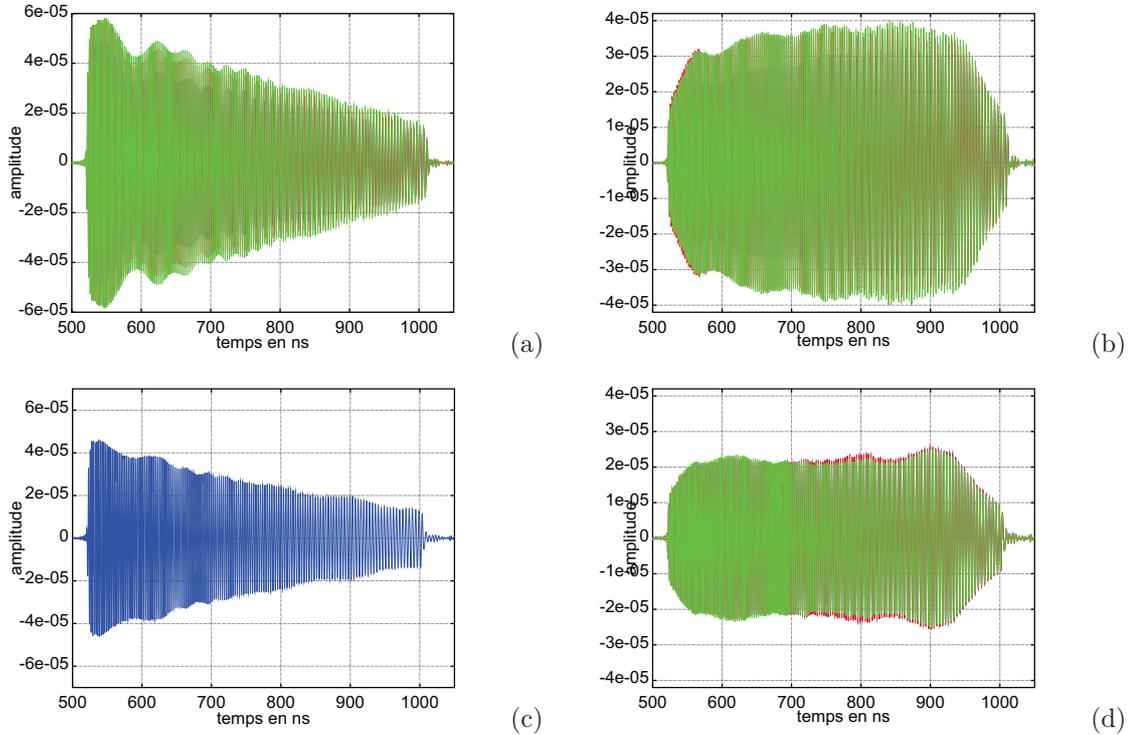


FIGURE 2.28 – Comparaison des réponses impulsionnelles dans le domaine temporel des transducteurs apodisés par rapport aux transducteurs simple, (a) transducteur simple $h = 458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (b) transducteur apodisé $h = 458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (c) transducteur simple $h = 154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$, (d) transducteur apodisé $h = 154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$

Dans le tableau figure 2.27, la première colonne représente les spectres des dispositifs sans apodisation, la deuxième colonne représente les dispositifs avec une apodisation. Dans cette section, les réponses des dispositifs dans les boîtiers ne sont pas représentées car elles sont très proches des résultats obtenus avec les dispositifs mesurés sur wafer. Sans apodisation, les dispositifs ont une ouverture de $800 \mu\text{m}$. Avec l'apodisation, les dispositifs ont une ouverture qui varie entre $1500 \mu\text{m}$ et $500 \mu\text{m}$.

L'apodisation permet d'équilibrer l'amplitude de la réponse sur toute la bande passante. Les dispositifs avec une épaisseur de métallisation de $154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$ ont plus de pertes d'insertion (environ 5 dB) que les pertes minimales des dispositifs avec une épaisseur de $458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$.

Sur la figure 2.26, au début et à la fin du transducteur, la surface active des doigts diminue, pour avoir une bande de transition et donc des flancs plus raides sur la fonction de transfert fréquentielle S_{12} du transducteur.

Le signal modulé linéairement en fréquence généré par le transducteur apodisé a une meilleure répartition de l'énergie que les signaux générés par les transducteurs sans apodisation (Fig. 2.28).

2.9.2 Étude de la phase

Comme dans la section 2.8.3, l'étude se porte sur le déphasage entre le signal LFM du dispositif SAW mesuré et le signal LFM théorique (Fig. 2.29).

Les phases générées par les transducteurs sans et avec apodisation ont le même profil avec un écart sensiblement identique, 60° pour le transducteur ayant une épaisseur métallisation de $458,6 \text{ nm} \pm 2.6 \text{ nm}$ et 20° pour le transducteur ayant une épaisseur de métallisation de $154,7 \text{ nm} \pm 2.8 \text{ nm}$. L'apodisation n'a pas d'influence significatif sur la phase du signal.

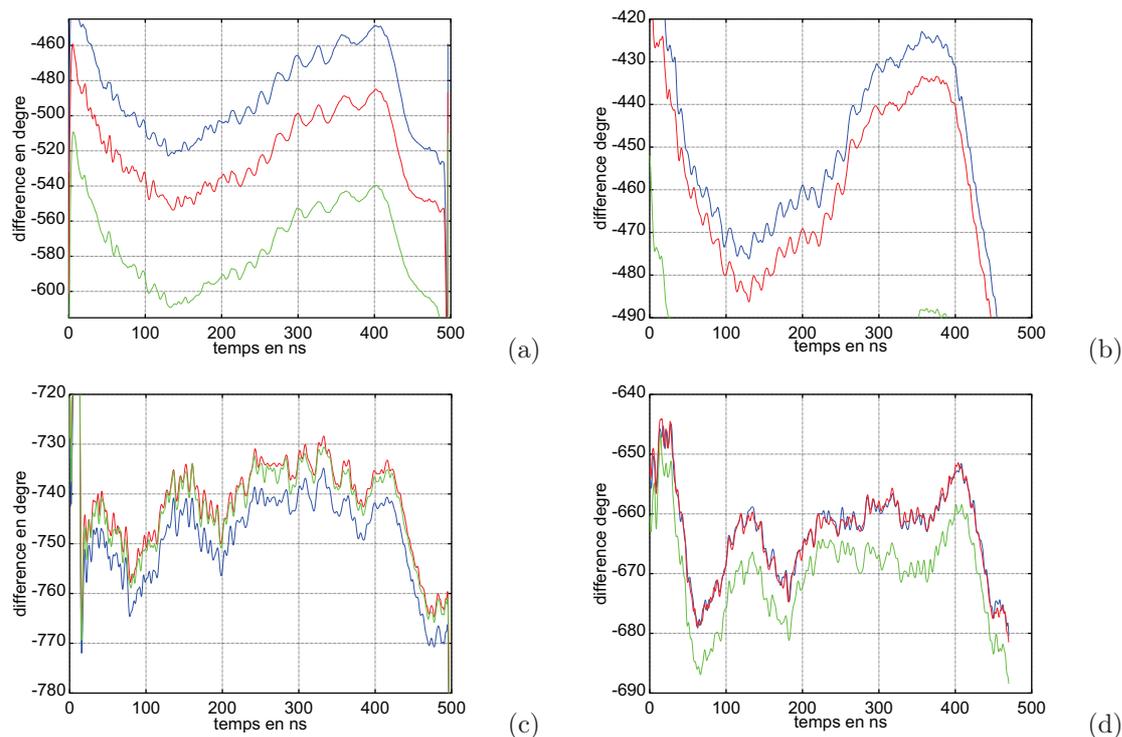


FIGURE 2.29 – Évolution de la phase, (a) transducteur simple $h = 458,6 \text{ nm} \pm 2.6 \text{ nm}$, (b) transducteur apodisé $h = 458,6 \text{ nm} \pm 2.6 \text{ nm}$, (c) transducteur simple $h = 154,7 \text{ nm} \pm 2.8 \text{ nm}$, (d) transducteur apodisé $h = 154,7 \text{ nm} \pm 2.8 \text{ nm}$

2.9.3 Gain et compression

La figure 2.30 montre le résultat de l'intercorrélation.

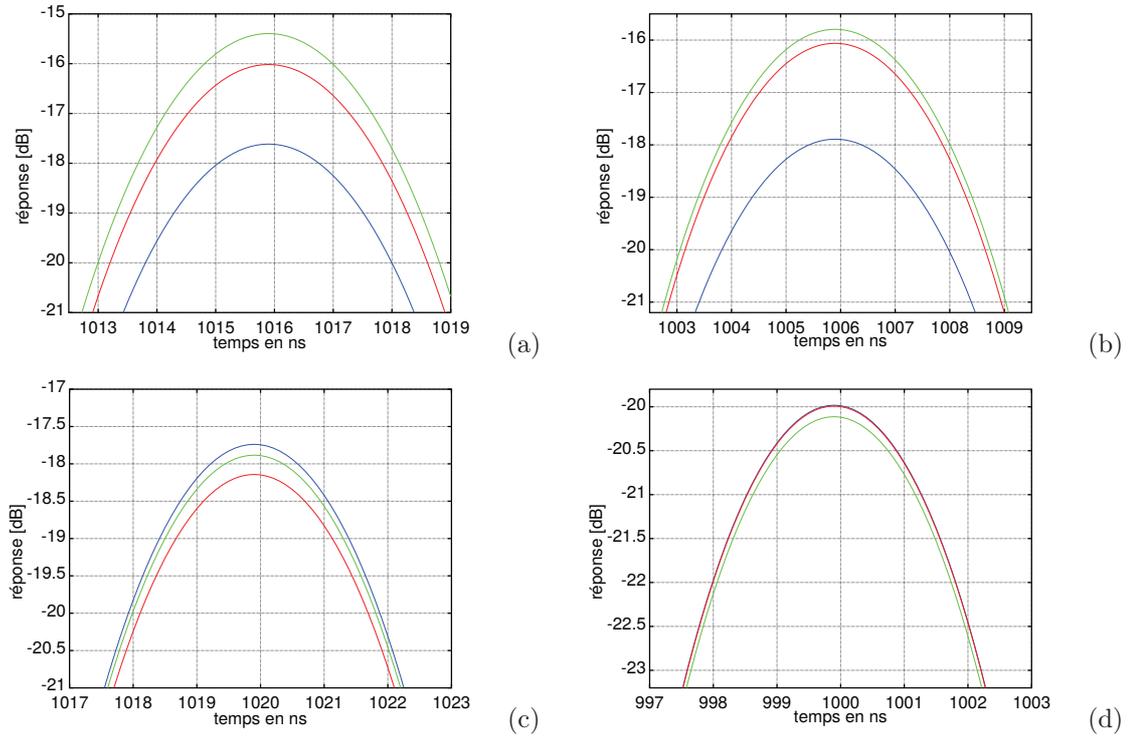


FIGURE 2.30 – Gain et compression obtenus avec les transducteurs, (a) transducteur simple $h = 458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (b) transducteur apodisé $h = 458,6 \text{ nm} \pm 2,6 \text{ nm}$, (c) transducteur simple $h = 154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$, (d) transducteur apodisé $h = 154,7 \text{ nm} \pm 2,8 \text{ nm}$

Bien que la distribution d'énergie dans la bande passante soit mieux équilibrée, les pics comprimés n'ont pas une meilleure compression, dans les deux cas (avec et sans apodisation). La compression à -3 dB est proche de la limite théorique qui est de 5 ns .

Les pertes pour chaque composante spectrale de la réponse impulsionnelle (Fig. 2.27) est d'environ -35 dB à -40 dB . Le gain de la traitement est égal à :

$$10 \cdot \log_{10}(B \cdot T) = 20 \text{ dB}. \quad (2.54)$$

Le pic comprimé a une amplitude de l'ordre de :

— fig.2.30 (b) $-35 + 20 = -15 \text{ dB}$

— fig.2.30 (d) $-40 + 20 = -20 \text{ dB}$

L'ordre de grandeur du gain de traitement est comparable au gain théorique.

2.9.4 Récapitulatif

L'apodisation sur le transducteur permet de mieux répartir l'amplitude de la réponse sur la bande passante. La compression ne change pas, dans les deux cas

elle est proche de la limite théorique et le gain de traitement si la métallisation est suffisante ne change pas non plus. L'apodisation n'a pas permis d'améliorer les performances du transducteur mais permet de respecter la réglementation des communications sans fils en équilibrant l'amplitude de la bande passante et donne ainsi une meilleur maîtrise de la largeur des bandes de transmission.

transducteur	simple	apodisé	simple	apodisé
métallisation (nm)	458.6 ± 2.6	458.6 ± 2.6	154.7 ± 2.8	$154.F7 \pm 2.8$
déphasage	60°	60°	30°	30°
perte (dB)	-16	-16	-18	-20
compression (ns)	5	5	5	5

TABLE 2.9 – Transducteur doigt simple avec une apodisation

2.10 Dispositif SAW fonctionnant en réflexion

Les quatre architectures de transducteurs précédemment caractérisées sont utilisées sur des dispositifs de ligne à retard fonctionnant en réflexion. L'épaisseur de métallisation est un paramètre fixe $458,6 \text{ nm} \pm 2.6 \text{ nm}$ ($\frac{h}{\lambda} = 3.4\%$). Le canal acoustique de chaque ligne à retard contient trois réflecteurs. Chaque réflecteur génère un écho "chirp" (réponse impulsionnelle) : après inter-corrélation ou auto-corrélation des échos comprimés coderont la position de ces échos. Le retard entre les échos peut-être utilisé pour de l'identification, ou pour une mesure de température. Pour trois des quatre différentes architectures, nous avons testé trois rapports de métallisation des électrodes par rapport à la surface libre, 40% (courbe bleue), 50% (courbe rouge) et 60% (courbe verte). Les différentes architectures sont présentées dans l'ordre de la figure 2.31, sur la première ligne les architectures sans apodisation, sur la deuxième ligne les architectures avec apodisation, sur la première colonne les architecture utilisant des doigts simples, sur la deuxième colonne les architectures utilisant des doigts doubles.

2.10.1 Fonction de transfert S_{11}

Les fonctions de transfert S_{11} (réflexion) (Fig. 2.32) concordent avec les résultats en transmission : les transducteurs apodisés ont une meilleur répartition de l'énergie sur la bande passante. La géométrie des doigts doubles diminue le rendement des transducteurs. Différents rapports de métallisation (a/p) des électrodes ont été testés, les transducteurs ayant une métallisation de 40% (courbe bleu) donnent pour

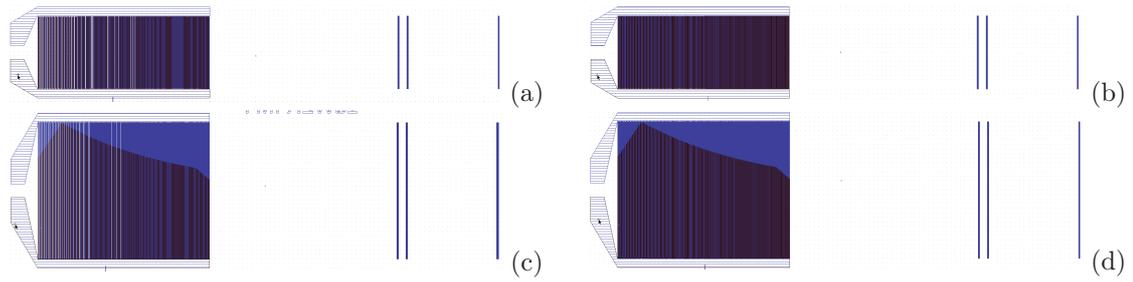


FIGURE 2.31 – Architecture des différents transducteurs, (a) sans apodisation doigts simples, (b) sans apodisation doigts doubles, (c) avec apodisation doigts simples, (d) avec apodisation doigts doubles

les architectures avec des doigts simples des résultats légèrement meilleurs que les autres transducteurs ayant des rapports de métallisation de 50% (courbe rouge), 60% (courbe verte).

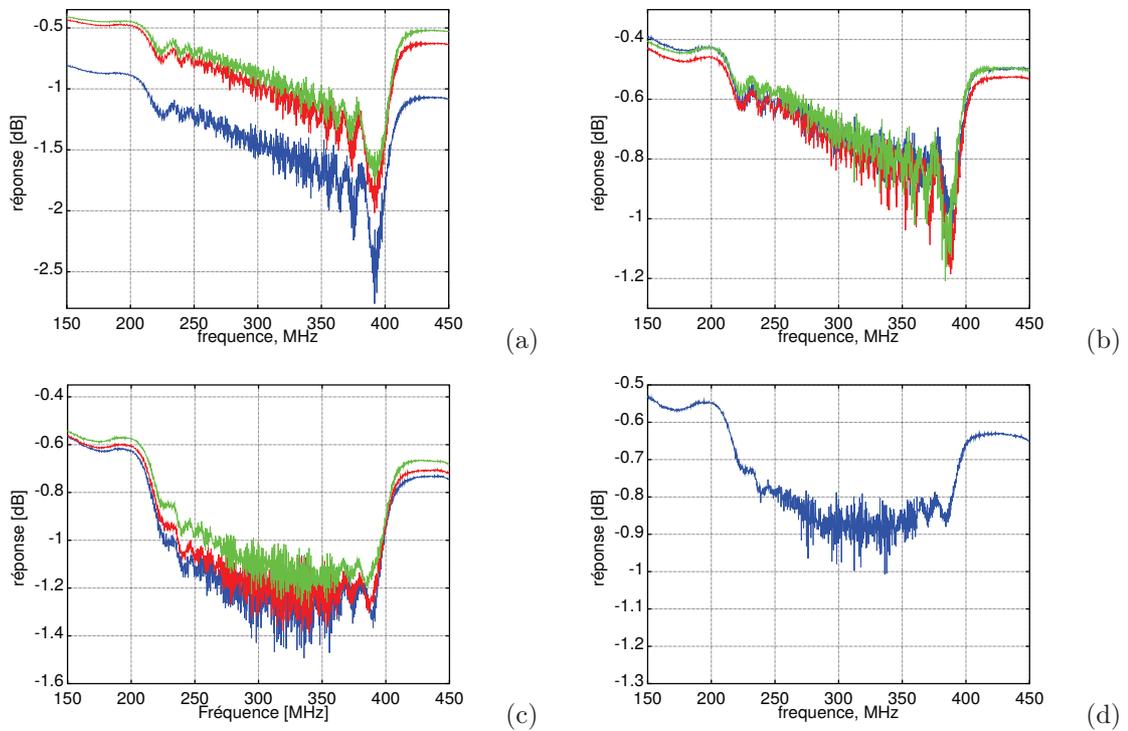


FIGURE 2.32 – Fonction de transfert S_{11} , (a) sans apodisation doigt simple, (b) sans apodisation doigt double, (c) avec apodisation doigt simple, (d) avec apodisation doigt double

2.10.2 Impédance

Les transducteurs ne sont pas adaptés à une charge de 50Ω (Fig. 2.33) : une partie de l'énergie électrique est directement réfléchiée en entrée du transducteur et n'est donc pas transformée en énergie acoustique. Dans cette section, la caractérisation des transducteurs se fait sans adaptation d'impédance. Le transducteur présenté par une courbe des paramètres S_{11} en coordonnées polaires normalisées à 50Ω se trouve dans la partie inférieure du diagramme de Smith, le transducteur est donc capacitif.

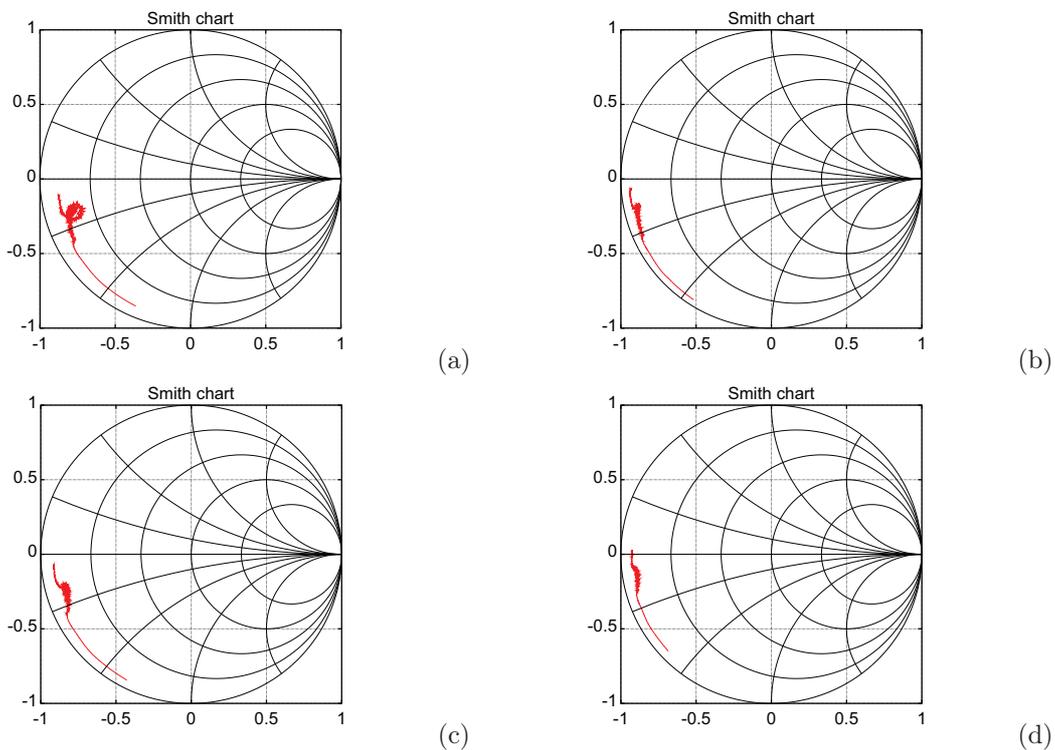


FIGURE 2.33 – S_{11} par rapport à une résistance de 50Ω , (a) sans apodisation doigt simple, (b) sans apodisation doigt double, (c) avec apodisation doigt simple, (d) avec apodisation doigt double

2.10.3 Gain et compression

Le nombre d'électrodes est identique pour tous les réflecteurs (3 électrodes par réflecteur). Un plus grand nombre d'électrodes permet de réfléchir davantage d'énergie mais réduit aussi la bande passante du réflecteur. Il n'est donc pas possible d'ajouter plus d'électrodes pour réfléchir plus d'énergie. Le nombre d'électrodes sur le deuxième et troisième réflecteur n'a pas été augmenté car leur bande passante propre deviendrait plus étroite que la bande passante du transducteur et donc modifierait sensiblement la caractéristique que nous voulons donner à notre transducteur. La

quantité d'énergie réfléchiée par les réflecteurs (section 2.2.4) et les pertes énergétiques dues à la propagation de l'onde (section 2.2.11) sur le substrat piézoélectrique sont négligeables. Les dispositifs avec une architecture simple (sans doigts dédoublés) donnent de meilleurs résultats, il y a environ 8 dB de différences sur l'amplitude des échos entre un dispositif avec des doigts doubles par rapport au même dispositif avec des doigts simples. Dans les transducteurs LFM, les électrodes ont un très faible indice de réflexions surtout pour le couple de valeur $\frac{a}{p} = 40\%$ et $\frac{h}{\lambda} = 5\%$ (particularité du $LiNbO_3$ 128°) permettant de réduire les réflexions parasites et donc d'améliorer la fonctionnement du transducteur.

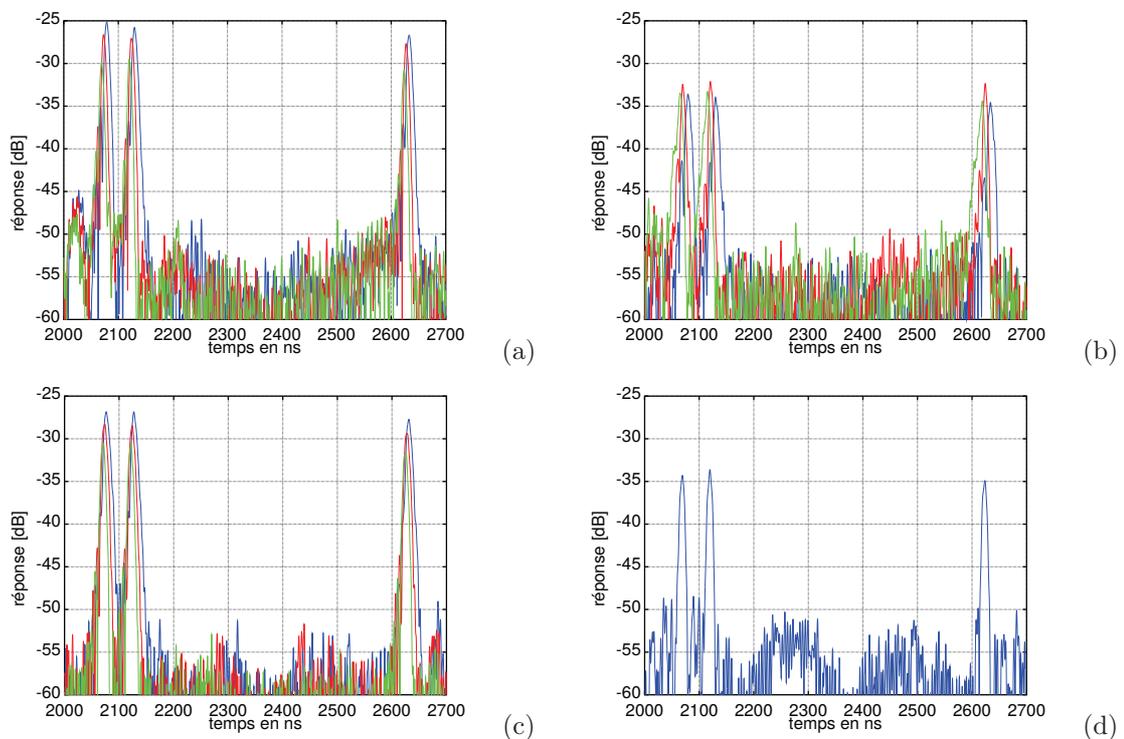


FIGURE 2.34 – Les réflecteurs sont codés avec des échos compressés, (a) sans apodisation doigts simples, (b) sans apodisation doigts doubles, (c) avec apodisation doigts simples, (d) avec apodisation doigts doubles

La compression des échos (calculée à -3 dB de leur maximum) est moins bonne que celle obtenue sur les transducteurs fonctionnant en transmission (Fig. 2.34 et figure 2.35) : la compression des échos est comprise entre 8 ns et 10 ns alors qu'en transmission la compression se trouve proche de la limite théorique qui est de 5 ns. La bande passante des dispositifs est toujours de 200 MHz mais comme le signal acoustique traverse deux fois le filtre (transducteur LFM) sa bande passante diminue légèrement.

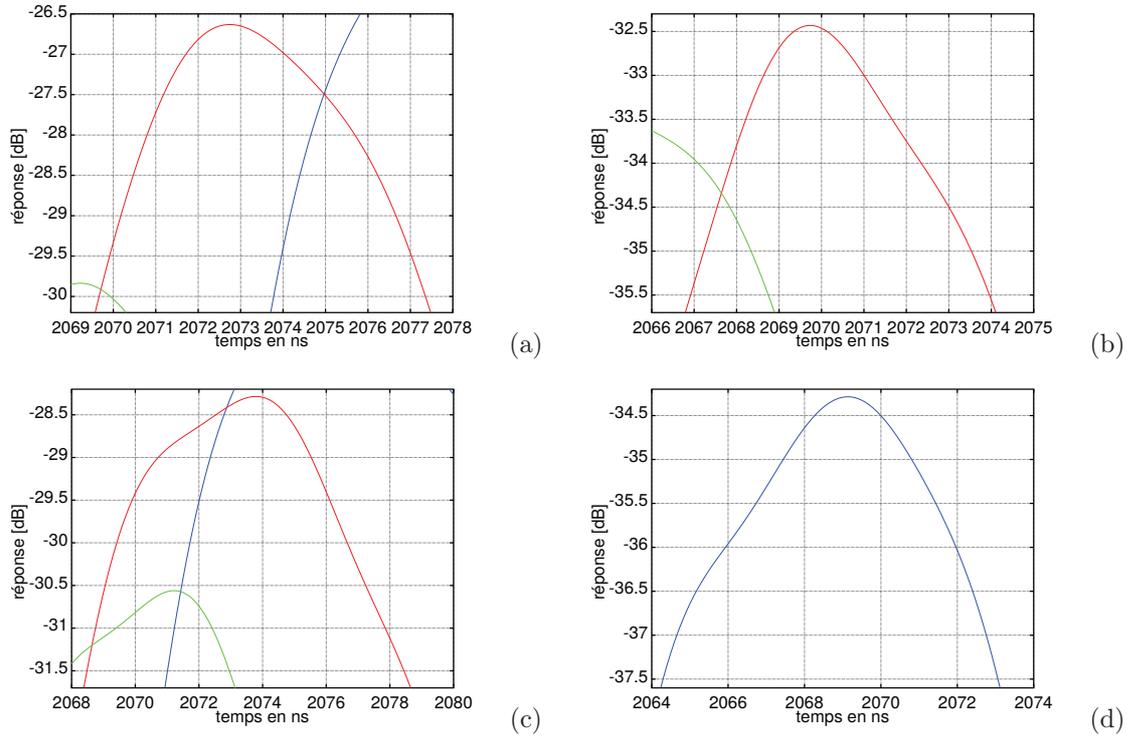


FIGURE 2.35 – Compression des échos, (a) sans apodisation doigt simple, (b) sans apodisation doigt double, (c) avec apodisation doigt simple, (d) avec apodisation doigt double

électrodes	simples	doublées	simple	doublées
ouverture	sans	sans	avec	avec
Gain (dB)	-25	-34	-28	-35
compression (ns)	8	7.5	10	7

TABLE 2.10 – Dipositifs SAW fonctionnant en réflexion

2.11 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons développé des dispositifs SAW UWB fonctionnant dans la bande 200–400 MHz. Le transducteur dispersif ("chirp IDT") est utilisé sur un temps d'intégration dispersif de $T = 500 \text{ ns}$, le gain obtenu grâce au traitement du signal est donné par le produit $B \cdot T = 100$. Différentes variantes de dispositifs ont été testées et montrent que le signal modulé en fréquence peut être comprimé. Les mesures obtenues sont proches des résultats attendus avec la simulation. Le gain du signal comprimé est de $10 \log_{10}(B \cdot T)$ soit 20 dB et les pertes d'insertions sont en moyenne de -25 dB. La durée du signal comprimé correspond à la valeur théorique attendue $1/200 \text{ MHz} \simeq 5 \text{ ns}$. Pour les mesures nous avons utilisé un

analyseur de réseau en vue d'une utilisation ultérieure par un interrogateur de type radar à balayage de fréquence. Les résultats obtenus n'ont pas seulement une valeur de recherche, ils ont aussi une portée pratique puisque des dispositifs SAW sur cette plage de fréquence peuvent être utilisés comme capteur ou identifiant enterrés dans le sol (GPR). Le transducteur LFM permet d'obtenir de bonnes amplitudes sur les échos des puces, bien meilleures qu'avec le transducteur standard, mais les résultats sont bridés par les réflecteurs qui ne sont pas adaptés au codage spectral large bande. Dans le troisième chapitre, ce sera l'un des points clés à améliorer.

Chapitre 3

Capteur SAW fonctionnant sur la bande de fréquences 2 GHz-2.5 GHz

Ce chapitre reprend les travaux effectués sur les transducteurs LFM du deuxième chapitre afin de les appliquer sur des dispositifs SAW LFM fonctionnant dans la bande passante $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ qui répondent à la norme UWB des États-Unis. Nous testerons différents types d'architectures de dispositifs UWB sur cette bande de fréquence.

3.1 Présentation des différentes architectures

Cette section 3.1 introduit les différents capteurs SAW étudiés dans ce chapitre. Chaque type d'architecture sera approfondie dans ce chapitre sous la forme d'une section par type d'architecture. Ces dispositifs SAW étudiés ici ont été fabriqués par l'entreprise "SAW Components" implantée en Allemagne.

3.1.1 Architecture du transducteur standard UWB

L'architecture des dispositifs SAW standards UWB (Fig. 3.1) est étudiée en premier de sorte que les résultats puissent servir de référence aux autres types d'architectures UWB.

L'écart entre les électrodes du transducteur est constant. Les transducteurs utilisant ce type d'architecture n'a pas de gain de traitement (section 1.7.5). De plus, le faible nombre d'électrodes mis en jeu dans ce type de transducteur afin de couvrir une large bande de fréquence induit un niveau significatif de pertes (section 2.2.2). Il est de même pour les réflecteurs.

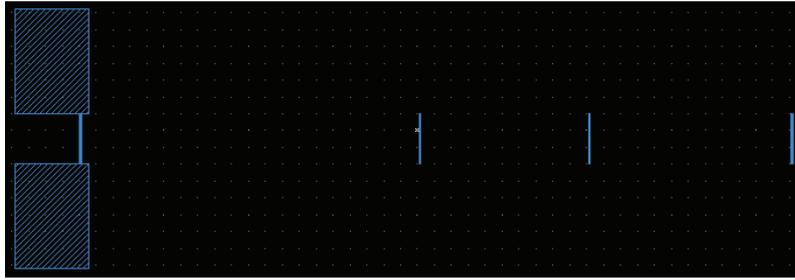


FIGURE 3.1 – Transducteur standard UWB a pas constant entre les électrodes

3.1.2 Architecture avec un transducteur LFM

Les figures 3.2 et 3.3 présentent une architecture de ligne à retard basée sur un transducteur LFM (écart variable entre les électrodes modulé linéairement en fréquence). Le transducteur a un gain G de traitement donné par le produit de la bande passante B par la durée du signal d'interrogation T (section 1.7.5) :

$$G = B \cdot T \quad (3.1)$$

Les prototypes étudiés dans le deuxième chapitre fonctionnent dans la bande passante $200 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz}$ et n'exploitent qu'un seul sens de propagation du transducteur (basses fréquences vers hautes fréquences).

Comme nous nous intéressons à la bande de fréquence $2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$, la bande passante (B) par rapport à la fréquence centrale (f_0) est proche de la limite théorique $\frac{B}{f_0} < 0.2$ permettant de propager les ondes dans les deux directions du transducteur LFM [62]. Nous avons dimensionné une architecture de ligne à retard utilisant les deux sens de propagation des ondes dans le transducteur (Fig. 3.3).



FIGURE 3.2 – Ligne à retard basée sur une architecture de transducteur UWB LFM exploitant un seul sens de propagation des ondes élastiques

3.1.3 Architecture basée sur des transducteurs LFM en regard

L'architecture de la figure 3.4 n'utilise pas de réflecteur, elle est basée sur deux canaux acoustiques contenant chacun deux transducteurs LFM.

Ce type de dispositif peut être utilisé soit comme un quadripôle soit comme un dipôle en court-circuitant le port d'entrée et de sortie (Fig. 3.5). Dans ce second cas,

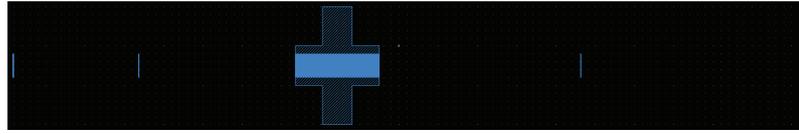


FIGURE 3.3 – Ligne à retard basée sur une architecture de transducteur UWB LFM exploitant les deux sens de propagation des ondes élastiques



FIGURE 3.4 – Deux canaux acoustiques contenant chacun deux transducteurs LFM

les deux transducteurs fonctionnent à la fois comme générateur et comme récepteur d'ondes élastiques. L'intérêt de ce dispositif est de ne pas avoir de pertes d'insertion comme induites habituellement par des réflecteurs.



FIGURE 3.5 – Connections en rouge afin d'utiliser le dispositif SAW en dipôle

3.1.4 Architecture basée sur des transducteurs à périodes constantes

La nombre optimum d'électrodes donnant le meilleur rendement est d'environ 20 pour un transducteur fonctionnant sur du $LiNbO_3 YX - 128^\circ$ (section 2.2.2). Cette architecture permet d'utiliser des transducteurs standards (écarts constants entre les électrodes) connectés en parallèle (Fig. 3.6).

Les six transducteurs ont une bande passante de 100 MHz. Les 6 transducteurs ont leur propre fréquence centrale et leur propre canal acoustique. La fréquence de fonctionnement des réflecteurs est adaptée à la fréquence du transducteur lui correspondant. Les réflecteurs ont ainsi une bande passante plus étroite ce qui autorise de les concevoir avec davantage d'électrodes afin d'obtenir un meilleur coefficient de réflexion. La contribution de chacune des bandes passantes respectives permet de couvrir la bande passante de 2 GHz – 2.5 GHz.

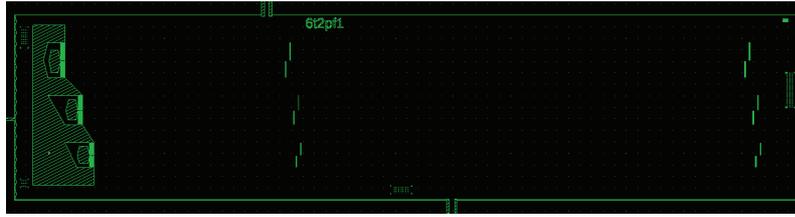


FIGURE 3.6 – Six transducteurs à pas constant connectés en parallèle permettant de couvrir la bande passante de 2 GHz – 2.5 GHz

3.2 Transducteur standard UWB

Les résultats obtenus avec ce transducteur standard vont servir de référence afin d'évaluer les résultats des différentes architectures étudié par la suite.

Ce dispositif SAW est simulé par un logiciel utilisant les méthodes (FEM/BEM) (section 2.4). Il a également été fabriqué et mesuré afin de disposer de résultats expérimentaux servant de référence. Nous comparons les résultats obtenus par la simulation avec les résultats expérimentaux des dispositifs mesuré sur "wafer" et également en boîtier SMD (surface mounted device).

3.2.1 Dimensionnement

Le masque du dispositif SAW standard est présenté sur la figure 3.7. L'écartement entre les électrodes du transducteur est constant, la fréquence est centrée sur 2.25 GHz avec une bande passante de 500 MHz. Le nombre de doigts est estimé avec la formule suivante [13] :

$$Nb_{paires} = \frac{f_c}{\Delta f} = \frac{2.25 \cdot 10^9}{500 \cdot 10^6} = 4.5 \quad (3.2)$$

- f_c , fréquence centrale [Hz] ;
- Δf , bande passante [Hz] ;
- Nb_{paires} , nombre de paires d'électrodes dans le transducteur.

Le nombre de paires est de quatre plus une électrode afin que le transducteur soit utilisable en communication ultra large bande (UWB).

La vitesse théorique des ondes de Rayleigh sur la surface libre du $LiNbO_3$ YX – 128° est de $3979m \cdot s^{-1}$. Cette vitesse diffère légèrement dans le transducteur à cause de la métallisation des électrodes. L'écartement du transducteur est ajusté en utilisant le logiciel de simulation. Le pas finalement choisi est $1.796 \mu m$ (section 2.2.3).

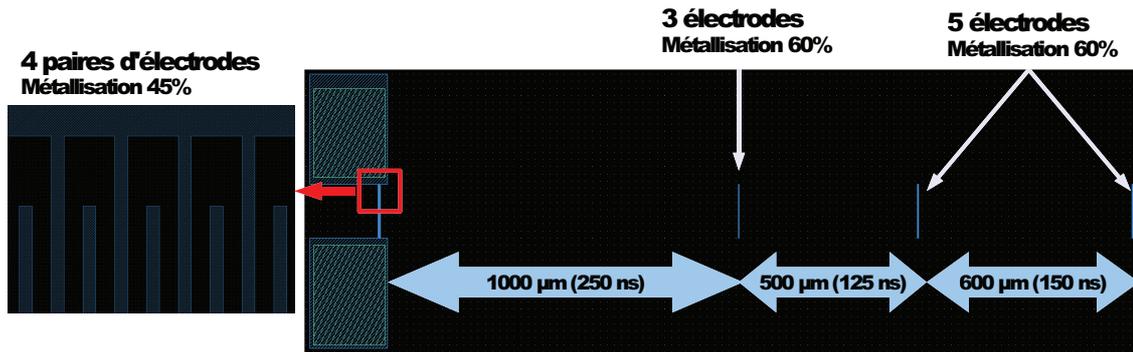


FIGURE 3.7 – Masque du dispositif SAW servant de référence

Le rapport de métallisation ($\frac{a}{p}$) des électrodes du transducteur de 45 % permet de réduire leur réflectivité (proche de 0% de réflexion) tout en gardant un bon rapport de transformation de la puissance électrique en puissance mécanique (section 2.2.4). À l'inverse, le rapport de métallisation ($\frac{a}{p}$) des électrodes des réflecteurs de 60 % permet d'obtenir une meilleure réflexion (environ 8% de l'amplitude du signal par électrode, section 2.2.4).

L'ouverture acoustique d'un transducteur standard définit son impédance réelle. L'impédance réelle est indépendante du nombre d'électrodes dans le transducteur. Soit un résumé des différents paramètres utilisés pour l'architecture du transducteur standard UWB :

- f_0 , fréquence centrale = 2.25 GHz ;
- B , bande passante = 500 MHz ;
- Nb_{paires} , nombre de paires d'électrodes = 4 + 1_{electrode} ;
- dimension d'une paires d'électrode = 1.796 μm ;
- a/p , rapport de métallisation des électrodes par rapport à la surface libre, transducteur = 45 %, réflecteur = 60 % ;
- w , ouverture du transducteur = 150 μm ;
- h , épaisseur d'aluminium = 80 nm ;
- premier réflecteur = 1 électrode, deuxième réflecteur = 5 électrodes, troisième réflecteur = 5 électrodes.

3.2.2 Simulations et mesures

Les résultats obtenus par simulation et les résultats expérimentaux obtenus par mesures sur wafer et en boîtiers SMD sont présentés sur le même graphique avec des couleurs différentes, respectivement bleu (simulation), rouge (mesure wafer), vert (mesure boîtier). La figure 3.8 présente la fonction de transfert S_{11} du dispositif

dispositif	simulé	mesuré	commentaire
période (μm)	1.711	1.796	note 1
ouverture (μm)	75	150	note 2
Nombre de réflecteurs	2	3	note 3

TABLE 3.1 – Résumé des paramètres qui sont différents entre l’architecture du dispositifs simulé et mesuré. (1) La distance des électrodes change légèrement entre la simulation et les dispositifs mesurés afin d’ajuster la fréquence centrale. (2) L’ouverture est doublé pour le dispositif simulé pour ajuster son impédance. (3) Le nombre de réflecteur est arbitraire, 3 réflecteurs permettent de coder 3 échos.

SAW servant de référence.

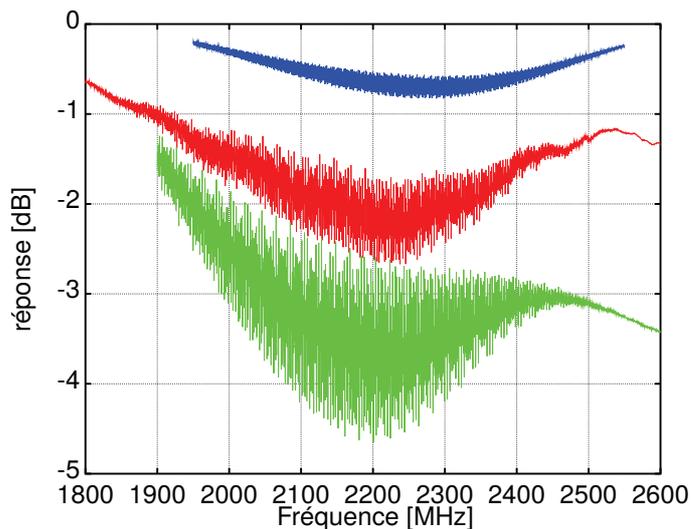


FIGURE 3.8 – Fonction de transfert (S_{11}) des dispositifs SAW, en bleu les résultats obtenus par la simulation, en rouge les mesures faites sur le wafer, en vert les mesures sur les dispositifs mis dans un boîtier SMD

La réponse obtenue par la simulation (en bleu) a une fréquence centrale qui est légèrement plus élevée que sur les dispositifs réels car la période des électrodes est plus petite ($1.711 \mu m$ pour la simulation, $1.796 \mu m$ pour les dispositifs mesurés). La figure 3.9 présente les fonctions de transfert S_{11} tracées sur l’abaque de Smith. Le dispositif simulé a une ouverture de $75 \mu m$ et la réponse du dispositif mesuré sur wafer ou boîtier a une ouverture de $150 \mu m$. L’impédance Z_{reel} d’un transducteur constant est proportionnelle à son ouverture [63] :

$$Z_{reel} \sim \frac{1}{\omega_c \cdot W} \quad (3.3)$$

- ω_c , la fréquence centrale
- W , l'ouverture acoustique

Pour une ouverture de $75 \mu m$, l'impédance réelle du dispositif simulé vaut 100Ω (Fig. 3.9 (a)). Selon l'équation 3.3 en doublant l'ouverture acoustique $150 \mu m$, l'impédance réelle du dispositif mesuré est divisée par deux, soit une impédance de 50Ω (Fig. 3.9 (c)). Cette méthode permet à partir d'une simulation de référence de facilement adapter l'impédance d'une ligne à retard en modifiant l'ouverture acoustique. Notons que les deux dispositifs ont aussi une impédance imaginaire due à l'effet capacitif apporté par les peignes interdigités.

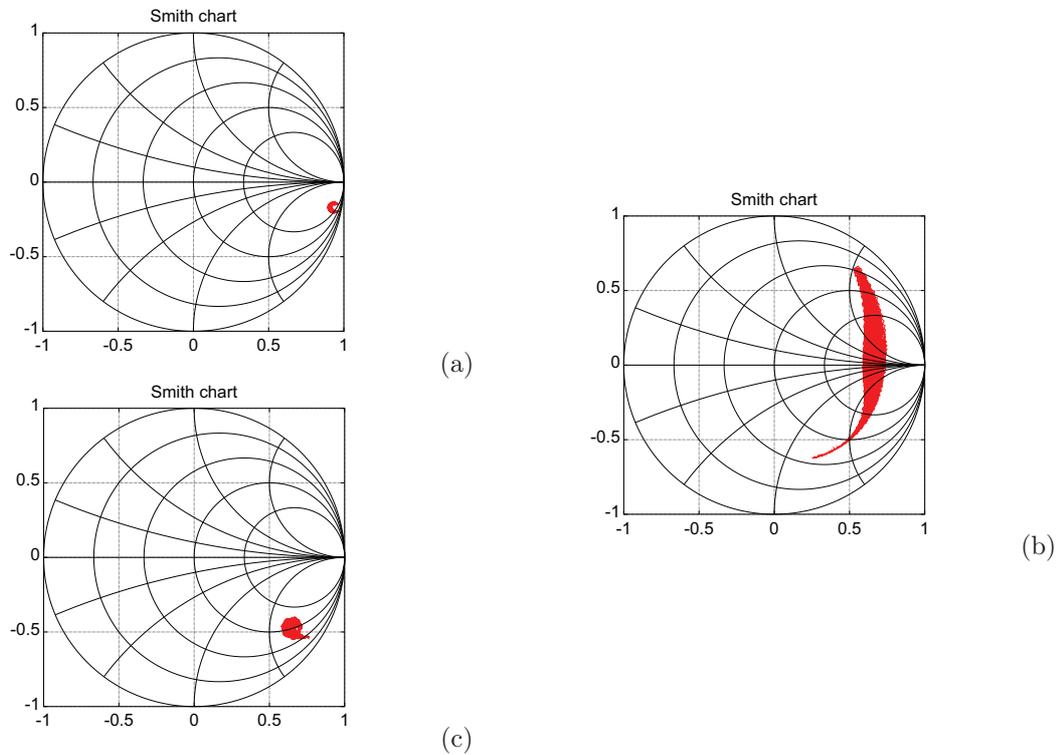


FIGURE 3.9 – Fonction de transfert S_{11} (impédance), (a) simulation, (b) dispositif dans un boîtier SMD, (c) dispositif sur le wafer

Dans notre cas, l'impédance réelle du dispositif SAW sur wafer (Fig. 3.9 (c)) est mieux adaptée que celle du dispositif SAW simulé (Fig. 3.9 (a)). Ce facteur explique en partie pourquoi la fonction de transfert S_{11} du dispositif mesuré sur wafer (Fig. 3.8 courbe rouge) a une meilleure dynamique que celle du dispositif simulé (Fig. 3.8 courbe bleu).

Le dispositif mesuré sur wafer est mis en boîtier. Le boîtier SMD et les fils de

connexions modifient son impédance (Fig. 3.9 (b)) :

- L'impédance imaginaire pour les basses fréquences (2 GHz) est inductive (courbe dans la partie supérieure de l'abaque de Smith).
- L'impédance imaginaire autour de la fréquence centrale (2.25 GHz) s'annule pour ne laisser qu'une impédance réelle d'environ 150 Ω (milieu de la courbe).
- L'impédance imaginaire pour les hautes fréquences (2.5 GHz) est capacitive (courbe dans la partie inférieure de l'abaque de Smith).

Autour de la fréquence centrale, l'impédance imaginaire du dispositif SAW s'annule, le dispositif SAW fonctionne donc encore mieux. La fonction de transfert S_{11} du dispositif mis en boîtier (Fig. 3.8 courbe verte) a une meilleur dynamique que le dispositif sur wafer (Fig. 3.8 courbe rouge).

3.2.3 Résultats

La transformé de Fourier inverse est appliquée sur les mesures des paramètre S_{11} afin de visualiser dans le domaine temporel les échos réfléchis par les réflecteurs (Fig. 3.10). Les pertes d'insertion sont mesurées par rapport au maximum des échos. Les pertes d'insertion sur le premier écho (Fig.3.10) sont significativement différentes entre la simulation et les mesures (15 dB d'écart en faveur des dispositifs mesurés).

Le dispositif simulé a une impédance réelle d'environ 100 Ω tandis que les dispositifs mesurés ont une impédance proche de 50 Ω . Les dispositifs mesurés ont une meilleure adaptation d'impédance, ils ont donc moins de pertes. Il est de même pour les dispositifs mesurés sur wafer et ceux mesurés dans le boîtiers. Bien qu'il s'agisse des mêmes dispositifs, la différence des pertes est d'environ 6 dB. Sur les diagrammes de Smith de la figure 3.9, l'impédance du dispositif SAW mesurée sur le wafer est différente de l'impédance du dispositif dans le boîtier. Le boîtier a lui aussi une impédance réelle et imaginaire qui, par hasard, permet dans notre cas au dispositif SAW d'être mieux adapté en impédance. Cette différence d'adaptation est suffisante pour réduire les pertes d'insertion de 6 dB. Finalement, contrairement à nos attentes, les dispositifs avec une période constante donnent de bons résultats. Pour un temps de propagation de 500 ns, et une seule électrode pour le premier réflecteur (8 % d'énergie réfléchi), les pertes sont de -30 dB.

Théoriquement nous devrions obtenir une compression de 2 ns à -3 dB du maximum de l'amplitude des échos. Le premier réflecteur a une seul électrode et donc une bande passante suffisamment large pour ne pas rogner sur la bande passante du transducteur. La compression du premier écho se situe entre 2.5 ns et 3 ns. Le transducteur a donc une bande passante d'environ 450 MHz. Il faudrait enlever une paire d'électrodes afin d'avoir une bande passante légèrement supérieur à 500 MHz.

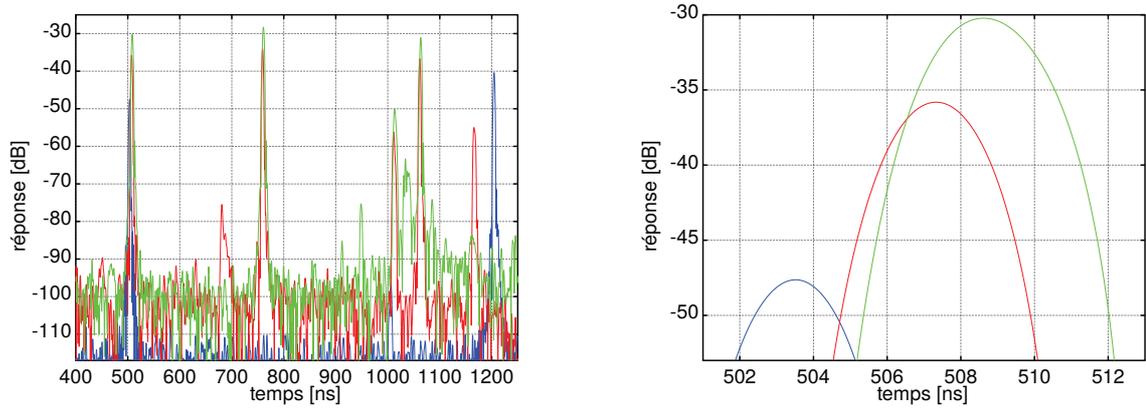


FIGURE 3.10 – Les échos codent la position des réflecteurs, en bleu les résultats obtenus par la simulation, en rouge les mesures faites sur le wafer, en vert les mesures faites sur des dispositifs dans un boîtier SMD

Pour les échos des réflecteurs 2 et 3, la compression est proche de 3 ns , les réflecteurs 2 et 3 ont chacun 5 électrodes.

Les pertes de propagations sont importantes pour les ondes de hautes fréquences : pour une fréquence de l'ordre de 2.25 GHz les pertes sont de l'ordre de $5\frac{\text{dB}}{\mu\text{s}}$. Dans le deuxième chapitre, pour les fréquences proches de 300 MHz les pertes s'élevaient à $0.14\frac{\text{dB}}{\mu\text{s}}$. Pour les prototypes du deuxième chapitre fonctionnant à 300 MHz , les pertes de propagations étaient négligeables mais pour les dispositifs fonctionnant à 2.25 GHz il faut en tenir compte. La réflectivité des réflecteurs doit être adaptée pour compenser les pertes de propagations afin d'équilibrer l'amplitude des échos, mais il est difficile d'équilibrer l'amplitude des différents échos sans réduire la bande passante des réflecteurs.

résultats	simulation		wafer			boîtier smd		
	1	2	1	2	3	1	2	3
échos	1	2	1	2	3	1	2	3
$Nb_{\text{électrodes}}$	1	5	1	5	5	1	5	5
position (ns)	500	1200	500	760	1060	500	760	1060
niveau (dB)	-47.5	-40.5	-36	-34	-37	-30	-28.3	-31
compression (ns)	2.5	2.7	2.5	2.9	2.9	3	3.1	3

TABLE 3.2 – Compression et niveau des échos pour le dispositif SAW standard

3.2.4 Conclusion

Les dispositifs SAW standards présentent une compression des échos située entre 2.5 ns et 3 ns alors que la compression théorique est de 2 ns. Les pertes d'insertions sur les échos sont proche de -36 dB pour les dispositifs mesurés sur wafer et -30 dB pour les dispositifs mis en boîtiers. Ces résultats servent de référence, mais il faut noter que les échos ont un temps de propagation relativement court, inférieur de 1000 ns, alors que les dispositifs présentés dans les prochaines sections ont des temps de propagations maximums de 2700 ns, rajoutant 13.5 dB de pertes de propagation dont il faudra tenir compte.

3.3 Transducteur LFM

Les pertes d'insertion expérimentales obtenues dans le deuxième chapitre avec les transducteurs LFM dans la bande de fréquence 200 – 400 MHz sont de l'ordre de -26 dB, valeur considérée comme satisfaisante dans l'état de l'art. Nous avons donc développé un dispositif sur le même type d'architecture pour la plage de fréquences 2 GHz – 2.5 GHz, sachant que les règles de dimensionnement restent les mêmes.

3.3.1 Dimensionnement

Les règles de dimensionnement des transducteurs LFM sont détaillées et justifiées dans le deuxième chapitre. Dans cette section, nous les appliquons afin de dimensionner un transducteur LFM couvrant la plage de fréquence 2 GHz – 2.5 GHz.

3.3.1.1 Gain

La théorie sur le gain est expliquée à la section 2.5.1. La bande passante du dispositif est de 500 MHz (standard UWB de communication des États-Unis). Le gain de traitement G est fixé à 50, le choix de cette valeur est justifié dans la suite du document. Le signal d'interrogation dure 100 ns (correspondant à une longueur 400 μ m, compatible avec la technologie SAW), selon l'équation :

$$T = \frac{G}{B} = \frac{50}{500 \cdot 10^6} = 100 \text{ ns} \quad (3.4)$$

Résumé des paramètres importants :

- temps d'interrogation : $T = 100$ ns ;
- gain : $G = 50$;
- bande passante : $B = 500$ MHz.

3.3.1.2 Nombre et position des électrodes

La théorie sur le nombre et la position des électrodes est expliquée à la section 2.6.1.1. Le nombre de paires d'électrodes est de 225.

$$NbP = F_c \times T = 2.25 \cdot 10^9 \times 100 \cdot 10^{-9} = 225 \quad (3.5)$$

Le nombre de paires d'électrodes efficaces est de 32. Le nombre optimum de paires d'électrodes sur du $LiNbO_3$ $YX - 128^\circ$ est de 20 (chapitre 2 section 2.5.3).

$$N_{eff} = f_c \times \sqrt{\frac{T}{B}} = 2.25 \cdot 10^9 \times \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-9}}{500 \cdot 10^6}} = 32 \quad (3.6)$$

Le nombre optimum est en fait une valeur indicative qui cerne plutôt un ordre de grandeur. Le nombre de 32 paires efficaces N_{eff} , travaillant ensemble pour une même fréquence, n'est pas aberrant (le nombre efficace doit être proche du nombre optimum section 2.5.3), à titre d'exemple le livre "Surface acoustic wave filter" [51] donne un nombre optimum de 26 paires d'électrodes. Le choix du gain $G = 50$ mène à des valeurs cohérentes.

Nous définissons à partir du nombre de paires d'électrodes dans le transducteur, la position propre à chaque électrode pour obtenir un transducteur modulé linéairement en fréquence. La position des électrodes est calculée grâce à l'équation suivante (section 2.5.4) :

$$P(n) = V \times \frac{-f_0 + \sqrt{f_0^2 + \frac{B}{T} \cdot (n-1)}}{\frac{B}{T}} \quad (3.7)$$

- $P(n)$, n indice de l'électrode de position P .
- n , numéro d'ordre de l'électrode varie de 1 à 450
- f_0 , la fréquence initiale (Hz).
- B , la bande passante du transducteur (Hz).
- T , durée du signal d'interrogation (s).

La fréquence initiale est $2 GHz$ avec un signal d'interrogation de $100 ns$ et une bande passante de $500 MHz$.

3.3.1.3 Métallisation des électrodes du transducteur

L'épaisseur de la métallisation relative ($\frac{h}{\lambda}$), et le rapport de métallisation des électrodes ($\frac{a}{p}$) sont les deux paramètres qui influencent la réflectivité des électrodes (chapitre 1 section 3.11).

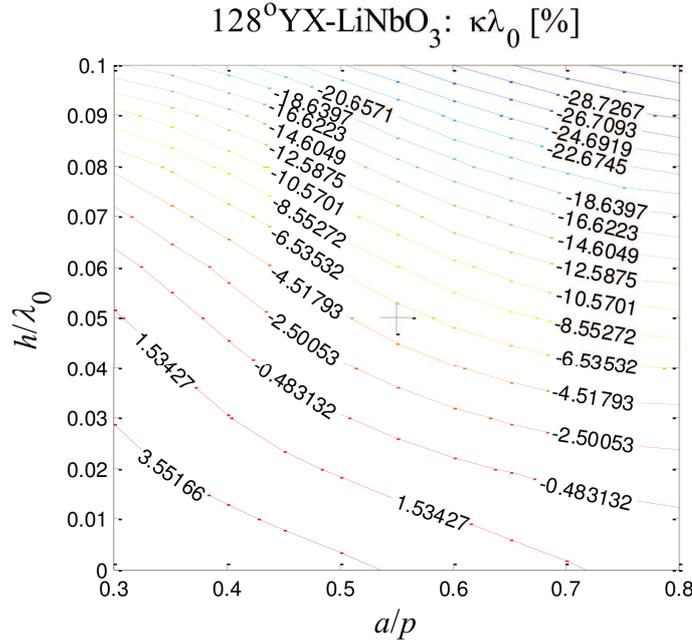


FIGURE 3.11 – Réflectivités des électrodes en fonction de l'épaisseur de la métallisation relative ($\frac{h}{\lambda}$), et du rapport de métallisation des électrodes ($\frac{a}{p}$) (uniquement valable pour les électrodes connectées en court-circuit).

Pour un rapport d'épaisseur de la métallisation $\frac{h}{\lambda} = 0.05$, le rapport de métallisation des électrodes $\frac{a}{p} = 0.4$ donne une réflexion presque nulle. Ce rapport est utilisé pour les électrodes du transducteur (Fig. 3.11).

La figure 3.12, nous permet de calculer l'épaisseur de métallisation du dispositif SAW. L'épaisseur de la métallisation relative est :

$$\frac{h}{\lambda} = 0.05 \quad (3.8)$$

La fréquence centrale du dispositif est de 2.25 GHz, la vitesse v de l'onde pour un rapport $\frac{a}{p} = 0.4$ est d'environ 3834 m/s, la longueur d'onde est :

$$\lambda = \frac{v}{f_c} \quad (3.9)$$

Nous en déduisons l'épaisseur de métallisation :

$$h = 0.05 \cdot \frac{v}{f_c} = 0.05 \cdot \frac{3834}{2.25 \cdot 10^9} = 85 \cdot 10^{-9} \text{ m} \quad (3.10)$$

L'épaisseur de métallisation des dispositifs SAW est fixée à 85 nm. Les électrodes du transducteur ont un rapport de métallisation ($\frac{a}{p}$) de 40% ce qui permet d'avoir une réflectivité presque nulle afin de limiter les réflexions parasites.

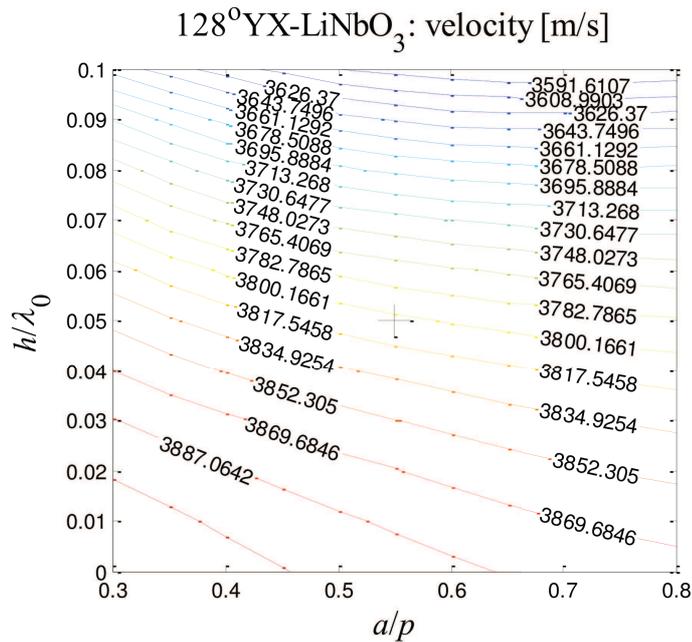


FIGURE 3.12 – Vitesse des ondes de Rayleigh en fonction de l'épaisseur de la métallisation relative ($\frac{h}{\lambda}$), et du rapport de métallisation des électrodes ($\frac{a}{p}$).

3.3.1.4 Les électrodes des réflecteurs

Les électrodes des réflecteurs sont connectées en circuit ouvert afin d'ajouter la réflectivité mécanique à la réflectivité électrique (tableau 3.3).

	circuit ouvert		court-circuit	
	C_1	C_2	C_1	C_2
<i>LiNbO₃ YX</i> – 128°	+2%	+0.8	-2%	+0.8

TABLE 3.3 – Pour des électrodes métallisées : coefficient de réflectivité total en fonction de la réflectivité électrique et la réflectivité mécanique tel que $r_s = r_{sE} + r_{sM} = j \cdot C_1 + j \cdot C_2 \cdot (h/\lambda)$, pour un rapport $a/p = 1/2$ [21]

Un rapport de métallisation $\frac{a}{p} = 60\%$ donne un bon compromis entre la réflectivité et les dimensions critiques du dispositif SAW. L'épaisseur de métallisation $\frac{h}{\lambda_0}$ est d'environ 5% ce qui donne une réflectivité d'environ 8% par électrode (Fig. 3.13).

3.3.1.5 Pertes de propagations

À température ambiante (25 °C) pour du *LiNbO₃ YX* – 128°, les pertes sont estimées à partir de la formule 3.11 empirique [26] suivante (formule rigoureusement valable pour la coupe *LiNbO₃ YZ* mais permettant de donner un ordre de grandeur

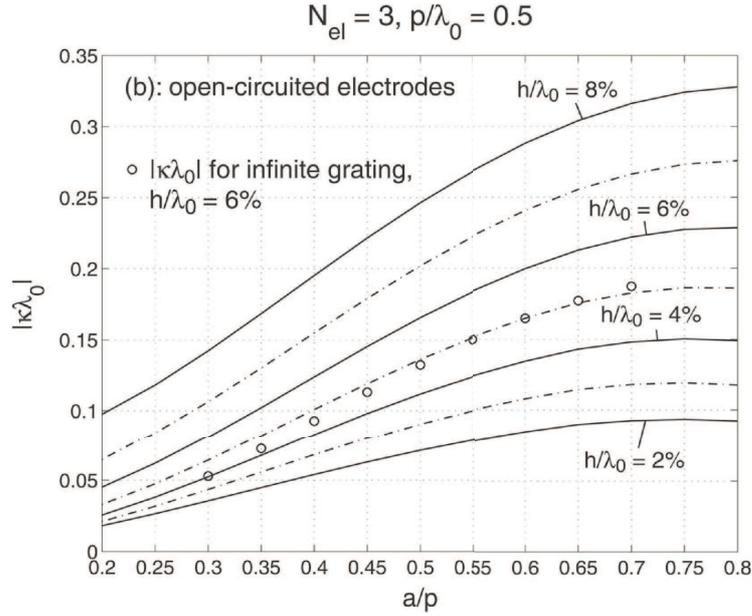


FIGURE 3.13 – Réflectivité par longueur d’onde pour des réflecteurs connectés en circuit ouvert [52], les traits hachurés représentent les épaisseurs de métallisation $H/\lambda_0 = 3\%$, $H/\lambda_0 = 5\%$ et $H/\lambda_0 = 8\%$ ($p = \lambda_0/2$). Bien que la réflectivité soit simulée sur trois électrodes, la réflectivité tracée ne prend en compte que 2 électrodes.

acceptable des pertes de propagation pour la coupe $LiNbO_3 YX - 128^\circ$). Avec une application numérique où la fréquence du transducteur LFM est approximée à la fréquence centrale $f = 2.25 GHz$.

$$\alpha = 0.19 \cdot f + 0.88 \cdot f^2 = 0.19 \cdot 2.25 + 0.88 \cdot 2.25^2 \approx 5 \frac{dB}{\mu s} \quad (3.11)$$

- α , perte de propagation en $\left[\frac{dB}{\mu s} \right]$;
- f , fréquence de fonctionnement $[GHz]$.
- Le coefficient 0.19 exprime l’atténuation de l’amplitude de l’onde à la surface.
- Le coefficient 0.88 exprime l’atténuation de l’amplitude de l’onde par effet thermique.

Pour les prototypes basses fréquences (300 MHz) du deuxième chapitre, les pertes de propagations étaient négligeables. Pour les hautes fréquences (2 GHz – 2.5 GHz), elles sont importantes, environ $5 dB \cdot \mu s^{-1}$.

3.3.1.6 Réflecteurs

Les pertes de propagations des ondes élastiques pour les fréquences comprises entre 2 GHz – 2.5 GHz sont importantes ($5 \frac{dB}{\mu s}$). Les échos des dispositifs SAW

doivent avoir une amplitude comparable mais les pertes de propagations déséquilibrent leurs amplitudes. Le premier écho, qui parcourt une distance moins grande sur le substrat, a une amplitude plus grande que le dernier écho. En ajustant le coefficient de réflectivité des miroirs, c'est à dire le nombre d'électrodes par réflecteur, nous égalisons l'amplitude des échos (Fig. 3.14).

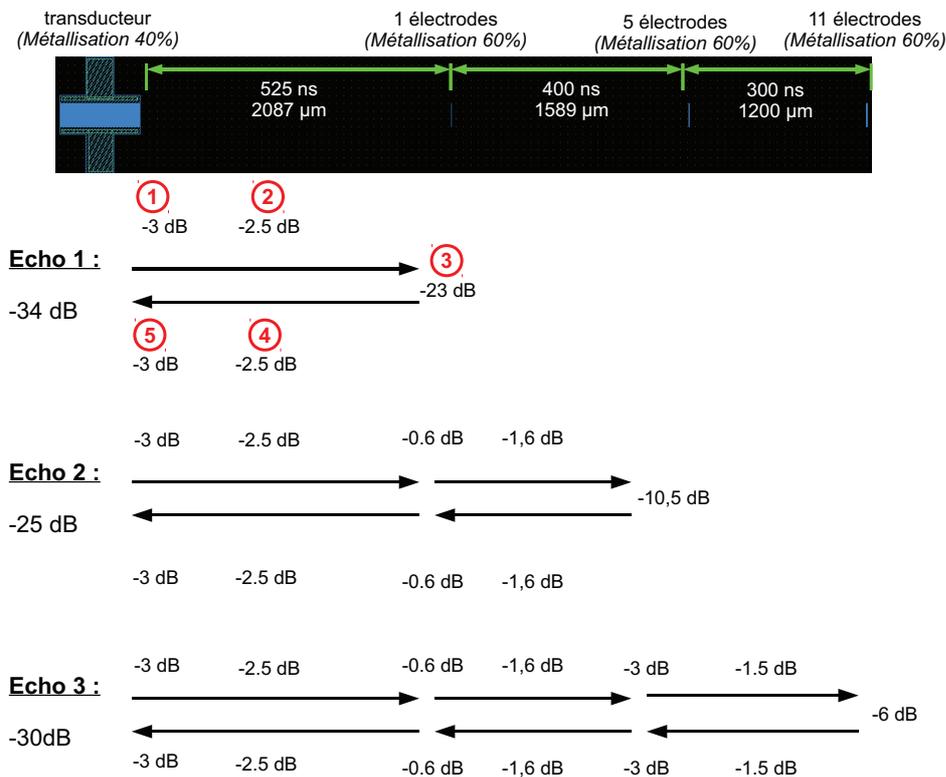


FIGURE 3.14 – Estimation des pertes de propagations

Nous avons choisi de coder trois échos sur les dispositifs, la figure 3.14 présente une estimation des pertes de propagation pour les trois échos. En choisissant une architecture avec 1 électrode, 5 électrodes et 11 électrodes respectivement sur les réflecteurs 1, 2 et 3, les échos devraient avoir une amplitude homogène. En s'appuyant sur la figure 3.14, nous étudions en détails les pertes pour le premier écho :

1. les ondes élastiques se propagent des deux côtés du transducteur, donc seulement la moitié de la puissance est transmise dans le canal acoustique qui contient les réflecteurs, ce qui donne -3 dB de perte ;
2. les pertes de propagation avant d'atteindre le premier réflecteur sont d'environ -2.5 dB ;
3. le premier réflecteur ne comprend qu'une électrode qui a une réflectivité d'environ 7% de l'amplitude du signal, ce qui donne environ -23 dB de pertes ;

4. les pertes de propagations au retour sont les mêmes qu'à l'aller donc une perte de -2.5 dB ;
5. d'après le théorème de réciprocité ($S_{12} = S_{21}$ pour les dispositifs SAW), le transducteur récupère seulement la moitié de la puissance des ondes reçues, donc une perte supplémentaire de -3 dB .

Les pertes induites par les réflecteurs sont importantes, environ -30 dB , sachant que l'objectif est d'obtenir des échos codant les réflecteurs avec des pertes de l'ordre de -30 dB . Ici on ne tient pas compte des pertes apportées par le transducteur. Il semble que l'on soit proche de la limite des pertes acceptable, les échos bénéficieront du gain de traitement qui est de 50 soit 17 dB .

3.3.1.7 Distance de diffraction

La distance de Fresnel (D_F) est définie par [54] :

$$D_F \simeq \frac{W^2}{(5 \times \lambda \times b)} = \frac{(150 \cdot 10^{-6})^2}{5 \times \frac{3979}{2.25 \cdot 10^9} \times 0.65} \simeq 4 \text{ mm} \quad (3.12)$$

- D_F , la distance que l'onde peut parcourir avant la diffraction [m];
- W , ouverture du canal acoustique [m];
- b , est un coefficient d'anisotropie propre au substrat piézoélectrique $b = 1 + d\gamma/d\theta$, pour $LiNbO_3$ YX-128°, $b=0.65$.

La distance de Fresnel est de 4 mm ce qui correspond à $1 \mu s$ de propagation. La diffraction commence à fortement atténuer et perturber le signal à partir de cinq fois la distance de Fresnel ($5 \times D_F$) soit environ $5 \mu s$. Les ondes ne peuvent pas parcourir une distance plus grande que 2 cm , la longueur du dispositif SAW devra donc être inférieur 1 cm (les ondes effectuent un aller-retour sur le dispositif SAW, c'est pourquoi la distance est divisée par deux).

3.3.1.8 Récapitulatif des différents paramètres

Soit un récapitulatif des différents paramètres importants de l'architecture du dispositif SAW LFM (Fig. 3.15) :

- Le gain de traitement est de 50.
- Le temps d'interrogation est de 100 ns .
- Le transducteur a 225 paires d'électrodes modulé linéairement en fréquence sur la bande passante de $2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$.
- L'épaisseur de métallisation est de 80 nm .
- Le rapport de métallisation des électrodes du transducteur est de 45%.

- Le rapport de métallisation des électrodes des réflecteurs est de 60%.
- L'ouverture acoustique du transducteur est de $150\ \mu\text{m}$. Cette ouverture est divisée en deux sous-canaux acoustiques connectés en série afin d'éliminer les modes transverses, chacun de ces sous canaux a une ouverture de $75\ \mu\text{m}$.

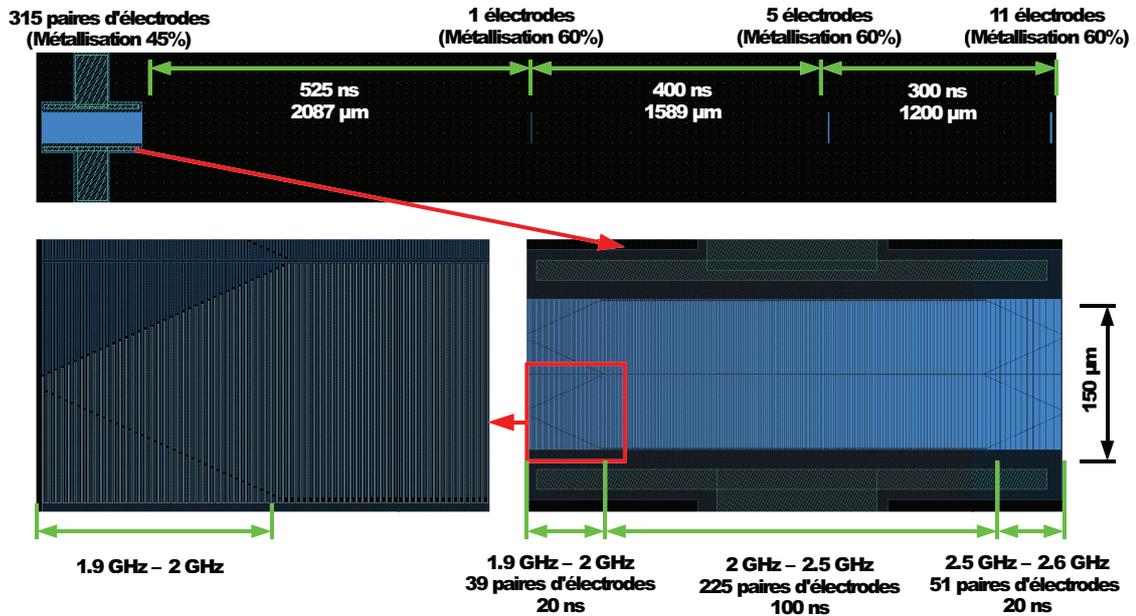


FIGURE 3.15 – Dimension des dispositifs SAW basé sur un transducteur LFM

L'architecture du transducteur est dimensionnée entre $1.9\ \text{GHz}$ et $2.6\ \text{GHz}$, mais il fonctionne sur la plage $2\ \text{GHz} - 2.5\ \text{GHz}$. Au début et à la fin du transducteur, il y a deux apodisations locales sur les segments de fréquences $1.9\ \text{GHz} - 2\ \text{GHz}$ et $2.5\ \text{GHz} - 2.6\ \text{GHz}$. Ces apodisations locales permettent de ne pas créer une rupture entre les extrémités du transducteur est la surface libre.

3.3.2 Mesure du dispositif de référence

Pour chaque mesure, nous comparons la réponse du dispositif mesurée sur le wafer par rapport à celle du dispositif mesuré dans le boîtier. La fonction de transfert S_{11} donne une indication du fonctionnement en fréquence du transducteur. Sur les figures 3.16 et 3.17, la réponse impulsionnelle est formée de petites oscillations entre $2\ \text{GHz} - 2.5\ \text{GHz}$: ces petites oscillations montrent que le transducteur réagit sur la plage de fréquence correspondante. Les dispositifs SAW mis en boîtiers et les dispositifs SAW sur wafer ont des réponses en fréquence légèrement différentes.

Les figures 3.18 et 3.19 montrent le signal modulé en fréquence généré par le transducteur. Le signal a une durée d'environ $200\ \text{ns}$ ($2 \cdot 100\ \text{ns}$), pour l'aller et le retour.

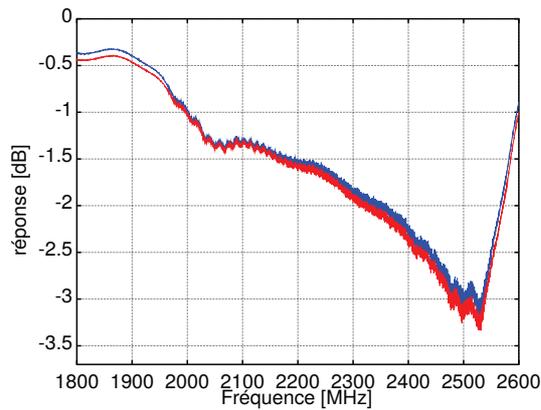


FIGURE 3.16 – Mesure du dispositif de référence sur wafer

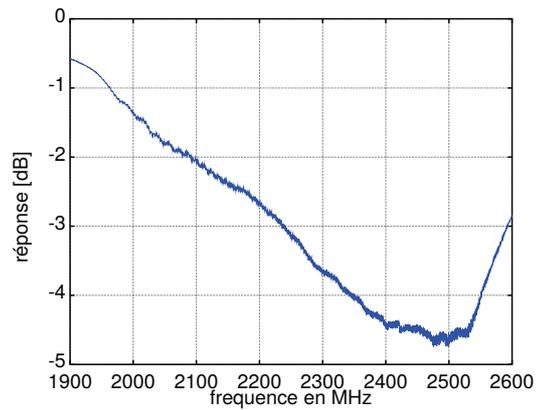


FIGURE 3.17 – Mesure du dispositif de référence dans le boîtier SMD

Le signal LFM commence par les hautes fréquences et finit par les basses fréquences. Comme dans le cas des transducteurs fonctionnant entre $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$, le signal "chirp" n'a pas une amplitude uniforme, le signal a plus de puissance dans les hautes fréquences.

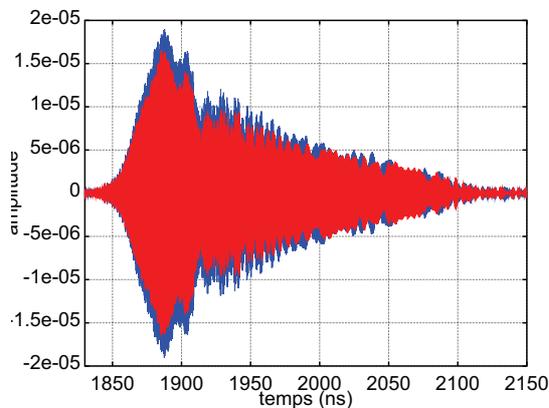


FIGURE 3.18 – Zoom sur le signal "chirp" généré par le transducteur (wafer)

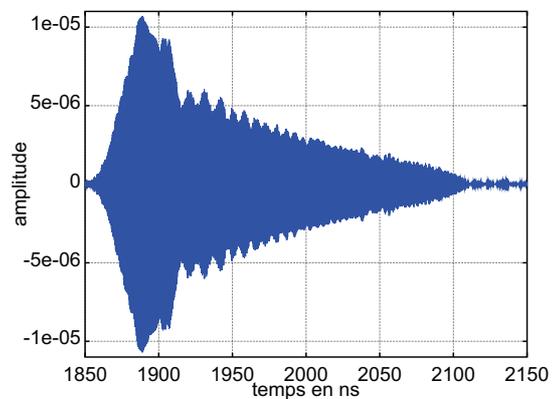


FIGURE 3.19 – Zoom sur le signal "chirp" généré par le transducteur (boîtier)

Le déphasage des signaux LFM généré par les dispositifs SAW (Fig.s 3.18 et 3.21) par rapport au signal LFM théorique ont une forme similaire. Le déphasage maximum est d'environ 100° .

Les diagrammes de Smith (Fig.s 3.22 et 3.23) permettent d'évaluer l'impédance des dispositifs SAW. On constate que le même dispositif mesuré sur wafer et dans le boîtiers SMD n'a pas la même impédance. Sur le wafer (Fig. 3.22) le dispositif est capacitif. Le boîtier modifie l'impédance du dispositif SAW (Fig. 3.23), le dispositif dans le boîtiers SMD a une impédance à la fois inductive et capacitive. Cette

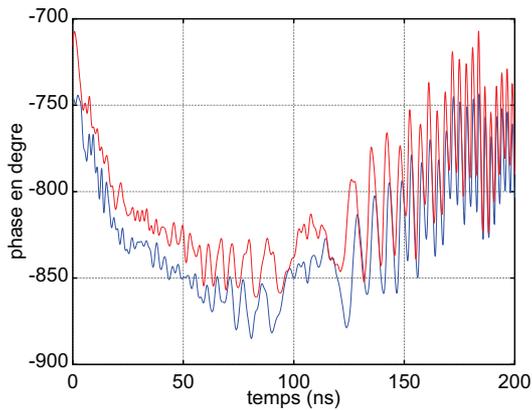


FIGURE 3.20 – Courbe représentant le déphasage du signal après retrait de la contribution polynomiale du deuxième ordre (wafer)

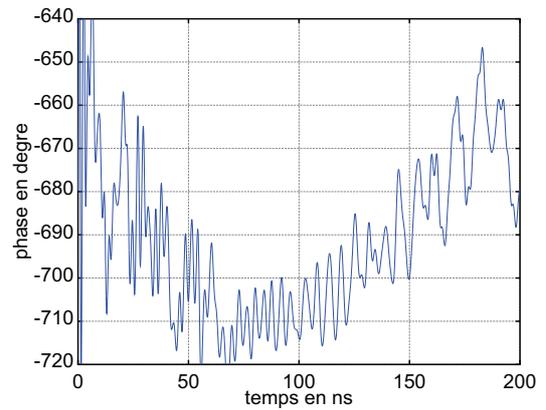


FIGURE 3.21 – Courbe représentant le déphasage du signal après retrait de la contribution polynomiale du deuxième ordre (boîtier)

différence d'impédance est suffisante pour modifier le comportement du dispositif SAW.

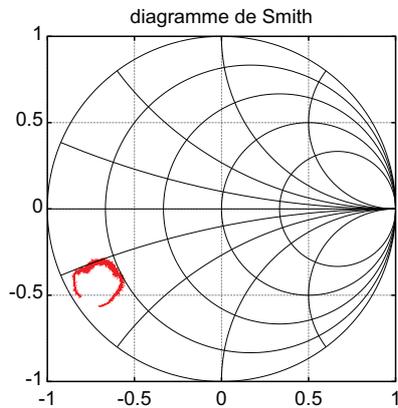


FIGURE 3.22 – Diagramme de Smith (impédance) du dispositif de référence mesuré sur le wafer

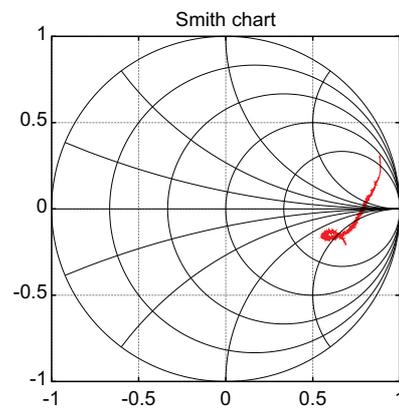


FIGURE 3.23 – Diagramme de Smith (impédance) du dispositif de référence mesuré dans le boîtier

3.3.3 Résultats

Les dispositifs SAW en boîtier ou sur wafer n'ont pas la même impédance, ce qui entraîne des répercussions sur leur fonctionnement. Entre la réponse du dispositif mesuré sur le wafer et le dispositif mesuré dans le boîtiers, il y a environ 5 dB de différence sur l'amplitude des échos en faveur du dispositif dans le boîtier SMD. Par contre, la compression des échos est très peu affectée. Il y a donc moins de puissance

transmise au dispositif SAW, mais dans les deux cas sur le wafer et dans le boîtiers, le dispositif fonctionne sur l'ensemble de sa bande passante.

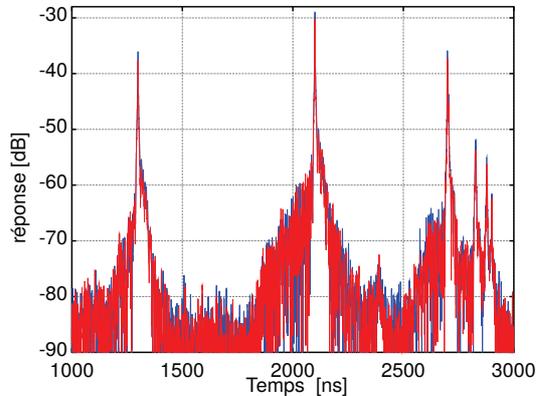


FIGURE 3.24 – Echos générés par le dispositif sur le wafer

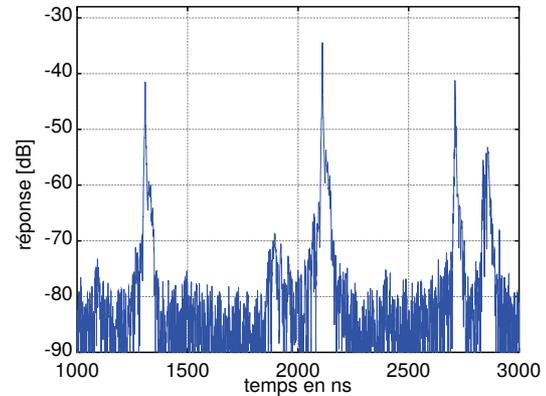


FIGURE 3.25 – Echos générés par le dispositif dans le boîtier

Le tableau 3.4 résume les résultats obtenus avec les dispositifs LFM. Le tableau 3.5 rappelle les résultats obtenus avec le transducteur standard servant de référence. Les échos générés par le transducteur LFM ont une meilleure compression ($1.7 ns$) que lorsqu'ils sont générés par le transducteur standard ($2.5 ns$ à $3 ns$). Le transducteur LFM permet ainsi de mieux maîtriser la bande passante.

mesures	wafer			boîtiers		
échos	1	2	3	1	2	3
position (ns)	1300	2100	2700	1300	2100	2700
niveau (dB)	-37	-29	-36.5	-42	-35	-41.5
compression (ns)	1.7	1.7	3.8	1.7	2	3.8

TABLE 3.4 – Dispositif LFM de référence t1b7r15bc1 : compression et niveau des échos

résultats	wafer			boîtier smd		
échos	1	2	3	1	2	3
$Nb_{electrodes}$	1	5	5	1	5	5
position (ns)	500	760	1060	500	760	1060
niveau (dB)	-36	-34	-37	-30	-28.3	-31
compression (ns)	2.5	2.9	2.9	3	3.1	3

TABLE 3.5 – Dispositif standard servant de référence : compression et niveau des échos

Les pertes de propagations sont d'environ $5 dB/\mu s$ [13]. Pour le transducteur

standard à périodes constantes entre les électrodes (wafer), le premier écho a une amplitude maximum de -36 dB pour un temps de propagation d'environ 500 ns . Pour le transducteur LFM (wafer, figure 3.24), la propagation du premier écho est d'environ 1100 ns pour une perte de propagation d'environ -37 dB . Afin de comparer les pertes du premier écho des deux types d'architectures standard et LFM, je rajoute -3 dB de pertes au premier écho du dispositif SAW standard (équivalent à une distance parcourue de 600 ns). Pour une distance équivalente et la même réflectivité du miroir, le premier écho a une perte de -39 dB pour le transducteur standard et -37 dB pour le transducteur LFM. Les amplitudes des échos des deux dispositifs sont relativement proches bien que les échos du transducteur LFM bénéficient théoriquement de 17 dB grâce au gain de traitement ($10 \cdot \log_{10}(50) \simeq 17$). En comparant le premier écho des dispositifs mis en boîtier, on obtient -33 dB de pertes pour le transducteur standard et -42 dB pour le transducteur LFM. Dans ce deuxième cas les pertes sont plus importantes dues à une mauvaise adaptation d'impédance.

3.3.4 Conclusion

Le transducteur LFM permet d'obtenir une meilleure compression que le transducteur à pas constant car sa bande passante est plus facile à maîtriser. Cependant l'adaptation d'impédance est plus difficile à maîtriser, ce qui explique les mauvais résultats obtenus sur l'amplitudes des échos. Cette architecture basée sur un transducteur LFM ne donne pas suffisamment d'avantages par rapport à l'architecture SAW standard car l'amplitude des échos est le facteur le plus important puisqu'il détermine la portée maximal pour une communication sans fil. Le nombre de doigts dans le transducteur LFM est peut être trop élevé, de nouvelles simulations et mesures sont nécessaires pour vérifier ce point.

3.4 Transducteur LFM inverse

Le sens de propagation des ondes, pour les transducteurs LFM, se fait des basses fréquences vers les hautes fréquences. Ce sens a une importance car les ondes hautes fréquences perdent beaucoup de puissance lorsqu'elles traversent les électrodes dimensionnées pour les basses fréquences. Les électrodes des basses fréquences ont un comportement proche des réflecteurs pour les ondes des hautes fréquences : une partie de la puissance "perdue" est réfléchiée dans le canal acoustique ou redirigée dans le volume du substrat piézoélectrique. Mais si le rapport bande passante (B) sur fréquence centrale (f_0) du transducteur est plus petite que 20% ($B/f_0 < 20\%$)

[62], les deux sens de propagations du transducteur peuvent être exploités avec un niveau de perte acceptable.

3.4.1 Architecture

L'architecture du dispositif SAW LFM (Fig. 3.26) inverse est identique à l'architecture du dispositif LFM initiale. Le transducteur LFM est lui aussi identique mais il est inversé afin que les ondes élastiques se propagent des hautes fréquences du transducteur vers les basses fréquences.

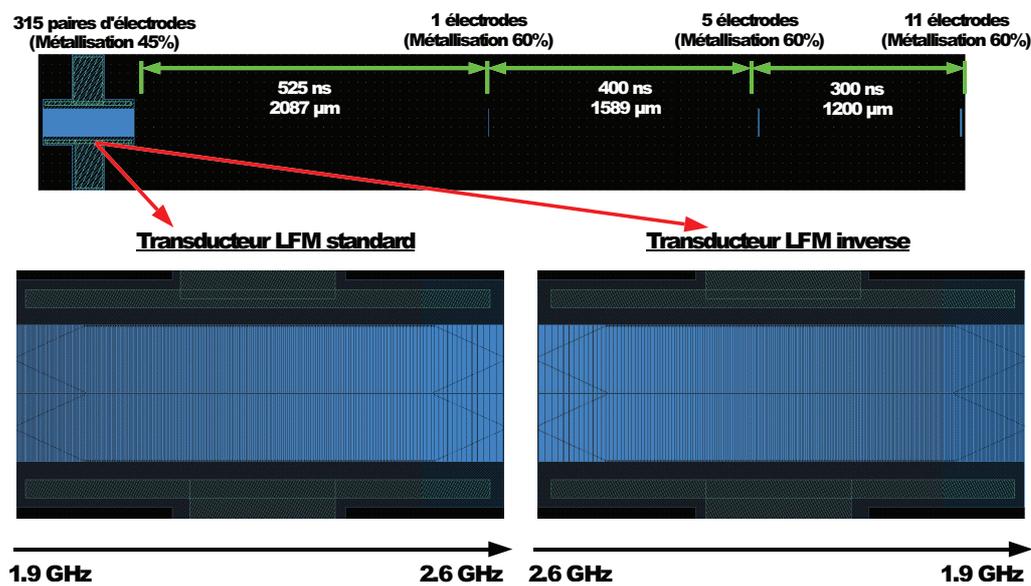


FIGURE 3.26 – Dispositif SAW LFM inverse

3.4.2 Mesures

Les résultats obtenus expérimentalement sont comparés aux résultats obtenus avec le transducteur standard sur wafer. La fonction de transfert S_{11} dans le domaine fréquentiel est semblable à celle du transducteur de référence. Cependant les réponses observées dans le domaine temporel des transducteur LFM et LFM inverse ont un aspect très différente (Fig. 3.27 et figure 3.28) .

L'amplitude du chirp généré par le transducteur inversé est plus homogène. Le signal est aussi légèrement plus court car une partie des ondes élastiques de hautes fréquences ne traverse pas les électrodes qui génèrent les ondes de basses fréquences. Le transducteur ne fonctionne donc pas sur la totalité de sa bande passante.

Les figures 3.29 et 3.30 présentent respectivement le déphasage des dispositif SAW

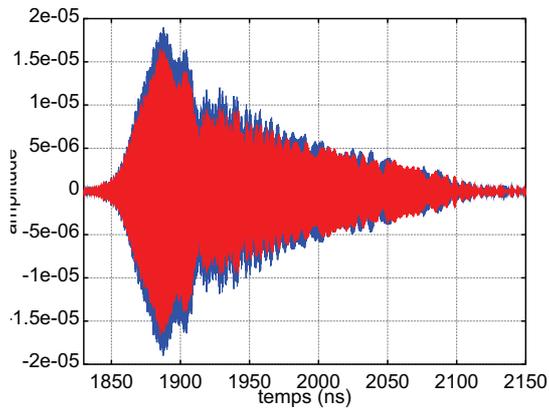


FIGURE 3.27 – Transducteur LFM : signal "chirp" généré par le transducteur (wafer)

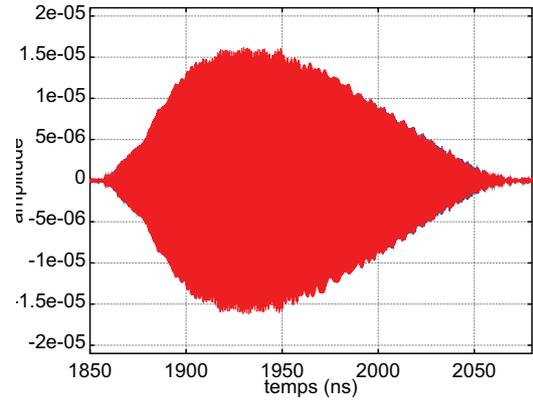


FIGURE 3.28 – Transducteur LFM inverse : signal "chirp" généré par le transducteur (wafer)

LFM et LFM inverse par rapport à un signal approximé au deuxième degré. Suivant le sens de propagation des ondes, le déphasage à l'intérieur du transducteur est différent. Les ondes de hautes fréquences en traversant les peignes des basses fréquences ne sont pas déphasées de la même manière que les ondes de basses fréquences traversant les peignes des hautes fréquences.

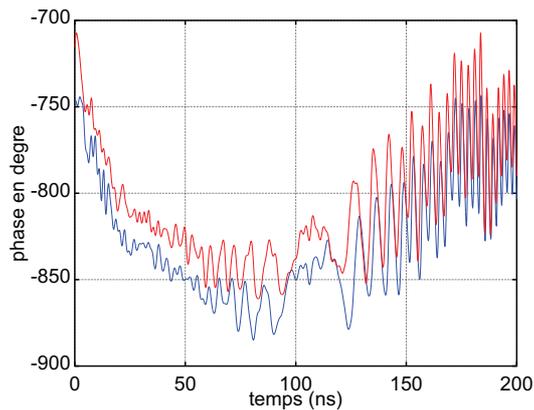


FIGURE 3.29 – Transducteur LFM de référence : courbe représentant le déphasage du signal du transducteur LFM après retrait de la contribution polynomiale du deuxième ordre (wafer)

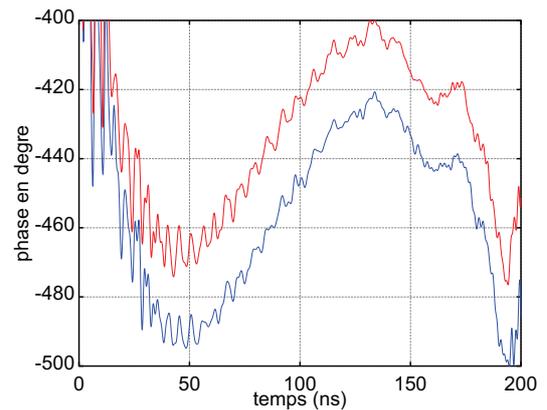


FIGURE 3.30 – Transducteur LFM inversé : courbe représentant le déphasage du signal du transducteur LFM inversé après retrait de la contribution polynomiale du deuxième ordre (wafer)

3.4.3 Résultats

Il y a environ 2 *dB* à 3 *dB* (en faveur de la réponse du transducteur LFM) maximum de différence entre l'amplitude des échos du transducteur LFM et du transducteur LFM inverse. La compression est légèrement moins bonne, 2.5 *ns* alors que pour le transducteur LFM la compression est de 1.7 *ns* (tableau 3.6, figure 3.30). Cette moins bonne compression est due à une bande passante du transducteur plus étroite, car les ondes des hautes fréquences ne traversent pas les peignes basses fréquences.

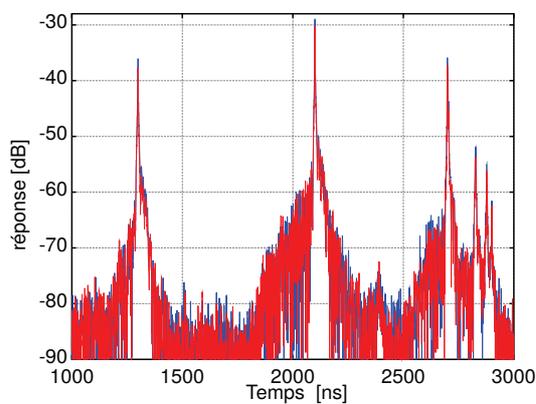


FIGURE 3.31 – Transducteur LFM : compression des échos (wafer)

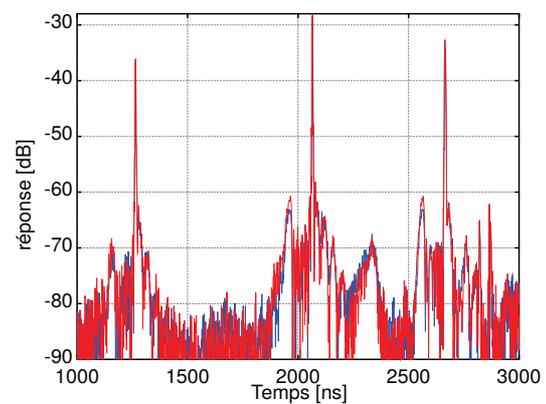


FIGURE 3.32 – Transducteur LFM inversé : compression des échos (wafer)

mesures	wafer			boîtiers		
échos	1	2	3	1	2	3
position (<i>ns</i>)	1300	2100	2700	1300	2100	2700
niveau (<i>dB</i>)	-36.5	-28.5	-33	-40.5	-32.5	-37.5
niveau référence (<i>dB</i>)	-37	-29	-36.5	-42	-35	-41.5
compression (<i>ns</i>)	2.5	2.5	5	2.7	3	5
compression référence (<i>ns</i>)	1.7	1.7	3.8	1.7	2	3.8

TABLE 3.6 – Transducteur de référence t1b7r15bc1i (wafer et boîtier) : compression et niveau des échos

3.4.4 Conclusion

Malgré des performances légèrement moindre le transducteur LFM inverse fonctionne de manière satisfaisante. Cette expérience montre qu'il est possible d'exploiter

les deux sens de propagation des transducteurs LFM si le rapport $\frac{B}{f_0}$ n'est pas trop grand (ici proche de 0.22).

3.5 Transducteur LFM double

La section précédente montre que si le rapport $\frac{B}{f_0}$ n'est pas trop grand, les deux sens de propagation du transducteur peuvent être exploités. L'utilisation des deux directions permet de gagner 6 dB sur les pertes d'insertion après intercorrélation. Les mesures et résultats du transducteur LFM double sont comparées aux résultats du transducteur LFM.

3.5.1 Architecture

L'architecture du transducteur LFM double (Fig. 3.33) reste identique à l'architecture du transducteur LFM. La seule différence vient de l'exploitation des deux canaux acoustiques de chaque côté du transducteur. La position des réflecteurs est donc différente ainsi que le nombre d'électrodes par réflecteur.

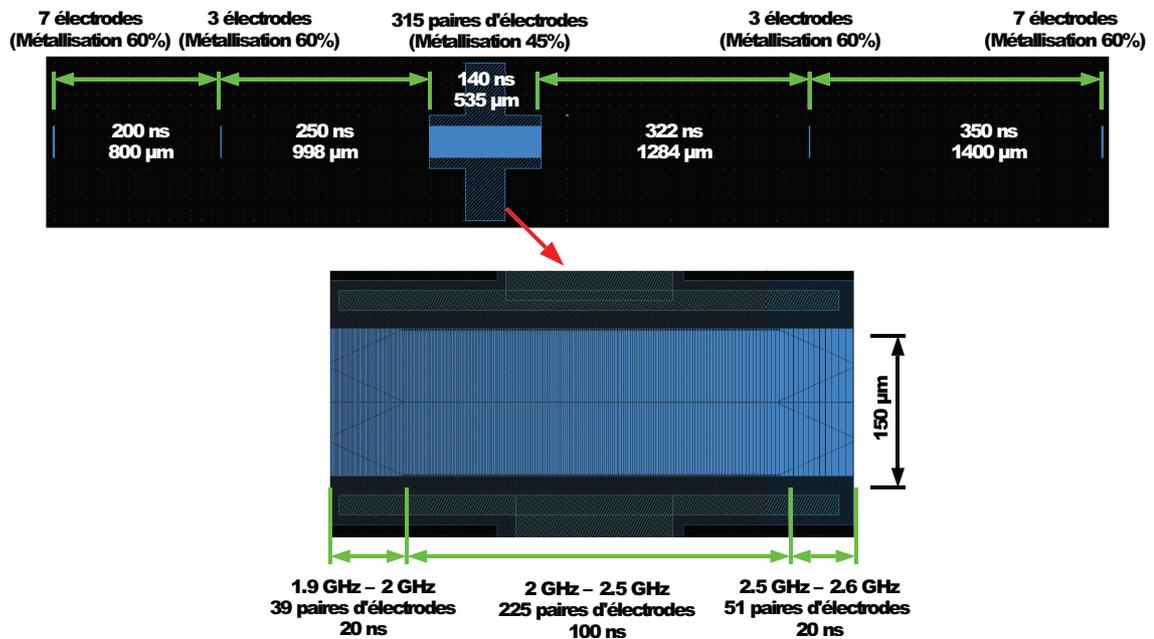


FIGURE 3.33 – Dispositif SAW exploitant les deux canaux acoustiques de chaque côté du transducteur LFM

3.5.2 Mesures

Les fonctions de transfert du transducteur LFM double (Fig. 3.35) et du transducteur LFM (Fig. 3.34) paraissent similaires. Cependant la réponse du transducteur LFM double montre de petites oscillations de 2 GHz à 2.3 GHz supérieures à celles du transducteur standard. Ces variations mettent en évidence la plage de fonctionnement du transducteur, donc le transducteur LFM double exploite mieux la totalité de sa bande passante de 2 – 2.5 GHz.

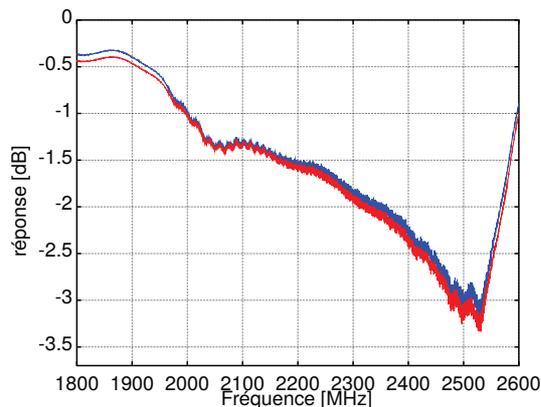


FIGURE 3.34 – Transducteur LFM : fonction de transfert S_{11} dans le domaine fréquentiel (wafer) (il y a deux couleurs car deux transducteurs ont été mesurés pour vérifier la reproductibilité).

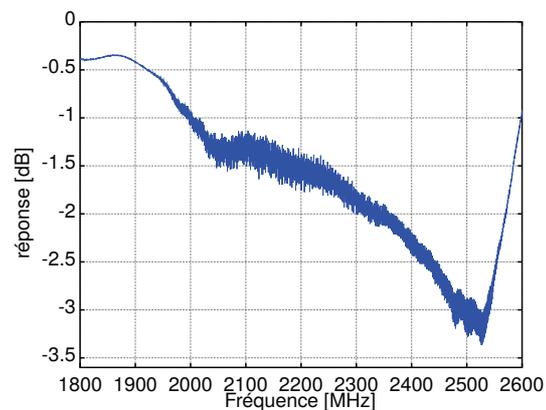


FIGURE 3.35 – Transducteur LFM double : fonction de transfert S_{11} dans le domaine fréquentiel (wafer).

La fonction de transfert S_{11} contient l'information des échos réfléchis par les réflecteurs placés dans les deux canaux acoustiques. Comme chaque réflecteur a son propre retard, les échos sont donc décalés dans le temps et ne se superposent pas (Fig. 3.36). Sur la figure 3.36, l'écho 1 correspond au réflecteur 1 qui réfléchit le signal LFM (basse fréquence vers haute fréquence) généré par le transducteur, l'écho 2 correspond au réflecteur 2 qui réfléchit le signal LFM (haute fréquence vers basse fréquence).

On s'intéresse aux deux premiers échos afin d'observer le signal LFM ("chirp") généré par le transducteur. Le signal généré par le transducteur double (Fig. 3.38) est composé de deux signaux LFM. Entre 500 ns et 650 ns, il y a un premier signal LFM qui correspond à la propagation des ondes du côté des basses fréquences du transducteur : ce signal commence donc par les basses fréquences et se termine par les hautes fréquences. Le deuxième signal entre 650 ns et 900 ns correspond à la propagation des ondes du côté des hautes fréquences du transducteur. Ce signal a

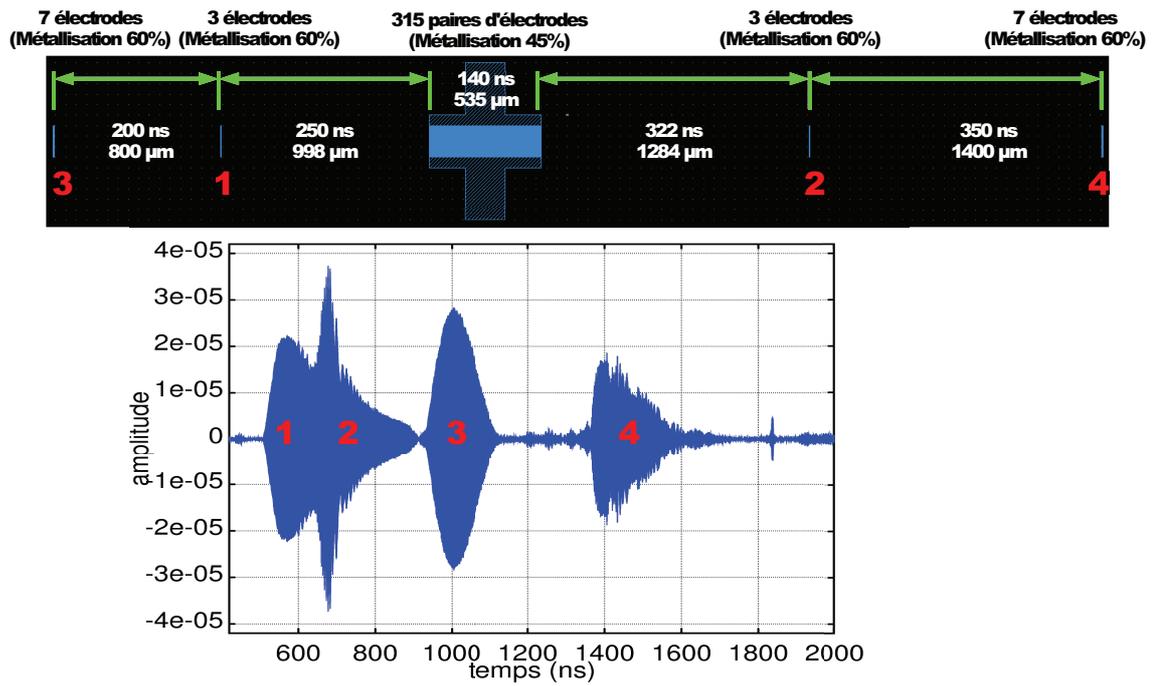


FIGURE 3.36 – Réponse impulsionnelle du dispositif SAW exploitant les deux cotés du transducteur

donc une forme semblable au signal généré par le transducteur LFM de référence (Fig. 3.37). Entre les deux signaux de 650 ns à 700 ns il y a un effet de battement car les signaux LFM se chevauchent légèrement et donc se perturbent.

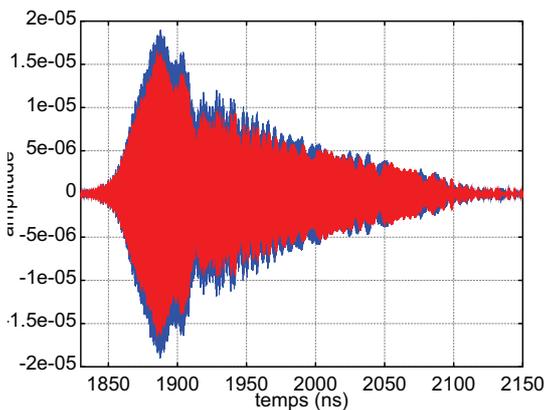


FIGURE 3.37 – Transducteur LFM référence : "chirp" généré par le transducteur (wafer)

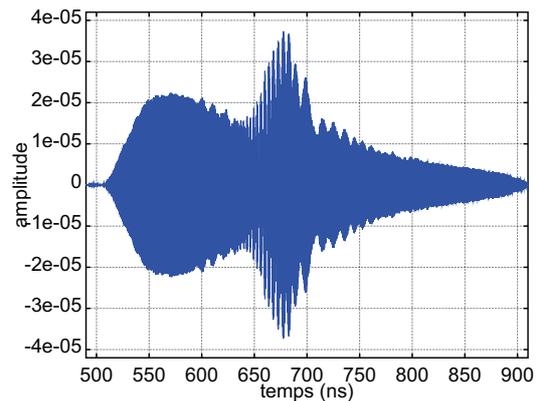


FIGURE 3.38 – Transducteur LFM double : "chirp" généré par le transducteur (wafer)

Comme le transducteur LFM double est identique au transducteur de référence, les impédances des deux dispositifs mesurés sur le wafer sont les mêmes (Fig. 3.40 et figure 3.39).

Bien que les impédances mesurées des dispositifs sur wafer soient les mêmes (Fig.s

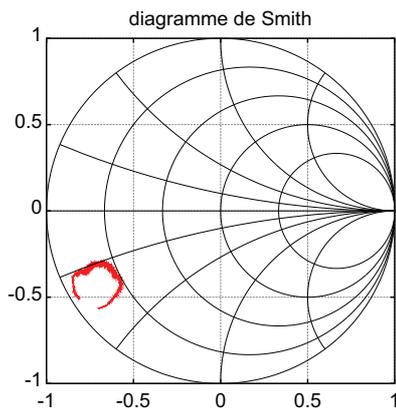


FIGURE 3.39 – Transducteur LFM (wafer) : impédance du dispositif LFM de référence mesuré sur le wafer

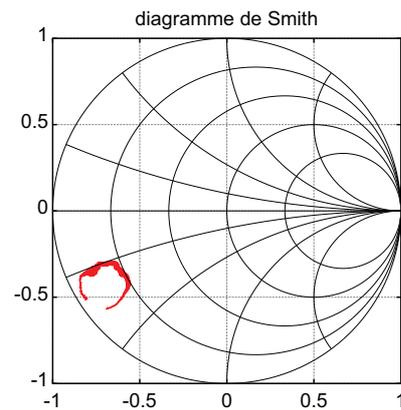


FIGURE 3.40 – Transducteur LFM double (wafer) : impédance du dispositif LFM double mesuré sur le wafer

3.39 et 3.40) , les impédances mesurées des dispositifs mis en boîtier sont différentes (Fig.s 3.41 et 3.42). Dans le boîtier, l'impédance du dispositif à transducteur LFM double est plus inductive que l'impédance du dispositif LFM de référence. Cette différence est due aux fils de connexions entre les pads du dispositif SAW et le boîtier. Le transducteur n'est pas à la même position les fils de liaison sont plus long d'environ 2 mm, ce qui est suffisant pour augmenter l'effet inductif et modifier l'impédance du système (Fig. 3.43 et 3.43). D'où l'importance de la répétabilité des méthodes d'assemblage pour pouvoir au moins toujours obtenir une caractéristique donnée avec peu de dispersion.

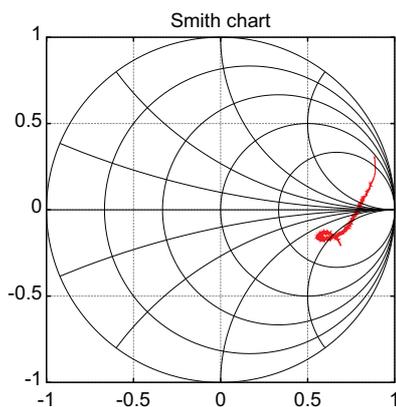


FIGURE 3.41 – Transducteur LFM référence (boîtier) : impédance du dispositif LFM de référence mesurée sur le boîtier

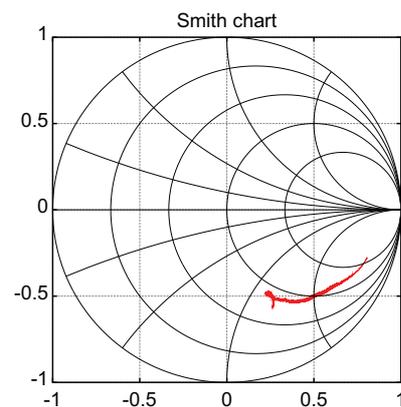


FIGURE 3.42 – Transducteur LFM double (boîtier) : impédance du dispositif LFM double mesurée sur le boîtier

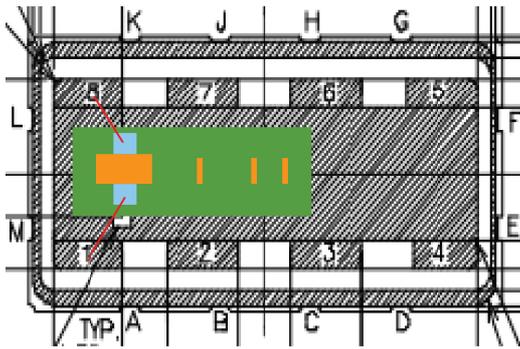


FIGURE 3.43 – Position du transducteur de référence dans le boîtiers SMD ainsi que les fils de liaison

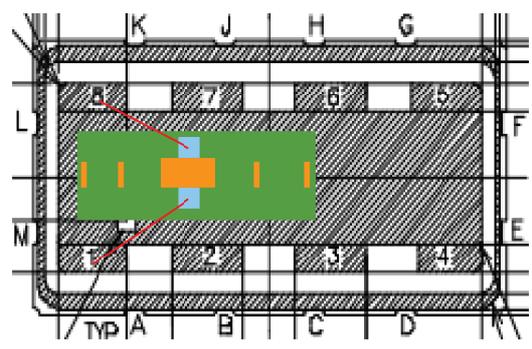


FIGURE 3.44 – Position du transducteur LFM double dans le boîtiers SMD ainsi que les fils de liaison

3.5.3 Résultats

Le signal d'interrogation servant à fabriquer les échos comprimés est obtenu à partir de la fonction de transfert S_{11} dans le domaine tempore. Dans le cas du transducteur double il est possible d'appliquer le gain de traitement sur les échos des réflecteurs à droite ou à gauche du transducteur suivant le signal d'interrogation choisi. En choisissant le premier écho réfléchi par le premier réflecteur (Fig. 3.45) comme signal d'interrogation, seules les positions des réflecteurs basses fréquences sont comprimées et bénéficient du gain de traitement (Fig. 3.46). Il est de même pour les réflecteurs du côté des hautes fréquences du transducteur : seul le signal réfléchi par ces réflecteurs (Fig. 3.47) permet de les mettre en évidence (Fig. 3.48).

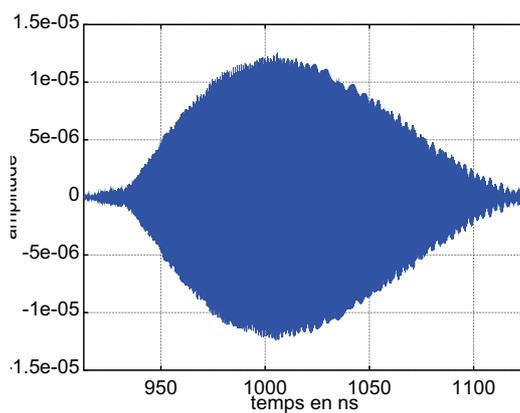


FIGURE 3.45 – Signal LFM réfléchi par les réflecteurs du côté des peignes basses fréquences du transducteur

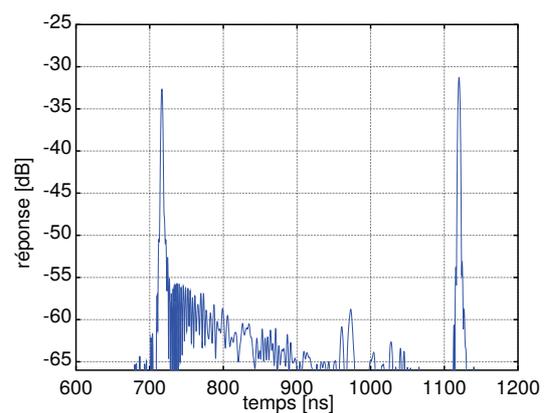


FIGURE 3.46 – Les impulsions codent la position des réflecteurs du côté des peignes basses fréquences du transducteur

Il est aussi possible de synchroniser les impulsions générées par le premier réflec-

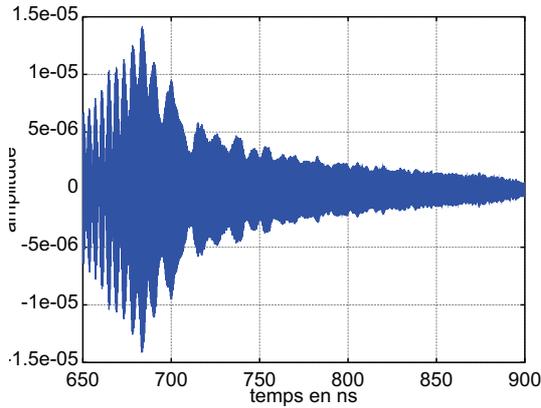


FIGURE 3.47 – Signal LFM réfléchi par les réflecteurs du côté des peignes hautes fréquences du transducteur

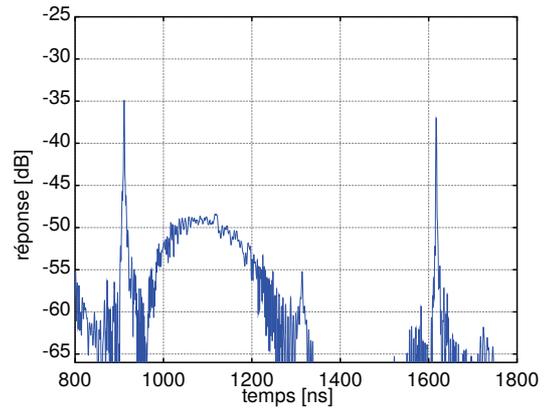


FIGURE 3.48 – Les impulsions codent les positions des réflecteurs du côté des peignes hautes fréquences du transducteur

teur de chaque canal acoustique (sur la figure 3.49, réflecteurs 1 et 2) et de les superposer. Cette astuce permet de gagner théoriquement 6 dB . Le signal d'interrogation permettant de superposer les deux échos est obtenu avec la réponse impulsionnelle, en sélectionnant les deux premiers échos LFM (Fig. 3.50). La figure 3.51 est composée de 3 impulsions comprimées. La première impulsion est obtenue en compressant et superposant les échos LFM des réflecteurs 1 et 2 (Fig. 3.49) la deuxième impulsion correspond au réflecteur 3 et la troisième impulsion correspond au réflecteur 4.

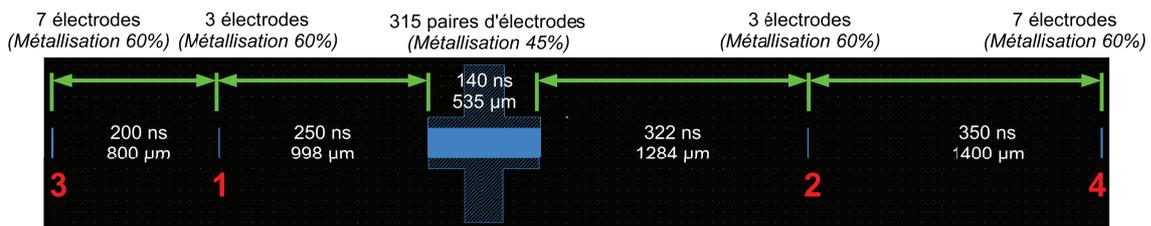


FIGURE 3.49 – Architecture du capteur LFM double

Le tableau 3.7 affiche les résultats des dispositifs en boîtiers obtenus entre les pics comprimés donnés sur chacune des lignes, lorsque les deux premiers échos sont mis à contribution. Lorsque le premier écho est synchronisé avec le deuxième, il y a un gain d'environ 4.5 dB . L'utilisation des deux directions permet aussi d'obtenir une meilleure compression. Les signaux LFM générés par le transducteur n'ont pas une amplitude uniforme : le signal se propageant du côté des hautes fréquences du transducteur a plus de puissance sur les hautes fréquences (2.5 GHz). De même, le signal se propageant du côté des basses fréquences, a plus de puissance sur les ondes basses fréquences (2 GHz). L'utilisation de ces deux signaux afin de générer

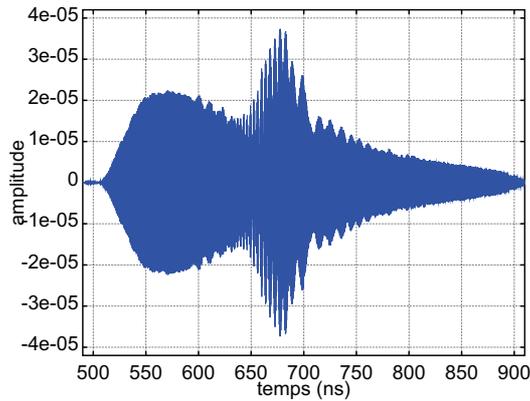


FIGURE 3.50 – Signal LFM réfléchi par le premier réflecteur de chaque canal acoustique (wafer)

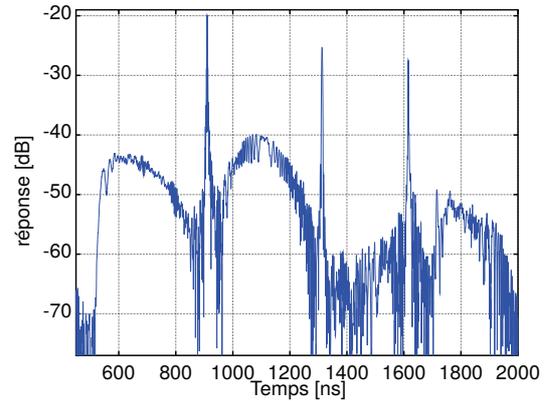


FIGURE 3.51 – La première impulsion est le résultat de deux impulsions superposées (wafer)

une compression permet de mieux répartir la puissance sur tout le spectre et donc d'utiliser l'ensemble de la bande passante.

mesures boîtiers	deux directions			basses fréquences		hautes fréquences	
échos	1 et 2	3	4	1	3	2	4
niveau (dB)	-28	-32	-37	-32.5	-31.5	-35	-37
compression (ns)	1.5	3.2	2	1.5	2.5	1.9	2

TABLE 3.7 – t1b7r37c2dtot (boîtier) : comparaison des pertes d'insertion entre l'exploitation d'une seule direction et des deux directions

Le tableau 3.8 donne les résultats de mesures obtenus par le même le dispositif soit dans un boîtier et soit directement sur un wafer. La mauvaise adaptation d'impédance du dispositif dans le boîtiers fait perdre 8 dB .

mesures	wafer			boîtiers		
échos	1 et 2	3	4	1et2	3	4
position (ns)	910	1313	2664	910	1313	2664
niveau (dB)	-20	-25.5	-27.5	-28	-32	-37
compression (ns)	1.7	3.5	2	1.5	3.2	2

TABLE 3.8 – t1b7r37c2dtot (wafer et boîtier) : compression et niveau des échos en utilisant les deux directions

Il est aussi possible de synchroniser tous les échos afin de faire contribuer leur puissance sur une unique impulsion. Dans ce cas les pertes pour le dispositif dans le

boîtier sont uniquement de -22 dB (tableau 3.9) .

niveau (dB)	-22
compression (ns)	1.7

TABLE 3.9 – t1b7r37c2dtot (boîtier) : pertes d'insertion en synchronisant tout les échos

3.5.4 Conclusion et perspective

La contribution d'un réflecteur de chaque canal acoustique afin d'amplifier une seule et même impulsion permet non seulement d'augmenter sa puissance mais aussi d'obtenir une meilleure compression. Les résultats montrent que chacun des canaux a une bande passante plus étroite que celle du transducteur. Il est possible d'améliorer la réflectivité des miroirs en dimensionnant leur bande passante par rapport à la bande passante de chaque canal acoustique respectif. Un réflecteur avec une bande passante de 500 MHz pour une fréquence centrale de 2.25 GHz réfléchit environ 30 % de l'énergie (5 électrodes), un réflecteur avec une bande passante de 300 MHz pour une fréquence centrale de 2.3 GHz réfléchit environ 55 % de l'énergie (9 électrodes).

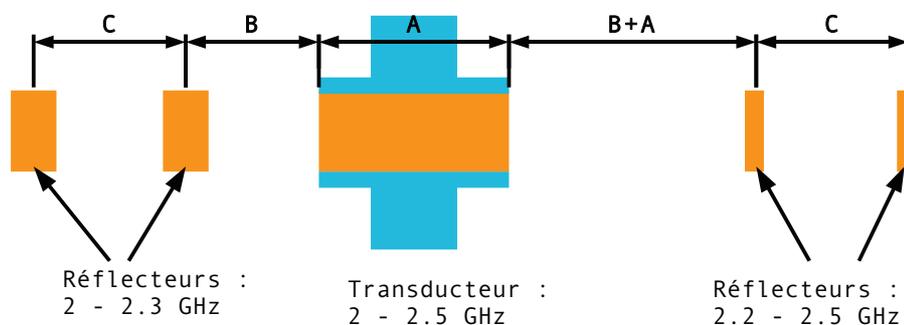


FIGURE 3.52 – Schéma de l'architecture

La figure 3.52 présente une architecture qui, à mon avis, est une bonne solution pour les transducteur LFM double, car elle présente non seulement peu de pertes mais aussi une bonne compression sur les échos (cette architecture n'a pas été réalisée faute de temps mais mériterait d'être étudiée). Une telle architecture pourrait améliorer l'amplitude des échos d'environ 6 dB à 10 dB par rapport aux transducteurs LFM standard qui n'exploitent qu'un seul canal acoustique. La distance "C" entre les réflecteurs doit être la même. La distance entre le premier réflecteur du côté des hautes fréquences et le transducteur est égale à la distance "B" (distance entre le premier réflecteur basse fréquence et le transducteur) plus la distance "A" qui

correspond à la taille du transducteur. Cette configuration permet d'obtenir deux échos comprimés qui seront le résultat des échos basses fréquences superposés aux échos hautes fréquences.

3.6 Transducteurs LFM en regard

L'architecture des dispositifs SAW LFM précédents fonctionne selon le principe suivant, un transducteur pour convertir la puissance électrique en puissance mécanique et des réflecteurs pour coder l'information. Les réflecteurs larges bandes entraînent au moins -10 dB de pertes (un réflecteur composé de 5 électrodes ne réfléchit qu'environ 30% de l'amplitude du signal soit $20 \cdot \log_{10}(0.3) = -10$ dB). Le dispositif présenté dans cette section propose une solution sans réflecteur afin de limiter les pertes qu'ils induisent.

3.6.1 Dimensionnement

Le dispositif SAW LFM en regard est composé de 4 transducteurs LFM (Fig. 3.53). Le dispositif fonctionne en transmission de telle sorte que l'onde générée par le premier transducteur est reçue par le deuxième transducteur. Il y a donc 2 canaux acoustiques de longueurs différentes afin d'obtenir deux échos à des temps différents. L'architecture des transducteurs LFM est proche de l'architecture des transducteurs LFM standards, la seule différence étant l'absence d'apodisation au début et à la fin du transducteur. Le transducteur a un gain de 50, l'ouverture du canal acoustique est de $150 \mu m$.

Le dispositif est symétrique, de telle sorte que les transducteurs à droite évoluent des basses vers les hautes fréquences (2 GHz – 2.5 GHz), et à gauche des hautes vers les basses fréquences (2.5 GHz – 2 GHz). Les pertes de propagation sur la ligne à retard mesurant $2625 \mu m$ sont estimées à environ 3 dB et sur la ligne à retard mesurant $6210 \mu m$ à environ 7.5 dB. À ces pertes s'ajoute une perte de 6 dB car chaque transducteur n'exploite qu'un seul canal acoustique.

3.6.2 Mesures sur le wafer

La fonction de transfert de chaque canal acoustique est mesurée séparément. Les canaux acoustiques fonctionnent en transmission (S_{12}). La figure 3.54 montre comment placer les pointes de test, pour la mesure directe sur wafer. Les résultats obtenus avec la ligne à retard la plus courte sont tracés en bleu. Les résultats obtenus avec l'autre ligne à retard sont tracés en rouge.

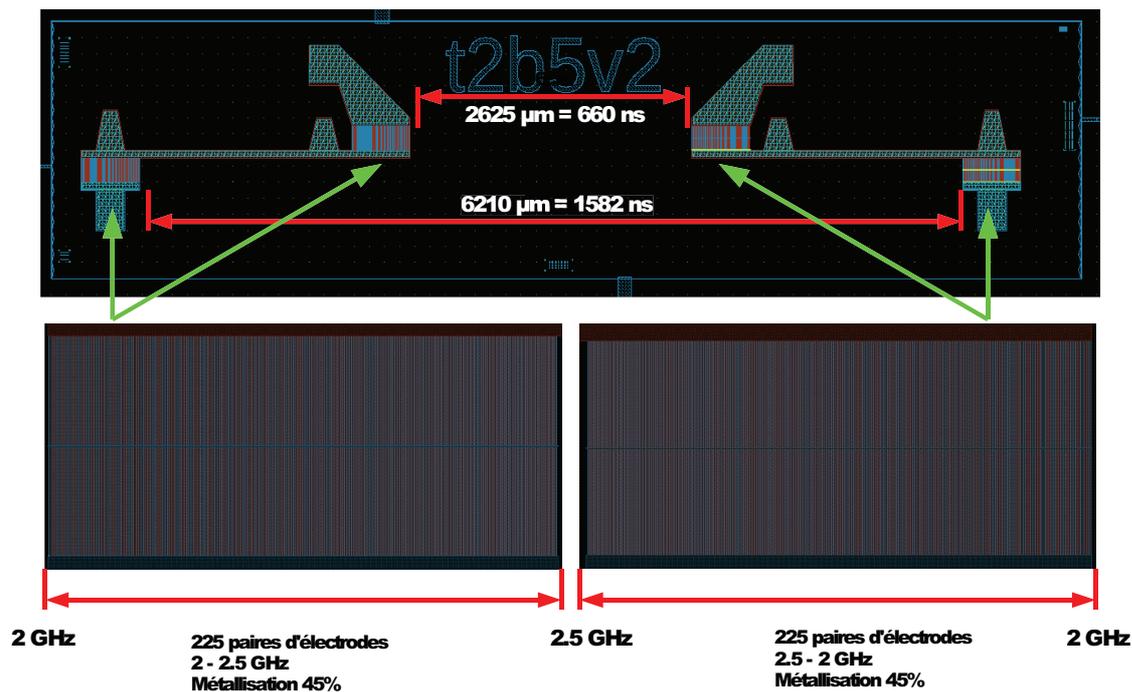


FIGURE 3.53 – Masque de l'architecture LFM en regard



FIGURE 3.54 – Mesure des lignes séparément au testeur sous pointes

La fonction de transfert en transmission S_{12} est tracée sur la figure 3.55 (courbe bleu : ligne courte, courbe rouge : ligne longue).

En visualisant la fonction de transfert S_{12} dans le domaine temporel, on remarque que la puissance n'est pas équilibrée sur les échos "chirp", l'amplitude est plus importante sur les ondes hautes fréquences (Fig. 3.56). Malgré une amplitude mal équilibrée, le transducteur fonctionne sur l'ensemble de la bande passante car le signal s'étend sur une durée de deux transducteurs soit 200 ns. Ces deux signaux ont servi à fabriquer le signal d'interrogation.

La figure 3.57 donne les résultats de la compression sur les deux lignes à retard. La courbe bleue représente les résultats obtenus sur la ligne à retard courte. La courbe rouge représente les résultats obtenus sur la ligne à retard la plus longue.

Les deux lignes à retard présentent un niveau de pertes très faibles et une très bonne compression. Pour 670 ns de propagation nous avons une compression de

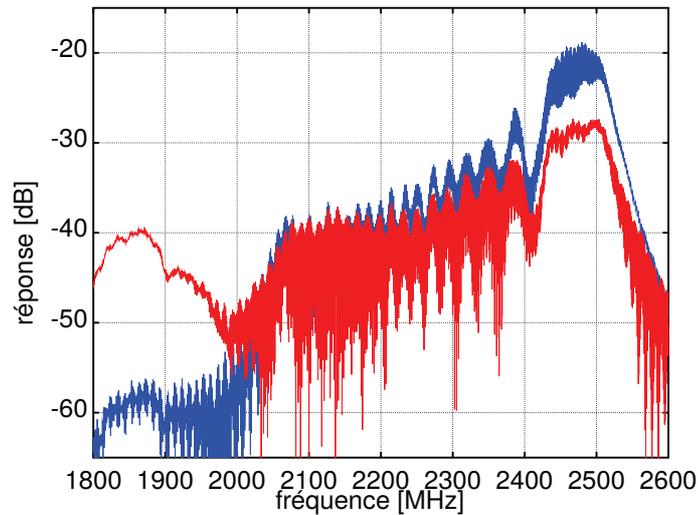


FIGURE 3.55 – En bleu, la mesure en transmission de la ligne courte. En rouge, la mesure en transmission de la ligne longue.

2.1 *ns* et un niveau de pertes de -13 *dB*, en comparaison pour la ligne à retard de référence à période constante, pour 760 *ns* de propagation la compression est de 2.9 *ns*.

mesures wafer	ligne courte	ligne longue
échocs	1	2
retards (<i>ns</i>)	670	1560
niveau (<i>dB</i>)	-13	-18.5
compression (<i>ns</i>)	2.1	2

TABLE 3.10 – Dispositif SAW fonctionnant en transmission

3.6.3 Mesures dans le boîtier

Les mesures précédentes du dispositif sur wafer montrent un fonctionnement en transmission, mais pour une interrogation sans fil, nous avons besoin d'un dispositif fonctionnant sur un seul port (dipôle). Les ports d'entrée et de sortie sont connectés ensemble afin que le dispositif SAW fonctionne comme un dipôle (Fig. 3.58). Afin d'évaluer l'influence de la position du connecteur SMA sur l'impédance du dispositif ainsi que sur son fonctionnement, le connecteur servant aux mesures a été branché à trois emplacements différents correspondant aux pastilles A,B,C sur la figure 3.58.

Chaque transducteur crée une onde et en reçoit une. Le résultat devrait être com-

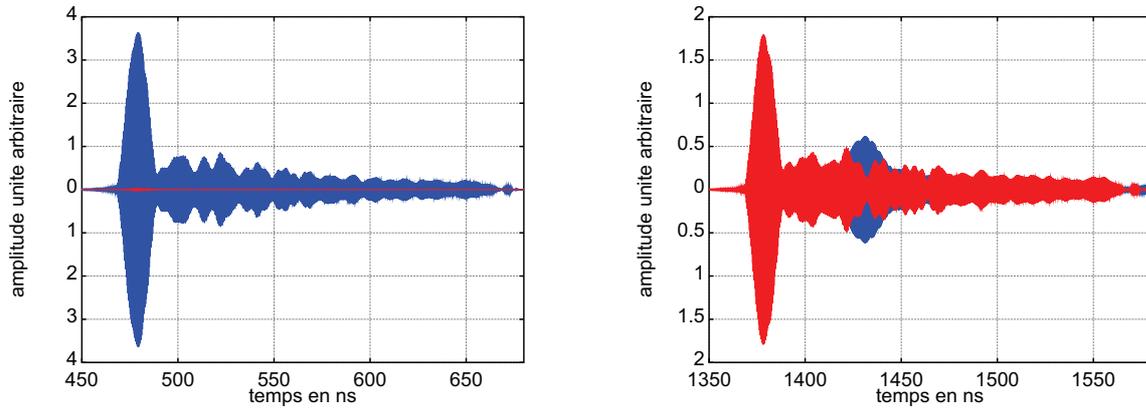


FIGURE 3.56 – Echo généré par les deux lignes à retard, en bleu sur la ligne courte, en rouge sur la ligne longue

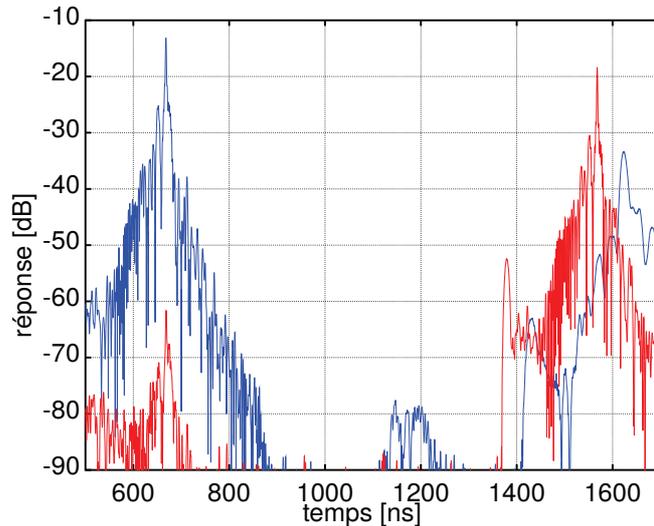


FIGURE 3.57 – Résultat des pics comprimés obtenu sur le dispositif sur wafer, en bleu la ligne courte, en rouge la ligne longue

posé de deux échos avec un retard respectif correspondant au temps de propagation de chacune des lignes.

La figure 3.59 et la figure 3.60 présentent la fonction de transfert S_{11} du dispositif SAW dans le domaine fréquentiel et temporel. Les trois couleurs bleu, rouge et vert correspondent aux mesures faites lorsque le connecteur SMA servant aux mesures a été branché aux trois emplacements différents correspondant aux pastilles A, B, C sur la figure 3.58.

La fonction de transfert en réflexion S_{11} dans le domaine fréquentiel (Fig. 3.59) montre que l'ensemble de la bande passante (2 GHz – 2.5 GHz) est utilisée mais

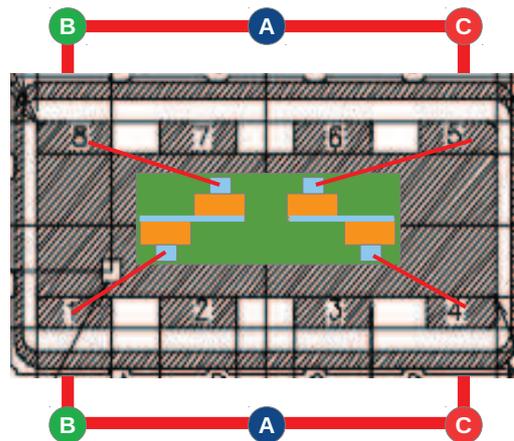


FIGURE 3.58 – Les ports d’entrée et de sortie sont connectés ensemble afin que le dispositif SAW fonctionne comme un dipôle. Les pastilles A,B,C correspondent aux différentes positions où a été branché le connecteur servant aux mesures.

la répartition de l’énergie sur les fréquences est mal équilibrée. Suivant la position du connecteur on remarque une légère différence sur la réponse S_{11} , surtout entre la position au milieu de la puce du connecteur SMA (courbe bleu) et lorsqu’il est placé sur les extrémités (courbes verte et rouge). La réponse S_{11} dans le domaine temporel permet de visualiser les deux échos aux temps 500 ns et 1400 ns (Fig. 3.60). Au temps 1000 ns un troisième écho est présent. Ce troisième écho est le résultat d’un aller et retour de l’onde (premier écho) sur la ligne à retard la plus petite. Chaque transducteur fonctionne à la fois comme un port d’entrée et de sortie : si les transducteurs sont mal adaptés en impédance, ils fonctionnent à la fois comme transducteurs et comme réflecteurs.

La réponse du système après compression des échos est présentée sur le tableau de figures 3.61 et les valeurs de compression et d’amplitude des échos sont présentées dans le tableaux 3.11.

mesures	boîtiers (réflexion S_{11})	
	courte	longue
échos	1	2
retards (ns)	664	1565
niveau (dB)	-20	-26
compression (ns)	2	2

TABLE 3.11 – Tableaux des mesures faites sur les dispositifs dans les boîtiers.

La connexion à l’extérieur de la puce permettant de faire fonctionner le dispositif

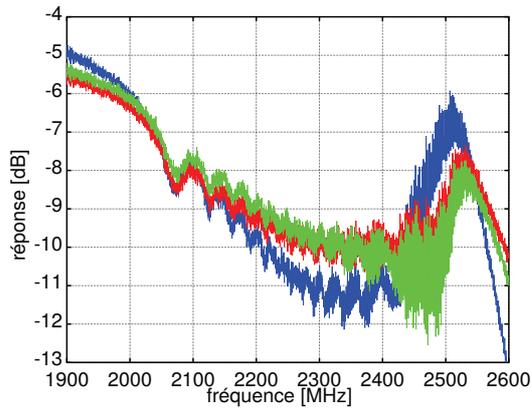


FIGURE 3.59 – Fonction de transfert S_{11} dans le domaine fréquentiel

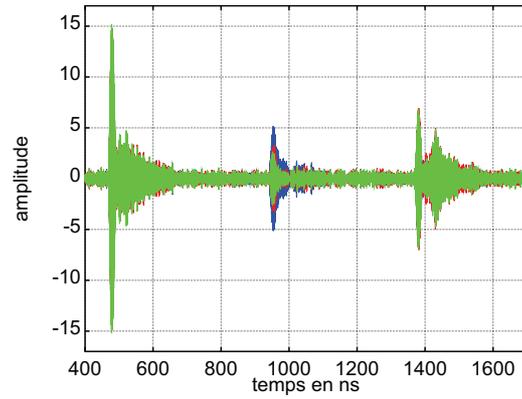
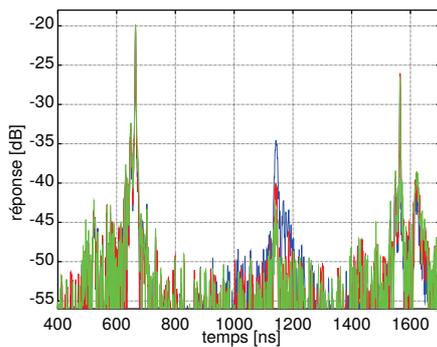
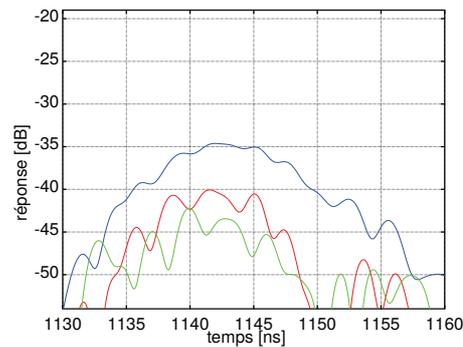


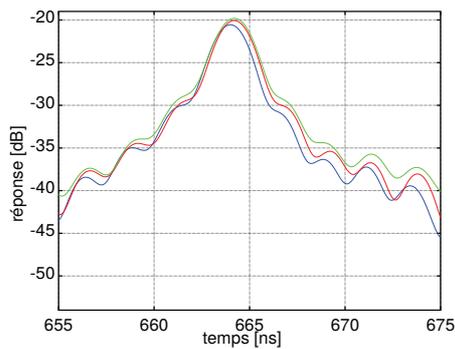
FIGURE 3.60 – Fonction de transfert S_{11} dans le domaine temporel



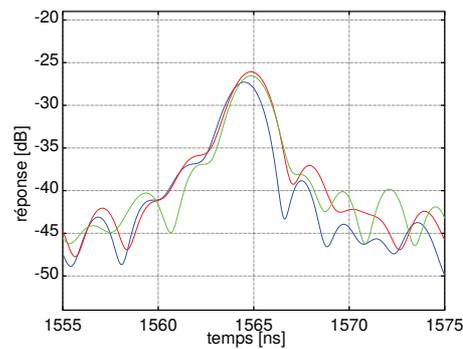
(a)



(b)



(c)



(d)

FIGURE 3.61 – (a) Réponse du système après compression des échos. (b) Écho parasite résultant de l'aller et retour du premier écho. (c) Premier écho comprimé correspondant au temps de propagation sur la première ligne à retard. (d) Deuxième écho comprimé correspondant au temps de propagation sur la deuxième ligne à retard.

SAW en réflexion donne de bons résultats, la compression du premier et du deuxième écho est de 2 ns , l'amplitude du premier et du deuxième écho est de respectivement -20 dB et -26 dB . Les résultats de ce type de dispositif dépendent de l'adaptation

en impédance. Un dispositif adapté en impédance permet de réduire les réflexions parasites (aller et retour d'un écho) et d'augmenter l'amplitude des échos codant une information. Sur la figure 3.61 la courbe bleue sur l'écho parasite est 5 dB plus fort que sur les autres courbes, pour des fréquences de l'ordre de 2.5 GHz chaque détail (tel que la position du connecteur, les capacités parasites, ...) influence l'impédance du dispositif (Fig. 3.62).

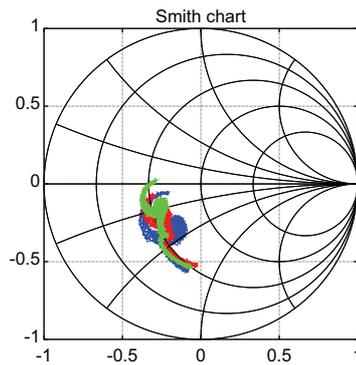


FIGURE 3.62 – Impédance du dispositif SAW dans le boîtier : les courbes bleu, rouge et vert correspondent aux mesures faites avec différentes positions pour le connecteurs SMA

3.6.4 Conclusion

Cette architecture sans réflecteurs s'affranchit donc des pertes qu'ils induisent habituellement. L'adaptation d'impédance des deux cotés de la lignes doit être assurée pour limiter les échos parasites. L'amplitude et la compression des échos sont très satisfaisantes car au dessus des -30 dB fixé par nos objectifs (tableau 3.12). Pour équilibrer l'amplitude des échos, il est possible de faire varier le nombre de doigts dans le transducteur (cela n'a pas été réalisé ici). Il serait intéressant de reprendre cette architecture mais avec des transducteurs standards afin de vérifier si les transducteurs LFM apportent un réel avantage. Les mesures sur wafer au testeur sous pointes permettent de connaître précisément les pertes de chacune des lignes et ainsi d'en déduire les pertes de propagation. Le premier écho a un retard de 670 ns pour une amplitude de -13 dB , le deuxième écho a un retard de 1560 ns pour une amplitude de -18.5 dB . Les pertes de propagations sont donc d'environ $6\text{ dB} \cdot \mu s^{-1}$

mesures	wafer (transmission S_{12})		boîtiers (réflexion S_{11})	
	courte	longue	courte	longue
échos	1	2	1	2
retards (ns)	670	1560	664	1565
niveau (dB)	-13	-18.5	-20	-26
compression (ns)	2.1	2	2	2

TABLE 3.12 – Tableaux comparant les mesures des dispositifs SAW faites sur le wafer et les mesures faites sur les dispositifs dans les boîtiers.

3.7 Transducteurs connectés en parallèle

Le nombre optimum de paires d'électrodes fonctionnant sur une même fréquence pour du $LiNbO_3$ $YX - 128^\circ$ est d'environ 20 [51]. L'approche proposée dans cette section est de couvrir l'ensemble de la bande passante 2 GHz – 2.5 GHz avec des transducteurs standards connectés en parallèle.

3.7.1 Dimensionnement

Le dispositif SAW est composé de 6 transducteurs standards (écart constant entre les électrodes) connectés en parallèle. Les transducteurs ont une bande passante de 100 MHz mais leur fréquence centrale est différente. La fréquence centrale du premier transducteur est 2 GHz, la fréquence centrale du deuxième transducteur est 2.1 GHz. Les fréquences centrales entre les transducteurs sont incrémentées de 100 MHz jusqu'à 2.5 GHz, ce qui correspond au sixième transducteur. Chaque transducteur a son propre canal acoustique et ses propres réflecteurs, soit 2 par transducteur. Le premier réflecteur est composé de 5 électrodes et le deuxième de 11 électrodes.

fréquence (GHz)	2	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5
Nb paires	20	21	22	23	24	25
ouverture (μm)	75e-6 (x2)	68e-6 (x2)	62e-6 (x2)	57e-6 (x2)	52e-6 (x2)	48e-6 (x2)
taille (μm)	37.62	37.62	37.62	37.62	37.62	37.62

TABLE 3.13 – Dimension des six transducteurs

La bande passante des transducteurs à pas constant est définie par la formule mathématique 3.13, f_c fréquence centrale, Δf bande passante, Nb_{paires} nombre de paires d'électrode dans le transducteur :

$$Nb_{\text{paires}} = \frac{f_c}{\Delta f} = \frac{2 \cdot 10^9}{0.1 \cdot 10^9} = 20 \quad (3.13)$$

Le nombre d'électrodes dans le transducteur est proche du nombre optimum de paires d'électrodes qui est lui aussi de 20 : en vue d'optimiser le rendement.

Chaque transducteur est composé de deux transducteurs connectés en parallèle (Fig. 3.63). Par exemple le transducteur fonctionnant à 2 GHz est en fait composé de deux transducteurs qui ont une ouverture de 75 μm chacun, donc une ouverture totale de $w = 150 \mu m$. L'ouverture est adaptée en fonction de la fréquence de fonctionnement des transducteurs afin de garder un rapport ouverture sur longueur d'onde constant (equation 3.14). Sur l'architecture finale du capteur, le rapport n'est pas tout à fait constant, il a été affiné à l'aide de la simulation.

$$\frac{w \cdot f_c}{vitesse} = \frac{150 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^9}{3979} \quad (3.14)$$

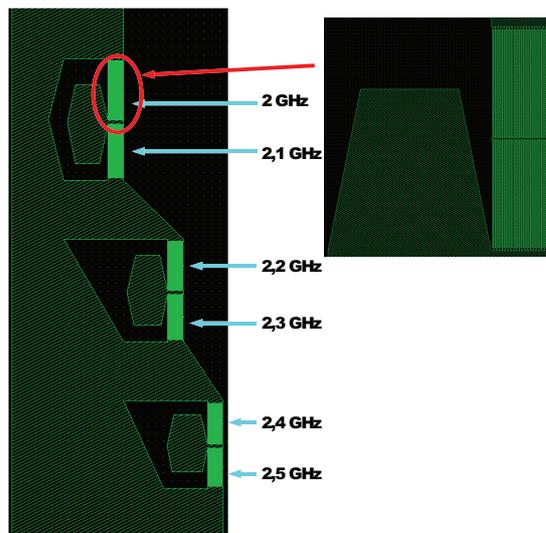


FIGURE 3.63 – Six transducteurs connectés en parallèle

Les réflecteurs ont une bande passante adaptée à celle de leur transducteur respectif et donc peuvent accueillir plus d'électrodes afin d'améliorer leur réflectivité. Le premier réflecteur a 5 électrodes, le deuxième réflecteur a 11 électrodes. Le nombre d'électrodes par réflecteur n'est pas optimum : pour une bande passante de 100 MHz, le nombre d'électrodes par réflecteur pourrait être au moins de 20.

3.7.2 Simulations

L'admittance de chacun des transducteurs est simulée séparément. Pour reconstruire la réponse du dispositif SAW contenant les 6 transducteurs connectés en pa-

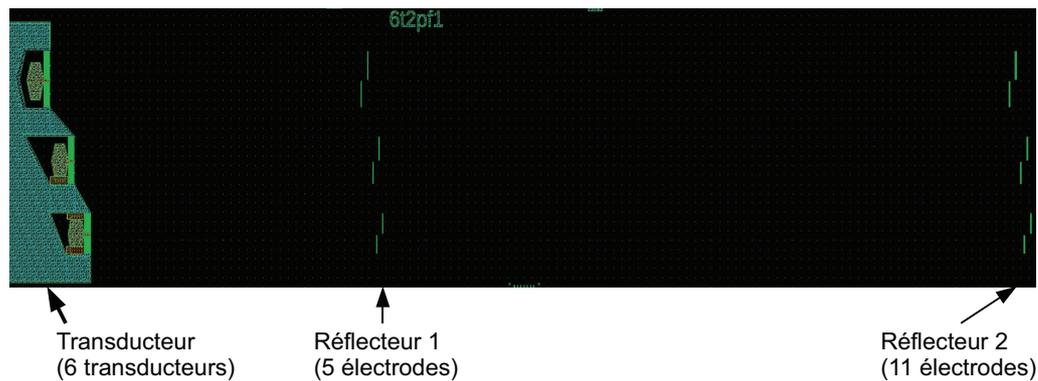


FIGURE 3.64 – Vue sur l'ensemble du dispositif SAW, composé d'un transducteur et de deux réflecteurs

rallèle (Fig. 3.65), nous additionnons les admittances. La figure montre la fonction de transfert S_{11} du dispositif simulé comprenant la contribution des 6 transducteurs. Sur la figure 3.65, chacun des 6 transducteurs est marqué par des lobes présentant des oscillations sur les plages de fréquences qui leur sont propres. En utilisant la méthode d'auto-corrélation, nous obtenons deux impulsions comprimées correspondant aux deux échos des réflecteurs (Fig. 3.66).

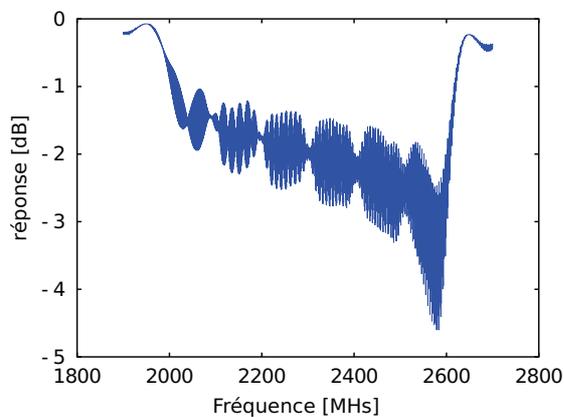


FIGURE 3.65 – Simulation : fonction de transfert S_{11} du dispositif composé des 6 transducteurs connectés en parallèle. La contribution de chaque transducteur est visible (lobes)

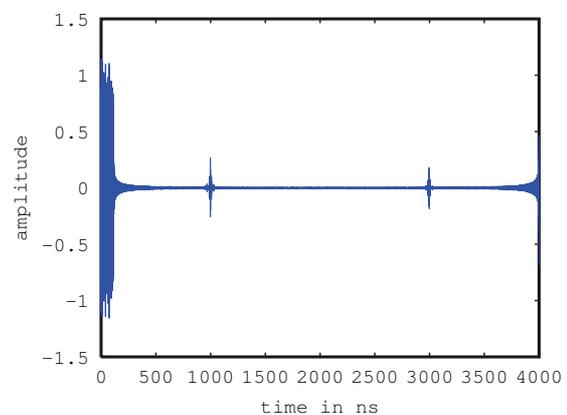


FIGURE 3.66 – Simulation : après le traitement de la réponse impulsionnelle avec la méthode du retournement temporel, on obtient des impulsions correspondant aux deux réflecteurs

La figure 3.67 montre un agrandissement sur les échos comprimés. Le niveau du premier écho est d'environ -12 dB et les pertes liées au deuxième écho est d'environ -15 dB.

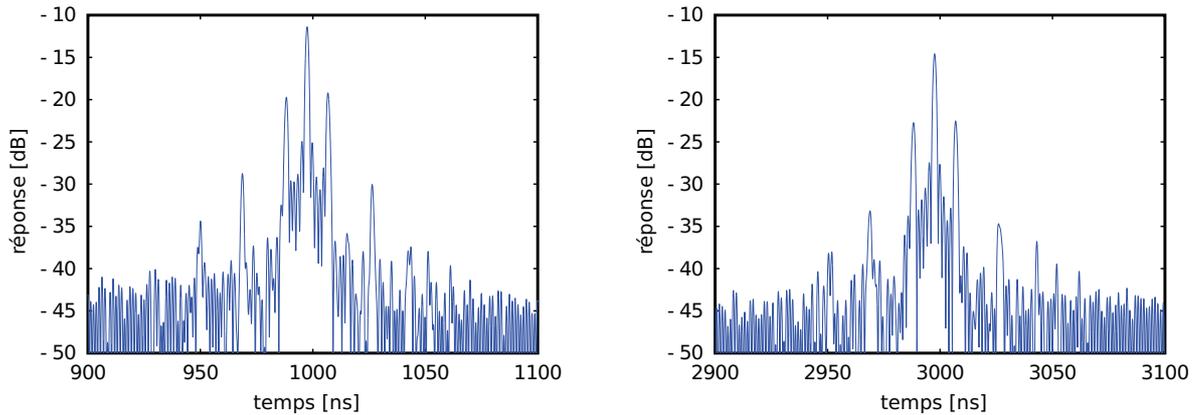


FIGURE 3.67 – Simulation : à droite un zoom sur le premier écho comprimé, à gauche un zoom sur le deuxième écho comprimé

Le niveau des échos et leur compression de 2 ns soient en accord avec la théorie. Le seul point critique provient des lobes secondaires qui ne sont malheureusement que de 10 dB plus faibles que le lobe principal qui pourrait être confondu avec un écho venant d'un autre dispositif SAW. Ces lobes secondaires pourraient être supprimés en modifiant la bande passante des transducteurs.

type	simulation	
échos	1	2
retards (ns)	1000	3000
niveau (dB)	-11	-15
compression (ns)	2	2

TABLE 3.14 – Simulation : résultat de la simulation du dispositif composé de 6 transducteur

3.7.3 Mesures des dispositifs encapsulé

Les petites dimensions des connecteurs ne permettent pas de mesurer ces dispositifs SAW directement sur wafer au testeur sous pointes. Nous présenterons uniquement des mesures pour les dispositifs mis en boîtier. La fonction de transfert S_{11} (Fig. 3.68) présente une réduction locale de l'amplitude du coefficient de réflexion. La position en fréquence de chaque minimum relatif de l'amplitude correspond à la fréquence de fonctionnement des transducteurs respectifs. Le premier minimum commence à 2080 MHz et le sixième finit à 2580 MHz . Cette fréquence est un peu plus élevée que la fréquence hautes de la bande $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. Ce décalage en fréquence n'a pas d'importance, car le but de ce prototype est de valider le

fonctionnement de l'architecture de transducteurs standards connectés en parallèle.

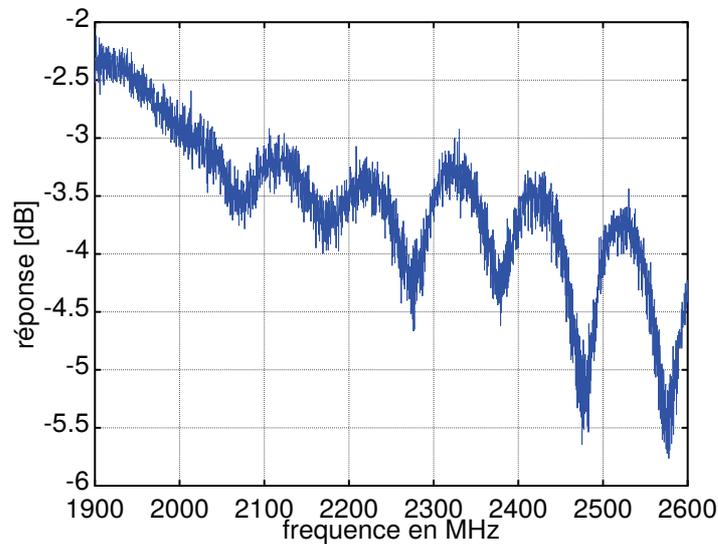


FIGURE 3.68 – Mesure : fonction de transfert S_{11} , la contribution de chaque transducteur est marquée par une réduction local de la magnitude

La figure 3.69 présente la fonction de transfert dans le domaine temporel, le retard des deux échos correspond au temps de propagation sur les deux lignes à retard. La figure 3.69 montre un zoom sur le premier écho, les six lobes visibles séparés dans le temps correspondent aux 6 transducteurs. Chaque lobe a sa propre fréquence, le premier lobes a une fréquence de 2580 MHz, le dernier lobe à une fréquence de 2080 MHz.

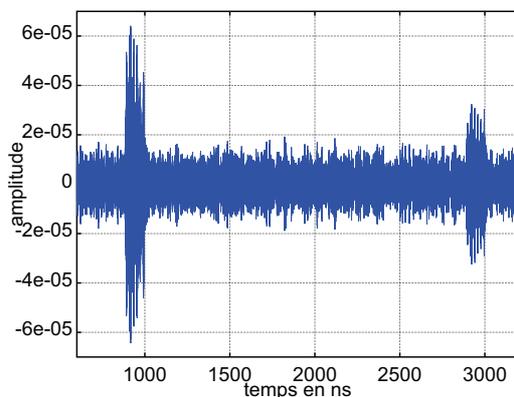


FIGURE 3.69 – Mesure : fonction de transfert S_{11} dans le domaine temporel

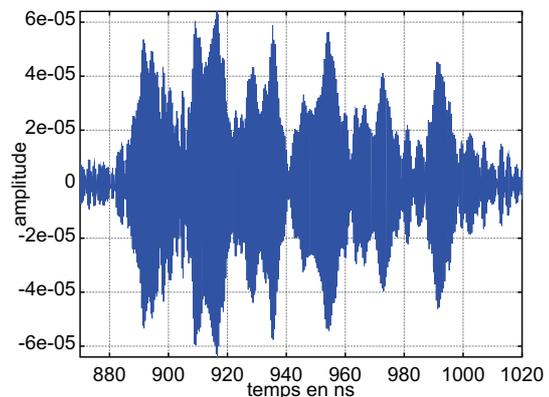


FIGURE 3.70 – Mesure : zoom sur le premier écho, 6 lobes pour 6 transducteurs

La méthode du retournement temporel pour comprimer les échos fonctionne aussi

dans le cas de cette architecture composée de transducteurs connectés en parallèle (Fig. 3.71).

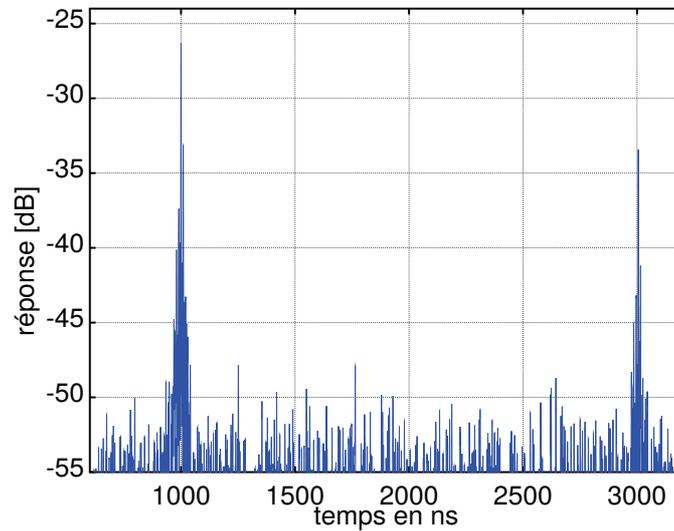


FIGURE 3.71 – Compressions des échos

Le premier écho a un retard de 1000 ns , une compression de 2 ns et une amplitude de -26 dB (Fig. 3.72). Le deuxième écho a un retard de 3000 ns (Fig. 3.73), une compression de 2 ns et une amplitude de -34 dB . Malgré des lobes secondaires fortement marqués, l'amplitude et la compression sur les échos sont satisfaisantes par rapport aux critères donnés (2 ns de compression et -30 dB de pertes maximum).

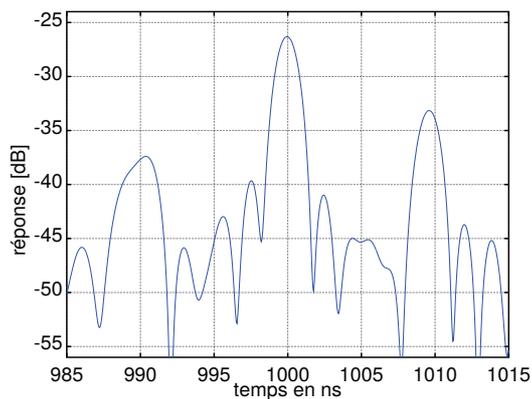


FIGURE 3.72 – Zoom sur le premier écho comprimé

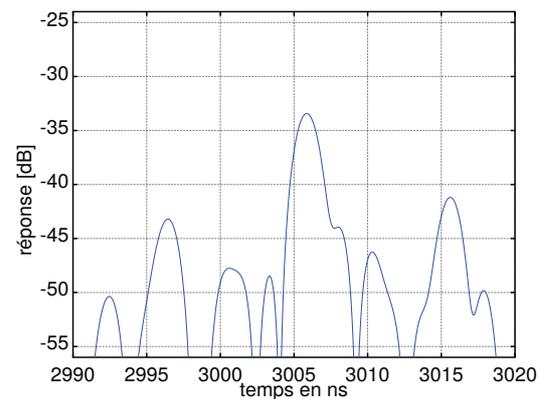


FIGURE 3.73 – Zoom sur le deuxième écho comprimé

Le dispositif SAW est inductif (Fig. 3.74). Chaque transducteur a sa propre fréquence de fonctionnement et donc sa propre impédance. Sur le diagramme de Smith

de la figure 3.74 le point de fonctionnement des transducteurs sont marqués par une boucle.

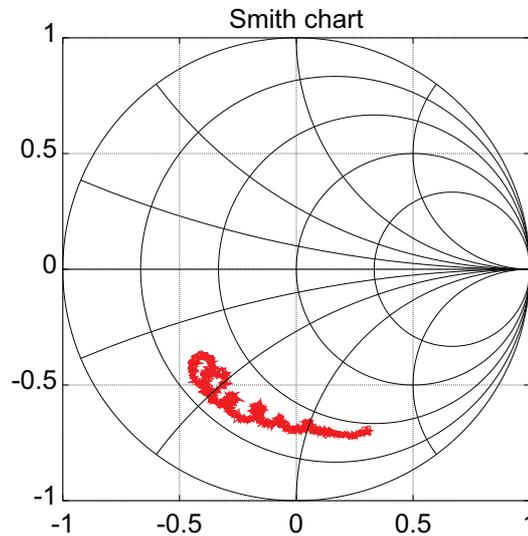


FIGURE 3.74 – Diagramme de Smith

3.7.4 Conclusion

Le dispositif SAW fonctionnant avec les 6 transducteurs connectés en parallèle a un niveau de perte de -26 dB pour le premier écho après 1000 ns de propagation et -34 dB pour le deuxième écho après 3000 ns de propagation. Le dispositif SAW à périodes constantes a des pertes de -31 dB pour 1000 ns de propagations (boîtier SMD). Une différence de 5 dB peut paraître minime, mais les dispositifs SAW à périodes constantes sont bien adaptés en impédance alors que le dispositif avec les transducteurs connectés en parallèle sont mal adaptés. L'architecture avec les 6 transducteurs a peu de perte en comparaison à architecture LFM car les miroirs sont dimensionnés pour des bandes passantes étroites et ils ont donc un meilleur coefficient de réflexions.

3.8 Conclusion

Les pertes d'insertions des architectures LFM et standard, pour un retard de $1000 \mu\text{s}$, sont du même ordre de grandeur de 30 dB , mais nous comparons les résultats d'une architecture standard avec une bonne adaptation d'impédance avec les résultats d'une architecture LFM avec une mauvaise adaptation d'impédance.

Les pertes d'insertions de l'architecture LFM peuvent être réduite avec un circuit d'adaptation d'impédance contrairement aux pertes d'insertions de l'architecture standard qui ont déjà atteint la limite minimum.

Le coefficient de réflexion des réflecteurs large bande ajoute des pertes de l'ordre de 10 *dB*. Afin de réduire les pertes ajoutées par les réflecteurs, nous étudions une architecture LFM sans réflecteur et une architecture utilisant des transducteurs standards connectés en parallèles. Ces deux architectures donnent des pertes d'insertion inférieures à 30 *dB* respectivement, 26 *dB* de perte pour un retard de 1560 *ns* (LFM sans réflecteur) et 26.5 *dB* de perte pour un retard de 1000 *ns* (transducteurs standards connectés en parallèles). les résultats donnés sont mesurés avec une mauvaise adaptation d'impédance, en l'améliorant les pertes d'insertions devrait aussi être réduite.

La montée en fréquence a rendu l'étude des dispositifs SAW sur la fréquence 2 *GHz* – 2.5 *GHz* plus difficile. Les boîtiers et les fils de connexions changent significativement l'impédance des dispositifs SAW. Mais l'objectif d'être en dessous de 30 *dB* de pertes d'insertion est atteint.

Chapitre 4

Algorithme, mesures de température et mesures sans fil

Ce chapitre est divisé en sept sections. La première section détaille le principe de convolution des signaux LFM afin d'obtenir des impulsions comprimées. La deuxième section détaille le fonctionnement de l'algorithme de traitement des signaux depuis la mesure du dispositif SAW à l'analyseur de réseaux, jusqu'au calcul de l'écart temporel entre deux échos. La troisième section présente les mesures sans fil dans le domaine temporel utilisant le retournement temporel. La quatrième section s'intéresse aux mesures sans fil dans le domaine fréquentiel en utilisant un lecteur embarqué. et la dernière section aborde la détection spatiale dans l'environnement du dispositif SAW. La cinquième section traite du codage temporel, la sixième des mesures de température et la septième des mesures de distance.

4.1 Compression d'un écho LFM

Cette section détaille au travers d'un exemple, la compression d'un écho LFM (Modulé Linéairement en Fréquence "Linear Frequency Modulation") obtenu par dispositif SAW fonctionnant dans la bande passante $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$ (dispositif présenté au chapitre 2). Le dispositif concerné fonctionne en transmission (figure 4.1). Il est composé d'un transducteur LFM en entrée et d'un transducteur standard en sortie.



FIGURE 4.1 – Masque du dispositif SAW fonctionnant en transmission sur la bande passante 200 MHz – 400 MHz

4.1.1 Fonction de transfert

La fonction de transfert d'un système est le rapport du signal de sortie sur le signal d'entrée. Dans cet exemple l'analyseur de réseaux mesure la réponse en fréquence de 150 MHz à 450 MHz du dispositif. La réponse en transmission $S_{21}(\omega)$ donnée par l'analyseur de réseaux est le rapport de la puissance reçue ($Y(\omega)$) sur la puissance envoyée ($X(\omega)$) en fonction des fréquences ($S_{21}(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)}$) (figure 4.2).

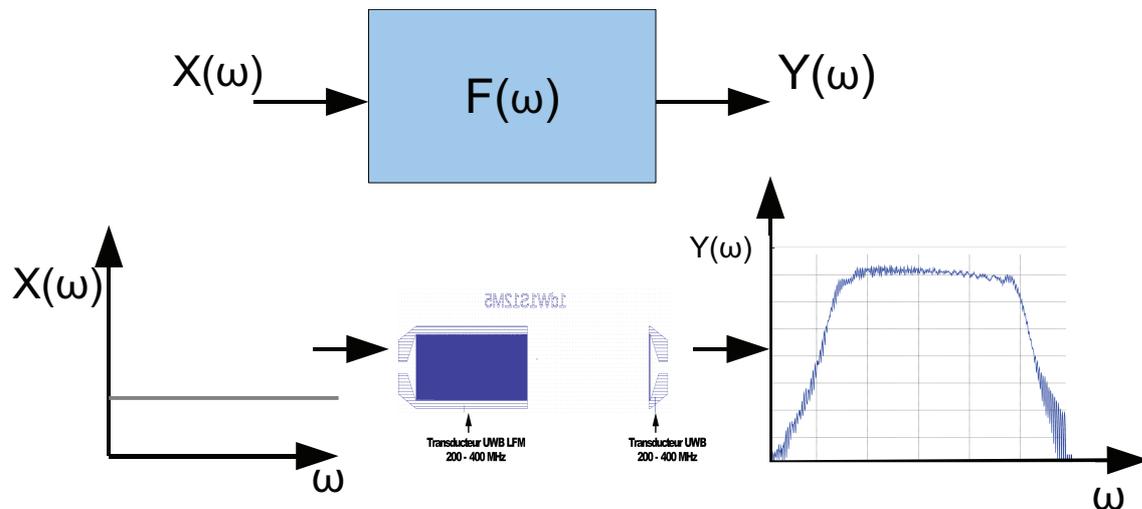


FIGURE 4.2 – Principe des mesures réalisées à l'analyseur de réseaux, paramètre de transmission S_{21}

Les mesures faites à l'analyseur de réseaux dans le domaine fréquentiel donnent la réponse impulsionnelle par transformée de Fourier inverse dans le domaine temporel (figure 4.2). Le signal en entrée ($X(\omega)$) est un signal de puissance constante non nulle sur la bande passante 150 MHz – 450 MHz, dans le domaine temporel il est approximé par une impulsion de Dirac ($\delta(t)$). L'équivalent de la multiplication dans le domaine fréquentiel est la convolution dans le domaine temporel. Le produit

de convolution de la fonction du système SAW ($f(t)$) avec une impulsion de Dirac ($\delta(t)$) donne la fonction de transfert du système SAW ($\delta(\tau) * f(t) = f(\tau)$) (figure 4.3)

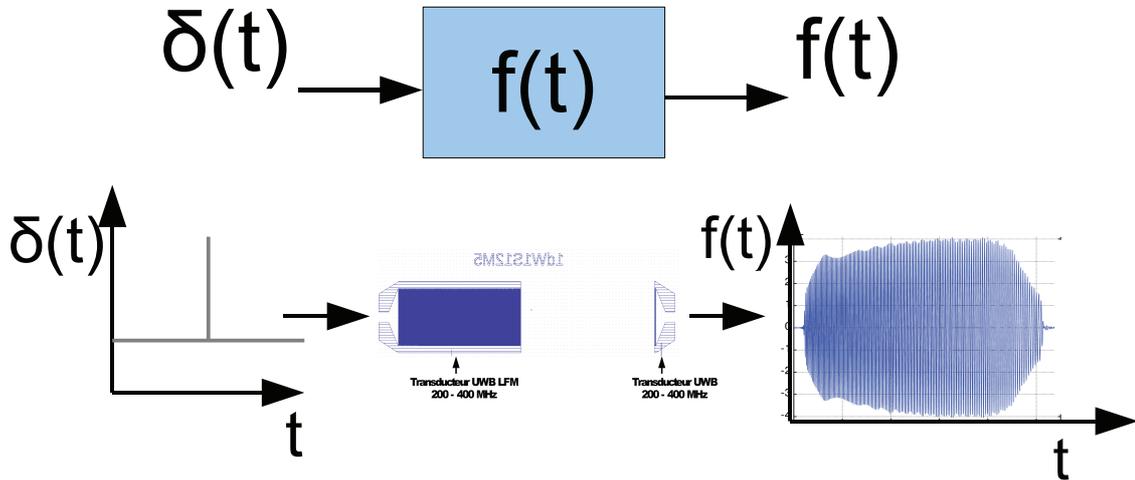


FIGURE 4.3 – Réponse impulsionnelle dans le domaine temporel

La réponse impulsionnelle $f(t)$ contient un écho modulé linéairement en fréquence, résultat de l'onde générée par le transducteur LFM convoluée à la forme de l'architecture du transducteur standard. Comme le transducteur standard a une paire d'électrodes son effet est négligeable sur la convolution.

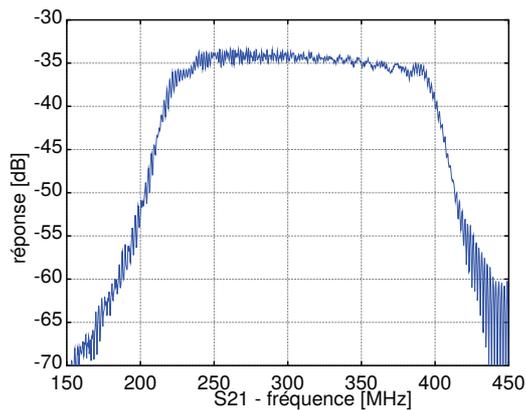


FIGURE 4.4 – Fonction de transfert S_{21} dans le domaine fréquentiel

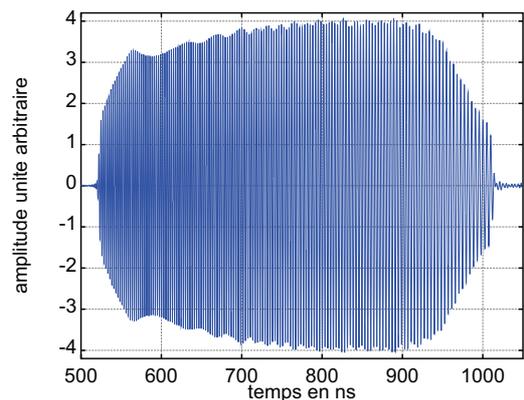


FIGURE 4.5 – Réponse impulsionnelle dans le domaine temporel

La fonction de transfert du système est présentée sur la figure 4.4. La réponse impulsionnelle est présentée sur la figure 4.5. Les premières périodes de l'écho arrivent 500 ns après avoir excité le système par une impulsion de Dirac, qui correspond

au temps de propagation entre les deux transducteurs. L'écho s'étale sur environ 500 ns , sans traitement du signal il est difficile de positionner précisément l'écho.

4.1.2 Principe de compression des échos

Un écho modulé linéairement en fréquence ("chirp") présente la caractéristique intéressante suivante : chaque période du signal est unique, de telle sorte qu'il n'existe qu'une position unique où l'auto-corrélation du "chirp" se somme de façon cohérente. Les figures 4.6 et 4.7 illustrent ce principe : trois signaux sont auto-corrélés, un signal à fréquence constante en rouge, et deux signaux LFM avec une bande passante respective de 5 MHz (vert) et 10 MHz (bleu). Les résultats de l'auto-corrélation sont présentés en figure 4.7 : on note que le signal constant a la moins bonne compression. En effet plus la bande passante du signal est large, meilleure est la compression (tableau 4.1).

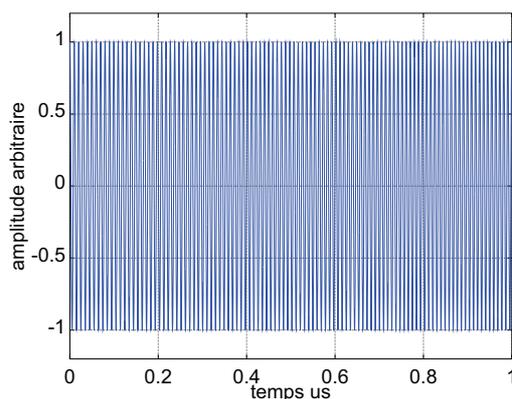


FIGURE 4.6 – Signal LFM évoluant de 100 MHz à 110 MHz en $1\text{ }\mu\text{s}$. Ce signal est auto-corrélé afin d'estimer le résultat de la compression.

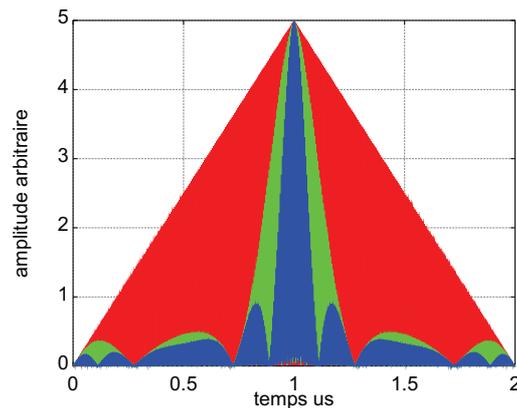


FIGURE 4.7 – Auto-corrélation : en rouge signal constant, en vert signal LFM avec une "bande passante" de 5 MHz , en bleu signal LFM avec une "bande passante" de 10 MHz .

courbe	fréquence initiale (MHz)	fréquence finale (MHz)	compression (μs)
rouge	100	100	1
vert	100	105	0.25
bleu	100	110	0.12

TABLE 4.1 – Impulsions comprimées obtenues à l'aide de l'auto corrélation (Matlab)

La compression ($T_{compression}$, la durée de l'écho comprimé quand son amplitude est

égale à -3 dB de son amplitude maximum) dépend uniquement de la bande passante du signal B_{chirp} . La durée du "chirp" ou la vitesse de balayage des fréquences n'ont pas d'influence.

$$T_{compression} = \frac{1}{B_{chirp}} \quad (4.1)$$

4.1.3 Application de la compression

Le principe de l'intercorrrelation est appliqué au dispositif SAW fonctionnant sur la bande passante $200 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz}$ présenté au début de l'exemple. L'intercorrrelation est appliquée entre les signaux suivants : la réponse impulsionnelle (figure 4.8) et l'écho LFM (figure 4.9).

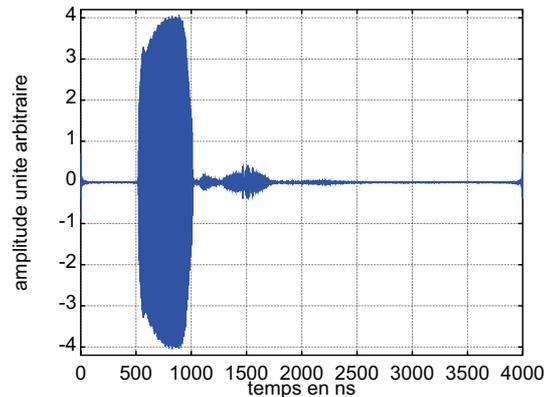


FIGURE 4.8 – Réponse impulsionnelle notée $f(t)$

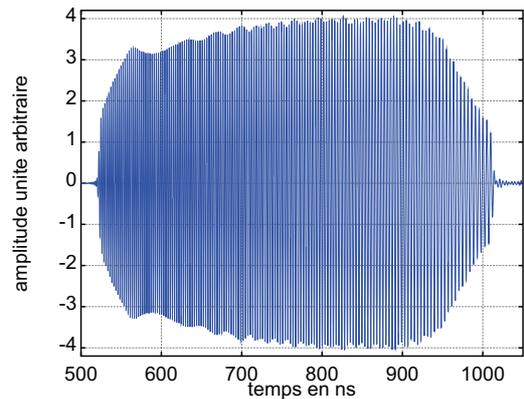


FIGURE 4.9 – L'écho LFM noté $echo(t)$

L'intercorrrelation est l'intégrale du produit des deux signaux. Le produit d'intercorrrelation passe par un maximum quand les deux signaux sont identiques et parfaitement synchronisés. Le produit de corrélation pour des signaux déterministes continus est défini par :

$$corr(f, g)(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(u) \cdot h(u - t) \cdot du \quad (4.2)$$

La mesure de la réponse impulsionnelle $f(n)$ est une mesure discrète contenant N éléments, il est de même pour l'écho LFM $echo(n)$. Pour les signaux déterministes discrets le produit d'intercorrrelation est noté :

$$corr(f, echo)(t) = \sum_{n=-N}^N f(n) \cdot echo(n - t) \quad (4.3)$$

Le produit de corrélation est très proche du produit de convolution discret noté :

$$\text{conv}(g, h)(t) = \sum_{n=-N}^N g(n) \cdot h(t - n) \quad (4.4)$$

Pour le produit de corrélation (equation 4.3), l'intégrale balaye les deux vecteurs $f(n)$ et $\text{echo}(n - t)$ selon un axe du temps (n) croissant. Pour le produit de convolution (equation 4.4), l'intégrale balaye les vecteurs $g(n)$ selon un axe du temps (n) croissant et $h(t - n)$ selon un axe du temps décroissant. Le passage du produit de corrélation de deux vecteurs au produit de convolution de ces deux vecteurs se fait par inversion de l'axe du temps d'un des deux vecteurs (équation 4.5).

$$\text{corr}(f, \text{echo})(t) = \sum_{n=-N}^N f(n) \cdot \text{echo}(n - t) = \sum_{n=-N}^N f(n) \cdot \text{echo}(-(-n + t)) \quad (4.5)$$

Le vecteur $\text{echo}_{\text{inv}}(t - n)$ correspond au vecteur $\text{echo}(-(-n + t))$ avec l'axe du temps inversé par rapport à $\text{echo}(n - t)$. Concrètement le vecteur $\text{echo}_{\text{inv}}(t - n)$ est retourné dans le temps (figure 4.10), il vient :

$$\sum_{n=-N}^N f(n) \cdot \text{echo}(-(-n + t)) = \sum_{n=-N}^N f(n) \cdot \text{echo}_{\text{inv}}(t - n) = \text{conv}(f(n), \text{echo}_{\text{inv}}(n)) \quad (4.6)$$

Le produit de corrélation est donc égal au produit de convolution avec le deuxième vecteur $\text{echo}(t)$ retourné dans le temps (equation 4.7).

$$\text{corr}(f, \text{echo})(t) = \text{conv}(f, \text{echo}_{\text{inv}})(t) \quad (4.7)$$

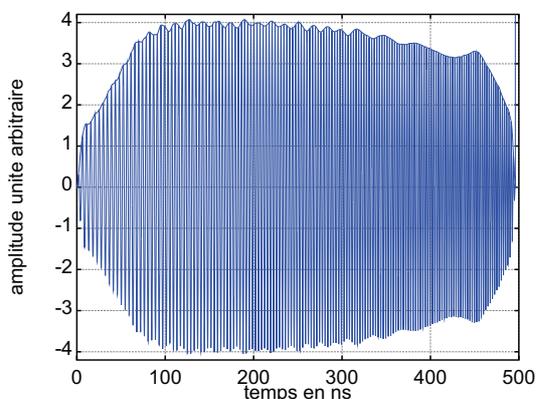


FIGURE 4.10 – L'écho est inversé dans le temps

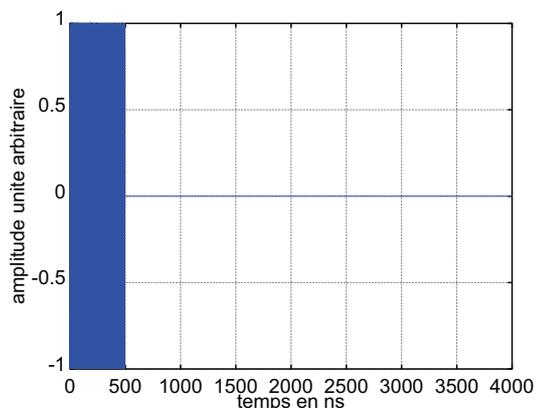


FIGURE 4.11 – L'écho est normalisé afin de mesurer les pertes d'insertion

En pratique le produit de corrélation utilise N^2 multiplications pour N sommes répétées par les N temps. Afin d'optimiser les ressources de calcul, la convolution utilisée dans le domaine temporel est appliquée dans le domaine spectral. La transformée de Fourier de la convolution de deux signaux est le produit des transformées de Fourier de ces deux signaux (équation 4.8).

$$TF(corr(f, echo)) = TF(conv(f, echo_{inv})) = TF(f) \cdot TF(echo_{inv}) = TF(f) \cdot \overline{TF(echo)} \quad (4.8)$$

Dans l'équation 4.8 la transformée de Fourier dans le domaine temporel de l'écho retourné dans le temps $TF(echo_{inv})$, revient à prendre le complexe conjugué de la transformée de Fourier de l'écho initial $\overline{TF(echo)}$. Le nombre d'opérations mathématiques utilisées pour faire la corrélation dans le domaine fréquentiel est de l'ordre $N \cdot \log_2(N)$. Dans cet exemple, l'écho est inversé dans le domaine temporel et il est placé au début de son vecteur (figure 4.10). L'amplitude de l'écho est normalisée afin de mesurer les pertes d'insertion du dispositif SAW (figure 4.11). L'intercorrélacion est réalisée dans le domaine spectral.

4.1.4 Compression et gain de traitement

Le résultat de l'intercorrélacion est donné par la multiplication dans le domaine fréquentiel du vecteur de la fonction de transfert S_{21} avec le vecteur de la transformée de Fourier de l'écho normalisé retourné dans le temps $TF(echo_{inv})$, ou du complexe conjugué de la transformée de Fourier de l'écho initial $\overline{TF(echo)}$.

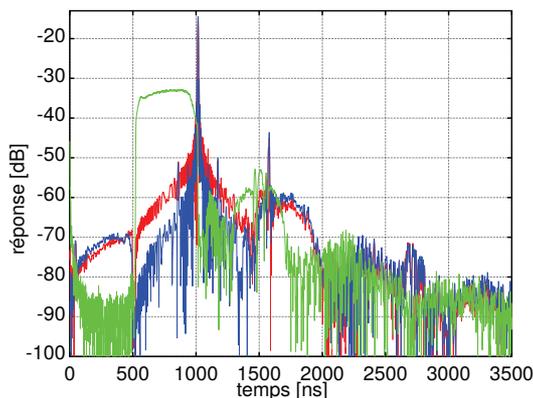


FIGURE 4.12 – Résultat de l'intercorrélacion présenté dans le domaine temporel

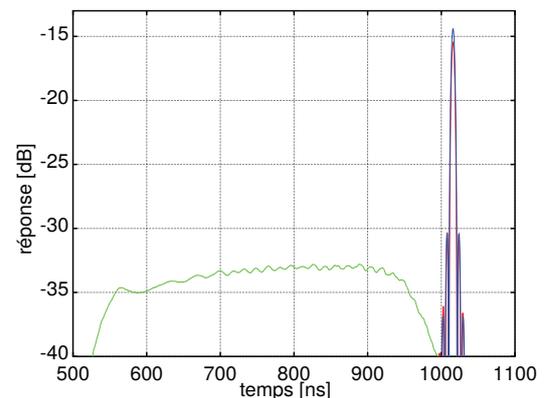


FIGURE 4.13 – Zoom sur la compression de l'écho

Les figures 4.12 et 4.13 présentent la fonction de transfert avant intercorrélacion puis le résultat de l'intercorrélacion après compression de l'écho. La courbe verte pré-

sente les pertes d'insertion avant compression de l'écho. L'écho commence à 500 ns et finit à 1000 ns : les pertes d'insertion s'élèvent à -33 dB. La courbe rouge présente les pertes obtenues après compression en utilisant l'écho LFM normalisé et retourné dans le temps de la figure 4.11. Les pertes d'insertion s'élèvent à -15 dB. Le gain de traitement obtenu grâce à la compression est d'environ 15 dB, l'écho passe d'une durée de 500 ns à 5 ns. Le gain de traitement est le produit de la bande passante ($B = 200$ MHz) par la durée de l'écho (500 ns) (écho retourné dans le temps est normalisé) [31].

$$\frac{SNR_{compression}}{SNR_{initial}} = T \cdot B = 200 \cdot 10^6 \times 500 \cdot 10^{-9} = 100 \quad (4.9)$$

- $SNR_{compression}$ rapport signal sur bruit après compression
- $SNR_{initial}$ signal initial
- T Durée de l'écho généré par le transducteur (s)
- B bande passante du transducteur (Hz)

Le gain de traitement est d'environ 100 soit 20 dB. Le gain de traitement mesuré est d'environ 15 dB.

$$10 \cdot \log_{10} \left(\frac{SNR_{compression}}{SNR_{initial}} \right) = 10 \cdot \log_{10}(100) = 20 \text{ dB} \quad (4.10)$$

Sur les figures 4.12 et 4.13, le signal bleu est similaire au signal rouge, les deux sont obtenus avec une intercorrélacion entre l'écho et la fonction de transfert S_{21} . Pour le signal rouge l'amplitude de l'écho est normalisée à 1, pour le signal bleu l'amplitude de l'écho n'est pas normalisée. La normalisation dégrade très légèrement le résultat de l'intercorrélacion (le niveau de bruit est légèrement plus haut) mais elle permet de caractériser le niveau des pertes. Sans la normalisation, le niveau des pertes est difficilement quantifiable, sur la figure 4.12 l'amplitude du signal bleu (non normalisé) a été placée manuellement en ayant pour référence le niveau de bruit de la courbe normalisée.

4.1.5 Conclusion

La compression des échos est applicable comme le montre un exemple pratique de SAW LFM, elle peut aussi être utilisée sur d'autres type de signaux à condition que les périodes du signal ne soient pas uniformes afin bénéficier du gain de traitement. Cette méthode est utilisée pour positionner précisément les échos.

4.2 Algorithme

Cette section explique pas à pas, à l'aide d'un exemple, le traitement des signaux des dispositifs SAW mesurés avec un analyseur de réseaux, afin d'extraire la position des échos codés par les réflecteurs et de mesurer la durée qui les sépare. Cet exemple reprend un des dispositifs SAW présentés dans le chapitre 3 précédent, c'est-à-dire un transducteur UWB LFM composé de 3 réflecteurs (figure 4.14).

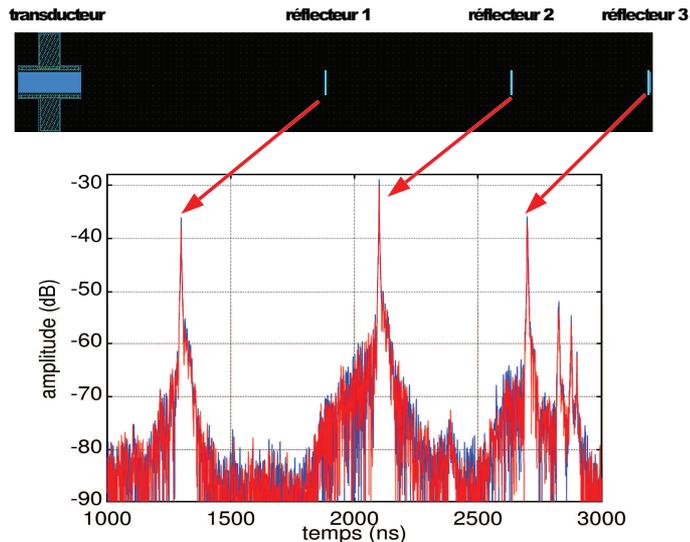
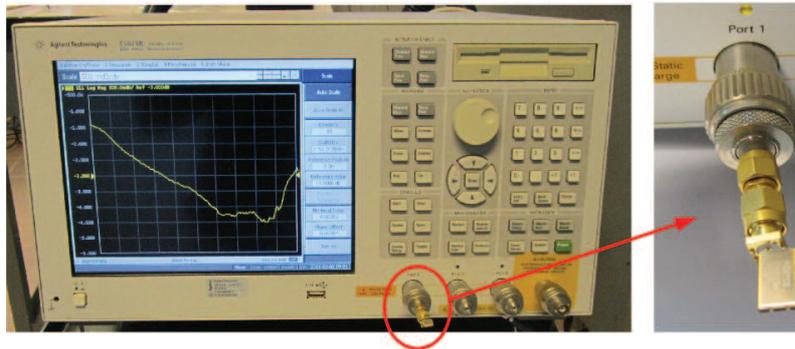
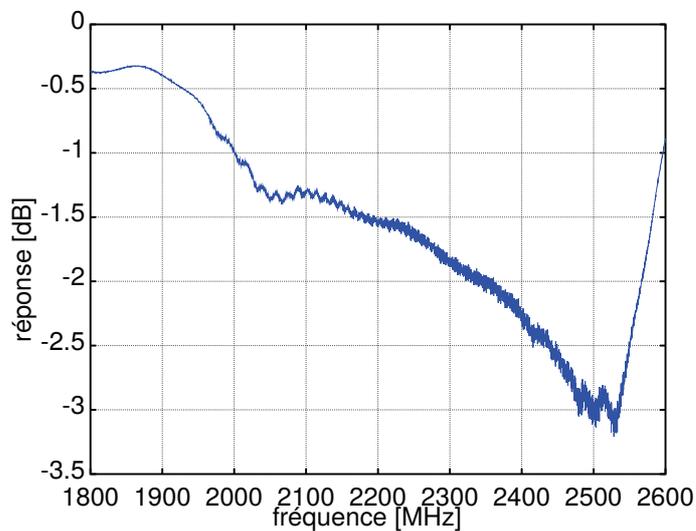


FIGURE 4.14 – Dispositif SAW UWB choisi comme exemple. Le traitement de la fonction de transfert S_{11} permet d'extraire la position des réflecteurs

4.2.1 La mesure à l'analyseur de réseaux

Sur la figure 4.15, le capteur est connecté sur un seul port afin de faire une mesure en réflexion (paramètre S_{11}). La plage des fréquences balayées et le pas d'échantillonnage en fréquence sont des paramètres importants, car ils définissent respectivement l'échantillonnage temporel et la fenêtre temporelle (durée sur laquelle la courbe peut être visualisée).

Le dispositif SAW est dimensionné pour la bande passante $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. L'analyseur de réseaux mesure les paramètres S_{11} dans le domaine fréquentiel. Dans cet exemple la plage de fréquence s'étale de $1.8\text{ GHz} - 2.6\text{ GHz}$ afin de mesurer toute la plage des fréquences de fonctionnement du capteur. La fonction de transfert S_{11} a une bande passante de 800 MHz , ce qui donne un pas temporel de $1/800 = 1.25\text{ ns}$. Le dernier écho codé par le dernier réflecteur arrive après 2700 ns (figure 4.14) : le pas fréquentiel de la fonction de transfert définit la fenêtre temporelle. En prenant un pas de 0.25 MHz , la fenêtre temporelle évolue de 0 à $1/0.25 = 4\text{ }\mu\text{s}$.

FIGURE 4.15 – Mesure des paramètres S_{11} d'un dispositif SAW UWB entre 1.8 et 2.6 GHzFIGURE 4.16 – Paramètre S_{11} mesuré par l'analyseur de réseaux

4.2.2 Fonction de transfert S_{11}

La transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert S_{11} (figure 4.16) donne la réponse impulsionnelle du dispositif SAW dans le domaine temporel. On rappelle que la réponse impulsionnelle d'un système correspond à la réponse de ce système à une excitation par une impulsion de Dirac. Toutes les électrodes du transducteur sont excitées en même temps. Chaque paire d'électrodes contribue à générer une onde dont la longueur d'onde dépend de l'écartement de la paire d'électrodes. Le transducteur comporte 315 paires d'électrodes qui donnent 314 périodes d'onde élastique qui se propagent dans le canal acoustique (chapitre 2) et seront réfléchies par les réflecteurs (figure 4.17).

Les trois réflecteurs réfléchissent trois échos séparés dans le temps. Ces échos ont une durée (T) qui correspond à la durée du transducteur. Lorsque ces échos

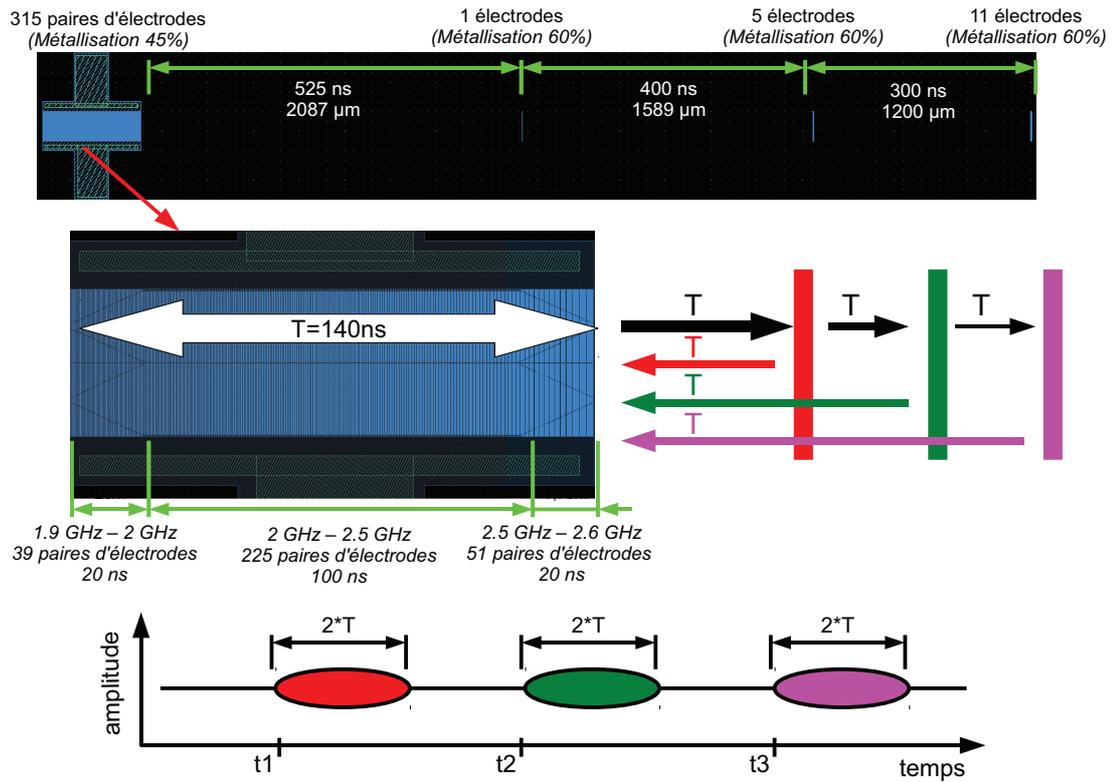


FIGURE 4.17 – Réponse impulsionnelle obtenue avec l'analyseur de réseau, T la durée de l'onde générée par le transducteur, $2 \cdot T$ la durée de l'écho visualisé en réflexion à la sortie du transducteur

atteignent à nouveau le transducteur, lors de conversion des ondes mécaniques en signal électrique, la durée des échos est doublée ($2 \cdot T$). Le signal impulsionnel dans le domaine temporel contient 3 échos d'une durée de $2 \cdot T$ séparés dans le temps. Les échos sont composés de 628 périodes modulées linéairement en fréquence, les hautes fréquences arrivent en début du signal et les basses fréquences à la fin.

La transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert (figure 4.16) permet d'obtenir la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel, (figure 4.18) et (figure 4.19).

L'agrandissement de la figure 4.19 donne une vue détaillée du deuxième écho. Sa durée est correcte soit 250 ns ($2 \cdot T$) cependant le nombre de périodes visualisées ne correspond pas au nombre attendu (environ 628). De plus les hautes fréquences arrivent en premier, alors que sur la figure 4.19 ce n'est visiblement pas le cas. Il n'y pas d'erreur, nous avons affaire ici à un artefact dû au repliement spectral par sous-échantillonnage. Le taux d'échantillonnage temporel est de 1.25 ns , alors que la période du signal à 2.5 GHz a une durée de 400 ps . Le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon rappelle que "La représentation discrète d'un signal demande une

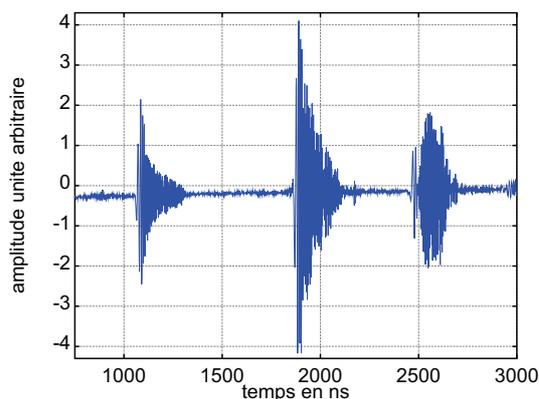


FIGURE 4.18 – Ensemble des trois échos

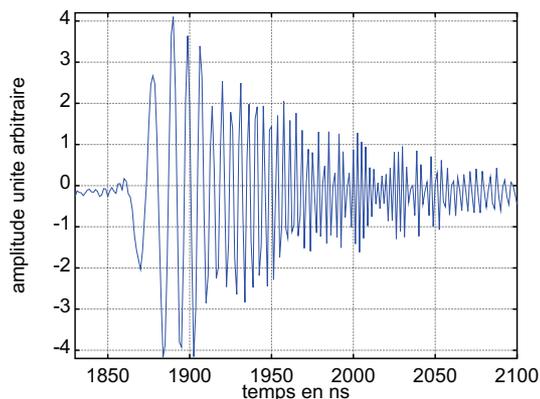


FIGURE 4.19 – Zoom sur le deuxième écho

fréquence d'échantillonnage supérieure au double de la fréquence maximale présente dans ce signal" [?].

4.2.3 Technique du bourrage de zéros "zero-padding"

L'artéfact mathématique présenté dans cette section permet d'augmenter artificiellement la résolution temporelle. Cette technique n'est pas utilisée dans l'algorithme de mesure de la distance entre deux échos. Il est présenté et utilisé dans cet exemple car il permet d'avoir une meilleure lisibilité des courbes présentées par la suite.

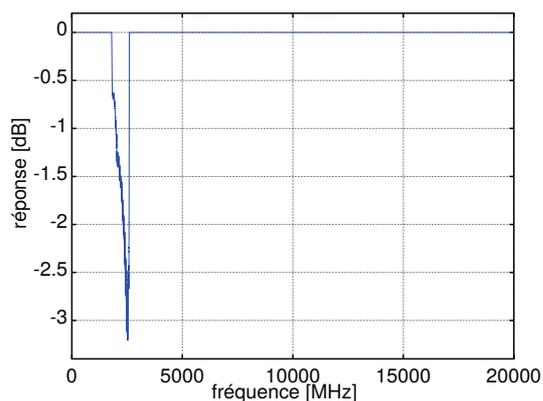
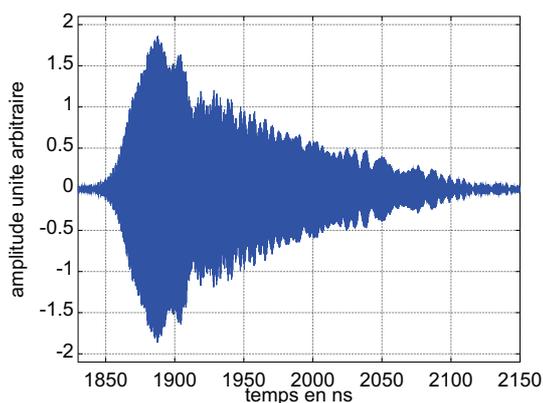
FIGURE 4.20 – La technique du bourrage de zéros "zero-padding" est appliquée à la fonction de transfert S_{11} 

FIGURE 4.21 – Le deuxième écho est composé de 628 périodes, le "zero-padding" permet palier au problème du repliement spectral

Le repliement spectral observé sur l'écho (figure 4.19) est dû à une fréquence d'échantillonnage trop faible. Le dispositif SAW fonctionne sur la bande passante

$2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$, l'information utile se trouve donc dans cette plage de fréquence. La mesure initiale du paramètre S_{11} faite entre $1.8\text{ GHz} - 2.6\text{ GHz}$ contient donc déjà toute l'information des signaux du dispositif SAW. Une méthode mathématique appelée technique du bourrage de zéros "zero-padding" permet d'augmenter artificiellement la résolution temporelle. Afin de couvrir une plage de fréquence plus large, des zéros sont rajoutés autour de la fonction de transfert S_{11} de $0\text{ Hz} - 1.8\text{ GHz}$ et $2.6\text{ GHz} - 20\text{ GHz}$ (figure 4.20) : la résolution temporelle est de 50 ps soit 8 points par périodes à 2.5 GHz (figure 4.21).

4.2.4 Distance relative entre les échos

La section 4.1 précédente explique la compression des échos LFM. L'autocorrélation d'un écho modulé linéairement en fréquence ("chirp") se somme de façon cohérente en une position unique. La réponse du dispositif SAW est composée de trois échos LFM de forme similaire. Le deuxième écho (figure 4.21) est utilisé comme vecteur de référence (figure 4.22) afin de réaliser une intercorrélation avec la réponse impulsionnelle. Toutes les opérations mathématiques suivantes sont réalisées avec la technique du bourrage de zéros afin d'avoir un meilleur aspect visuel, mais toutes ces opérations doivent être réalisées sans "zero-padding" afin de réduire les temps de calcul.

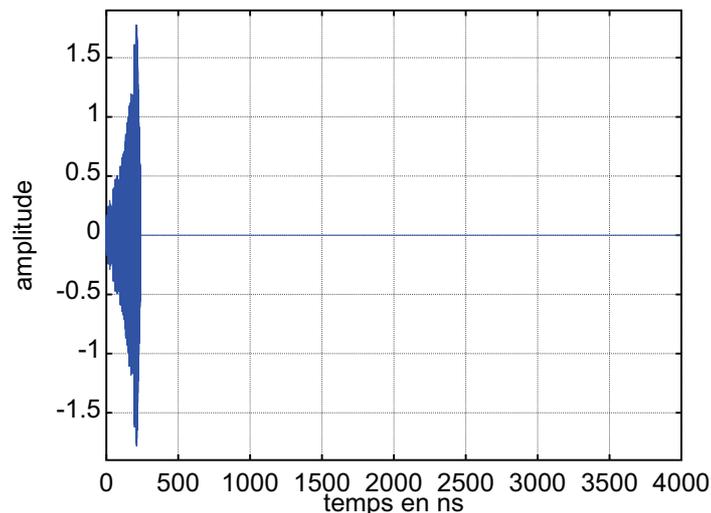


FIGURE 4.22 – Le deuxième écho est sélectionné puis retourné dans le temps afin de servir de vecteur de référence pour l'intercorrélation

L'intercorrélation dans le domaine temporel est réalisée par le produit de convolution. Dans le domaine spectral, elle est réalisée avec le produit des spectres, cette

deuxième solution est choisie car moins coûteuse en ressource de calculs (section 4.1.3). Le vecteur de référence contenant le deuxième écho (figure 4.22) est transformé dans le domaine fréquentiel en utilisant une FFT ("Fast Fourier Transform") (figure 4.23). La fonction de transfert du dispositif SAW (figure 4.24) est multipliée au spectre du deuxième écho (figure 4.23).

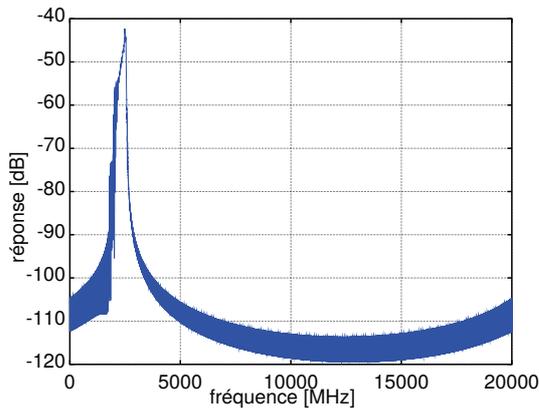


FIGURE 4.23 – Vecteur de référence contenant le deuxième écho, représenté dans le domaine fréquentiel

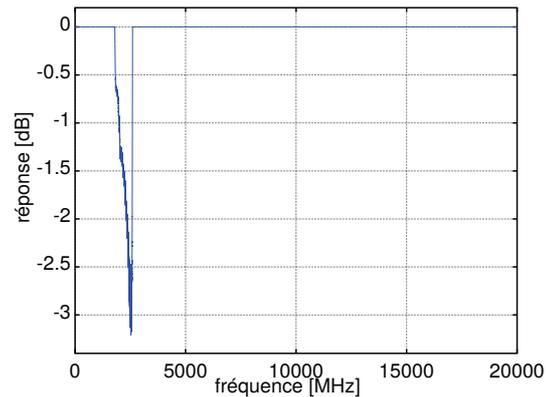


FIGURE 4.24 – Fonction de transfert du système utilisant la technique du bourrage de zéros

La figure 4.25 montre le résultat dans le domaine temporel de l'intercorrélacion entre le vecteur de référence et la fonction de transfert S_{11} . La courbe affiche la valeur absolue du résultat, l'amplitude du signal n'est pas normalisée, car l'amplitude du vecteur de référence (figure 4.23) servant à l'intercorrélacion n'est pas normalisée. Après l'intercorrélacion la position des échos est marquée par des impulsions ayant une largeur d'environ 2 ns à -3 dB de leur maximum. Trois impulsions correspondant aux trois échos ressortent nettement du bruit.

Les figures 4.26 et 4.27 donnent un agrandissement du premier et du deuxième écho. L'allure des deux échos comprimés est semblable, car les échos avant la compression par intercorrélacion avaient une forme similaire. Pour mesurer le retard qui les sépare, il est possible d'utiliser la position du maximum des impulsions sans introduire d'erreur significative.

La figure 4.28 présente un agrandissement sur la valeur absolue premier du pic comprimé (courbe bleue). L'échantillonnage de 0.05 ns soit $\frac{1}{20\text{ GHz}}$ ne permet pas d'extraire précisément la position du maximum de l'impulsion si l'on souhaite ensuite estimer la température (une variation de $1\text{ }^\circ\text{C}$ pour un retard de $2\text{ }\mu\text{s}$ correspond à une variation relative du retard de 150 ps , section 4.6.1). Une première méthode permettant d'augmenter la résolution de la mesure consisterait à augmenter la résolution temporelle de la courbe contenant les impulsions comprimées, et donc

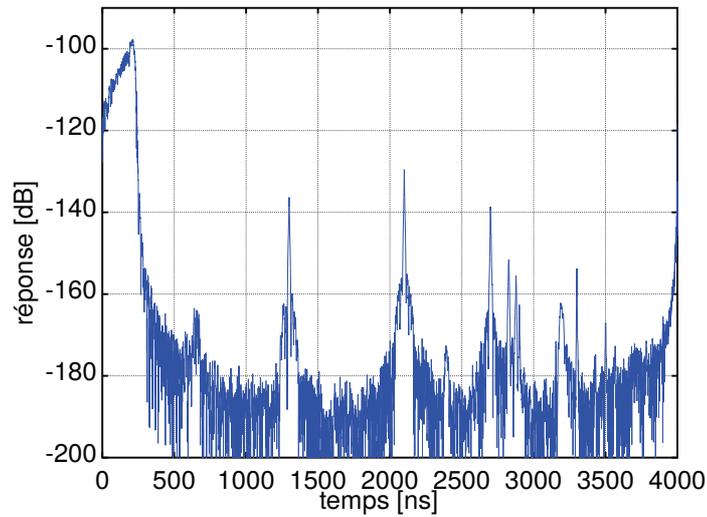


FIGURE 4.25 – Résultat dans le domaine temporel de l’intercorrélation entre le vecteur de référence et la fonction de transfert S_{11}

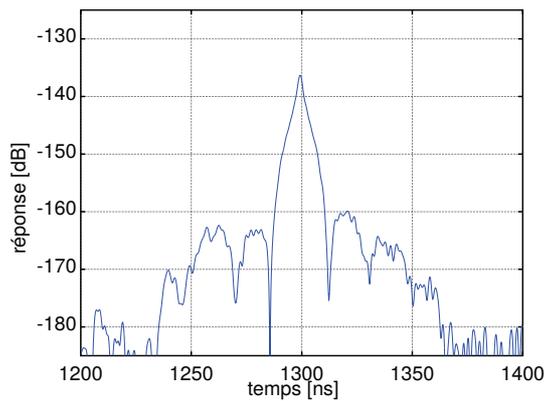


FIGURE 4.26 – Première écho comprimé

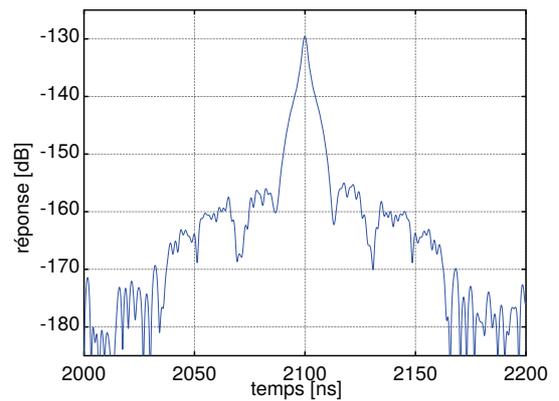


FIGURE 4.27 – Deuxième écho comprimé

d’augmenter la résolution temporelle de la fonction de transfert S_{11} et du vecteur de référence. La résolution peut être améliorée en agrandissant la fenêtre fréquentielle avec la technique du bourrages de zéros. Cette solution fonctionnerait mais serait très coûteuses en ressource de calcul.

Une deuxième méthode consiste à utiliser les trois points maximums de l’écho comprimé et de calculer l’équation de la courbe reliant ces trois points [64]. Le sommet de la valeur absolue de l’écho a une forme proche d’une parabole, l’équation utilisée pour relier les trois points est donc approximée par un polynôme du deuxième degré représenté par la courbe noire sur la figure 4.28. Le maximum de l’intercorrélation correspond au maximum de la courbe du deuxième degré qui couvre 0.10 ns

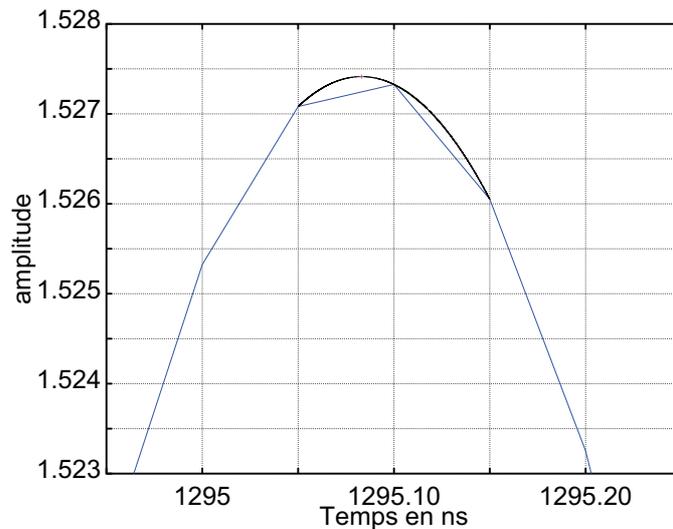


FIGURE 4.28 – Utilisation de la méthode trois points pour mesurer le maximum de la valeur absolue du premier écho comprimé

avec 10000 points soit une résolution de 10 fs , les résultats des mesures de température dans la suite de ce chapitre permettent réellement d'estimer la résolution sur la mesure. Cette méthode est à la fois puissante et peu coûteuse en ressource de calculs.

La différence des positions temporelles du maximum de chaque écho permet de calculer l'écart temporel qui les sépare. Pour vérifier le résultat obtenu nous translatons le premier écho comprimé de la valeur du retard calculé (figure 4.29).

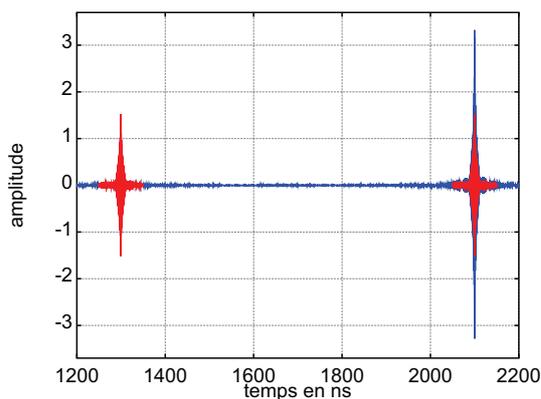


FIGURE 4.29 – Le premier écho en rouge à 1300 ns est translaté du retard calculé.

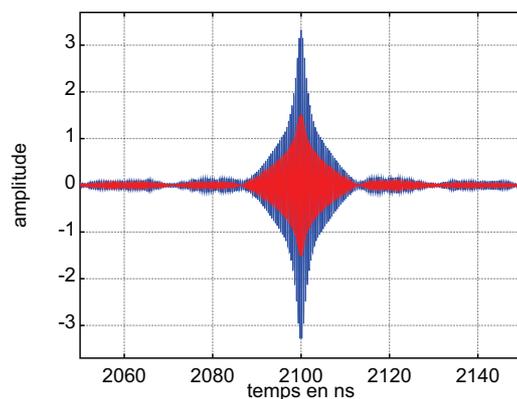


FIGURE 4.30 – Le premier écho est superposé au deuxième écho

Le maximum des échos est calculé sur la valeur absolue afin d'éviter, en travaillant sur la partie réelle (ou imaginaire) d'accrocher sur un maximum adjacent et d'avoir

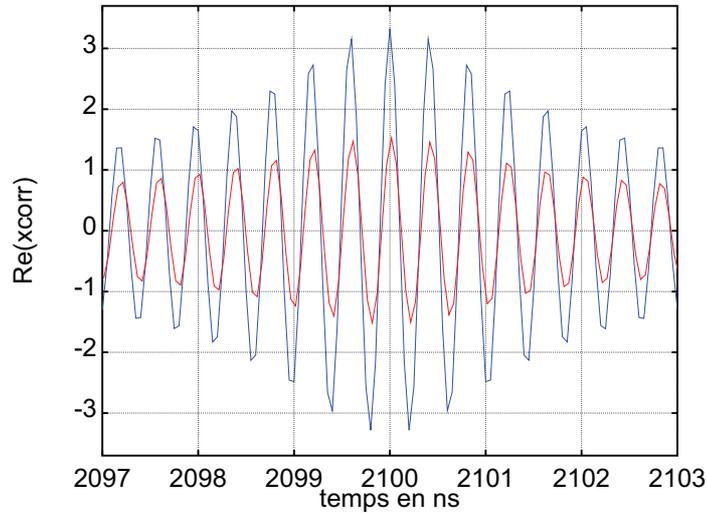


FIGURE 4.31 – Agrandissement sur le maximum du deuxième écho (bleu) et du premier écho (rouge)

une erreur sur la mesure de 2π . Les figures 4.29 et 4.30 permettent de vérifier visuellement sur la partie réelle que le premier écho (rouge), translaté du retard calculé à l'aide des valeurs absolues des échos, est superposé à la partie réelle du deuxième écho. La figure 4.31 montre un agrandissement sur le maximum du premier écho superposé au deuxième écho. Les deux échos sont parfaitement superposés. En regardant attentivement l'axe des abscisses, la position des points du premier écho est légèrement décalée à la position des points de l'axe des abscisse du deuxième écho.

4.2.5 Conclusion

Seuls deux échos sont nécessaire pour mesurer la célérité de l'onde élastique. Cette méthode permet de simplifier l'architecture et l'algorithme de traitement par rapport aux 3 échos habituellement nécessaire sur les architectures standards permettant de lever l'ambiguïté de $[-\pi; +\pi]$ sur le retard relatif de deux échos. Les sections 4.4 et 4.6 des mesures sans fil et des mesures en température, permettent d'estimer la robustesse et la résolution du système de mesure (électronique de mesure et algorithme).

4.3 Lecteur fonctionnant dans le domaine temporel

Cette section présente un premier lecteur radio fonctionnant dans le domaine temporel (section 4.3.1) : le lecteur envoie un signal LFM afin de bénéficier du gain de traitement (compression des échos) directement sur la puce SAW. Ce lecteur est

réalisé avec les appareils de mesures du laboratoire (oscilloscope et générateur de fonction), le but est de valider le principe d'interrogation par retournement temporel. Deux mesures sont réalisées sur deux types de dispositifs SAW, la première expérience de retournement temporel est effectuée sur un dispositif SAW LFM basses fréquences fonctionnant sur la bande de fréquences $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$ (chapitre 2), la deuxième expérience est effectuée sur un dispositif SAW LFM fonctionnant sur la bande de fréquences $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ (chapitre 3).

4.3.1 Manipulation sur les SAW basses fréquences

Le premier lecteur fonctionne dans le domaine temporel. Il est réalisé avec des appareils de mesures disponibles au laboratoire, un générateur de fonction, un interrupteur UHF et un oscilloscope (figure 4.32).

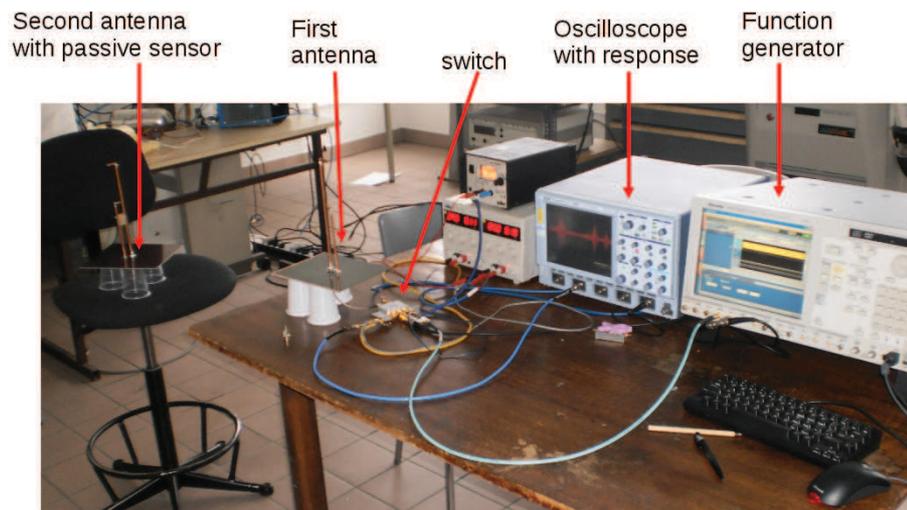


FIGURE 4.32 – Lecteur SAW fonctionnant dans le domaine temporel

L'explication suivante s'appuie sur le schéma de la figure 4.33. Le signal LFM est préalablement enregistré sur le générateur de fonction. Le générateur de fonction (1) génère deux signaux, le signal de commande (3) pour l'interrupteur (Zaswa-2-50dr+) et le signal LFM (1 volt pic à pic) pour le dispositif SAW (2). Le signal de commande (3) permet de connecter le port RF_{out2} avec le port RF_{in} (4) afin que le signal LFM soit envoyé sur l'antenne (5) et réceptionné par le dispositif SAW. Le signal LFM est corrélé directement sur le dispositif SAW qui renvoie donc sur l'antenne (6) trois échos comprimés correspondant aux retards apportés par les trois réflecteurs. Lorsque le dispositif SAW répond, le signal de commande (3) connecte le port RF_{in} (4) avec le port RF_{out1} afin d'amplifier la réponse et de la visualiser sur un oscilloscope.

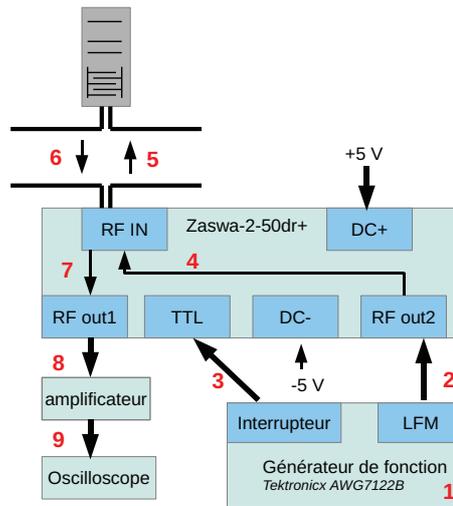


FIGURE 4.33 – Principe de fonctionnement du lecteur SAW

4.3.2 Résultats basses fréquences

La réponse affichée sur l'oscilloscope est présentée sur la figure 4.34 : trois échos comprimés ($0.18 \mu s$, $0.22 \mu s$, $0.7 \mu s$) ressortent du bruit et correspondent aux retards générés par les trois réflecteurs. Un quatrième écho est présent sur la réponse à $0.9 \mu s$ et correspond aux réflexions sur les bord du dispositif SAW. L'architecture du dispositif SAW utilisée est décrite dans la section 2.10 du chapitre 2. Sur l'oscilloscope le seul traitement utilisé est une moyenne faite sur 32 mesures. La réponse du dispositif SAW est visible jusqu'à une distance d'interrogation d'environ deux mètres.

La compression des échos par corrélation fonctionne mais elle est proche de $20 ns$ à $-3 dB$ alors que la compression attendue est de $5 ns$ (chapitre 2, section 2.10.3). La mauvaise compression est due en partie aux antenne utilisées et non optimales qui couvrent une bande passante de $100 MHz$ au lieu de $200 MHz$.

4.3.3 Puissance du signal

Le générateur de fonction envoie un signal sinusoïdal "chirp" variant de $200 MHz$ à $400 MHz$ en $1 \mu s$, l'amplitude pic à pic du signal est de 1 Volt (figure 4.35).

La puissance émise est calculée par rapport à ce signal. La tension efficace d'un signal sinusoïdal est :

$$V_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{0.5}{\sqrt{2}} = 0.35 \text{ Volt} \quad (4.11)$$

L'impédance de l'antenne est proche d'une charge de 50Ω , nous en déduisons la

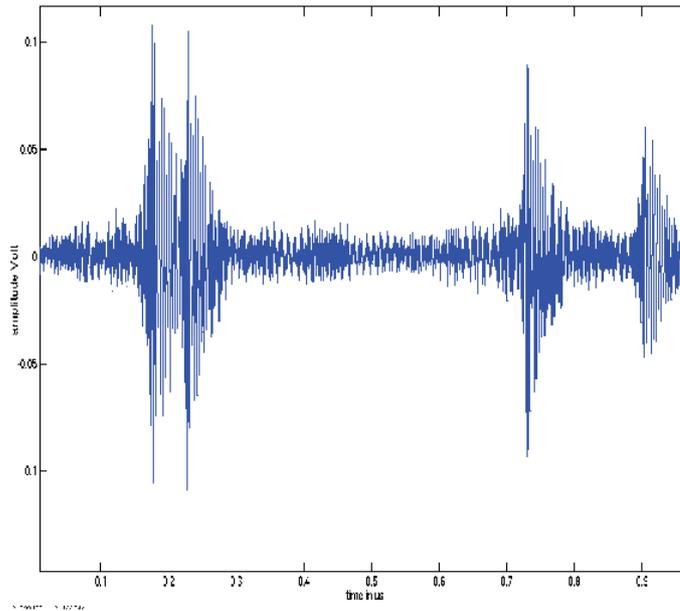


FIGURE 4.34 – Principe de fonctionnement du lecteur SAW

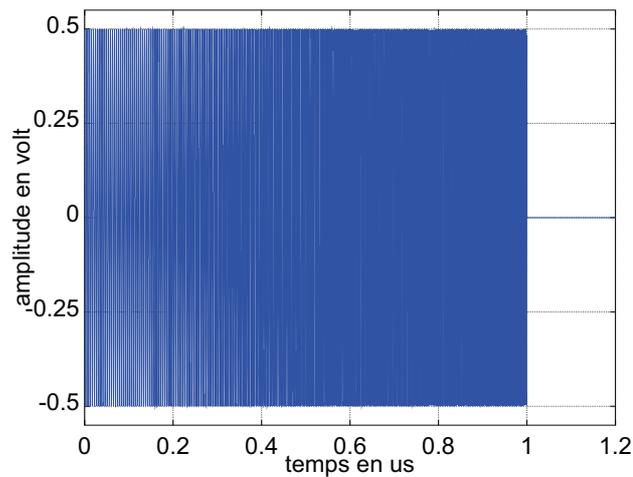


FIGURE 4.35 – Signal "chirp" envoyé par le générateur de fonction

puissance du signal.

$$P = \frac{V_{eff}^2}{R} = \frac{0.35^2}{50} = 0.00245 \text{ Watt} \quad (4.12)$$

Dans la suite du calcul, la puissance est exprimé en *mWatt* afin d'utiliser la même unité que la norme UWB (*dBm*, chapitre 1). Le signal a une durée de $1 \mu s$ et il est répété 32 fois par seconde : sur une seconde, l'antenne rayonne le signal d'interrogation pendant $32 \mu s$. La puissance émise sur une seconde est :

$$P_{seconde} = \frac{P_{mWatt}}{\frac{1}{\text{tempsinterrogation}}} = \frac{P_{mWatt}}{\frac{1}{32 \cdot 10^{-6}}} = \frac{2.45}{31250} = 7.84 \cdot 10^{-5} \text{ mWatt} \quad (4.13)$$

Le signal a une puissance de $7.84 \cdot 10^{-5} \text{ mWatt}$ répartie sur une bande passante de 200 MHz , Nous exprimons la puissance du signal en dBm/MHz comme dans les normes UWB.

$$P_{\text{dBm/MHz}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{7.84 \cdot 10^{-5}}{200} \right) = -64 \text{ dBm/MHz} \quad (4.14)$$

La puissance du signal rayonné dans l'air est de -64 dBm/MHz , les capteurs $200 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz}$ permettent d'avoir un ordre de grandeur sur la puissance du signal radio à utiliser pour l'interrogation sans fil des dispositifs SAW UWB. Entre $200 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz}$, la puissance moyenne du signal radio rayonné dans l'air ne doit pas être supérieure à -90 dBm pour respecter la norme (chapitre 1).

4.3.4 Manipulation sur les SAW hautes fréquences

Une expérience similaire est répétée sur un dispositif SAW hautes fréquences fonctionnant entre $2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$ présenté dans le troisième chapitre. Le dispositif sélectionné est composé de deux lignes à retard LFM connectées en parallèle, le dispositif SAW est utilisé en transmission, son fonctionnement est expliqué dans le troisième chapitre (figure 4.36).

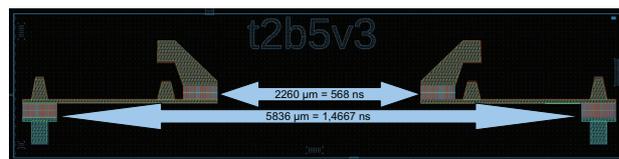


FIGURE 4.36 – Dispositif SAW LFM fonctionnant en transmission

L'expérience fonctionne en transmission (figures 4.37, 4.38 et 4.39), le fonctionnement suivant est donné par rapport aux figures 4.38 et 4.39. Le générateur de fonction envoie un signal LFM sur l'antenne d'émission directionnel dont le gain est de 8 dB (1). L'antenne de réception récupère le signal LFM (2) qui est dirigé sur le dispositif SAW LFM (3). Le transducteur LFM du dispositif SAW et le signal LFM sont corrélés et génèrent un signal de sortie contenant deux échos comprimés. Les échos comprimés sont amplifiés (4) puis ils sont envoyés sur l'oscilloscope afin d'être visualisés (5).

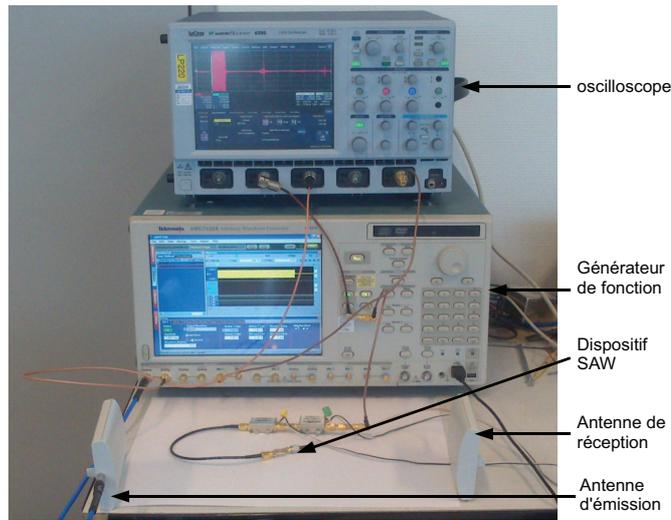


FIGURE 4.37 – Expérience fonctionnant en transmission

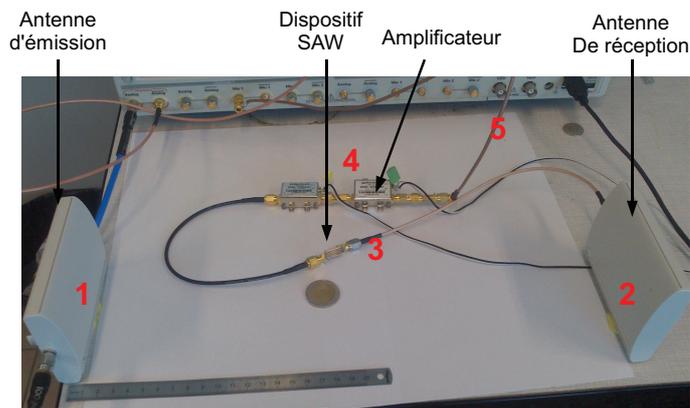


FIGURE 4.38 – Agrandissement sur l'expérience

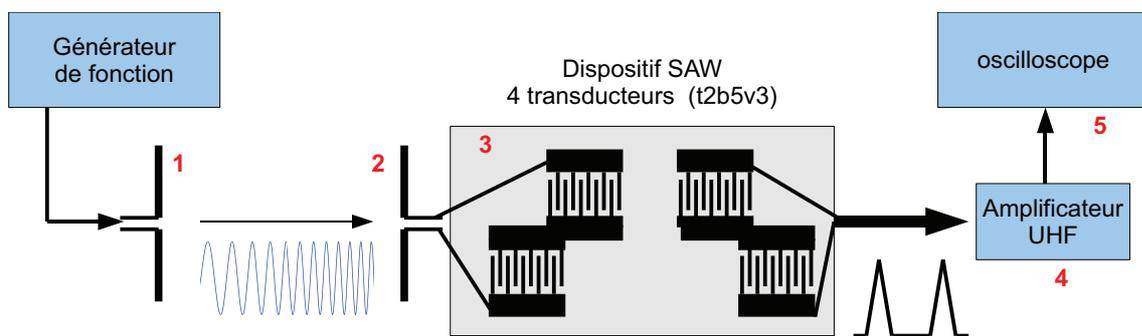


FIGURE 4.39 – Schéma du montage électrique

4.3.5 Résultats hautes fréquences

Le signal est visible jusqu'à une distance de 3 mètres. Cependant le système fonctionne en transmission : les distances ne sont pas comparables par rapport à un

système fonctionnant en réflexion. Les deux échos comprimés ressortent du bruit, la figure 4.40 montre la réponse observée à l'oscilloscope sur une moyenne de 32 mesures.

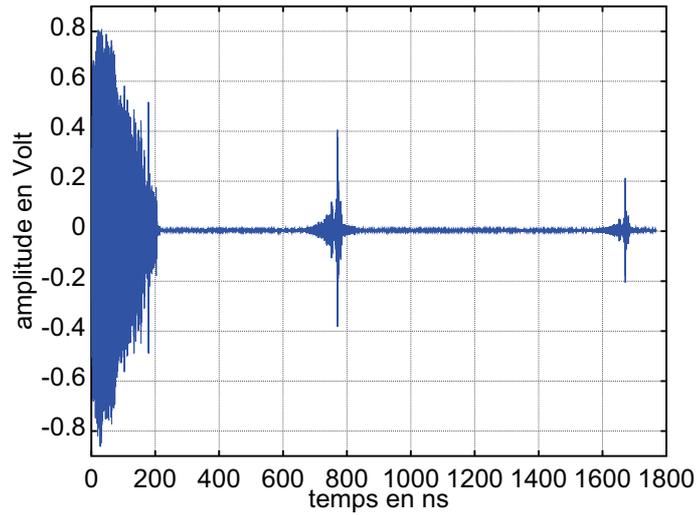


FIGURE 4.40 – Résultat de la corrélation observé à l'oscilloscope

Les figures 4.41 et 4.42 montrent un agrandissement sur le premier et le deuxième échos comprimés. La compression est d'environ 2.5 ns à -3 dB du maximum (mi-hauteur de l'écho).

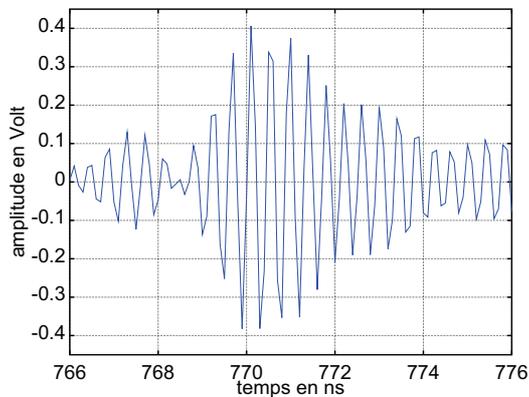


FIGURE 4.41 – Agrandissement sur le premier écho comprimé

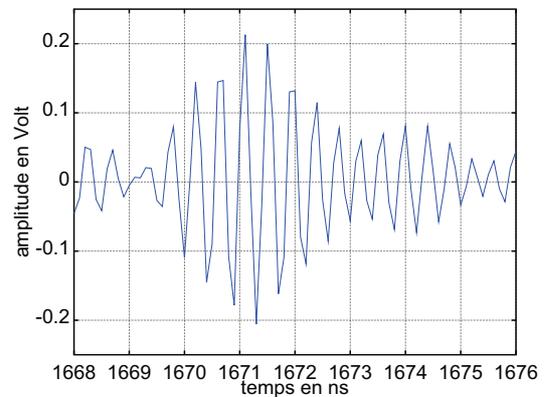


FIGURE 4.42 – Agrandissement sur le deuxième écho comprimé

4.3.6 Puissance du signal

Le signal d'interrogation balaye de 2 GHz à 2.5 GHz en 200 ns, son amplitude pic à pic est de 1 Volt. Calculons la tension efficace du signal :

$$V_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{0.5}{\sqrt{2}} = 0.35 \text{ Volt} \quad (4.15)$$

L'impédance de l'antenne est proche d'une charge de 50Ω, nous en déduisons la puissance du signal.

$$P = \frac{V_{eff}^2}{R} = \frac{0.35^2}{50} = 0.00245 \text{ Watt} \quad (4.16)$$

Le signal a une durée de 200 ns et il est répété 32 fois par seconde : sur une seconde l'antenne rayonne le signal d'interrogation pendant 6.4 μs. La puissance émise sur une seconde est :

$$P_{seconde} = \frac{P_{mWatt}}{\frac{1}{6.4 \cdot 10^{-6}}} = \frac{2.45}{156250} = 1.57 \cdot 10^{-5} \text{ mWatt} \quad (4.17)$$

La puissance du signal est de 1.57 mWatt répartie sur une bande passante de 500 MHz. Nous exprimons sa puissance en dBm/MHz selon la norme. Nous rajoutons aussi le gain de 8 dB de l'antenne directionnelle :

$$P_{dBm/MHz} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1.57 \cdot 10^{-5}}{500} \right) + 8 = -67 \text{ dBm/MHz} \quad (4.18)$$

La puissance du signal rayonné dans l'air est de -67 dBm/MHz. La norme UWB américaine (chapitre 1) autorise d'émettre un signal ultra large bande avec une puissance maximum de -41.3 dBm/MHz : le signal utilisé respecte la norme UWB américaine, sa puissance pourrait être augmentée ce qui permettrait d'augmenter la distance d'interrogation.

4.3.7 Conclusion

Sur la bande passante basses fréquences 200 MHz – 400 MHz et la bande passante hautes fréquences 2 GHz – 2.5 GHz, les puissances des signaux d'interrogation utilisés sont faibles, respectivement -64 dBm/MHz et -67 dBm/MHz. Les réponses des dispositifs SAW, dans les deux cas, sont visibles sur l'oscilloscope en utilisant sur l'étage de réception des amplificateurs et une moyenne faite sur 32 mesures. Le retournement temporel fonctionne, le signal d'interrogation est directement corrélé avec le transducteur SAW, le gain de traitement et la compression des échos sont obtenus sur le dispositif SAW. Ces expériences sont très intéressantes car elles démontrent qu'il est possible de fabriquer un lecteur radio fonctionnant dans le

domaine temporel qui respecte la norme UWB et qui bénéficie du gain de traitement des signaux LFM en utilisant le retournement temporel.

4.4 Lecteur fonctionnant dans le domaine fréquentiel

Cette section présente des mesures faites avec un lecteur radio fonctionnant dans le domaine fréquentiel sur la bande de fréquence $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. Le lecteur radio est un prototype réalisé par l'entreprise RSSI GmbH.

4.4.1 Principe de fonctionnement

Le lecteur radio fonctionne comme un analyseur de réseaux (figure 4.43) : pour chaque fréquence de la bande passante il analyse le module et la phase du signal réfléchi afin de calculer le paramètre S_{11} . N'ayant pas accès aux ressources matérielles, les explications et les composants cités dans la suite de cette section sont notre interprétation du fonctionnement du lecteurs radio de la société RSSI.

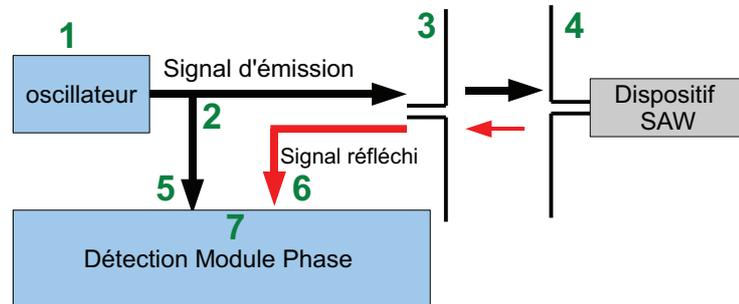


FIGURE 4.43 – Principe de fonctionnement du lecteur radio

L'oscillateur du lecteur radio génère un signal sinusoïdale (1), ce signal est envoyé sur deux voies à l'aide d'un diviseur de Wilkinson (2). La première voie mène à une antenne (3) afin de rayonner le dispositif SAW (4). La deuxième voie permet d'utiliser ce même signal comme référence (5). Le signal réfléchi par le dispositif SAW est isolé du signal d'émission et dirigé vers l'étage de détection (6) de la phase et de l'amplitude à l'aide d'un pont réflectométrique. À l'entrée de l'étage de détection (7), le signal de référence et le signal réfléchi sont multipliés afin de travailler sur le battement des deux signaux : le battement permet de connaître le déphasage entre le signal réfléchi et le signal de référence tout en gardant une électronique basse fréquence.

4.4.2 Exemple de mesure

La figure 4.44 présente le système dans son ensemble.

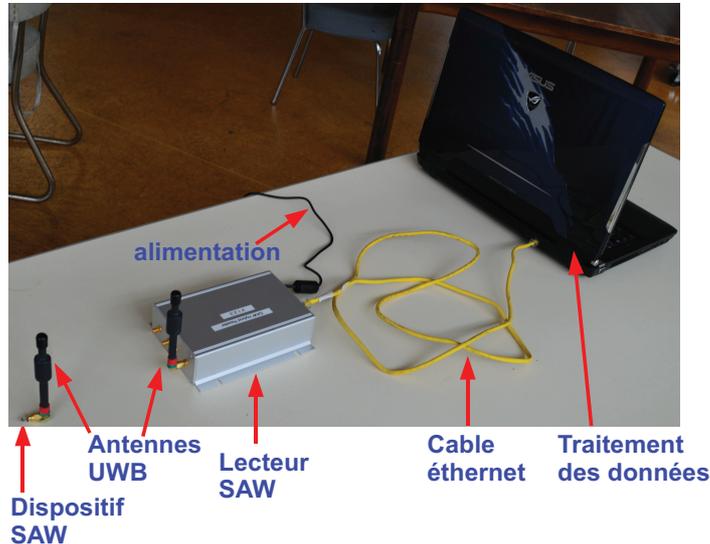


FIGURE 4.44 – Mesure sans fil du dispositif SAW

Le lecteur SAW interroge le dispositif SAW sur la gamme de fréquences $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ afin de calculer les paramètres S_{11} du système (figure 4.45).

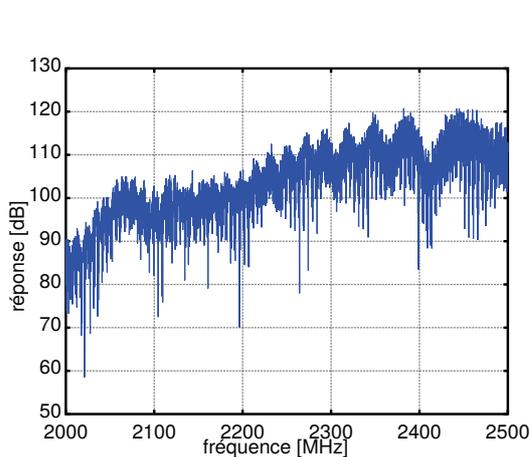


FIGURE 4.45 – Le lecteur SAW mesure les paramètres S_{11} du dispositif SAW

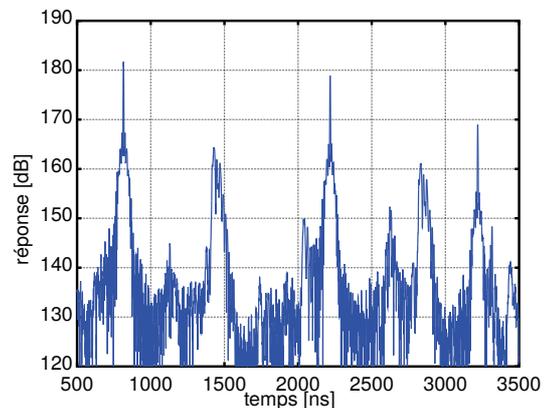


FIGURE 4.46 – L'ordinateur applique l'algorithme présenté dans la section 4.1 sur les paramètres S_{11} afin d'obtenir des échos comprimés

L'ordinateur récupère via une communication ethernet (possible aussi avec une communication RS232) les paramètres S_{11} afin de les traiter et d'obtenir des échos comprimés et de calculer leur position. L'algorithme utilisé pour le traitement des

données est présenté dans la section 4.2. Sur les figures 4.45 et 4.46, l'amplitude exprimée en dB est une échelle relative.

4.4.3 Résultats

Le lecteur SAW mesure les paramètres S_{11} du dispositif SAW. La compression des échos est effectuée en post-traitement sur l'ordinateur. Cette méthode permet de mesurer différentes architectures de transducteur SAW et d'être toujours capable d'effectuer en post-traitement la compression. L'étape de post-traitement donne des résultats sur la compression et le gain de traitement similaires aux mesures faites à l'analyseur de réseaux. Les figures 4.47 et 4.48 montrent un exemple d'un écho comprimé obtenu à partir d'une mesure sans fil d'un dispositif LFM fonctionnant en réflexion sur la bande de fréquence $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. Le gain de traitement permet de gagner 15 dB . La durée de l'écho à -3 dB du maximum est de 3 ns .

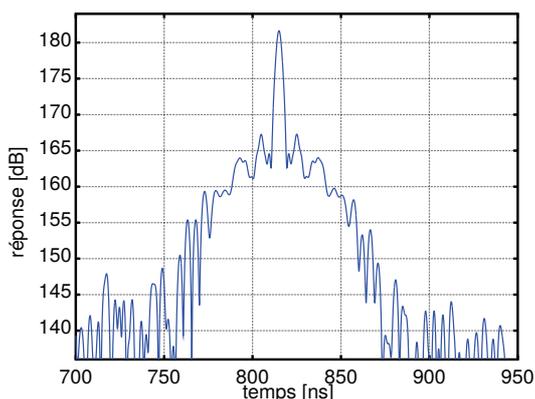


FIGURE 4.47 – Exemple d'un écho comprimé obtenu à partir d'une mesure d'un dispositif SAW LFM

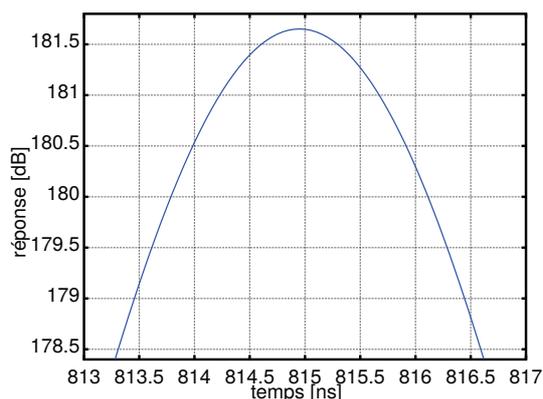


FIGURE 4.48 – Agrandissement sur l'écho, à -3 dB du maximum la compression est de 3 ns

La qualité de la compression ainsi que la valeur du gain de traitement dépendent de la distance entre le dispositif SAW et le lecteur SAW ainsi que de la puissance du signal radio.

4.4.4 Puissance du signal

Nous souhaitons évaluer si les conditions d'interrogations utilisées respectent les normes d'émission radiofréquence. La "Federal Communications Commission" (FCC) et L'"European Telecommunications Standards Institute" (ETSI) sont des organisations respectivement américaine et européenne chargées des normes sur la télécommunications radiofréquence (chapitre 1). N'ayant pas accès aux documents

de la FCC décrivant le protocole de la mesure de la puissance du signal radio pour une communication UWB, le protocole de mesure utilisé ici, est celui qui est décrit dans le document de l'ETSI [37] bien que les dispositifs SAW en question soient dimensionnés pour le standard UWB américain (chapitre 1).

L'ETSI décrit le protocole de mesure à appliquer dans le cadre d'une communication UWB. Pour la mesure de la puissance moyenne du signal radio, le lecteur radio doit être branché sur le port d'entrée d'un analyseur de spectre dont les paramètres sont les suivants :

- la bande passante de chaque point de mesure est de 1 MHz ;
- le mode de détection est "Root Mean Square" RMS ;
- le temps d'intégration sur chaque point est de 1 ms ou moins ;
- la plage de balayage des fréquences est égale au nombre de mesures multipliées par la résolution de la bande passante.

En appliquant les consignes décrites ci-dessus, le résultat obtenu à l'analyseur de spectre est présenté sur la figure 4.49

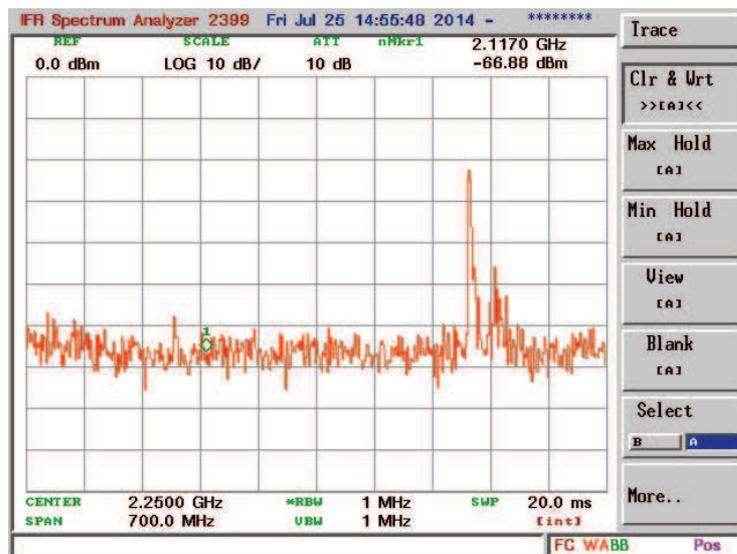


FIGURE 4.49 – Mesure de la puissance moyenne du signal radio en utilisant les paramètres décrits par la norme de l'ETSI

La mesure montre un seul pic à environ 2.46 GHz alors que le lecteur radio émet un signal sur toute la bande de fréquence $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. Cependant le lecteur radio a un fonctionnement similaire à celui d'un analyseur de réseaux (section 4.4.1). Il interroge le dispositif SAW fréquence après fréquence, dans cet exemple le lecteur radio balaie la bande passante $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ avec un pas de 0.25 MHz entre chaque point soit 2001 mesures. L'analyseur de spectre qui mesure la puissance du

signal radio balaie lui aussi la bande passante. Comme le balayage de l'analyseur de spectre et celui de lecteur radio ne sont pas synchronisés, le résultat obtenu sur l'analyseur de spectre ne correspond pas à la puissance et à l'occupation en fréquence du signal radio.

Le protocole de mesure décrit par l'ETSI est conçu pour mesurer des signaux UWB impulsionnels correspondant à une grande partie des signaux utilisés dans les applications de types radar (chapitre 1). Je propose donc un nouveau protocole de mesure afin de calculer la puissance émise par le lecteur radio. Nous allons calculer la puissance maximum émise par le lecteur radio sur chacune des fréquences sans faire de moyenne : les paramètres de l'analyseur de spectre restent donc identiques à l'exception du paramètre RMS changé en MAX HOLD. Le résultats est présenté sur la figure 4.50.

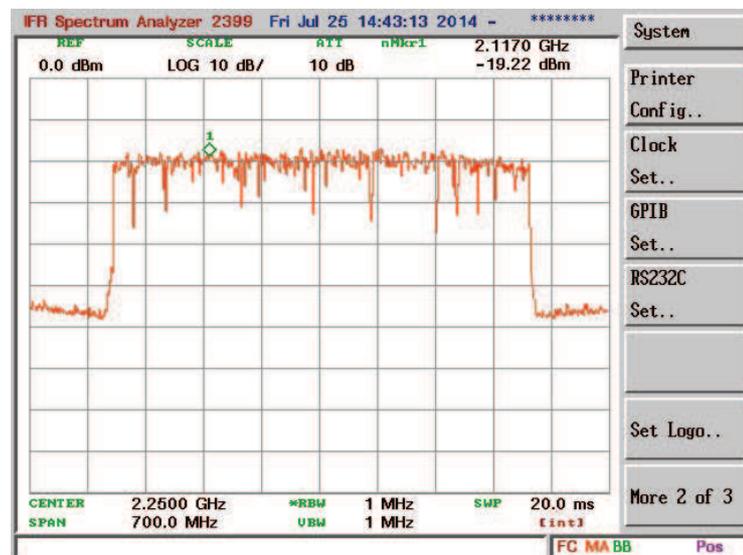


FIGURE 4.50 – Mesure de la puissance maximum du signal radio en utilisant la fonction MAX HOLD sur l'analyseur de spectre

En entrée de l'analyseur de spectre, nous avons placé un atténuateur de 20 dB : la puissance maximum est donc de 0 dBm/MHz. Afin d'obtenir la puissance moyenne, nous mesurons le temps d'occupation du signal radio sur 1 seconde.

La figure 4.51 présente un balayage complet de la bande passante par le signal radio. Les 14 créneaux correspondent aux 14 oscillateurs nécessaires pour balayer la bande passante. Le signal est répété toute les 1.12 s.

La figure 4.52 présente un agrandissement sur un créneau qui est lui-même composé de créneaux. Chaque créneau a une durée de 2.5 μ s et l'écart qui les sépare est de 795 ns. Chacun de ces créneaux a une fréquence propre, un total de

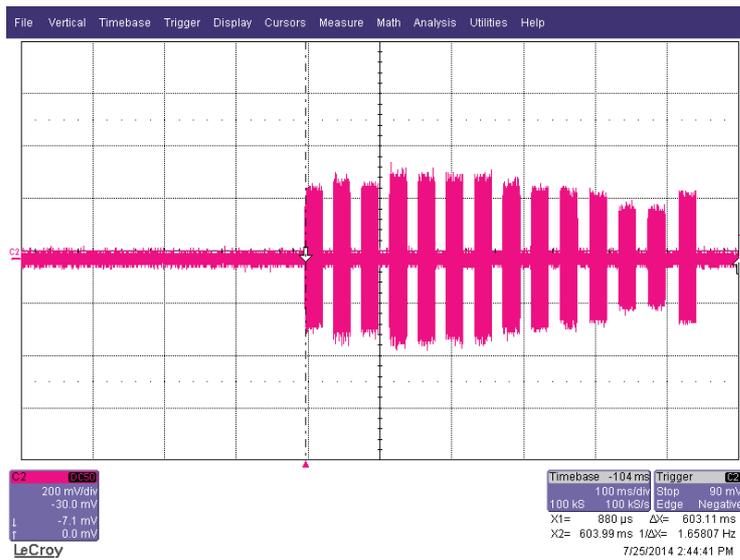


FIGURE 4.51 – Visualisation du signal radio à l'oscilloscope

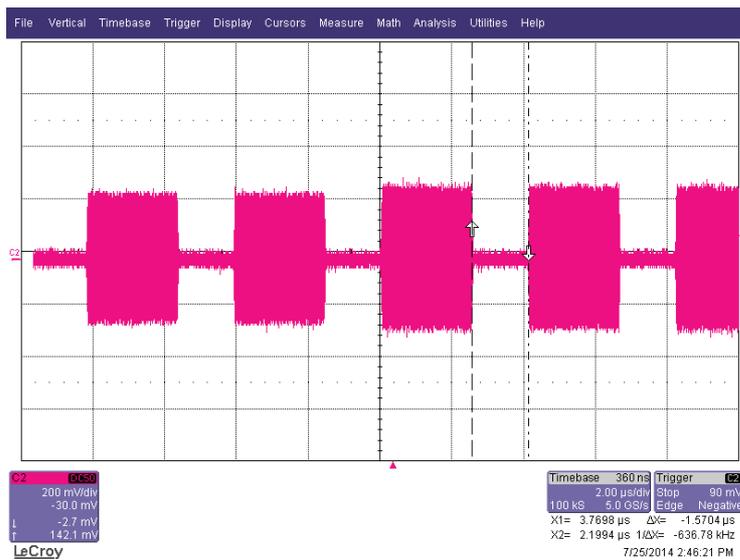


FIGURE 4.52 – Agrandissement sur un crêteau

2001 crêteaux correspondant aux 2001 fréquences mesurées sur la bande passante $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. Sur 1.12 s la durée total des signaux rayonnés est de 5 ms .

$$2.5 \cdot 10^{-6} \cdot 2001 = 5\text{ms} \quad (4.19)$$

Sur une seconde, la puissance moyenne est de :

$$P_{\text{moy}} = P_{\text{max}} - 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{5 \cdot 10^{-3}}{1} \right) = 0 - 23 = -23\text{ dBm} \quad (4.20)$$

En utilisant une puissance de -23 dBm/MHz , les dispositifs SAW présentés dans

le chapitre 3 sont visibles à une distance maximum de 50 *cm*. La norme UWB américaine limite la puissance moyenne à -41.3 dBm/MHz sur la bande de fréquence $2 \text{ GHz} - 2.5 \text{ GHz}$ (chapitre 1).

Les valeurs mesurées précédentes (puissance et distance d'interrogation), ainsi que l'équation 4.21 de la portée maximale des radars [44] permettent de calculer la distance maximale d'interrogation pour une puissance du signal d'interrogation de -41.3 dBm/MHz compatible avec la norme UWB américaine.

$$d_{max}^4 = \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_0}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot S_{min}} \quad (4.21)$$

avec :

- P_t puissance transmise [*Watt*];
- G gain de l'antenne de réception [*dBi*];
- λ longueur d'onde du radar [*m*];
- σ_0 coefficient de réflexion de la cible [m^2];
- d_{max} distance maximale entre le lecteur radio et la cible [*m*];
- S_{min} Signal minimum que le lecteur radio peut détecter [*Watt*].

Nous calculons la relation entre la distance maximale R_{max} et la puissance émise P_t .

$$\frac{d_{max}^4}{P_t} = \frac{G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_0}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot S_{min}} \quad (4.22)$$

Avec $d_{max} = 0.5 \text{ m}$ et $P_t = -23 \text{ dBm}$ soit $P_t = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Watt}$, il vient :

$$\frac{d_{max}^4}{P_t} = \frac{0.5^4}{5 \cdot 10^{-6}} = 1.25 \cdot 10^4 \quad (4.23)$$

Nous calculons la distance maximale pour une puissance transmise de -41.3 dBm ($P_t = 7.4 \cdot 10^{-8} \text{ Watt}$) respectant la norme UWB américaine :

$$d_{max} = (P_t \cdot 1.25 \cdot 10^4)^{\frac{1}{4}} = (7.4 \cdot 10^{-8} \cdot 1.25 \cdot 10^4)^{\frac{1}{4}} = 0.175 \text{ m} \quad (4.24)$$

La distance maximale d'interrogation pour une puissance transmise de -41.3 dBm respectant la norme UWB est de 17.5 *cm*

4.4.5 Conclusion

Le lecteur dans le domaine fréquentiel mesure les paramètres S_{11} des dispositifs SAW, la compression des échos est réalisée en post-traitement par un programme. L'architecture du lecteur permet de s'adapter facilement à différentes dispositifs SAW : lorsque le dispositif SAW mesuré change, seul le programme de traitement des

mesures est modifié, la partie matérielle reste identique. Les premières expériences sur la puissance montrent que le lecteur fonctionnant dans le domaine fréquentiel est 18 dB au dessus de la norme UWB américaine (-41.3 dBm/MHz) pour une distance d'interrogation maximum de 50 cm . L'équation de la distance d'interrogation maximale des radars permet d'estimer une distance d'interrogation de 17.5 cm pour une puissance du signal d'émission de 41.3 dBm/MHz respectant la norme UWB américaine.

4.5 Codage temporel et réseaux de dispositifs SAW

La position des réflecteurs code les échos comprimés. Les échos des dispositifs SAW vus dans le chapitre 3 occupent la bande de fréquence $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$, le temps de propagation des ondes sur la surface libre du dispositif SAW permettant d'accueillir les réflecteurs, s'étend de 500 ns à 3000 ns . Nous abordons d'abord le codage temporel sans système d'anti-collision dans lequel un seul capteur à la fois peut être interrogé. Ensuite nous présenterons un autre type de codage permettant la mise en place d'un réseau de capteurs (interrogation et identification simultanées de plusieurs capteurs).

4.5.1 Codage temporel

Nous calculons le nombre d'identifiants différents qu'il est possible de coder sur un dispositif SAW large bande en utilisant le codage temporel introduit dans la section 1.6.1. Un seul dispositif est interrogé à la fois, il n'y a donc pas de problème de collision avec une réponse venant d'un autre identifiant. Le codage temporel choisi fonctionne sur des retards relatifs entre les échos. L'exemple exposé dans cette section est présenté sur le schéma du dispositif SAW de la figure 4.53 :

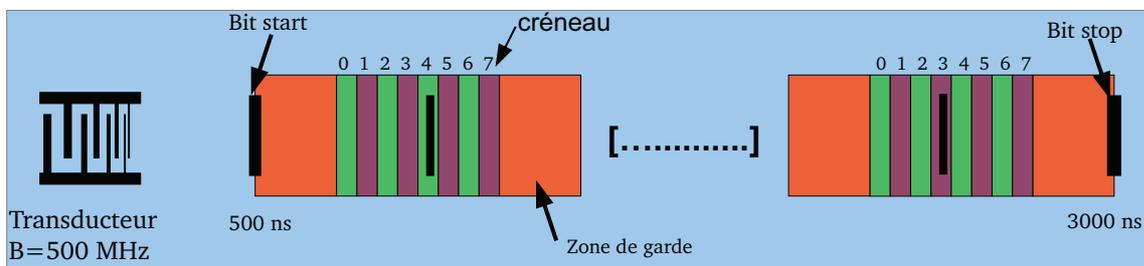


FIGURE 4.53 – Codage temporel sans algorithme d'anti-collision

- le dispositif SAW fonctionne en réflexion, il est composé d'un transducteur avec une bande passantes $B = 500\text{ MHz}$ et de plusieurs réflecteurs ;

- la zone accueillant les réflecteurs est délimitée par deux réflecteurs codant les bits "start" et "stop". Cette délimitation permet de calibrer le capteur et de s'affranchir des effets de la température ;
- la zone accueillant les réflecteurs commence pour un temps de propagations aller-retour des ondes de 500 ns et finit pour un temps de propagations de 3000 ns, soit un temps de propagation relatif de 2500 ns sépare le début de la fin de la zone des réflecteurs ;
- la zone accueillant les réflecteurs est composée d'une alternance de zones de garde (rouge) et de zones de données (vert et bleu alterné) ;
- les zones de garde n'accueillent aucun réflecteur afin de ne pas confondre un écho parasite avec un écho codant une donnée. Les zones de garde ont une durée T_{garde} égale à 8 ns :

$$T_{garde} = 4 \cdot \frac{1}{B} = 4 \cdot \frac{1}{500 \cdot 10^6} = 8 \text{ ns}, \quad (4.25)$$

- les zones de données sont composées de 8 créneaux dont la durée de chaque créneau $T_{creneau}$ est de 2 ns (equation 4.26). La durée d'une zone de donnée T_{donnee} est donc de 16 ns,

$$T_{creneau} = \frac{1}{B} = 2 \text{ ns}. \quad (4.26)$$

- Une zone de données accueille toujours un unique réflecteur dans un des 8 créneaux. Le réflecteur code un nombre variant entre 0 et 7 soit un octet par réflecteur et par zone de donnée.

La zone composée des réflecteurs est construite sur une alternance entre zones de garde et de données, elle a une durée de 2500 ns, $T_{total} = 2500 \text{ ns}$. L'équation 4.27 calcule le nombre maximum de zones de données $octet_{max}$ et donc de réflecteurs pouvant être théoriquement accueillis sur cette plage :

$$octet_{max} = \frac{T_{total}}{T_{donnee} + T_{garde}} = \frac{2500}{8 + 16} \simeq 104 \quad (4.27)$$

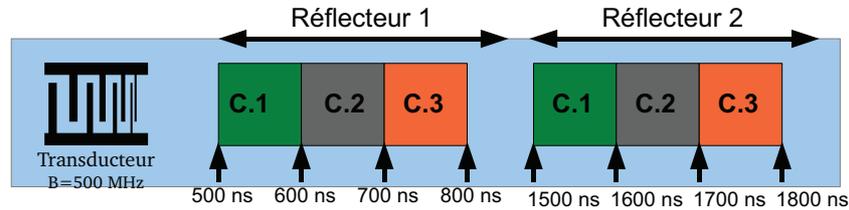
Théoriquement le dispositif SAW UWB pourrait accueillir un nombre de codes différents de 8^{104} . La distance d'interrogation et le nombre maximal de réflecteurs sont des paramètres limitant ce nombre, afin d'en tenir compte, des simulations sont nécessaires pour affiner le nombre maximal de codes différents

4.5.2 Réseaux de capteurs

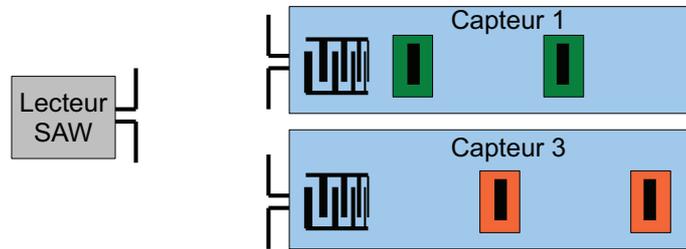
L'algorithme de codage présenté dans cette section est différent de l'algorithme présenté dans la section 4.5.1 précédente. Cet algorithme vise à permettre d'in-

terroger plusieurs capteurs simultanément, de mesurer leur température et de les identifier. L'architecture choisie est présentée sur la figure 4.54.

(a) Principe de l'architecture :



(b) Interrogation des capteurs 1 et 3 :



(c) Réponse lue par le lecteur :

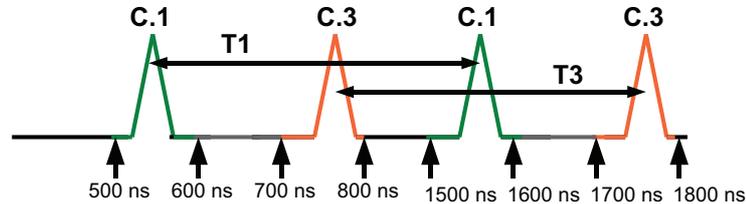


FIGURE 4.54 – Principe de l'architecture des dispositifs SAW utilisé pour un réseau de capteur

La plage du dispositif SAW permettant d'accueillir les réflecteurs ($500\text{ ns} - 3000\text{ ns}$) est découpée en zones. Une zone accueille un unique réflecteur et est propre à un capteur. Par exemple sur le schéma 4.54(a), les deux zones vertes ($500\text{ ns} - 600\text{ ns}$ et $1500\text{ ns} - 1600\text{ ns}$) sont réservées au capteur numéro 1, les deux zones grises sont réservées au capteur numéro 2, ainsi de suite.

Prenons l'exemple du schéma 4.54(b), un lecteur SAW interroge deux capteurs, le numéro 1 et le numéro 3. La réponse lue par le lecteur SAW contient 4 échos, voir schéma 4.54(c). Deux échos arrivent respectivement entre $500\text{ ns} - 600\text{ ns}$ et $1500\text{ ns} - 1600\text{ ns}$, ces deux zones sont réservées au capteur numéro 1. Le lecteur SAW identifie le premier capteur en utilisant le retard absolu des deux échos, il est de même pour le capteur numéro 3. Les retards relatifs $T1$ et $T3$ entre les échos du capteur numéro 1 et du capteur numéro 3 permettent de calculer précisément la

température mesurée par chacun des capteurs. En résumé :

- les capteurs sont identifiés en utilisant le retard absolu des deux échos ;
- la température mesurée par les capteurs est calculée à partir du retard relatif des deux échos, propre à chacun des capteurs.

La position temporelle absolue d'un écho dépend de la température. La zone allouée à chaque réflecteur doit être suffisamment grande afin que le retard absolu d'un écho reste dans sa zone réservée même avec de grands changements de température. Nous calculons la taille d'une zone D pour un capteur soumis à des changements de température relatifs de $350\text{ }^{\circ}\text{C}$ (ΔT), et un retard maximum absolu R_{abs} de 2500 ns (section 1.6.4) :

$$D = TCF1 \cdot \Delta T \cdot R_{abs} = 75 \cdot 10^{-6} \cdot 350 \cdot 2500 \cdot 10^{-9} \simeq 70\text{ ns} \quad (4.28)$$

pour un retard absolu maximal de 2500 ns , une variation relative de la température de $350\text{ }^{\circ}\text{C}$, la position de l'écho varie localement de 70 ns , la taille de la zone accueillant les réflecteurs est de 70 ns .

Le nombre maximum de capteurs pouvant être interrogés simultanément, pour un retard absolu maximal de 2500 ns , une plage temporelle permettant d'accueillir les réflecteurs entre 500 ns à 2500 ns , un retard relatif de 1000 ns entre le premier et le deuxième réflecteur d'un même capteur et une excursion relative en température de $350\text{ }^{\circ}\text{C}$, est 14 capteurs (figure 4.55).

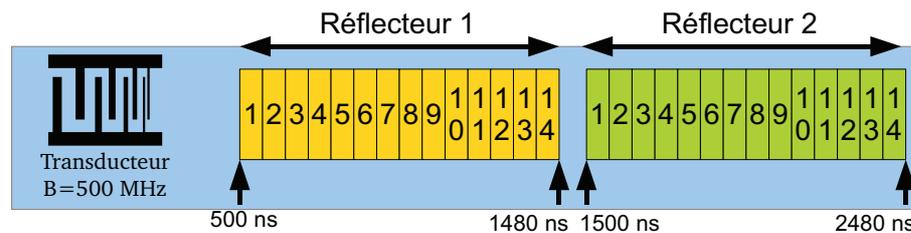


FIGURE 4.55 – 14 créniaux pour le premier et le deuxième réflecteur pour un réseau de 14 capteurs, le premier capteur est composé de deux miroirs qui sont placés dans les deux créniaux notés "1". Chaque capteur a des créniaux respectifs que seul lui peut utiliser.

La figure 4.57 présente les résultats d'une mesure sans fils simultanée de trois dispositifs LFM UWB réalisée avec le lecteur fonctionnant dans le domaine fréquentiel (Fig. 4.56). L'algorithme est proche de celui présenté ci-dessus mais avec trois réflecteurs par capteur au lieu de deux. Les réponses des dispositifs SAW sont séparées dans le domaine temporel. La mesure ici se limite à trois dispositifs SAW.

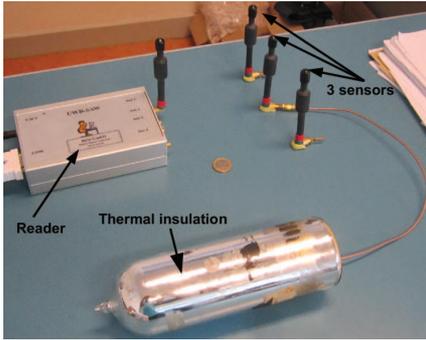


FIGURE 4.56 – Réseaux de capteur réalisé avec les dispositifs SAW fonctionnant sur la bande de fréquence $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$

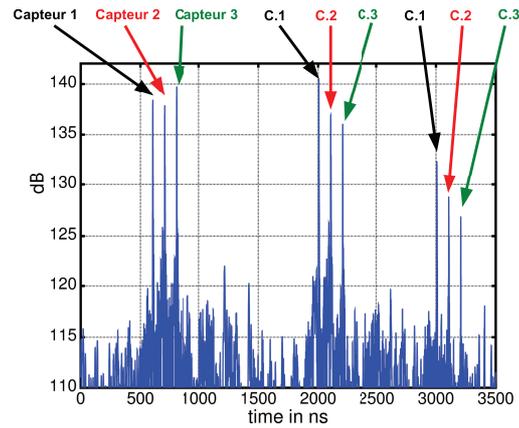


FIGURE 4.57 – Chacun des dispositifs SAW génèrent trois échos séparés dans le temps

4.5.3 Conclusion

La communication UWB permet théoriquement de disposer d'un très grand nombre de codes différents 8^{104} , cependant une étude par simulations et avec des mesures expérimentales est nécessaire pour connaître le nombre maximum de réflecteurs pouvant être effectivement lus sur un dispositif SAW. Ce nombre maximum de capteurs définira pratiquement le nombre d'identifiants pouvant être réellement codés. Un algorithme fonctionnant sur le principe de créneaux temporels propres à chaque capteur permet de lire la température sur 14 capteurs et de les identifier pour un changement relatif de température de $350\text{ }^{\circ}\text{C}$

4.6 Mesure de température

La section 1.6.4 du chapitre 1 explique le principe de la mesure de température avec les dispositifs SAW basés sur une architecture de ligne à retard. En résumé, la température modifie les propriétés élastiques des matériaux piézoélectriques. Par conséquent le retard entre deux échos est sensible à la température.

4.6.1 Retard théorique pour du $\text{LiNbO}_3\text{ YX} - 128^{\circ}$

La loi qui régit le retard des ondes en fonction des variations de température est approximé au second ordre par [26].

$$\frac{\Delta t}{t_0} = CTF1(T - T_0) + CTF2(T - T_0)^2 \quad (4.29)$$

Pour le $\text{LiNbO}_3\text{ YX} - 128^{\circ}$, les coefficients de température du premier et deuxième ordre sont :

- $CTF1$, coefficient du premier ordre : $CTF1 = 75 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.
- $CTF2$, coefficient du deuxième ordre : $CTF2 = 5 \text{ ppb}/^\circ\text{C}$

Nous considérons une température de référence $T_0 = 25^\circ$. T est la température de la mesure. t_0 est le retard entre le premier et le deuxième écho à la température de référence T_0 , t est le retard entre le premier et le deuxième écho à la température T , $\Delta t = t - t_0$. Le coefficient du deuxième ordre $CTF2 = 5 \text{ ppb}$ est négligeable devant le coefficient du premier ordre dans la plage de température qui nous concerne. La loi qui régit le retard est approximée par une équation linéaire :

$$\frac{\Delta t}{t_0} = CTF1(T - T_0) = 75 \cdot 10^{-6} \cdot (T - T_0) \quad (4.30)$$

Le retard devrait évoluer linéairement en fonction de la température. Théoriquement plus le retard entre deux échos est grand, meilleure est la résolution en température. Mais en pratique, le rapport signal sur bruit dépend aussi de la distance parcourue par l'onde et la résolution de la mesure dépend aussi de la qualité du signal. Ce qui implique de chercher un compromis entre le temps maximum de propagation des ondes et les pertes de propagation afin d'obtenir la meilleure résolution sur la mesure en température.

Voici un ordre de grandeur du retard relatif sur un temps de propagation de l'onde de $2 \mu\text{s}$, pour une variation de température de 1°C .

$$\Delta t = CTF1(T - T_0) \cdot t_0 = 75 \cdot 10^{-6} \cdot (T - T_0) \cdot t_0 = 75 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 150 \text{ ps} \quad (4.31)$$

Pour un changement relatif 1°C , le changement relatif du retard pour un temps de propagation de $2 \mu\text{s}$ est d'environ 150 ps . Ce qui implique d'avoir une résolution de mesure sur le temps relatif inférieure à 150 ps pour une résolution 1°C

4.6.2 Mesures de température avec les SAW fonctionnant sur la bande $200 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz}$

Les dispositifs SAW LFM ($200 \text{ MHz} - 400 \text{ MHz}$) présentés dans le deuxième chapitre sont utilisés pour mesurer la température. Les dispositifs ont été préalablement chauffés à 70°C pendant une semaine afin de les soumettre à un vieillissement accéléré ce qui stabilise leurs propriétés. La mesure filaire est réalisée avec un analyseur de réseaux qui enregistre les paramètres S_{11} , les dispositifs sont placés dans une enceinte climatique permettant de faire varier la température entre -5°C et 130°C .

Le résultat de la mesure est présenté sur la figure 4.58. La courbe magenta est la mesure de la température faite par la référence (sonde Pt100), la courbe bleue

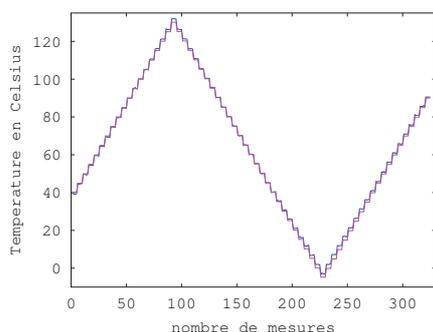


FIGURE 4.58 – La courbe magenta est la mesure de la température par la référence (sonde Pt100), la courbe bleue est la mesure de température par le dispositif SAW

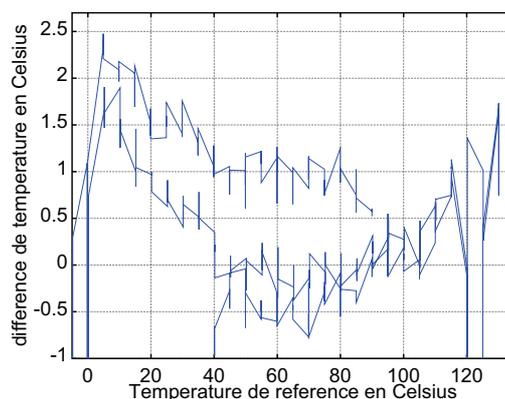


FIGURE 4.59 – La courbe montre la différence de température mesurée entre le capteur SAW et la sonde Pt100 en fonction de la température mesurée de la sonde Pt100

est la mesure de température faite par le dispositif SAW. La température est calculée à partir du retard en utilisant un rapport linéaire. La courbe de température bleue (dispositif SAW) n'est pas superposée sur toute la gamme de température à la référence (courbe magenta), la dépendance de la température du dispositif SAW en fonction du retard entre deux échos n'est ici pas décrite pas une loi linéaire. La figure 4.59 montre la différence de température mesurée entre le capteur SAW et la sonde Pt100 en fonction de la température mesurée de la sonde Pt100. La différence de température n'excède pas $3\text{ }^{\circ}\text{C}$ Cette courbe permet de penser que l'écart de température entre le capteur SAW est la référence est dû à une inertie thermique aussi appelée retard thermique.

4.6.3 Mesures de température avec les SAW hautes fréquences

Les dispositifs SAW fonctionnant sur la bande de fréquence $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ (chapitre 3) sont utilisés pour faire une mesure sans fil de la température ambiante en utilisant le lecteur radio fonctionnant dans le domaine fréquentiel présenté dans la section 4.3.4. Une sonde Pt100 est collée sur le dispositif SAW afin de servir de référence.

La distance entre le lecteur radio et le SAW est de 20 cm . La température du laboratoire est mesurée pendant une nuit (figures 4.60 et 4.61). La figure 4.62 trace l'écart entre la mesure de température faite par le dispositif bleu et la mesure faite par la sonde Pt100. Sur les plages $0\text{ h} - 4\text{ h}$ et $12\text{ h} - 16\text{ h}$ correspondant à la fin de soirée et au début de la matinée (heure relative par rapport au début de l'expérience),

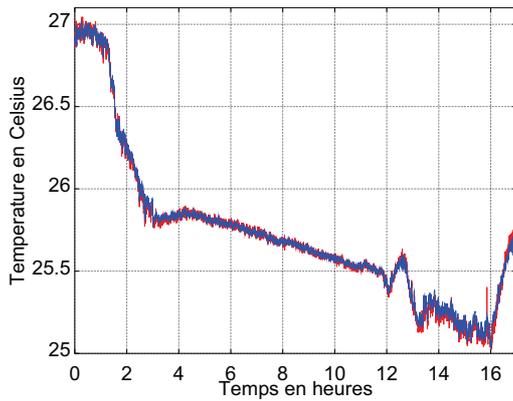


FIGURE 4.60 – En bleu mesure de la température par le capteur de référence Pt100, en rouge mesure de la température par le dispositif SAW.

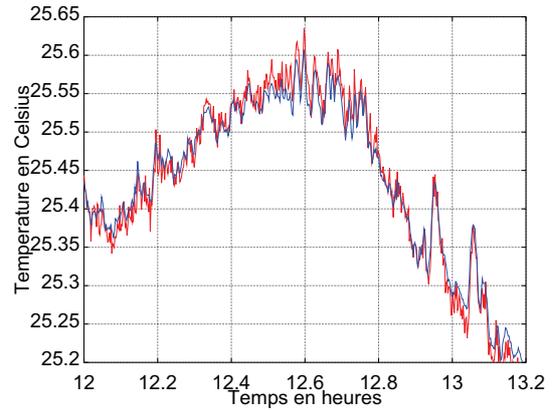


FIGURE 4.61 – Aggrandissement sur la mesure de température, les mesures du dispositif SAW (rouge) sont très proches des mesure de la référence (bleu)

l'écart de température est de ± 0.15 °C, pendant la nuit quand l'activité humaine au laboratoire cesse, l'écart de température est de ± 0.05 °C. Quand il y a une activité humaine, la résolution sur la mesure semble plus bruitée, on peut se demander si il n'y a pas un autre effet comme le bruit électrique qui vient augmenter la valeur de l'incertitude.

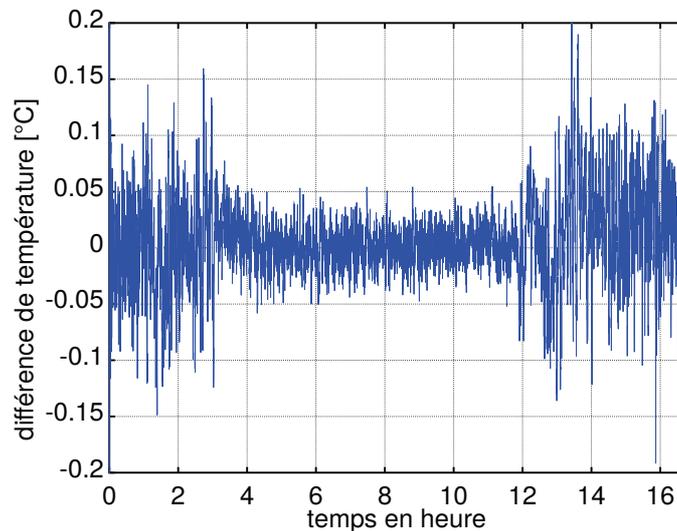


FIGURE 4.62 – Écart entre les mesures de température du dispositif SAW et les mesures de la sonde Pt100

Les résultats de la température du SAW n'ont pas été filtrés, seule une loi linéaire lie la température aux retards entre deux échos. La résolution de la mesure de

température est inférieure à $0.15\text{ }^{\circ}\text{C}$.

4.6.4 Mesures de température par un réseau de capteurs en milieu réfléchif

Les trois capteurs utilisés pour démontrer expérimentalement le fonctionnement du réseau de capteurs dans la section 4.5, sont réutilisés ici pour mesurer la température de l'enceinte climatique (figure 4.63).

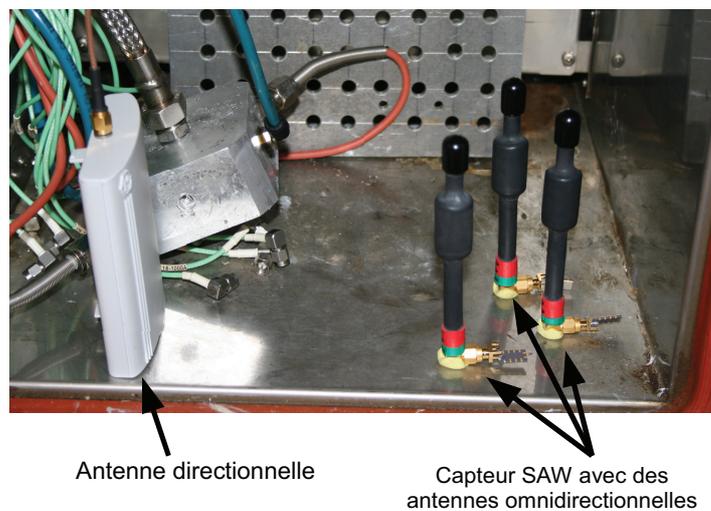


FIGURE 4.63 – Mesure de la température d'une enceinte climatique par trois capteurs interrogés en même temps

L'antenne directionnelle du lecteur radio est placée à l'intérieur de l'enceinte climatique, les trois dispositifs SAW sont connectés à des antennes omnidirectionnelles. La distance séparant l'antenne du lecteur radio des antennes des dispositifs SAW est d'environ 10 cm . L'intérieur de l'enceinte climatique est métallisé, par conséquent réfléchif aux ondes électromagnétiques. Pendant la mesure, l'enceinte climatique est fermée et effectue un cycle thermique composé de paliers de température de $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ entre $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $40\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La figure 4.64 montre le premier écho comprimé en rouge superposé au deuxième écho comprimé en bleu. Les deux échos sont composés de plusieurs maximums dûs aux multiples réflexions de l'environnement. Les premiers et le deuxième écho ont subis les mêmes déformations, il est donc possible d'utiliser l'intercorrélacion pour calculer le retard qui les sépare afin d'en déduire la valeur de la température (figure 4.65) Malgré l'environnement réfléchif le système permet de différencier les trois capteurs, et de calculer pour chacun des capteurs le retard relatif entre le premier

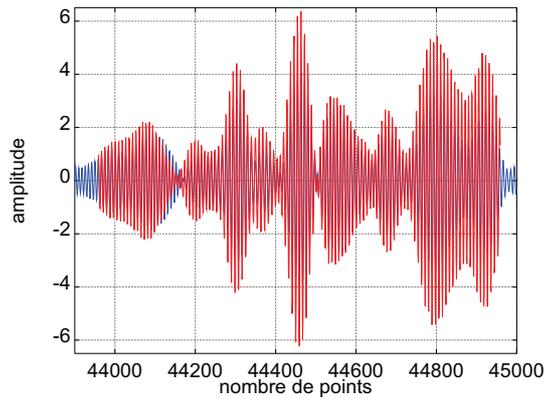


FIGURE 4.64 – Le premier écho comprimés (rouge) est superposé au deuxième échos (bleu)

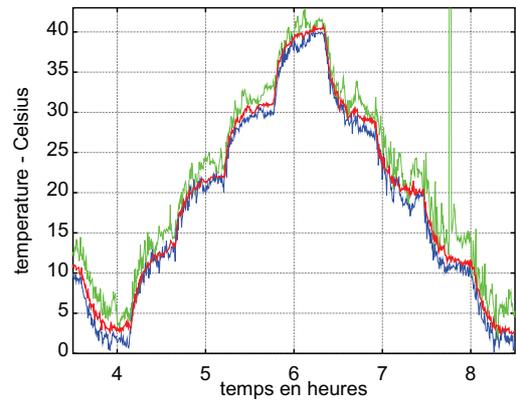


FIGURE 4.65 – Mesure de température sans fil en milieu réfléchitif pour un réseau de trois capteurs SAW

et le deuxième écho. Bien que la mesure de température soit bruitée, les différents paliers de température sont tout à fait visibles.

4.6.5 Conclusion

Le système du lecteur radio dans le domaine fréquentiel et l'algorithme de traitement du signal permettent de mesurer les capteurs SAW en température avec une résolution meilleur que $\pm 0.15 \text{ }^\circ\text{C}$. De plus le système est aussi capable de mesurer un réseau de capteurs et d'effectuer des mesures en milieu réfléchitif.

4.7 Mesure de distance

On cherche à estimer la capacité à localiser un capteur SAW dans un environnement en exploitant uniquement le signal radar réfléchi par la cible. Le retard relatif entre deux échos dépend de la position des réflecteurs, ce retard varie aussi en fonction de la température qui change la célérité des ondes sur le substrat piézo-électrique. Le retard absolu d'un seul écho dépend de la position du réflecteur sur le dispositif SAW mais aussi du temps de propagation de l'onde radio entre le lecteur et le dispositif SAW.

4.7.1 Résolution théorique

La résolution de la mesure de la distance est donnée par l'équation des radars FMCW, elle dépend de la bande passante du système [65]. En considérant que le

système SAW fonctionne sur la bande passante $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$, la résolution de la distance est donnée par l'équation 4.32 suivante [65] :

$$D_{\text{minimum}} = \frac{c}{2 \cdot B} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 500 \cdot 10^6} = 0.3\text{ m} \quad (4.32)$$

- c , célérité des ondes électromagnétiques $3 \cdot 10^8\text{ m/s}$;
- B , bande passante du système 500 MHz .

Les dispositifs SAW doivent être espacés au minimum de 30 cm pour pouvoir les différencier dans le domaine spatial.

4.7.2 Mesures

L'expérience est réalisée avec le lecteur qui fonctionne dans le domaine fréquentiel et un dispositif SAW dimensionné pour la bande passante $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. Le même dispositif SAW est mesuré trois fois, entre chacune des mesures le dispositif est éloigné de 20 cm du lecteur radio. Les figures 4.66 et 4.67 montrent le déplacement de l'écho comprimé en fonction du temps.

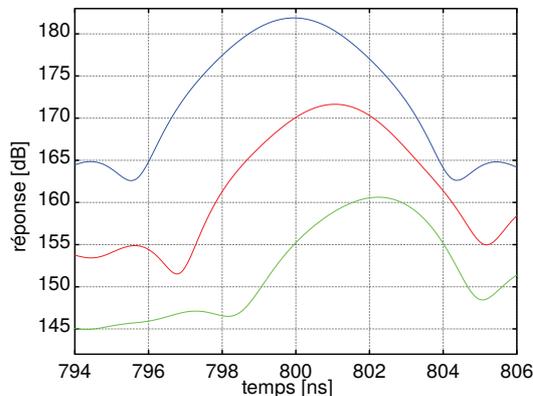


FIGURE 4.66 – La position absolue du premier écho varie en fonction de la distance d'interrogation

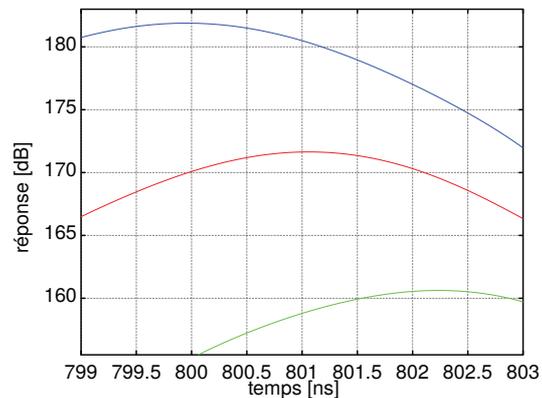


FIGURE 4.67 – Zoom sur le premier écho

Les courbes bleu, rouge et verte correspondent aux distances respectives entre le lecteur radio et le dispositif SAW de 20 cm , 40 cm et 60 cm . Le retard absolu est visible sur les échos (figure 4.67), pour 20 cm il est d'environ 0.6 ns (le temps est divisé par 2 car la distance est parcourue 2 fois par l'onde). En théorie, 0.6 ns correspond à une distance de 18 cm .

4.7.3 Conclusion

Le retard absolu entre le lecteur radio et la cible SAW permet d'estimer la distance qui les sépare. Cette expérience montre qu'un lecteur radio UWB comprenant 4 antennes est capable d'estimer la position spatiale d'un dispositif SAW. Bien qu'il ne s'agisse pas d'une mesure précise, cette information complète l'identification par codage de la puce et permet des perspectives de codage spatial par position du capteur SDMA (Spatial Division Multi Access)

4.8 Conclusion

Seuls deux échos sont nécessaire pour mesurer la célérité de l'onde élastique. Cette méthode permet de simplifier l'architecture et l'algorithme de traitement par rapport aux 3 échos habituellement nécessaire sur les architectures standards permettant de lever l'ambiguïté de $[-\pi; +\pi]$ sur le retard relatif de deux échos.

Les interrogations dans le domaine temporel (générateur de fonction et oscilloscope) entre $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$ et $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ montrent que le retournement temporel fonctionne sur les puces LFM, la distance d'interrogation est respectivement 2 mètres en réflexion à basse fréquence et 2 mètres en transmission pour les dispositifs hautes fréquences, pour une puissance du signal d'interrogation inférieur à -60 dBm/MHz soit environ 1 nWatt

Le lecteur dans le domaine fréquentiel mesure les paramètres S_{11} des dispositifs SAW, la compression des échos est réalisée en post-traitement par un algorithme de traitement de l'information. L'architecture du lecteur permet de s'adapter facilement à différents dispositifs SAW. Lorsque l'on change de dispositif SAW, seul le logiciel de traitement des données doit être adapté, la partie matérielle reste identique. Ce mode d'interrogation théoriquement présente des performances de portée et de résolution identique à l'interrogation dans le domaine temporel, à la différence que le taux de rafraîchissement de l'information est plus lent.

La compression des échos permet de coder l'information de température avec une résolution meilleure qu'à $\pm 0.15\text{ }^\circ\text{C}$, de mesurer la distance entre le lecteur radio et la cible SAW et de pouvoir interroger et identifier plusieurs dispositifs SAW en même temps en utilisant le codage temporel.

Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse est la réalisation de capteurs à ondes élastique de surface (SAW) Ultra Large Bande (ULB) passifs compatibles avec la norme américaine de communication.

La bande de fréquence sélectionnée de $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ donne un bon compromis entre les limites de la technologie de fabrication des SAW et la puissance de -41.3 dBm/MHz du signal radio fréquence autorisée par la norme. L'étude de faisabilité donne un ordre de grandeur de 1 m pour la distance d'interrogation entre le lecteur et un dispositif SAW ayant des pertes d'insertion de l'ordre de 30 dB . En se basant sur l'équation des radars, les distances d'interrogation en développant des solutions dans le domaine temporel ou fréquentiel (FMCW) sont comparables.

La bande passante des transducteurs SAW standards est inversement proportionnelle aux nombres de paires d'électrodes. L'étude d'un transducteur standard sur la bande passante $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$ montre que cette architecture est mal adaptée à ULB car les pertes d'insertion en transmission calculées avec les modèles de Mason et FEM/BEM s'élèvent à 40 dB . Afin de réduire ces pertes, nous étudions une architecture de transducteur à modulation linéaire de fréquence (LFM) qui a pour particularité d'avoir un nombre de paires d'électrodes indépendant de la bande passante. De plus, la structure LFM bénéficie du gain de traitement qui améliore le rapport signal sur bruit. Les pertes d'insertion en transmission calculées sur l'écho généré par le transducteur après intercorrélacion s'élève à 20 dB . Sur la bande de fréquence $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$, l'architecture LFM bénéficie de 20 dB de pertes en moins que l'architecture standard. Un gain de 20 dB correspond à quadrupler la distance d'interrogation.

L'étude des transducteurs LFM sur la bande $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$, a confirmé l'idée que l'architecture LFM est une bonne approche pour le codage spectral UWB. Cette architecture est réutilisée sur la bande passante $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$. Les pertes d'insertions des architectures LFM et standard, pour un retard de $1000\text{ }\mu\text{s}$, sont du même ordre de grandeur de 30 dB , mais nous comparons les résultats d'une architecture standard avec une bonne adaptation d'impédance avec les résultats d'une

architecture LFM avec une mauvaise adaptation d'impédance. Les pertes d'insertions de l'architecture LFM peuvent être réduite avec un circuit d'adaptation d'impédance contrairement aux pertes d'insertions de l'architecture standard qui ont déjà atteint la limite minimum.

Le coefficient de réflexion des réflecteurs large bande ajoute des pertes de l'ordre de 10 *dB*. Afin de réduire les pertes ajoutées par les réflecteurs, nous étudions une architecture LFM sans réflecteur et une architecture utilisant des transducteurs standards connectés en parallèles. Ces deux architectures donnent des pertes d'insertion inférieures à 30 *dB* respectivement, 26 *dB* de perte pour un retard de 1560 *ns* (LFM sans réflecteur) et 26.5 *dB* de perte pour un retard de 1000 *ns* (transducteurs standards connectés en parallèles). les résultats donnés sont mesurés avec une mauvaise adaptation d'impédance, en l'améliorant les pertes d'insertions devrait aussi être réduite.

La montée en fréquence a rendu l'étude des dispositifs SAW sur la fréquence 2 *GHz* – 2.5 *GHz* plus difficile. Les boîtiers et les fils de connexions changent significativement l'impédance des dispositifs SAW. Mais l'objectif d'être en dessous de 30 *dB* de pertes d'insertion est atteint.

L'information des dispositifs SAW est codée sur des échos dont la durée à -3 *dB* du maximum est inversement proportionnelle à la bande passante, les durées mesurées sur les dispositifs SAW fonctionnant sur la bande de fréquences 2 *GHz* – 2.5 *GHz* sont proches de la durée théorique de 2 *ns*. En compression d'impulsion, seuls deux échos sont suffisant pour mesurer la célérité de l'onde élastique. Cette méthode permet de simplifier l'architecture et l'algorithme de traitement par rapport aux trois échos habituellement nécessaire sur les architectures standards permettant de lever l'ambiguïté sur la phase de $[-\pi; +\pi]$ sur le retard relatif de deux échos. Cette compression simplifie le traitement de l'information ainsi que l'architecture des SAW. La compression améliore aussi :

- la résolution sur la mesure car une résolution de 0.1 °C est atteinte ;
- La quantité d'information pouvant être stockée sur le dispositif SAW.

Cette compression permet aussi la mise en place d'une mesure simultanée de 14 capteurs pour une variation relative de température de 350 °C. Une mesure sans fil simultanée de 3 capteurs a été réalisée. De plus l'utilisation d'une large bande passante ouvre des perspectives de mesures sans fils de capteur en milieux réflectifs.

Les dispositifs SAW LFM ont été interrogés dans le domaine temporel à l'aide d'un synthétiseur de fonctions arbitraires pour le signal d'interrogation retourné dans le temps et un oscilloscope pour visualiser la réponse. Cette expérience montre qu'il est possible de travailler dans le domaine temporel, par rapport au domaine

fréquentiel habituellement utilisé, pour interroger une ligne à retard.

Néanmoins, la disponibilité d'un lecteur embarqué a permis la mesure par balayage de fréquence de la température et de la distance des dispositifs SAW. Ce mode d'interrogation théoriquement présente des performances de portée et de résolution identiques à l'interrogation dans le domaine temporel, à la différence que le taux de rafraîchissement de l'information est plus lent. Un taux de rafraîchissement élevé est nécessaire pour la mesure de dispositif SAW en mouvement.

Liste des tableaux

1.1	Pour des électrodes métallisées : coefficient de réflectivité total en fonction de la réflectivité électrique et la réflectivité mécanique tel que $r_s = r_{sE} + r_{sM} = j \cdot C_1 + j \cdot C_2 \cdot (h/\lambda)$, pour un rapport $a/p = 1/2$ [21].	22
1.2	Pour des électrodes en sillon : coefficient de réflectivité total en fonction de la réflectivité électrique et la réflectivité mécanique tel que $r_s = r_{sE} + r_{sM} = j \cdot C_1 + j \cdot C_2 \cdot (h/\lambda)$, pour un rapport $a/p = 1/2$ [21].	22
1.3	Impulsions comprimées obtenues à l'aide de l'auto corrélation (Matlab)	36
1.4	Norme européen sur le communication UWB	41
1.5	Norme européenne sur le communication communication UWB	41
1.6	Norme du rapport cyclique	42
1.7	Norme européenne sur la puissance maximum	42
1.8	Norme européenne sur la puissance maximum	42
1.9	Norme américaine sur la puissance maximum [38]	43
1.10	Norme américaine sur la puissance maximum	43
2.1	Avantages et inconvénient des matériaux piézoélectrique pour une application de capteurs de température sans fil basés sur une architecture de ligne à retard [48]. (*TCD "Temperature Coefficient Delay") (**BAW "Bulk Acoustic Wave")	55
2.2	Nombre maximum de paires d'électrode en fonction du substrat piézoélectrique.	57
2.3	Pour des électrodes métallisées : coefficient de réflectivité total en fonction de la réflectivité électrique et la réflectivité mécanique tel que $r_s = r_{sE} + r_{sM} = j \cdot C_1 + j \cdot C_2 \cdot (h/\lambda)$, pour un rapport $a/p = 1/2$ [21]	59
2.4	Le nombre efficace N_{eff} de paires d'électrodes en fonction du gain de traitement G pour une bande passante fixée de 200 MHz	75
2.5	Distance absolue entre la fin du transducteur et les réflecteurs.	79

2.6	Ecart de phase entre les mesures et la loi parabolique recherchée . . .	86
2.7	Compression et gain de traitement	88
2.8	Récapitulatif des résultats expérimentaux	89
2.9	Transducteur doigt simple avec une apodisation	94
2.10	Dipositifs SAW fonctionnant en réflexion	98
3.1	Résumé des paramètres qui sont différents entre l'architecture du dipositifs simulé et mesuré. (1) La distance des électrodes change légèrement entre la simulation et les dipositifs mesurés afin d'ajuster la fréquence centrale. (2) L'ouverture est doublé pour le dipositif simulé pour ajuster son impédance. (3) Le nombre de réflecteur est arbitraire, 3 réflecteurs permettent de coder 3 échos.	106
3.2	Compression et niveau des échos pour le dipositif SAW standard . . .	109
3.3	Pour des électrodes métallisées : coefficient de réflectivité total en fonction de la réflectivité électrique et la réflectivité mécanique tel que $r_s = r_{sE} + r_{sM} = j \cdot C_1 + j \cdot C_2 \cdot (h/\lambda)$, pour un rapport $a/p = 1/2$ [21]	113
3.4	Dipositif LFM de référence t1b7r15bc1 : compression et niveau des échos	120
3.5	Dipositif standard servant de référence : compression et niveau des échos	120
3.6	Transducteur de référence t1b7r15bc1i (wafer et boîtier) : compression et niveau des échos	124
3.7	t1b7r37c2dtot (boîtier) : comparaison des pertes d'insertion entre l'exploitation d'une seul direction et des deux directions	131
3.8	t1b7r37c2dtot (wafer et boîtier) : compression et niveau des échos en utilisant les deux direction	131
3.9	t1b7r37c2dtot (boîtier) : pertes d'insertion en synchronisant tout les échos	132
3.10	Dipositif SAW fonctionnant en transmission	135
3.11	Tableaux des mesures faites sur les dipositifs dans les boîtiers.	137
3.12	Tableaux comparant les mesures des dipositifs SAW faites sur le wafer et les mesures faites sur les dipositifs dans les boîtiers.	140
3.13	Dimension des six transducteurs	140
3.14	Simulation : résultat de la simulation du dipositif composé de 6 transducteur	143
4.1	Impulsions comprimées obtenues à l'aide de l'auto corrélation (Matlab)	152

Bibliographie

- [1] Victor P PLESSKY et Leonhard M REINDL : Review on saw rfid tags. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 57(3):654–668, 2010.
- [2] Norbert NOURY : *Du Signal à l'Information : le capteur intelligent*. Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2002.
- [3] J Lee BERGER : Medical implant device with rfid tag and method of identification of device, février 19 2008. US Patent 7,333,013.
- [4] Ruey-Shun CHEN, CC CHEN, KC YEH, YC CHEN, CW KUO *et al.* : Using rfid technology in food produce traceability. *WSEAS Transactions on information science and applications*, 5(11):1551–1560, 2008.
- [5] Norman Joseph WOODLAND : *Classifying apparatus and method*. Google Patents, octobre 7 1952. US Patent 2,612,994.
- [6] Jerome SWARTZ et Ynjiun P WANG : Fundamentals of bar code information theory. *Computer*, 23(4):74–86, 1990.
- [7] Jeremy LANDT : The history of rfid. *Potentials, IEEE*, 24(4):8–11, 2005.
- [8] Oscar TOSI et O TOSI : *Voice identification : theory and legal applications*. University Park Press Baltimore, 1979.
- [9] Loïc BARBO : *Pierre Curie(1859-1906) : pour une biographie intellectuelle*. Thèse de doctorat, 1998.
- [10] Jacques CURIE et Pierre CURIE : Développement, par pression, de l'électricité polaire dans les cristaux hémihédres à faces inclinées. *Comptes Rendus*, 91:291–5, 1880.
- [11] Jared KIRSCHNER : Surface acoustic wave sensors (saws).
- [12] Daniel ROYER et Eugene DIEULESAINT : *Ondes élastiques dans les solides : propagation libre et guidée*. Masson, 1996.
- [13] David MORGAN : Surface acoustic wave filters, second edition. Elsevier, 2007.

- [14] Bertram Alexander AULD : *Acoustic fields and waves in solids*, volume 1. Wiley New York, 1973.
- [15] Romain BROSSIER : *Ondes dans les solides*. Cours ISTERre, Université Joseph Fourier Grenoble, 2012.
- [16] RM WHITE et FW VOLTMER : Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied Physics Letters*, 7(12):314–316, 1965.
- [17] Francis COTTET : *Traitement du signal*.
- [18] Colin CAMPBELL : *Surface acoustic wave devices for mobile and wireless communications*. Academic press, 1998.
- [19] Ken-ya HASHIMOTO et Ken-Ya HASHIMOTO : *Surface acoustic wave devices in telecommunications*. Springer, 2000.
- [20] Ken-ya HASHIMOTO et Ken-Ya HASHIMOTO : *Surface acoustic wave devices in telecommunications*. Springer, 2000.
- [21] David MORGAN : *Surface acoustic wave filters*, second edition. pages 233–237. Elsevier, 2007.
- [22] S HÄRMÄ et VP PLESSKY : *Surface Acoustic Wave RFID Tags*. Intech, 2000.
- [23] Sanna HARMA, Wesley G ARTHUR, Clinton S HARTMANN, Roman G MAEV et Victor P PLESSKY : Inline saw rfid tag using time position and phase encoding. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 55(8): 1840–1846, 2008.
- [24] D HAUDEN, G JAILLET et R COQUEREL : Temperature sensor using saw delay line. *In 1981 Ultrasonics Symposium*, pages 148–151. IEEE, 1981.
- [25] R FACHBERGER, G BRUCKNER, R HAUSER et L REINDL : Wireless saw based high-temperature measurement systems. *In International Frequency Control Symposium and Exposition, 2006 IEEE*, pages 358–367. IEEE, 2006.
- [26] David MORGAN : *Surface acoustic wave filters*, second edition. pages 100–104. Elsevier, 2007.
- [27] Claude Elwood SHANNON : A mathematical theory of communication. *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review*, 5(1):3–55, 2001.
- [28] HR FETTERMAN, PE TANNENWALD, CD PARKER, J MELNGAILIS, RC WILLIAMSON, P WOSKOBOINIKOW, HC PRADDAUDE et WJ MULLIGAN : Real-time spectral analysis of far-infrared laser pulses using an saw dispersive delay line. *Applied Physics Letters*, 34(2):123–125, 2008.
- [29] Edward C FARNETT et George H STEVENS : Pulse compression radar. *Radar Handbook*, 2:10–1, 1990.

- [30] Sanna HARMA, Victor P PLESSKY, Xianyi LI et Paul HARTOGH : Feasibility of ultra-wideband saw rfid tags meeting fcc rules. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 56(4):812–820, 2009.
- [31] David MORGAN : Surface acoustic wave filters, second edition. pages 184–187. Elsevier, 2007.
- [32] Mathias FINK : Time reversal of ultrasonic fields. i. basic principles. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 39(5):555–566, 1992.
- [33] Claire PRADA : *Retournement temporel des ondes ultrasonores-Application à la focalisation*. Thèse de doctorat, Université Paris-Diderot-Paris VII, 1991.
- [34] Guillemette RIBAY : *Localisation de source en milieu réverbérant par Retournement Temporel*. Thèse de doctorat, Université Paris-Diderot-Paris VII, 2006.
- [35] Nicolas QUIEFFIN : *Etude du rayonnement acoustique de structures solides : vers un système d'imagerie haute résolution*. Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie-Paris VI, 2004.
- [36] M v LUUKKALA et GS KINO : Convolution and time inversion using parametric interactions of acoustic surface waves. *Applied Physics Letters*, 18(9):393–394, 2003.
- [37] ETSI EN 302 065 (v1.2.1) : *Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band technology (UWB) for communication purposes; Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the RTTE Directive*. 2010-10.
- [38] Gary BREED : A summary of fcc rules for ultra wideband communications. *High Frequency Electronics*, 4(1):42–44, 2005.
- [39] Christophe DROIT : *Système d'interrogation à distance de grandeurs physiques à base de capteurs à ondes élastiques de surface pour mesures paramétriques sur une gamme de température étendue*. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2013.
- [40] Malek GM HUSSAIN : Principles of space-time array processing for ultrawideband impulse radar and radio communications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 51(3):393–403, 2002.
- [41] Jeffrey REED : *Introduction to ultra wideband communication systems*, an. Prentice Hall Press, 2005.
- [42] Andrew G STOVE : Linear fmew radar techniques. *In IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing)*, volume 139, pages 343–350. IET, 1992.

- [43] Arthur Bernard WILLIAMS et Fred J TAYLOR : *Electronic filter design handbook*, volume 198. McGraw-Hill New York, 1981.
- [44] Merrill Ivan SKOLNIK : *Radar handbook*. 1970.
- [45] Nicolas CHÉTIEN : *Électroniques dédiées à l'asservissement d'oscillateurs et à la mesure physique à l'aider de capteurs à ondes élastiques*. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2014.
- [46] David MORGAN : *Surface acoustic wave filters*, second edition. page 107. Elsevier, 2007.
- [47] PV WRIGHT : A review of saw resonator filter technology. *In Ultrasonics Symposium, 1992. Proceedings., IEEE 1992*, pages 29–38. IEEE, 1992.
- [48] David MORGAN : *Surface acoustic wave filters*, second edition. page 9. Elsevier, 2007.
- [49] RF MILSOM, RJ MURRAY, I FLINN et M REDWOOD : Ultra low bulk orientations of lithium niobate for saw tv filters. *Electronics Letters*, 17(2):89–91, 1981.
- [50] David MORGAN : *Surface acoustic wave filters*, second edition. page 95. Elsevier, 2007.
- [51] David MORGAN : *Surface acoustic wave filters*, second edition. pages 160–161. Elsevier, 2007.
- [52] Saku LEHTONEN, Victor P PLESSKY et Martti M SALOMAA : Short reflectors operating at the fundamental and second harmonics on 128/spl deg/linbo/sub 3. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 51(3):343–351, 2004.
- [53] Colin CAMPBELL : *Surface acoustic wave devices for mobile and wireless communications*. Academic press, 1998.
- [54] David MORGAN : *Surface acoustic wave filters*, second edition. page 92. Elsevier, 2007.
- [55] Clinton S HARTMANN, Delamer T BELL JR et Ronald C ROSENFELD : Impulse model design of acoustic surface-wave filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 21(4):162–175, 1973.
- [56] CS HARTMANN et BP ABBOTT : A generalized impulse response model for saw transducers including effects of electrode reflections. *In Ultrasonics Symposium, 1988. Proceedings., IEEE 1988*, pages 29–34. IEEE, 1988.
- [57] William C WILSON et Gary M ATKINSON : 1st order modeling of a saw delay line using mathcad (registered). 2007.

- [58] David MORGAN : Surface acoustic wave filters, second edition. pages 14–18. Elsevier, 2007.
- [59] David MORGAN : Surface acoustic wave filters, second edition. pages 140–145. Elsevier, 2007.
- [60] David MORGAN : Surface acoustic wave filters, second edition. page 201. Elsevier, 2007.
- [61] David MORGAN : Surface acoustic wave filters, second edition. page 190. Elsevier, 2007.
- [62] David MORGAN : Surface acoustic wave filters, second edition. page 205. Elsevier, 2007.
- [63] David MORGAN : Surface acoustic wave filters, second edition. page 159. Elsevier, 2007.
- [64] Leonhard REINDL, Ismail SHRENA, S KENSHIL et Reto PETER : Wireless measurement of temperature using surface acoustic waves sensors. *In Frequency control symposium and PDA exhibition jointly with the 17th European frequency and time forum, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE international*, pages 935–941. IEEE, 2003.
- [65] Y GRANDCLAUDE et JY RANCHIN : Correlation et convolution par transformees entieres. *In 7° Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA, 1979*. GRETSI, Groupe d’Etudes du Traitement du Signal et des Images, 1979.

Résumé :

Le codage spectral Ultra Large Bande (ULB) appliqué aux dispositifs à ondes élastiques de surface (SAW), exploités comme capteurs passifs interrogés par liaison radiofréquence, augmente le nombre de données stockées et échangées, et améliore la résolution sur la mesure. L'approche proposée est de réaliser des dispositifs SAW ULB dans la bande de fréquence $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ réglementée par la norme de communication radio fréquence américaine, après prototypage dans une bande de fréquences plus basses de $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$. La puissance autorisée sur cette première bande est de -41.3 dBm/MHz : pour un dispositif SAW ayant des pertes d'insertion de l'ordre de 30 dB , la distance d'interrogation établie par application de l'équation du RADAR est théoriquement limitée à environ 1 m . Afin d'avoir la portée la plus grande possible, nous avons étudié plusieurs architectures de dispositifs SAW : standards et modulés linéairement en fréquence, pour limiter les pertes d'insertion. À l'aide d'un lecteur embarqué, nous avons réalisé des mesures en température sans fils simultanées de trois capteurs, apportant une solution au problème de collision. La résolution en température atteinte est de $0.1\text{ }^\circ\text{C}$ pour une distance de mesure de 20 cm . Nous montrons que la communication ULB est aussi une solution pour l'interrogation sans fils en milieux réfléchissants aux ondes radio fréquences. À l'aide d'un synthétiseur de fonction arbitraire et d'un oscilloscope, nous montrons expérimentalement que le retournement temporel fonctionne sur les dispositifs SAW LFM et qu'il bénéficie du gain de traitement ce qui améliore le rapport signal sur bruit.

Mots-clés : Ondes Élastiques de Surface, Ultra Large Bande, Capteur, Retournement temporel, Température, Radar

Abstract:

Applying Ultra Wide Band (UWB) spectral coding to surface acoustic wave (SAW) devices, used as passive sensors interrogated through a radio frequency link, increases the number of stored and exchanged data and improves the measurement resolution. The proposed approach is to design SAW UWB devices in the frequency band of $2\text{ GHz} - 2.5\text{ GHz}$ complying with the American radio frequency communication standards after prototyping them in the lower $200\text{ MHz} - 400\text{ MHz}$ frequency band. The authorized emitted power is -41.3 dBm/MHz : for a SAW device exhibiting insertion losses of about 30 dB , the interrogation distance determined by the RADAR equation adapted to SAW devices is theoretically limited to 1 m . In order to improve the reading distance, we investigated several architectures as standard SAW devices and as linear frequency modulated (LFM) devices, in order to reduce insertion losses. Using an embedded SAW reader, we simultaneously measured temperature on three sensors, showing a solution to the problem of collision. The temperature resolution reached was $0.1\text{ }^\circ\text{C}$ for a reading distance of 20 cm . We show that the UWB communication is also a solution for communications in radio frequency wave reflective environment. Using an arbitrary waveform generator and an oscilloscope, we also show experimentally, that time reversal works on LFM SAW devices, with the response signal to noise ratio improved by the processing gain.

Keywords: Surface Acoustic Wave, Ultra Wide Bande, Sensors, Time reversal, Temperature, Radar

SPIM