



Transducteurs à domaines ferroélectriques alternés pour composants à ondes de surface appliqués au traitement du signal radio-fréquence par composants passifs

E. Courjon

► To cite this version:

E. Courjon. Transducteurs à domaines ferroélectriques alternés pour composants à ondes de surface appliqués au traitement du signal radio-fréquence par composants passifs. Acoustique [physics.class-ph]. Université de Franche-Comté, 2009. Français. NNT : . tel-00447117

HAL Id: tel-00447117

<https://theses.hal.science/tel-00447117>

Submitted on 14 Jan 2010

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

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

THÈSE

présentée à

L'UFR DES SCIENCES ET TECHNIQUES
DE L'UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

pour obtenir le

**GRADE DE DOCTEUR
DE L'UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ**
spécialité Sciences Pour l'Ingénieur

**Transducteurs à domaines ferroélectriques alternés
pour composants à ondes de surface appliqués au
traitement du signal radio-fréquence par
composants passifs**

par

Émilie COURJON

Soutenue le 11 décembre 2009 devant la commission d'examen :

Président	B. DULMET	Professeur à l'ENSMM, Besançon
Directeur de thèse	S. BALLANDRAS	Directeur de recherche CNRS, Institut FEMTO-ST, Besançon
Rapporteurs	D. RÉMIENS D. ROYER	Professeur à l'IEMN, Villeneuve d'Ascq Professeur à l'Université Denis Diderot, Paris
Examineurs	S. GARIGLIO J. HAUDEN R. PETIT	Maître Assistant à l'Université de Genève, Genève Responsable R & D, Photline Technologies, Besançon Ingénieur CELAR à la retraite

Remerciements

Je tiens tout d’abord à remercier mon directeur de thèse, Sylvain Ballandras, pour ses précieux conseils, ses nombreuses idées, son dynamisme et sa bonne humeur. Je le remercie également de m’avoir permis de continuer d’approfondir l’étude des filtres, bien que cela ait impliqué un retard de quelques mois sur la date de soutenance initialement prévue.

Cette thèse doit beaucoup à Jérôme Hauden, qui m’a initiée à l’inversion de domaines et sans qui je n’aurais pas été capable de réaliser un seul « poling » de qualité. Je le remercie pour toute l’aide qu’il m’a apportée, pour ses nombreux conseils qui m’ont été très utiles ainsi que pour avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse. Je tiens aussi à remercier toute l’équipe de Photline Technologies et notamment Nicolas Grossard et Boris Lunardi (parti travailler à l’EPFL depuis), qui ont participé activement aux travaux sur les dispositifs électro-optiques.

Un grand merci à Daniel Royer (co-auteur de mes livres de chevet) et Denis Rémiens pour m’avoir fait l’honneur de participer au jury en tant que rapporteurs et pour avoir eu le courage de lire avec attention ce manuscrit.

Il me faut également remercier Bernard Dulmet, directeur du Département Temps-Fréquence de l’Institut FEMTO-ST pour m’avoir accueillie dans son laboratoire durant la seconde partie de ma thèse et pour m’avoir fait l’honneur de présider mon jury le jour de la soutenance. Je remercie également Vincent Laude, directeur de l’ancien Département LPMO, dans lequel j’ai débuté cette thèse.

Enfin, je remercie Stefano Gariglio pour avoir accepté d’examiner ce travail et de participer à mon jury ainsi que Roger Petit sans qui, je n’aurais aucun brevet à mon actif.

Ces travaux de thèse n’auraient pu être menés sans l’implication d’un grand nombre de personnes.

Tout d’abord, je dois remercier toute l’équipe « Ondes » actuelle et notamment Lamia (ma complice de tous les jours), Dam’s (qui fabrique avec succès des dispos en allant quasiment jamais en salle blanche), Flo (qui aime tellement me contredire), Will (aussi fan de Dexter que moi et dépanneur informatique hors pair), Juju et Thierry (sans qui les simulations seraient vraiment un casse-tête) et Seb (mon adversaire à « Chain Rxn », bon déstressant pendant ma phase de rédaction). Je souhaite bon courage aux petits nouveaux (Panda, Gauche, Chiton et Thibault) qui ne sont pas avares de petits repas bien arrosés et dont le sport favori est d’essayer de me faire boire... Je n’oublie surtout pas les anciens qui m’ont également supportée pendant des années : John (mon grand frère d’adoption), Mike (mon complice pendant 3 ans), Dodo (ami co-développeur du procédé de collage Or/Or à température ambiante) et Stan & Jay (les deux casse-pieds de service

mais qui m'ont bien fait rire).

Un énorme merci également à toute l'équipe de la salle blanche et plus particulièrement à Jean-Yves (notre rugbyman chantant), à Valérie (Gourou de la secte anti-déprime), à Gwenn (mon fiston aussi connu sous le nom de « corps d'athlète »), à Roland (bon courage pour ta thèse!!), à Sam (qui a mis la meilleure volonté du monde à faire marcher la DRIE-STs avec bien des ennuis), à Denis (bien compréhensif avec les utilisateurs de la machine de « Wafer-Bonding »), à Blandine (qui a accepté de réaliser des découpes incroyables pour moi), à Éric (voleur de petits gâteaux à ses heures), à Laurent (avec qui j'ai eu le loisir de revoir mes leçons de solfège) et à Ludo (que j'ai si souvent stressé). Merci à tous pour votre aide, vos conseils et votre bonne humeur contagieuse!!

Je voudrais remercier également les amis et collègues qui m'ont soutenue et m'ont permis de décompresser : Benattou (mon souffre-douleur, pardon...), Sarah (la gentillesse incarnée... mais qui travaille trop!) et Jérôme (encore plus pipelette que Dodo).

N'oublions pas les secrétaires et personnes de l'administration, sans qui nous serions bien désemparés et particulièrement : Fatiha, Sarah D. et Isabelle sans qui, partir en mission serait un calvaire, Fabienne et Joëlle qui sont toujours aimables et de bonne humeur, sans oublier Mariette (qui est d'une patience incroyable avec tous les doctorants sur le point de soutenir).

Enfin, un grand merci à ma famille et mes proches qui m'ont soutenue et surtout supportée pendant les semaines de rédaction (et ce n'était pas une mince affaire!!).

Malheureusement, j'ai un peu la mémoire qui flanche par moment alors, j'espère que ceux que j'ai oubliés me pardonneront.

Table des matières

Introduction	1
1 Composants acoustiques utilisés pour le filtrage Radio-Fréquence	3
1.1 Histoire de la téléphonie cellulaire	4
1.1.1 Un siècle d'histoire des télécommunications mobiles	4
1.1.2 Émergence et explosion d'un nouveau système de communication mobile : le téléphone cellulaire 1G, 2G puis 3G	7
1.2 Rôle du filtre RF dans un téléphone mobile	10
1.2.1 Présentation simplifiée d'un système de réception et d'émission radio	10
1.2.2 Le cas particulier des systèmes full-duplex	12
1.3 Introduction à la piézoélectricité	13
1.3.1 Bref historique et définition de la piézoélectricité	13
1.3.2 Les matériaux piézoélectriques	14
1.4 SAW et BAW, deux technologies pour le filtrage RF en téléphonie mobile	16
1.4.1 Caractérisation d'un filtre	17
1.4.2 Filtres à ondes acoustiques de surface (SAW)	20
1.4.3 Filtres à ondes acoustiques de volume dans les couches minces piézoélectriques	22
1.4.3.1 Premiers dispositifs à ondes acoustiques de volume	22
1.4.3.2 Apparition des premiers résonateurs à films minces	24
1.4.3.3 Résonateurs sur lame d'air	27
1.4.3.4 Résonateur sur miroir acoustique	28
1.4.3.5 Architectures de filtre	29
1.5 Conclusion	30
2 Principe et intérêt de l'inversion périodique de domaines ferroélectriques	31
2.1 Introduction à la ferroélectricité	32
2.1.1 Quelques définitions	32
2.1.2 Cas particulier du niobate de lithium	33
2.2 Différentes techniques d'inversion de domaines ferroélectriques	35
2.2.1 Croissance du cristal de LiNbO_3 avec un dopant	36
2.2.2 Exodiffusion de Li_2O sur la face Z^+	36
2.2.3 Diffusion de titane sur la face Z^+	37
2.2.4 Bombardement électronique	37

2.2.5	Application d'un champ électrique	39
2.3	Intérêt des TPPs et comparaison avec les IDTs classiques	40
2.3.1	Les transducteurs à peignes interdigités	40
2.3.2	Nouveau type de transducteur : les transducteurs polarisés périodiquement	43
2.4	Inversion de domaines ferroélectriques par champ électrique dans le niobate de lithium	47
2.4.1	Introduction à l'inversion de domaines par champ électrique	47
2.4.2	Enjeux liés à l'inversion de domaines par champ électrique	47
2.4.3	Cinétique de l'inversion périodique de domaines ferroélectriques par champ électrique	49
2.4.4	Paramétrage de l'impulsion électrique	52
2.4.5	Description du banc de polarisation	55
2.5	Inversion de domaines ferroélectriques par champ électrique dans le tantalate de lithium	58
2.6	Conclusion	59
3	Conception de dispositifs périodiquement polarisés dans le LiNbO_3	61
3.1	Validation du concept de transducteurs à domaines ferroélectriques alternés	62
3.1.1	Premiers transducteurs à domaines ferroélectriques alternés sur substrat épais	62
3.1.2	Réalisation de guides d'ondes acoustiques	66
3.2	Réalisation des premiers filtres à base de transducteurs polarisés périodiquement	68
3.2.1	Fonctionnement d'un filtre SAW classique à base d'IDTs	69
3.2.2	Choix du dessin du filtre à base de TPPs	71
3.2.2.1	Validation du principe	71
3.2.2.2	Configuration similaire aux filtres SAW	72
3.2.3	Réalisation des filtres	74
3.3	Utilisation de domaines inversés pour d'autres applications	75
3.3.1	Réalisation de dispositifs électro-optiques à base d'inversion de domaines	75
3.3.1.1	Les modulateurs Mach-Zehnder	76
3.3.1.2	Intérêt des modulateurs que nous avons réalisés	78
3.3.1.3	Réalisation de la structure	79
3.3.2	Dispositifs à onde isolée	82
3.4	Conclusion	84
4	Mise en œuvre technologique	85
4.1	Inversion périodique de domaines ferroélectriques par champ électrique	85
4.1.1	Procédé employé pour la fabrication de domaines inversés	86
4.1.1.1	Définition de la structure périodique isolante	86
4.1.1.2	Banc de polarisation mis à notre disposition	88
4.1.2	Solutions visant à améliorer le procédé	92
4.1.2.1	Autres types de structures isolantes	92
4.1.2.2	Amincissement des substrats	96
4.2	Fabrication de guides optiques	98
4.2.1	Diffusion de titane	98
4.2.2	Échange protonique	98

4.3	Méthodes de report de plaques piézoélectriques	99
4.3.1	Collage par l'intermédiaire d'un polymère	99
4.3.2	Collage par l'intermédiaire d'une couche métallique	103
4.4	Méthodes d'aminçissement	108
4.4.1	Rodage mécanique	108
4.4.2	Gravure sèche	110
4.5	Gravure du silicium et du niobate de lithium pour la réalisation de la connectique	111
4.5.1	Gravure sèche du silicium	112
4.5.2	Gravure sèche du niobate de lithium	114
4.6	Conclusion	115
5	Simulation du fonctionnement des Transducteurs Polarisés Périodiquement	117
5.1	Outils de simulation	118
5.1.1	Éléments finis	119
5.1.2	Rayonnement	121
5.1.3	Prise en compte des effets de température dans le calcul d'éléments finis/éléments de frontière	121
5.2	Simulation de nos structures	123
5.2.1	Zone maillée	124
5.2.2	Simulations fondées uniquement sur les éléments finis : dispositifs de validation	124
5.2.2.1	Cas idéal : rapport cyclique de 50 %	125
5.2.2.2	Rapport cyclique différent de 50 %	129
5.2.2.3	Simulations en température	131
5.2.3	Simulations des guides d'ondes acoustiques	134
5.2.3.1	Guides d'onde acoustiques réalisés sur silicium	134
5.2.3.2	Simulations en température	137
5.2.3.3	Autre type de substrat de guidage : le quartz	138
5.2.4	Simulations des dispositifs à onde isolée	140
5.2.4.1	Dispositifs à base de silicium	140
5.2.4.2	Autres types de substrats de guidage	143
5.3	Conclusion	149
6	Résultats expérimentaux et comparaison avec la théorie	151
6.1	Transducteurs Polarisés Périodiquement : dispositifs de validation	152
6.1.1	Conception finale de la structure et caractérisation	152
6.1.2	Comparaison des mesures expérimentales avec la simulation	154
6.1.3	Mesures en température et comparaison avec la théorie	156
6.2	Guides d'ondes acoustiques	158
6.2.1	Conception finale de la structure et caractérisation	158
6.2.2	Comparaison entre les mesures expérimentales et la simulation	159
6.2.3	Mesures en température et comparaison avec la théorie	161
6.3	Filtres RF à base de TPPs	162
6.3.1	Dispositifs simplifiés permettant une validation du principe	162

6.3.1.1	Conception finale de la structure et caractérisation	162
6.3.2	Réalisation d'une structure semblable à un filtre à base d'IDTs classiques .	167
6.3.2.1	Conception finale de la structure et caractérisation	167
6.4	Dispositifs électro-optiques à base d'inversion de domaines	170
6.4.1	Conception finale de la structure et caractérisation	170
6.5	Dispositifs à onde isolée	173
6.5.0.1	Conception finale de la structure et caractérisation	173
6.5.1	Comparaison entre les mesures expérimentales et la simulation	175
6.5.2	Mesures en température et comparaison avec la théorie	177
6.6	Conclusion	178
Conclusion générale et perspectives		181
Annexe A Fonction de Green périodique		185
Annexe B Orientations cristallines		189
Annexe C Simulations		191
Bibliographie		193

Introduction

De nos jours, l'utilisation d'un téléphone mobile est devenue incontournable. Ce petit appareil a bouleversé notre vie quotidienne en donnant accès à la communication téléphonique sans fil, que ce soit dans les pays développés ou émergents. L'explosion de ce nouveau mode de communication observée depuis plusieurs années, survient après des développements technologiques qui se sont succédés durant plus d'un siècle. Cependant le récent développement des radiotélécommunications est étroitement lié au rôle des composants à ondes acoustiques. En effet, les téléphones mobiles nécessitent l'utilisation de filtres radiofréquences (RF) dont le rôle est de sélectionner le signal utile à la réception et de limiter les signaux parasites à l'émission. Cette fonction de filtrage a d'abord été confiée à des composants diélectriques mais la miniaturisation des téléphones a depuis nécessité le développement de filtres RF beaucoup plus compacts. Les ondes acoustiques se propageant à des vitesses très inférieures à celles des ondes électromagnétiques, les composants fondés sur leur utilisation s'avèrent donc beaucoup plus compacts. C'est ainsi que se sont développés les filtres à ondes de surface (SAW) et plus récemment les filtres à ondes de volume (BAW) pour ce type d'application.

Le principe des composants à ondes de surface repose sur l'excitation et la détection des ondes élastiques par couplage piézoélectrique à l'aide de transducteurs métalliques à peignes interdigités déposés à la surface de matériaux piézoélectriques mono-cristallins qui jouent ainsi le rôle de guide d'ondes. Cependant, la fabrication de ces dispositifs pour des fréquences supérieures au gigahertz présente des difficultés technologiques dans la mesure de leur très grande sensibilité aux défauts (courts-circuits) ainsi que par la limitation en résolution de la photolithographie classique. De plus, l'utilisation de niveau d'émission notablement élevé leur impose des contraintes en termes de tenue de puissance parfois en limite de leurs capacités physiques. Les composants à ondes de volume s'avèrent mieux disposés à ce type de régime, en revanche, ils sont limités au niveau de leur réalisation technologique relativement complexe ainsi que par les propriétés acoustiques limitées des couches minces de matériaux piézoélectriques déposées.

Ce travail de thèse vise donc à allier les avantages de deux concepts dans le but de fabriquer des composants à ondes acoustiques de surface n'étant pas limités technologiquement et présentant des capacités de tenue en puissance étendues. Pour ce faire, un nouveau type de transducteur à base de domaines ferroélectriques alternés a été imaginé et testé. Dans cette structure, le peigne interdigité est remplacé par une distribution alternée de polarisation piézoélectrique, l'excitation et la détection d'ondes s'effectuant alors par l'intermédiaire de deux plans métalliques en regard. Ce mémoire présente les travaux de recherche concernant la conception et la réalisation de différents dispositifs fondés sur l'utilisation de domaines ferroélectriques alternés.

Dans la première partie de ce travail, un bref historique de la téléphonie mobile est présenté puis, après avoir rappelé quelques caractéristiques d'un filtre, nous détaillons les méthodes de filtrage RF à base de composants à ondes de surface ainsi qu'à ondes de volume.

Le deuxième chapitre de cette thèse est consacré à l'inversion périodique de domaines ferroélectriques. Après avoir introduit la notion de ferroélectricité, une revue des différentes techniques d'inversion de domaines est présentée. Ensuite l'intérêt de structures à base de domaines alternés comparés aux transducteurs à peignes interdigités classiques est démontré et une étude approfondie de la méthode d'inversion de domaine par champ électrique, choisie pour la réalisation de nos dispositifs, est présentée.

La troisième partie s'attache à décrire l'intérêt de la fabrication de plusieurs dispositifs à base de domaines inversés ainsi que leur conception. Plusieurs dispositifs sont présentés : des transducteurs simples permettant de valider le principe de fonctionnement, ainsi que des dispositifs appliqués tels que des guides d'ondes acoustiques, des filtres RF, des dispositifs électro-optiques et enfin des résonateurs à onde isolée. Le quatrième chapitre détaille les étapes cruciales dans la fabrication de tous ces objets et les différents choix technologiques que nous avons faits.

La cinquième partie de cette thèse présente une étude théorique des différents dispositifs fabriqués, fondée sur l'utilisation de notre logiciel de simulation alliant calculs par éléments finis et par éléments de frontière. Une étude de la dérive thermique de ces structure est également présentée.

Enfin, la dernière partie est consacrée à la caractérisation des différents objets fabriqués et à la comparaison des mesures expérimentales avec les résultats théoriques. Ce dernier chapitre nous permet enfin de conclure quant à la faisabilité des dispositifs et d'envisager de futurs développements tirant parti des avancées de nos travaux.

Chapitre 1

Composants acoustiques utilisés pour le filtrage Radio-Fréquence

Depuis une vingtaine d'années, on assiste à un véritable essor des systèmes de téléphonie cellulaire. Le téléphone portable, également appelé téléphone mobile ou téléphone cellulaire, a révolutionné notre vie quotidienne en nous permettant de communiquer sans fil, partout où il y a un réseau de téléphonie mobile. Les premiers appareils très onéreux et encombrants ont été rapidement remplacés par des systèmes compacts offrant de plus en plus de fonctions. Cette évolution s'est faite par le passage des standards analogiques à bande étroite à des standards numériques utilisant une large bande de fréquence pour transmettre l'information. Ce mode de communication nécessite alors l'utilisation de filtres radiofréquences (RF) capables de sélectionner le signal utile à la réception et de limiter les signaux parasites à l'émission. Cette fonction de filtrage a d'abord été confiée à des composants diélectriques utilisant des résonances électromagnétiques. Néanmoins, ces composants au demeurant très performants, se sont révélés très vite trop encombrants pour l'application à la téléphonie mobile. Des composants fondés sur l'utilisation d'ondes acoustiques ont alors apporté une solution à ce problème. Dans ce chapitre, on se propose dans un premier temps de présenter les étapes importantes qui ont marqué l'histoire de la téléphonie, puis d'expliquer la fonction des filtres radiofréquences utilisés dans les systèmes de communication. La troisième partie sera dédiée à une brève présentation des différents dispositifs acoustiques permettant de réaliser une fonction de filtrage RF, et notamment les dispositifs utilisant des ondes de surface (SAW : Surface Acoustic Wave) ou de volume (BAW : Bulk Acoustic Wave).

1.1 Histoire de la téléphonie cellulaire

1.1.1 Un siècle d'histoire des télécommunications mobiles

Le but de cette partie est de présenter les grandes dates qui ont jalonné l'histoire de la communication sans-fil, histoire qui a abouti ces dernières années à l'incroyable développement de la téléphonie cellulaire. Les découvertes fondamentales sur la génération, la propagation et la détection des ondes électromagnétiques ont été faites au XIX^{ème} siècle, mais ce n'est qu'à l'aube du XX^{ème} siècle que l'on va réussir à utiliser ces ondes pour communiquer à distance. Un jeune italien, Guglielmo Marconi se passionne véritablement pour ce domaine et marque l'histoire en réalisant une transmission radio en morse sur une distance de 2,52 km en 1895. Marconi devient alors le premier véritable radioamateur de l'histoire et réalise de nombreux dispositifs dans le but d'améliorer la distance et la qualité des communications. Le 28 mars 1899, il réalise la première liaison transmanche entre Douvres en Angleterre et Wimereux dans le Pas-de-Calais en France. La distance entre les deux stations est de 50 km. L'antenne installée à Wimereux faisait 54 mètres de haut (voir figure 1.1).

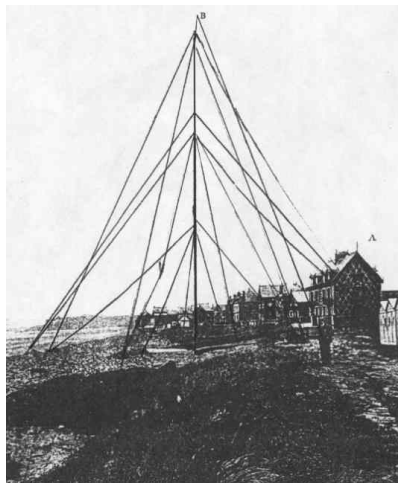


FIG. 1.1 – Antenne utilisée à Wimereux

Son essai le plus spectaculaire fut son premier contact le 12 décembre 1901 lorsqu'il reçut la lettre morse "S" (trois points) à Saint-Jean, Terre-Neuve. La transmission provenait de Poldhu en Cornouailles en Angleterre sur une fréquence de 312–328 kHz approximativement (en raison de la grande largeur de bande des transmetteurs à étincelles, il était impossible d'établir la fréquence exacte). L'antenne installée à Poldhu était constituée de 10 grands mats d'environ 60 mètres de haut comme on peut le voir sur la figure 1.2 [1].

Suite à ses essais couronnés de succès, Marconi, qui obtient avec le physicien

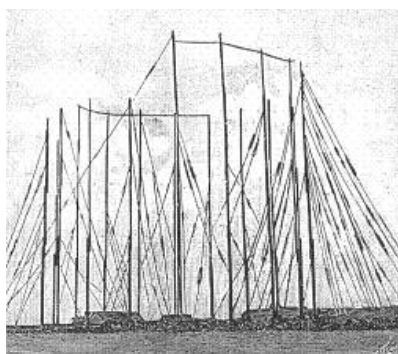


FIG. 1.2 – Antenne utilisée à Poldhu

allemand Karl Ferdinand Braun le prix Nobel en 1909 pour ses travaux sur les procédés permettant d'augmenter la puissance des émetteurs d'ondes radio, entreprend d'installer plusieurs émetteurs et récepteurs radio pour la télégraphie aux États-Unis. On peut notamment citer la station de Siasconset dans le Massachusetts qui retransmettra 44 messages envoyés par les survivants de la catastrophe du Titanic depuis le Carpathia le 18 avril 1912, 2 jours après le naufrage du paquebot. Dans un même temps, on voit apparaître de plus en plus de personnes qui se passionnent pour cette nouvelle technologie, et entreprennent de fabriquer eux-mêmes des émetteurs, récepteurs et antennes. Ces radio-amateurs ainsi nommés qui étudieront les communications radio sur de longues distances, sur de nouvelles bandes de fréquences et avec des puissances de plus en plus faibles apporteront énormément d'informations pour le développement des technologies de communication sans-fil. Le développement de la diode à vide en 1904 par l'anglais John Fleming (qui était conseiller pour les Industries Marconi et la Compagnie Edison de Lumière Électrique) fut un grand pas en avant. Cependant, le développement de la soupape triode, dans laquelle le courant d'électrons peut être réglé par une électrode de commande (grille) située entre les deux électrodes d'une diode, fut encore plus important. L'américain Lee de Forest construisit sa première triode en 1906 que l'on appela également « audion » [2]. Ce composant, ancêtre du transistor, sera très largement utilisé comme amplificateur dans les systèmes de communication sans fil.

À partir de ce moment, la téléphonie sans fil (TSF) se développe très rapidement, et révèle son utilité notamment à l'occasion de plusieurs catastrophes maritimes. Le naufrage du Titanic en 1912 décidera les autorités à mettre en place une réglementation très stricte, imposant la présence d'un poste de TSF et d'un opérateur à bord des navires. À l'époque, plusieurs signaux d'urgence sont utilisés par les différentes compagnies (CQD « Come Quickly Distress » par exemple par la compagnie de Marconi), les autorités décident alors d'instituer un signal d'urgence universel simple à



FIG. 1.3 – Schéma (a) et photographie (b) de la triode, ancêtre du transistor (Lee De Forest 1906)

décoder : ce sera le désormais célèbre SOS. Pendant la première guerre mondiale, la TSF (400 opérateurs formés par semaine pour la US Navy) ainsi que la radiophonie sont largement utilisées et connaissent un très fort développement. Au début des années 30, on assiste à l'essor des émissions de radiodiffusion et à l'apparition de la télévision. En revanche, les systèmes de communication sans-fil restent réservés aux services d'urgence (police, ambulance et pompier), et il faudra encore attendre quelques années pour voir apparaître le premier réseau de communication sans-fil ouvert au public.



FIG. 1.4 – Une opératrice travaillant à la compagnie Bell en 1946

En 1946, les laboratoires Bell lancent le premier réseau de téléphonie mobile à Saint-Louis. Ce système de communication fonctionne encore en « push-to-talk » comme un talkie-walkie. En d'autres termes, on ne peut pas parler et écouter simultanément. En 1959, on voit apparaître d'autres systèmes de communication radio, mais ayant une capacité très limitée (300 utilisateurs maximum), et les connexions sont effectuées manuellement par un opérateur (cf. figure 1.4). Ces systèmes sont très rapidement surchargés et les utilisateurs doivent attendre longtemps avant de

pouvoir trouver un canal libre pour passer une communication. Le recours à un plus grand nombre de canaux permet d'augmenter la capacité des réseaux, mais ces derniers sont à chaque fois très rapidement saturés et le système présente alors des limites qui paraissent infranchissables :

- les canaux étant de plus en plus rapprochés, les problèmes d'interférences inter-canaux deviennent très difficiles à surmonter,
- le réseau ne permet pas une grande mobilité à ses utilisateurs (les zones couvertes par le réseau sont limitées, et totalement isolées les unes des autres),
- les standards adoptés sont différents pour chaque pays, ce qui interdit toute mobilité internationale.

Dès lors, il fut clair qu'un nouveau concept devait être introduit pour permettre la pénétration de la téléphonie mobile dans un marché de masse.

1.1.2 Émergence et explosion d'un nouveau système de communication mobile : le téléphone cellulaire 1G, 2G puis 3G

La solution viendra d'une idée découverte par les laboratoires Bell après la seconde guerre mondiale [3, 4], qui consiste à découper l'espace de communication en cellules élémentaires, chacune de ces cellules étant équipée d'une station de base qui assure la liaison radio avec les téléphones mobiles. Les stations de base sont reliées entre elles en réseau, assurant la continuité de la communication lorsque l'utilisateur passe d'une cellule à une autre. La bande de fréquence utilisée est découpée en canaux, chaque canal étant attribué à un utilisateur, deux des canaux identiques pouvant être utilisés par deux utilisateurs différents au sein de deux cellules différentes. C'est le réseau dit de téléphonie cellulaire.

Si l'idée n'est pas nouvelle, il aura fallu attendre les années 80 pour que les technologies permettent la réalisation de tels réseaux. C'est en effet en 1983 que Motorola lança aux États-Unis le premier véritable téléphone portable : le Motorola Dyna-TAC 8000X (cf. figure 1.5 (a)). Ce téléphone, extrêmement léger pour l'époque, a nécessité 15 années de développement avec l'aide du Dr Martin Cooper et plus de 100 millions de dollars en coûts de recherche. Ce n'est qu'au début des années 1990 que les téléphones cellulaires sont devenus assez petits et assez bon marché pour intéresser le consommateur moyen. En France, c'est en 1992 qu'est apparu le premier téléphone mobile lancé par Sagem, le Bi-Bop (cf. figure 1.5 (b)).

À partir des années 80, la course vers l'intégration (réduction de la taille et du poids, augmentation des débits et de l'autonomie) ne cessera de s'accélérer et s'accompagnera systématiquement d'une explosion du nombre d'utilisateurs. Afin d'accueillir davantage d'utilisateurs, la taille des cellules a été réduite, mais bientôt



FIG. 1.5 – (a) Le DynaTAC 8000X, premier téléphone mobile lancé aux États-Unis en 1983 par Motorola ; (b) Le Bi-Bop, premier téléphone mobile lancé en France en 1992

les problèmes d'interférences deviennent quasiment impossibles à résoudre. De plus, le signal étant analogique, il est très aisé de réaliser des récepteurs « pirates », ce qui pose rapidement des problèmes de confidentialité. Enfin, les différents standards de première génération (1G) adoptés en Europe (TACS au Royaume-Uni, NMT en Scandinavie, C450 en Allemagne, Radiocom 2000 en France, etc.) sont incompatibles entre eux et interdisent donc la mobilité internationale des utilisateurs.

C'est pourquoi en 1982, la Conférence Européenne des Postes et Communications (CEPT) établit un comité, connu sous le nom de Groupe Spécial Mobile (GSM) et définit un nouveau standard permettant d'utiliser son téléphone mobile sur tout le territoire européen. Ce standard devait pouvoir cohabiter avec les systèmes cellulaires analogiques existants ainsi que faciliter le codage des communications de façon à en assurer la confidentialité.

Le premier standard de deuxième génération (2G), également appelé GSM mais cette fois pour Global System for Mobile Communications, est lancé en 1991 avec les spécificités suivantes :

- il est numérique,
- il utilise une méthode de multiplexage TDMA (Time Division Multiple Access : le signal est compressé puis envoyé dans des intervalles de temps bien précis, les « slots ») [5], ainsi, un même canal de 200 kHz peut porter jusqu'à 8 conversations téléphoniques,
- il possède un débit de 13 kbits/s, débit suffisant pour transmettre de la voix ainsi que des données de faible volume comme des messages textes (SMS, Short Message Service),

- il est encodé, cet encodage assurant la confidentialité des communications et permettant de surmonter les problèmes d'interférences inter-canaux.

On rencontre deux types de réseau GSM en France, le GSM 900 et le GSM 1800. Le premier utilise la bande 890-915 MHz pour l'envoi des données et la bande 935-960 MHz pour la réception des informations alors que le second utilise la bande 1710-1785 MHz pour l'envoi des données et la bande 1805-1880 MHz pour la réception, augmentant ainsi le nombre de canaux.

Afin d'augmenter les capacités d'échange de données permettant l'envoi de messages, images, etc., les standards 2G évoluent vers des débits plus élevés. Cette évolution se fait avec l'introduction du GPRS (General Packet Radio Service) puis de l'EDGE (Enhanced Data Rate for GSM Evolution). Ces standards sont souvent désignés respectivement comme standards 2.5G et 2.75G car, s'ils utilisent les fréquences de fonctionnement des systèmes 2G (ce qui évite à l'opérateur de modifier intégralement l'infrastructure de son réseau), le mode de transmission par paquets alors adopté est différent de celui du GSM. De plus, tandis que le GSM et le GPRS utilisent une modulation de type GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), EDGE utilise une modulation 8-PSK (Phase Shift Keying) permettant d'atteindre des débits de 284 kbits/s. Il est alors possible de transmettre des images et des volumes de données comparables à ceux accessibles par réseau câblé.

Enfin, pour pouvoir concurrencer le haut-débit des réseaux filaires, la téléphonie de troisième génération (3G ou UMTS pour Universal Mobile Telecommunications System) a été introduite [6]. Il s'agit d'un véritable saut technologique, puisque les fréquences de fonctionnement sont différentes (1900 MHz à 2200 MHz), les canaux sont beaucoup plus larges (5 MHz), et le multiplexage TDMA (Time Division Multiple Access) est remplacé par le CDMA (Code Division Multiple Access : ce multiplexage de l'information est réalisé grâce à un codage des informations numérisées et avait déjà été introduit dans les standards 2G aux États-Unis) [5]. De plus, l'UMTS généralise un fonctionnement en full-duplex, ce qui veut dire qu'à tout moment, le téléphone peut émettre et recevoir simultanément sur des fréquences distinctes. Comme on va le voir, cet élément crucial va modifier significativement les besoins en filtrage RF des fréquences porteuses au niveau du téléphone. Le développement rapide des communications sans fil et l'émergence des nouveaux standards sollicite la convergence vers la quatrième génération de communications mobiles (4G). Contrairement aux précédentes générations, la 4G ne sera pas l'issue d'une révolution dans les communications mais plutôt la convergence de différents standards, applications et produits tels que la 3G et les réseaux sans fil (WLAN, Wireless Local Area Network). Le but de la 4G est d'améliorer les performances de la troisième génération,

sans changer fondamentalement le contenu ni les applications prévues au départ pour la 3G. En effet, l'abonné mobile devrait disposer d'une dizaine de Mbit/s pour naviguer sur internet, regarder la télévision ou communiquer en vidéo avec la même fluidité que sur son ordinateur. Cette dernière génération pourrait être commercialisée en France dès la fin de 2010 [7].

1.2 Rôle du filtre RF dans un téléphone mobile

Comme nous venons de le voir, le XX^{ème} siècle a connu un formidable développement des communications sans-fil, et donc une occupation croissante du réseau hertzien. Aujourd'hui, rares sont les bandes de fréquence non-utilisées, et leur accès est réglementé par des licences qui peuvent coûter extrêmement cher, comme l'a montré l'histoire de l'UMTS [8]. Dans ce trafic surchargé, il faut être capable d'isoler l'information utile à la réception, et s'assurer qu'on ne perturbe pas les autres utilisateurs à l'émission. Ce sont là les deux fonctions principales des filtres RF utilisés dans le téléphone mobile. Voyons donc plus en détail comment fonctionnent une chaîne d'émission radio, une chaîne de réception ainsi que le système full-duplex.

1.2.1 Présentation simplifiée d'un système de réception et d'émission radio

Il existe de nombreuses architectures d'émetteurs-récepteurs radiofréquence (RF), mais le principe de base reste le même : le rôle de l'émetteur est de traduire le signal à émettre des basses fréquences vers les radiofréquences, tandis que le récepteur réalise l'opération inverse.

Ces opérations se font grâce à un signal RF de référence appelé porteuse, dont on vient moduler l'une des caractéristiques (amplitude, fréquence ou phase) à l'aide d'un signal à émettre. Celui-ci est ainsi porté par cette référence, et peut être récupéré par le récepteur en utilisant cette même référence.

Comme le schématise la figure 1.6, l'émetteur RF utilise une fonction électronique de mélangeur pour réaliser une multiplication du signal à émettre (en basse fréquence, appelée bande de base) par la porteuse synthétisée à l'aide d'un oscillateur local. Le signal RF obtenu par cette opération présente un spectre fréquentiel centré sur la fréquence de l'oscillateur local (la fréquence porteuse). Ce signal est ensuite amplifié grâce à un amplificateur de puissance, puis envoyé dans l'antenne après avoir été filtré par le filtre passe-bande [9]. Le rôle du filtre ne paraît pas forcément évident, cependant, il faut préciser que certaines des fonctions qui viennent d'être

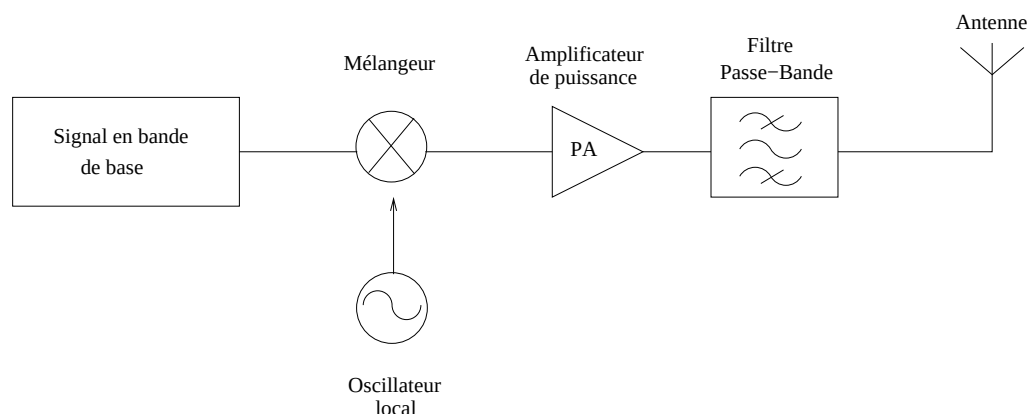


FIG. 1.6 – Schéma bloc simplifié d'un émetteur radiofréquence

présentées et en particulier celles de mélangeur et d'amplificateur sont réalisées à partir de circuits actifs et donc de transistors. Or, le transistor a un comportement intrinsèque non linéaire, et cette caractéristique se retrouve au niveau du mélangeur et de l'amplificateur. Ces non-linéarités entraînent alors une distorsion du signal et surtout la génération de signaux parasites à d'autres fréquences que celle d'émission. De plus, il faut également ajouter que le caractère intermittent des émissions engendre des lobes secondaires susceptibles d'élargir le signal hors de la bande standard correspondante. Or, la législation réglemente très strictement les niveaux de ces signaux ainsi émis, de façon à ne pas parasiter les autres communications sans-fils, le filtre RF passe-bande utilisé à l'émission a donc pour fonction d'assurer cette spécification.

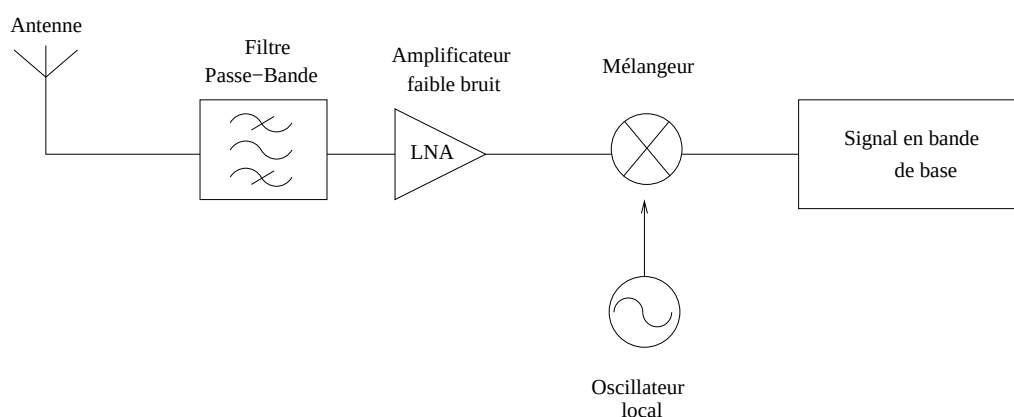


FIG. 1.7 – Schéma bloc simplifié d'un récepteur radiofréquence

La figure 1.7 présente cette fois-ci le schéma simplifié d'une structure de récepteur classique. L'objectif de ce dernier est d'extraire le signal utile du signal RF reçu. Cette opération s'effectue à nouveau à l'aide d'un mélangeur et d'un oscillateur local capable de synthétiser la même fréquence porteuse que celle utilisée à l'émission.

L'antenne est un composant passif qui permet de détecter des ondes électromagnétiques dans une certaine bande de fréquence et de les convertir en signal électrique (courant ou tension) qui sera appliqué au récepteur. Ainsi, on reçoit au niveau de l'antenne, le signal RF que l'on souhaite détecter ainsi qu'une multitude de signaux parasites provenant d'autres communications. Le problème des non-linéarités se pose à nouveau, car cette fois-ci, on ne risque plus de parasiter d'autres communications, mais plutôt d'en être victime. En effet, un signal qui se trouve à une fréquence différente de la fréquence de réception peut être transposé en bande de base avec le signal utile. Si ce signal parasite n'a pas été suffisamment atténué, il peut ainsi recouvrir totalement le signal utile et empêcher la réception. Ainsi, il est absolument indispensable de filtrer le signal derrière l'antenne autour de la bande de réception. Ainsi, à l'émission, le filtre RF a pour fonction essentielle d'éviter l'émission de tout parasite qui pourrait perturber les autres communications sans fil, tandis qu'à la réception, un deuxième filtre est nécessaire pour assurer la détection du signal utile pour se protéger des parasites. Nous allons maintenant nous attacher à étudier ce qui se passe quand il y a émission et réception simultanées.

1.2.2 Le cas particulier des systèmes full-duplex

Comme nous l'avons présenté précédemment, les standards de communication cellulaire convergent de plus en plus vers des modes de fonctionnement dits full-duplex. En d'autres termes, le téléphone doit pouvoir émettre et recevoir simultanément.

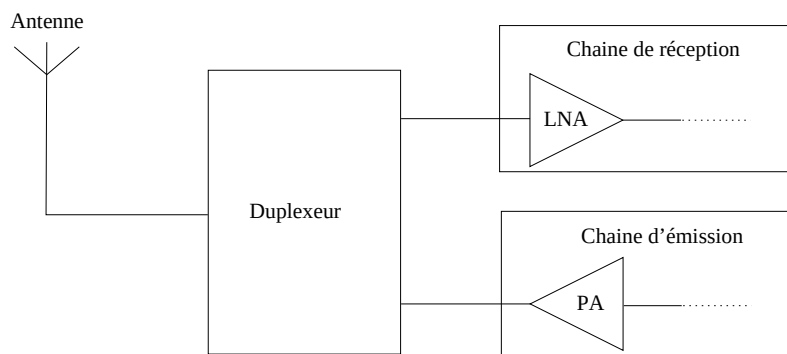


FIG. 1.8 – Schéma bloc simplifié d'un système full-duplex

La figure 1.8 présente ce que devient alors la fonction de filtrage RF dans un tel système. Comme le montre cette figure, les filtres utilisés précédemment dans la chaîne d'émission et dans la chaîne de réception sont remplacés par un composant unique appelé duplexeur. Celui-ci a pour but de permettre l'utilisation d'une même antenne pour l'émission et la réception du signal. Il s'agit donc d'un commutateur

qui relie alternativement l'antenne à l'émetteur puis au récepteur radio.

Ce dispositif doit assurer une très forte isolation entre la chaîne d'émission et la chaîne de réception car il faut absolument éviter que les impulsions de forte puissance transmises par l'émetteur endommagent ou détruisent les circuits du récepteur, calibrés pour le traitement de signaux de très faible puissance. Un duplexeur doit donc :

- être conçu pour fonctionner dans la plage de fréquence d'émission et de réception,
- pouvoir soutenir la puissance d'émission,
- avoir la sensibilité de réception supérieure au bruit d'émission,
- opérer à une fréquence égale ou inférieure à la séparation de fréquence entre celles de l'émetteur et du récepteur,
- isoler les deux canaux adéquatement.

Cette courte présentation de la fonction de filtrage RF dans les systèmes de communication sans fil permet de mieux comprendre des demandes associées au marché de la téléphonie mobile. En effet, on a vu que de nombreux standards sont apparus ces dernières années, et donc de nombreux filtres sont à intégrer au niveau du téléphone de façon à assurer sa compatibilité avec ces différents standards (téléphones multi-bandes). De plus, les standards 3G généralisent un fonctionnement full-duplex d'où une demande croissante d'une nouvelle fonction de filtrage : le duplexeur. Il faut également noter qu'aujourd'hui les équipementiers du domaine produisent des composants intégrant toute la chaîne RF. À ce jeu, les composants sur puce (encore appelé « above IC ») ont un avantage clair vis à vis des composants discrets incompatibles CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor). Avant de présenter les technologies utilisées pour réaliser les filtres et résonateurs acousto-électriques RF, nous proposons une brève introduction à la piézoélectricité, principe de base sur lequel repose le fonctionnement des ces composants.

1.3 Introduction à la piézoélectricité

1.3.1 Bref historique et définition de la piézoélectricité

L'effet piézoélectrique a beau avoir été découvert il y a plus d'un siècle, il intéresse toujours autant la communauté scientifique. En effet, c'est en 1880 que les frères Pierre et Jacques Curie mettent en évidence que, dans certaines classes cristallines non centrosymétriques, l'application de contraintes sur le cristal entraîne l'apparition de charges électriques à sa surface, c'est ce que l'on appelle l'effet piézoélectrique

direct [10]. L'existence de l'effet inverse fut prédite l'année suivante par Gabriel Lippman sur la base de calculs thermodynamiques [11], et immédiatement vérifiée par les frères Curie [12]. Cette découverte ouvre la voie à la génération contrôlée d'ondes élastiques, dont les mécanismes de propagation ont été étudiés approximativement à la même époque par les géophysiciens : ondes de surface par Rayleigh [13], ondes de plaques par Lamb [14], ondes d'interface par Stoneley [15]. La piézoélectricité resta une curiosité de laboratoire pendant une trentaine d'années. Elle donna surtout lieu à des travaux théoriques sur les structures cristallines présentant cette propriété. Ces travaux aboutirent en 1910 à la publication par Woldemar Voigt du *Lehrbuch der Kristallphysik* qui donne les vingt classes cristallines piézoélectriques, et définit rigoureusement les constantes piézoélectriques dans le formalisme de l'analyse tensorielle [16]. D'un point de vue pratique, la piézoélectricité ne fut utilisée que pour réaliser quelques instruments de laboratoire.

Le véritable essor des composants piézoélectriques n'a lieu qu'au cours de la première guerre mondiale. Avec le progrès de l'électronique, notamment l'apparition d'amplificateurs, et la nécessité militaire de pouvoir détecter des sous-marins allemands, Paul Langevin conçoit avec Constantin Chilowski un système permettant la détection d'obstacles à partir de l'écho qu'ils renvoient. Le premier SONAR (SOund Navigation And Ranging) était composé de lames de quartz collées entre deux plaques d'acier et permettait, par la mesure du temps écoulé entre l'émission d'une onde acoustique et la réception de son écho, de calculer la distance à l'objet [17]. Peu de temps après, au début des années 1920, le premier oscillateur à quartz est mis au point par Walter Cady, ouvrant ainsi la voie au contrôle de fréquence [18]. Le succès de ces projets suscita un grand intérêt pour la piézoélectricité, relança les recherches et conduisit à travers les années qui suivirent au développement de nouveaux dispositifs pour une large palette d'applications dans la vie quotidienne, l'industrie et la recherche.

1.3.2 Les matériaux piézoélectriques

Tous les matériaux ne sont pas piézoélectriques. Il faut, en effet, que la maille cristalline ne possède pas de centre de symétrie, autrement dit, tous les matériaux piézoélectriques sont anisotropes. Ceci signifie qu'ils possèdent des propriétés physiques variant selon la direction considérée. Parmi les 32 classes cristallines existantes, 20 sont dépourvues de centre de symétrie et peuvent donc présenter l'effet piézoélectrique.

De nombreux cristaux naturels sont piézoélectriques. On peut citer le quartz, la topaze, la tourmaline, la berlinite (AlPO_4), le sucre et le sel de Rochelle. Mais les

matériaux piézoélectriques les plus utilisés sont des matériaux de synthèse. Les plus courants ont une structure cristalline de type pérovskite qui ont pour formule générale ABO_3 : $PbTiO_3$ (cf. figure 1.9), $BaTiO_3$, $KNbO_3$, $LiNbO_3$, $Pb(Zr_xTi_{1-x})O_3$ (PZT). Parmi les autres matériaux piézoélectriques de synthèse, on peut citer l'orthophosphate de gallium ($GaPO_4$), l'arséniate de gallium ($GaAsO_4$), le nitrure d'aluminium (AlN) ou les cristaux langasites.

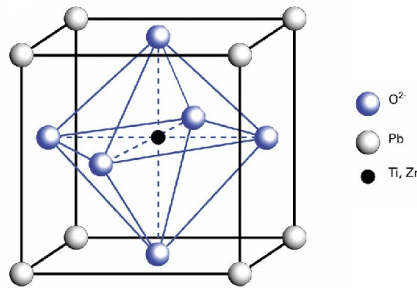


FIG. 1.9 – Maille cristalline d'un cristal de type pérovskite : le titanate de plomb $PbTiO_3$

Dans leurs applications, ces matériaux peuvent être utilisés sous différentes formes :

- sous forme de monocristal qui se définit comme un arrangement régulier et périodique d'atomes. C'est sous cette forme que les matériaux piézoélectriques ont été utilisés dans les applications de première génération avant la mise au point des céramiques. Dans les cristaux ferroélectriques (propriété détaillée dans le chapitre 2) qui peuvent posséder une structure en domaines ferroélectriques, on distinguera les monocristaux monodomains et polydomains selon qu'une ou plusieurs directions de polarisation coexistent dans le cristal. Dans une description cristallographique, les cristaux polydomains ne sont pas rigoureusement des monocristaux mais des cristaux maclés. Cependant, l'usage pousse à toujours parler de monocristal [19].
- sous forme de céramique : une céramique est composée de grains soudés entre eux par frittage. Les grains sont orientés statistiquement dans toutes les directions. Leur taille peut être contrôlée par les conditions de fabrication. C'est la forme la plus utilisée pour les applications de puissance, contrôle et émission/réception acoustiques. C'est notamment le cas pour les céramiques de PZT dont la technologie est connue depuis les années 50 [20]. Si l'on parvient à donner aux grains de la céramique une orientation préférentielle, on obtient alors une céramique texturée dont les propriétés sont en général intermédiaires entre celles d'une céramique et celles d'un monocristal de même composition.

- sous forme de composite : dans un composite, le matériau piézoélectrique est divisé et plongé dans une matrice non piézoélectrique (une résine). Les composites ont montré leur intérêt par rapports aux céramiques conventionnelles dans le domaine des transducteurs acoustiques hautes fréquences pour l'imagerie : leur fort coefficient de couplage électromécanique ($k_t \geq 60 \%$) et leur impédance acoustique plus adaptée dans l'émission/réception dans les milieux organiques permettent d'améliorer la résolution des images [21].
- sous forme de couche mince. La piézoélectricité est une propriété à la base des microsystèmes électromécaniques (MEMS) comme les micromoteurs, les micro-valves, les accéléromètres ou les membranes. Les avantages des couches minces piézoélectriques sont notamment leur faible puissance de fonctionnement, l'importance des forces générées et les larges gammes de fréquences d'utilisation. Les couches sont en général fabriquées par un procédé sol-gel et ont une épaisseur comprise typiquement entre 0,5 et 5 microns. Les matériaux les plus utilisés sont le PZT pour les actionneurs par exemple et le nitrure d'aluminium (AlN) en ce qui concerne les filtres. Les coefficients piézoélectriques mesurés sur les couches minces sont plus faibles que ceux du matériau massif à cause, d'une part de l'influence du substrat sur les modes de déformation possibles [22] et d'autre part, de la maîtrise des méthodes de dépôt (polycristaux) ainsi que la difficulté d'obtenir des croissances épitaxiales maîtrisées sur de larges tranches.

Après avoir introduit brièvement la notion de piézoélectricité, une revue non exhaustive des différents filtres acoustiques que l'on peut trouver sur le marché sera présentée, notamment les filtres à ondes de volume ainsi que les filtres à ondes de surface que je détaillerai un peu plus longuement. En effet, c'est ce type de filtres que je vais tenter de reproduire et d'améliorer en introduisant des transducteurs à domaines ferroélectriques alternés à la place des peignes interdigités classiques.

1.4 SAW et BAW, deux technologies pour le filtrage RF en téléphonie mobile

Comme nous l'avons vu précédemment, la réduction de la taille des composants a été un facteur majeur dans le développement de la téléphonie cellulaire. Naturellement les filtres RF n'ont pas échappé à cette tendance.

Au départ, des filtres linéaires à éléments discrets de type résistance, inductance

et capacité (R, L, C) ont été utilisés pour assurer des opérations de filtrage à des fréquences allant de 10 à 40 kHz. L'utilisation de méthodes de communication exploitant les ondes hertziennes et le besoin d'élargir les bandes utiles pour augmenter la quantité d'information véhiculée a rapidement imposé la mise au point d'autres principes de filtrage mieux adaptées à de tels besoins. La réalisation d'éléments passifs stables et compacts pour le filtrage a également poussé à rechercher des solutions alternatives aux guides d'ondes et cavités résonantes électromagnétiques généralement efficaces mais chères et encombrantes. Ainsi, de façon tout à fait naturelle, ces fonctions ont été confiées à des composants acoustiques. En effet, les ondes acoustiques se propagent à des vitesses de l'ordre de 10^5 fois plus faibles que les ondes électromagnétiques, ce qui permet une réduction de taille décisive des composants correspondants. La technologie des filtres à ondes acoustiques de surface (SAW, Surface Acoustic Waves) fut la première utilisée pour cette application, et a littéralement explosé sous l'impulsion du marché de la téléphonie mobile. Après avoir rappelé quelques paramètres essentiels à la caractérisation d'un filtre, je décrirai donc de façon succincte les différents filtres acoustiques utilisés de nos jours pour le filtrage RF en commençant par les filtres à ondes de surface, traditionnellement employés pour cette application. Je terminerai cette partie par une description des filtres à ondes de volume (BAW, Bulk Acoustic Wave) que l'on a vu émerger depuis une vingtaine d'années pour les applications haute fréquence.

1.4.1 Caractérisation d'un filtre

Avant de détailler les différentes technologies permettant de réaliser des filtres RF, il est utile de rappeler les paramètres principaux qui caractérisent un filtre. Un filtre peut être caractérisé par sa matrice des admittances électriques [Y] ou par sa matrice des impédances électriques [Z], ou encore par une matrice de transfert électrique [T].

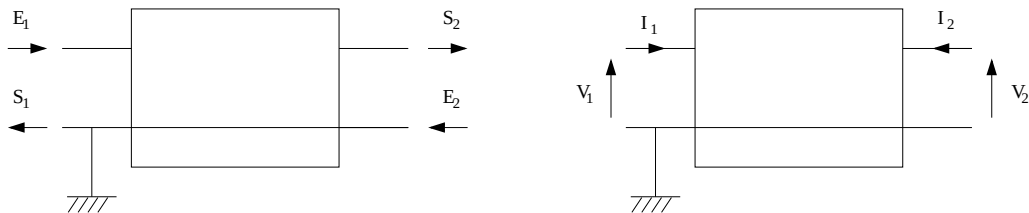


FIG. 1.10 – Paramètres s d'un quadripôle

Toutes se déduisent l'une de l'autre comme le montrent les équations suivantes [23] :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

Dans les systèmes radiofréquence, il est de coutume d'utiliser plutôt la matrice de répartition, ou matrice des « paramètres s ». Cette matrice relie les « ondes » sortantes aux ondes entrantes dans le quadripôle :

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

La matrice $[s]$, comme les matrices $[Y]$ et $[Z]$, est symétrique en vertu du principe de réciprocité de Lorentz. s_{11} et s_{22} sont les coefficients de réflexion des ondes tandis que $s_{12}=s_{21}$ sont les coefficients de transmission représentatifs de la fonction de transfert du quadripôle. La caractérisation d'un filtre s'exprime à partir de ses paramètres s , et plus particulièrement de la fonction de transmission s_{21} . Les valeurs sont données en décibels. On peut voir une fonction de transfert (ou encore fonction de transmission) type d'un filtre sur la figure 1.11.

La figure 1.11 montre la fonction de transfert d'un filtre. Celle-ci est paramétrée à l'aide des grandeurs suivantes constituant les spécifications qu'elle doit satisfaire :

- la fréquence centrale définie comme la fréquence médiane entre deux fréquences à niveaux de transmission donnée (-1 ou -3 dB),
- les pertes d'insertion (IL, Insertion Loss) correspondant au niveau maximum de transmission ou au niveau de pertes de transmission minimales,
- la bande passante Bw définie comme la distance entre les deux fréquences à niveaux de transmission donnée (-1, -3 ou -6 dB relativement aux pertes minimales),
- la bande de transition Bt représentant la distance entre deux fréquences à deux niveaux de transmission donnés d'un même côté de la bande passante (par exemple entre -40 dB et -3 dB),
- le niveau de réjection R exprimé en général en relatif par rapport aux pertes minimales, dans une bande de fréquence hors bande passante,
- la phase indiquant le retard introduit par le filtre sur le signal qui le traverse,
- le temps de groupe représentant la dérivée de la phase par rapport à la fréquence que l'on cherche souvent la plus stable possible (phase linéaire).

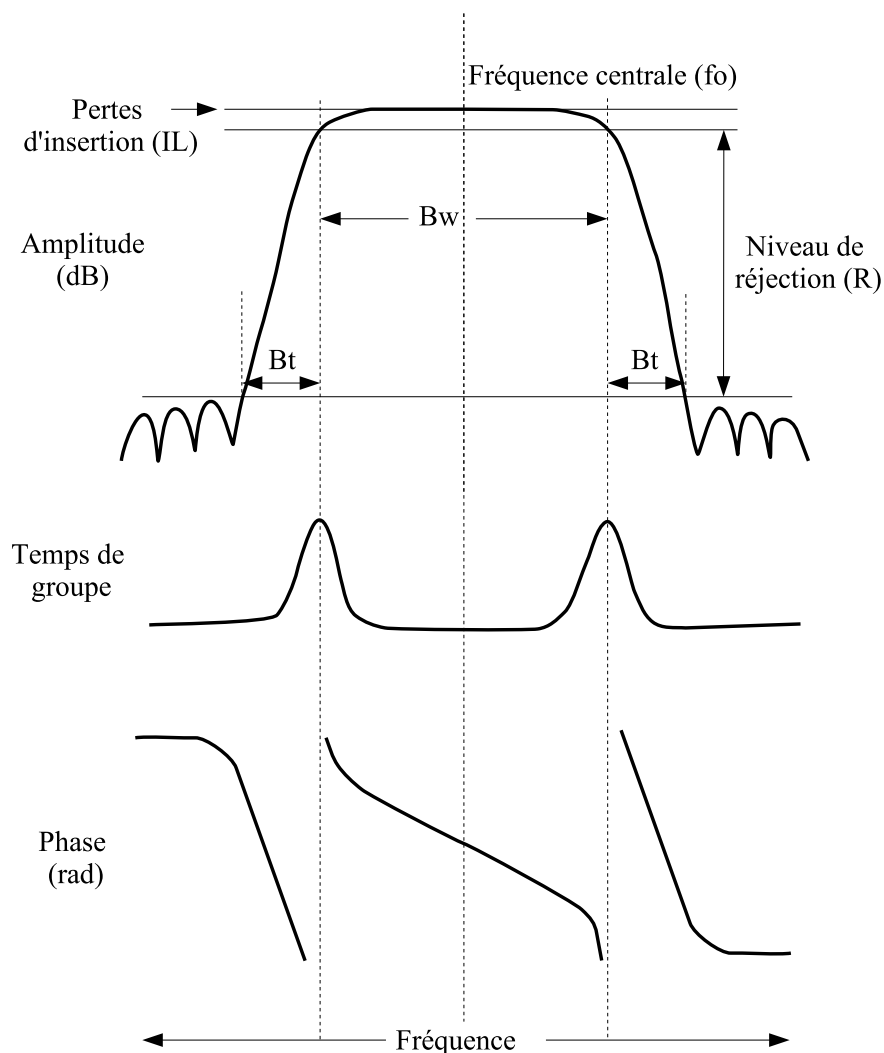


FIG. 1.11 – Caractéristiques électriques types d'un filtre

Selon les applications, certains points de la spécification prennent plus ou moins d'importance. Pour les filtres RF, notamment s'il est situé au plus proche de l'antenne, les pertes d'insertion devront être très faibles, moins de 3 dB, idéalement, de l'ordre de 1 dB voire 0,5 dB. La puissance à l'émission y est directement reliée, et donc aussi la consommation du mobile. Il en va de même à la réception, où les pertes jouent directement sur le rapport signal à bruit. À cause de l'encombrement des bandes d'émission radiofréquence, les spécifications deviennent de plus en plus sévères en termes de bandes rejetées. Là où l'on se contentait jadis de 35 dB de réjection, on en demande plutôt 50 voire 60 actuellement.

Après avoir brièvement rappelé les caractéristiques d'un filtre, je peux maintenant m'intéresser plus particulièrement à deux technologies fondées sur l'utilisation d'ondes acoustiques : les SAW et les BAW.

1.4.2 Filtres à ondes acoustiques de surface (SAW)

L'histoire des dispositifs à ondes de surface (SAW) débute en 1965 avec l'invention du peigne interdigité sur quartz par White et Voltmer [24]. En effet, ils montrent la possibilité de générer directement des ondes de surface à la surface d'un matériau piézoélectrique en excitant électriquement un transducteur en forme de peignes interdigités déposés à la surface du substrat comme présenté sur la figure 1.12. Si leur premier dispositif était à base de quartz, d'autres substrats ont été exploités depuis : niobate de lithium, tantalate de lithium, langasite entre autres ou même des substrats multicouches comme de l'oxyde de zinc (ZnO) sur silicium ou du nitrure d'aluminium (AlN) sur diamant ou saphir par exemple. Le choix du substrat est dicté par les applications visées, généralement le besoin d'un fort facteur de qualité, d'un fort couplage piézoélectrique ou d'une bonne tenue en température. En effet, le couplage conditionne la largeur de bande du filtre à un niveau de pertes donné, le coefficient de qualité conditionne le niveau de ces pertes ainsi que la raideur des bandes de transition mais impacte notablement sur la phase et donc le temps de groupe, ces facteurs étant à optimiser selon le gabarit du filtre imposé. Avec les progrès des techniques de photolithographie en salle blanche, les motifs des électrodes interdigités ont pu être miniaturisés, afin d'atteindre des fréquences élevées. En effet, la fréquence de fonctionnement d'un filtre à ondes acoustiques de surface est inversement proportionnelle à la distance entre les électrodes (pour donner un ordre de grandeur, on peut considérer qu'une distance inter-électrode de 1 μm donne une fréquence de fonctionnement de 1 GHz).

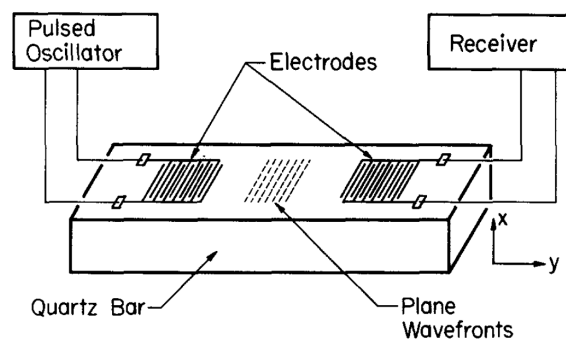


FIG. 1.12 – Principe d'une ligne à retard à ondes acoustiques de surface selon White et Voltmer [24]

La principe des ondes acoustiques de surface offre ainsi une solution pour la réalisation de résonateurs et de filtres dans une bande de fréquence, typiquement comprise entre 100 MHz et 2,5 GHz, inaccessible avec les résonateurs à quartz à ondes de volume classiques. Ces dispositifs sont particulièrement attractifs, car pour

modifier le comportement électrique du dispositif, il n'y a qu'à changer le dessin des transducteurs (par exemple, changer la période des doigts, leur surface de recouvrement, leur nombre, etc.) sans avoir besoin de modifier significativement la technologie de fabrication. De ce fait, les lignes à retard ou les filtres utilisant des ondes acoustiques de surface ont tout naturellement trouvé leur place dans les applications radiofréquences.

De 1970 à 1985, ces composants ont connu un développement très important dans le cadre de deux applications principales :

- les radars : on réalise des composants à ondes acoustiques de surface permettant de « comprimer » l'impulsion reçue par le radar afin d'en améliorer la précision,
- la télévision : les composants SAW sont largement utilisés comme des filtres pour fréquence intermédiaire.

Durant cette période, deux types de filtres SAW sont développés. Les premiers fonctionnent grâce à un couplage acoustique entre l'entrée et la sortie, caractérisé au niveau spectral par le produit de la fonction de transfert en émission du premier transducteur (exprimé en Pa/V) par la fonction de transfert en réception du second (en V/Pa) qui donne lieu à la fonction recherchée qui correspond au niveau temporel à la convolution des deux réponses impulsionnelles associées à chaque transducteur. Mais rapidement, profitant des développements faits à l'époque pour les résonateurs à quartz, les concepteurs de SAW réalisent un nouveau type de filtre, les IEF (Impedance Element Filters). Ces derniers utilisent des résonateurs SAW élémentaires connectés électriquement entre eux selon deux topologies principales représentées sur la figure 1.13. L'association des résonateurs SAW utilisant une topologie de filtre en échelle fut utilisée pour la première fois en 1985 par Lewis et West [25] et, afin d'améliorer les niveaux de réjection hors bande du filtre, Heighway *et al.* utilisent en 1994 une topologie différentielle de filtre en treillis [26].

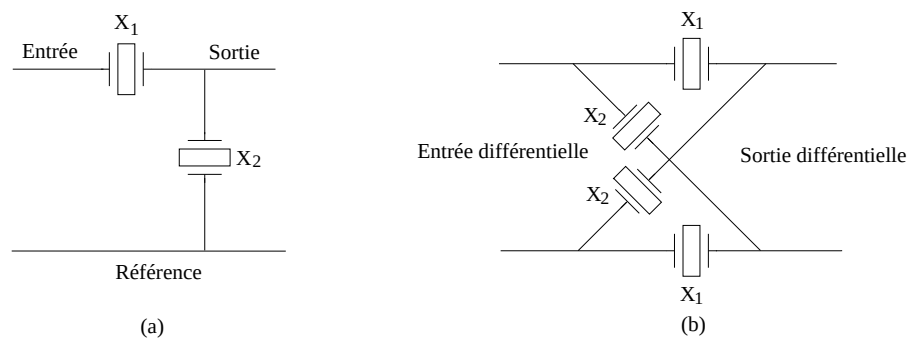


FIG. 1.13 – Architecture de filtres à éléments d'impédance réalisés à partir de résonateurs SAW : (a) topologie de filtre en échelle, (b) topologie de filtre en treillis

Les filtres SAW ont d'abord été utilisés pour le filtrage aux fréquences intermé-

diaires (FI : entre 50 et 400 MHz) des standards GSM, puis CDMA. Les filtres radiofréquences (RF) ont été développés un peu plus tard (courant des années 90) grâce aux progrès de la photolithographie qui ont permis d'atteindre les fréquences de 1 puis 2 GHz. Ces dispositifs sont peu onéreux et peuvent être fabriqués en grande série avec un comportement très reproductible, c'est pourquoi ils restent aujourd'hui incontournables dans les étages RF des téléphones, où le filtrage numérique n'est pas encore possible. Dans ce domaine des filtres RF, les SAW ont cédé une part du marché aux filtres à films minces piézoélectriques (FBAR), notamment pour les duplexeurs opérant vers 2 GHz, où ces derniers présentent une meilleure tenue en puissance.

Les filtres SAW sont donc encore très largement utilisés dans le domaine de la téléphonie mobile. Cependant, la très forte demande en filtres passifs haute fréquence pousse aujourd'hui les chercheurs et ingénieurs du domaine à un important effort d'innovation et de développement. Il est, en effet, notoire d'imposer aux filtres RF de fonctionner au voisinage de 2 GHz ou plus, tout cela dans un volume de moins de 5 mm³. Or, à ces fréquences, nous atteignons les limites de la photolithographie classique, c'est pourquoi de nouveaux types de filtres à ondes de surfaces commencent à voir le jour et les filtres à ondes de volumes que nous allons présenter dans le paragraphe suivant se développent de plus en plus.

1.4.3 Filtres à ondes acoustiques de volume dans les couches minces piézoélectriques

1.4.3.1 Premiers dispositifs à ondes acoustiques de volume

Afin de dépasser les limitations des dispositifs SAW, une technologie de filtrage à ondes acoustiques de volume en films minces a été développée. Cette technologie est relativement récente, avec une histoire qui débute dans les années 80, mais elle trouve ses racines bien avant l'apparition des dispositifs électroniques à ondes acoustiques de surface. En effet, le premier dispositif à onde acoustiques de volume n'est autre que le résonateur à quartz, bien connu aujourd'hui, notamment pour son application comme base de temps dans de nombreux systèmes réclamant une base de temps stable (mieux que 10^{-10} à court terme). Les dispositifs à quartz se sont fortement développés au début du XX^{ème}, dopés par l'apparition du multiplexage fréquentiel pour la téléphonie filaire, et venant en remplacement des filtres LC dont la bande passante était limitée par le coefficient de qualité des inductances. Le professeur Walter Cady est le premier à proposer l'utilisation du résonateur à quartz comme élément de filtrage en 1922 [27]. Dans l'article correspondant, il présente ef-

fectivement un résonateur dont l'électrode scindée en deux peut être utilisée comme élément de couplage entre deux circuits adjacents. Néanmoins, cette configuration n'offre que des bandes passantes extrêmement étroites et ne donne lieu à aucune exploitation systématique. En 1927, L. Espendschield de AT&T dépose un brevet dans lequel il propose une association de résonateurs dans une topologie dite en échelle [28]. Cette architecture de filtre est constituée de résonateurs séquentiellement combinés en série et en parallèle, le principe étant de faire coïncider la résonance du résonateur série avec l'anti-résonance du résonateur parallèle au centre de la bande passante, de façon à fournir un maximum de transmission autour de la fréquence centrale. Comme on l'a vu, cette topologie sera ensuite reprise pour réaliser des filtres à partir de résonateurs SAW. La même année, Hansell de RCA propose une architecture hybride en treillis, dans laquelle il associe plusieurs capacités à un résonateur de façon à en compenser la capacité statique, et améliorer ainsi la réjection du filtre [29]. Mais l'architecture en treillis telle qu'on l'a présentée précédemment ne sera introduite par W.P. Mason qu'en 1929. L'ensemble de ces travaux seront repris par Mason dans un article de 1934 [30] et serviront de base pour les réalisations des années suivantes.

Ensuite, de nombreuses études seront menées pour « jouer » sur les bandes passantes des filtres en ajoutant des éléments capacitifs et inductifs. On peut citer en exemple l'architecture représentée sur la figure 1.14 qui fut proposée par L. Storch en 1956 pour la réalisation de filtres à largeur de bande intermédiaire [31].

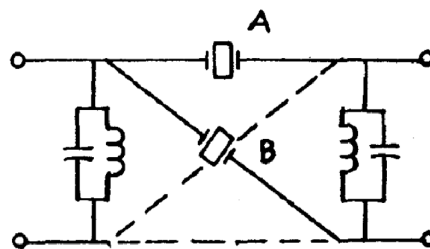


FIG. 1.14 – Architecture de filtre avec bande passante de largeur intermédiaire proposée par Storch en 1956 [31]

Au milieu des années 60, une structure de filtre monolithique comme schématisé sur la figure 1.15 est introduite. Le filtre est alors réalisé sur un seul substrat piézo-électrique et n'utilise plus un couplage électrique entre résonateurs mais un couplage acoustique [32]. Aujourd'hui, le filtre monolithique est un produit de consommation courante, qui assure des fonctions de filtrage dans les circuits de réception de systèmes de communication pour des fréquences variant de quelques MHz à quelques centaines de MHz. Son avantage majeur par rapport aux filtres où les résonateurs

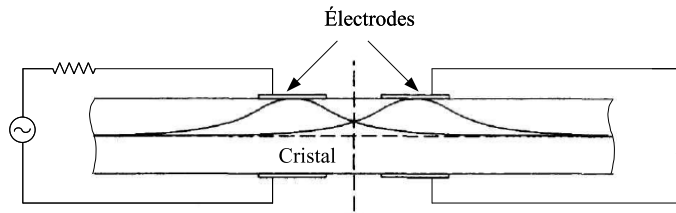


FIG. 1.15 – Schéma d'un filtre monolithique

servent d'éléments d'impédance est sa compacité et sa grande robustesse, étant donné que le nombre de connexions électriques est réduit au minimum.

Enfin, au début des années 70, Ballato et Lukaszek [33] expérimentent une nouvelle structure de filtre (figure 1.16).

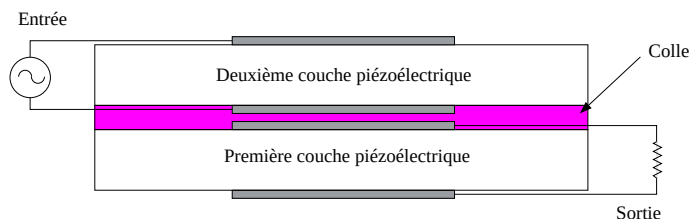


FIG. 1.16 – Principe d'un filtre constitué de deux résonateurs superposés : le Stacked Crystal Filter SCF

Cette structure appelée SCF (Stacked Crystal Filter) est réalisée par un assemblage de deux résonateurs. Le couplage entrée-sortie est longitudinal mais contrairement au cas d'un filtre monolithique, le couplage est propagatif, un résonateur rayonnant dans l'autre. Ceci induit un couplage beaucoup plus fort que dans les filtres monolithiques, mais il implique malheureusement également que le circuit extérieur influe énormément sur les caractéristiques du filtre [34].

1.4.3.2 Apparition des premiers résonateurs à films minces

Il est assez vite apparu aux fabricants de résonateurs à ondes de volume que la maîtrise de l'épaisseur des plaques de matériaux piézoélectriques utilisées pour la fabrication de résonateurs individuels conditionnait la possibilité d'étendre l'espace fréquentiel accessible à l'aide de ces techniques. Toutefois, la fabrication de plaquettes très fines (de quelques dizaines de μm) s'est révélée peu compatible avec les pratiques des premières époques de l'électronique industrielle. Par exemple, les résonateurs à quartz sont réalisés à partir de substrats monocristallins amincis afin d'obtenir la fréquence de résonance désirée. En effet, ces fréquences de résonance sont inversement proportionnelles à l'épaisseur de la couche piézoélectrique, typiquement, pour un résonateur à 100 MHz, il fallait une épaisseur de l'ordre de 20 μm

[35], et pour une résonateur à 200 MHz, des procédés complexes d'usinage doivent être développés pour obtenir l'épaisseur requise [36]. Les technologies d'élaboration de résonateurs à films minces ont, par conséquent, fait l'objet de travaux de recherche et développement depuis plus de 40 ans. Malgré le désir évident d'atteindre de nouvelles gammes de fréquence pour les applications radiofréquences, des raisons techniques assez simples et liées à la possibilité de réaliser et manipuler des matériaux à des échelles micrométriques ont interdit aux concepteurs de donner libre court à leur créativité dans ce domaine pendant de longues années. Par ailleurs, l'avènement de technologies telles que celle des ondes de surface ont masqué l'intérêt que pouvait revêtir cette approche pour la montée en fréquence et la simplification des architectures de filtres associés. Mais, en parallèle, des méthodes permettant de déposer des couches piézoélectriques en films minces se sont développées, et en 1969, les laboratoires Bell [37] et Westinghouse [38] proposent l'utilisation d'une couche mince de sulfure de cadmium (CdS) pour la génération d'ondes acoustiques de volume. Le CdS a été choisi à l'époque car il était étudié comme semi-conducteur. Rapidement, on se dirige cependant vers un matériau ayant un couplage électromécanique plus élevé, l'oxyde de zinc (ZnO) déposé par pulvérisation. D'autres matériaux sont ensuite examinés comme le nitrure d'aluminium (AlN) et le PZT. Les couches ainsi déposées ne sont pas monocristallines. Elles peuvent cependant présenter une structure polycristalline, lorsque, correctement orientées et texturées, elles peuvent générer des ondes acoustiques de volume, ouvrant donc la voie à la réalisation de résonateurs BAW comme les résonateurs à quartz, mais cette fois en films minces.

En 1980, trois équipes (celle de Lakin [39] et celle de Grudkowski [40] aux États-Unis ainsi que celle de Nakamura au Japon [41]) parviennent à réaliser les premiers dispositifs à onde acoustique de volume à l'aide de films minces dans lequel l'intégralité du substrat est gravée sous le résonateur pour en assurer l'isolation acoustique. Le procédé utilisé par Lakin *et al.* est le suivant [39]. Il se compose de quatre grandes étapes :

1. La première étape d'implantation et de diffusion vise à réaliser une couche de silicium dopée p^+ en surface du substrat. Cette couche servira d'arrêt à la gravure du silicium. De plus, elle aura la fonction d'électrode inférieure et de membrane de support mécanique pour le résonateur.
2. Dans un second temps, une couche d'oxyde de silicium est déposée sur la face arrière du substrat. Elle est ensuite ouverte aux endroits où le substrat sera gravé par la suite.
3. Le substrat de silicium est ensuite gravé chimiquement par la face arrière. Cette gravure s'arrête sur la couche dopée p^+ .

4. Enfin, la couche piézoélectrique de ZnO est déposée par pulvérisation cathodique et une électrode en aluminium est évaporée à la surface pour constituer l'électrode supérieure du résonateur.

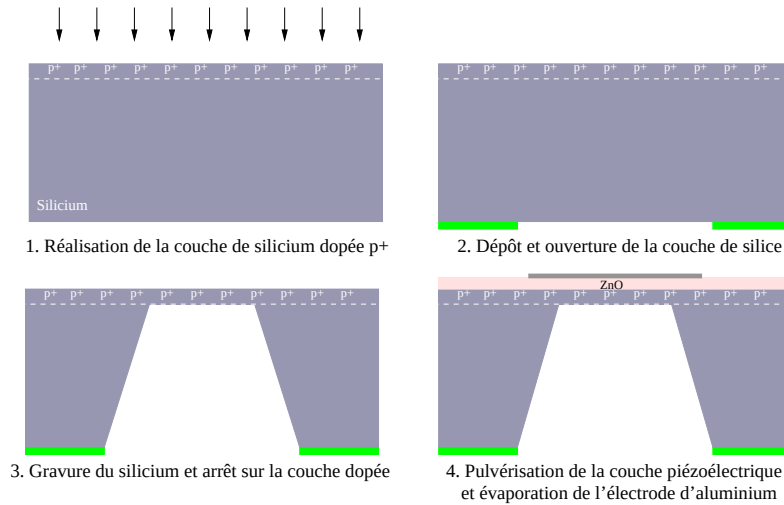


FIG. 1.17 – Procédé d'usinage utilisé par Lakin pour réaliser l'un des premiers FBAR (1980)

Le premier résonateur à film mince est né avec une couche piézoélectrique de ZnO d'1 μm et une membrane de silicium d'environ 6 μm . La fréquence de résonance du mode fondamental est de 490 MHz et les coefficients de qualité à la résonance et à l'anti-résonance sont respectivement 3000 et 9300. De la même manière, Grudkowski *et al.* [40] réalisent un résonateur à 425 MHz mais, cette fois, la couche piézoélectrique est déposée sur une électrode métallique Ti/Au/Ti. Enfin, l'équipe Japonaise de l'Université de Tohoku [41] propose une solution où la couche piézoélectrique est déposée sur une électrode Au/Cr et la membrane est réalisée en oxyde de silicium. Ils montrent, de plus, que la dérive en température de la fréquence de résonance peut être compensée en choisissant une épaisseur de SiO₂ adéquate.

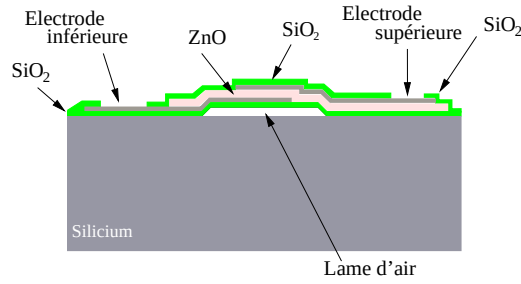
Cette configuration permet donc d'exciter naturellement des ondes longitudinales dans l'épaisseur. Le mode de vibration principal des dispositifs à couches minces piézoélectriques est donc complètement différent du mode de cisaillement employé dans les résonateurs et les filtres à ondes de volume classiques sur quartz. Les résonateurs que nous venons de décrire possèdent un mode fondamental à des fréquences de l'ordre du GHz. Dans le cas où les harmoniques sont exploités pour des applications plus hautes fréquences, on parle alors d'Overmoded Resonators (OMR). Ces structures sont en général utilisées pour leurs coefficients de qualité supérieurs aux résonateurs fonctionnant sur le mode fondamental, et pour des applications où l'on peut tolérer un couplage piézoélectrique effectif moins important comme par exemple pour des applications « sources ».

Encore une fois, afin de pouvoir monter en puissance tout en essayant de conserver l'utilisation d'un mode fondamental de vibration, il s'est avéré nécessaire de réduire encore les épaisseurs des résonateurs. À cette fin, dès que les progrès des techniques de dépôt de films minces ont permis de réaliser des couches piézoélectriques suffisamment solides, et que les contraintes internes au film déposé ont été maîtrisées voire éliminées, les membranes de support ont disparu pour ne plus laisser que des membranes piézoélectriques de quelques microns d'épaisseur. Pour cela, il a néanmoins fallu abandonner toute compensation en température et accepter une dégradation du coefficient de qualité, due au fait que les couches piézoélectriques polycristallines déposées possèdent nécessairement un coefficient de qualité mécanique plus faible qu'un substrat monocristallin. Ces composants ont alors été nommés Thin Film Resonator (TFR). Comme le présente la figure 1.17, la gravure humide du silicium produit des flancs inclinés, ce qui oblige à effectuer des ouvertures en face arrière du substrat très larges, et par conséquent réduit considérablement la densité des composants sur une plaque. Avec la mise au point de procédés de gravure sèche profonde du silicium, il devient possible de réaliser des attaques ioniques du substrat qui laissent des flancs droits. Fonctionnellement, la vibration des résonateurs n'est pas beaucoup modifiée, mais le nombre de composants réalisables sur un même substrat est augmenté grâce à une réduction de la taille de chacun d'eux. Néanmoins, la structure reste très fragile et peu manipulable au niveau industriel. Il était donc souhaitable de trouver des architectures alternatives pour pallier ce défaut.

1.4.3.3 Résonateurs sur lame d'air

Avant l'apparition de la gravure sèche profonde du silicium, Satoh *et al.* [42] ont mis au point une autre technique permettant d'obtenir une membrane suspendue, mais en assurant tout de même une grande densité d'intégration et une robustesse accrue de la structure finale. L'idée est de reporter toutes les opérations uniquement en face avant. La première étape de la fabrication consiste à déposer une couche qui sera ultérieurement sacrifiée et à la structurer. Des électrodes, puis le film piézoélectrique, puis enfin les électrodes supérieures sont déposées et structurées. Des trous sont percés à travers le film piézoélectrique, afin d'éliminer la couche sacrifiée par gravure chimique en voie humide. À la fin du procédé, le résonateur se trouve donc suspendu dans le vide, et donc auto-supporté, comme on peut le voir sur la figure 1.18. Cette structure est alors nommée Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR), même si ce nom est, par abus de langage, couramment utilisé pour tout résonateur à onde de volume employant des films minces piézoélectriques.

Cette structure est cependant extrêmement sensible aux modes parasites produits

FIG. 1.18 – Résonateur à lame d'air originellement réalisé par Statoh *et al.*

par la génération de modes de plaque dans la membrane suspendue. Pour limiter ces derniers, Larson *et al.* d'Agilent Technologies, ont breveté en 2001 l'utilisation d'électrodes présentant des géométries non régulières [43] de manière à ne pas présenter de bords parallèles, et ainsi empêcher la génération de modes parasites résonants dans le résonateur. Cette structure est également très sensible aux contraintes résiduelles dans le film piézoélectrique et dans ses métallisations. Ces dernières peuvent en effet introduire des déformations de la membrane, ce qui modifie les conditions de résonance, voire provoquer sa rupture si les contraintes sont trop fortes. Une lame d'air de l'ordre du micron est suffisante pour que le film piézoélectrique puisse vibrer librement sans être gêné par la proximité du substrat. Dans cette configuration, finalement, il se comporte en tout point comme le résonateur sur la membrane.

1.4.3.4 Résonateur sur miroir acoustique

Pour tenter de limiter l'influence des modes de plaque parasites générés dans les membranes, Lakin *et al.* proposent en 1995 un nouveau concept de fabrication de résonateurs à base de films minces piézoélectriques [44]. Au lieu de tenter de réaliser un résonateur sur une membrane suspendue dans le vide, ils proposent au contraire de lier solidement le résonateur au substrat. Afin d'isoler tout de même le film piézoélectrique du substrat, et ne pas créer un résonateur composite fonctionnant sur un mode harmonique très élevé, ils reprennent l'idée de Newell [45] datant des années 60, et consistant à modifier l'impédance acoustique du substrat pour la rapprocher de celle de l'air ou au contraire de l'augmenter jusqu'à bloquer mécaniquement le résonateur. Ceci est rendu possible par l'insertion d'un miroir de Bragg composé de lames quart d'onde de matériaux ayant des impédances acoustiques très différentes. Comme l'a montré Newell, l'effet de rigidification du film piézoélectrique atténue beaucoup la génération des modes de plaque. Un tel dispositif appelé Solidely Mounted Resonator (SMR) est représenté sur la figure 1.19.

Si empiler un grand nombre de couches est assez problématique pour des résonateurs à quartz car il faut pouvoir les coller ensemble, l'accroche des couches

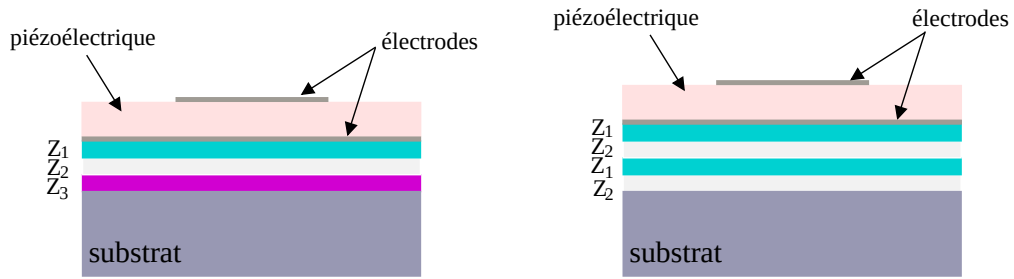


FIG. 1.19 – Schéma de principe des deux formes de SMR que l'on peut trouver

minces déposées l'une au dessus de l'autre est garantie par le procédé de dépôt. Il faut cependant noter qu'en acoustique, des contrastes d'impédance acoustique très forts peuvent être obtenus ne nécessitant que quelques périodes dans le miroir (typiquement 2 ou 3), comme par exemple des le cas de la silice sur le tungstène : $Z_W > 2 Z_{SiO_2}$ d'où un coefficient de réflexion de plus de 50 % par période. Une fois le résonateur ainsi isolé, sa réponse devient complètement indépendante de la nature du substrat. Il est, de ce fait, possible de réaliser des résonateurs sur n'importe quel matériau. De plus, la conduction de chaleur générée dans le film piézoélectrique en cours de fonctionnement est beaucoup plus facile à travers un empilement de couches solides qu'à travers l'air ou les ancrages mécaniques d'une membrane uniquement. Enfin, ne pas avoir à déporter les pistes de connexion électrique hors de la membrane permet de réduire considérablement les dimensions latérales des dispositifs et on résout définitivement le problème de fragilité des FBARs. Cependant, on perd en coefficient de qualité car le confinement n'est pas parfait et parce que les couches du miroir, elles aussi polycristallines, engendrent des pertes.

1.4.3.5 Architectures de filtre

Les résonateurs que nous venons de passer en revue sont avant tout employés comme des éléments d'impédance dans des structures en échelle, telles que celles utilisées pour les premiers filtres à ondes de volume et pour les filtres à ondes de surface. Dès les premières mises en œuvre des résonateurs composites, des Stacked Crystal Filters ont été réalisés sur le même principe que ceux réalisés à base de plaques épaisses [46]. Comme pour le SMR, l'avantage de réaliser des filtres piézoélectriques par dépôt de couches minces, est que toutes les couches sont naturellement collées ensemble. En revanche, comme pour les résonateurs composites, les orientations des couches déposées sont imposées par les conditions de croissance des matériaux, ce qui empêche de pouvoir utiliser des combinaisons d'orientations comme pour le SCR originel. De ce fait, les bandes passantes qu'il est possible d'obtenir sont très

étroites. En 2001, Lakin *et al.* montrent qu'il suffit de réduire le couplage mécanique entre les deux résonateurs pour élargir la bande du filtre [47]. Ceci est obtenu en intercalant quelques couches quart d'onde entre les deux résonateurs, telles que celles employées pour fabriquer le miroir acoustique. Comme les deux résonateurs sont couplés acoustiquement (ils présentent un mode symétrique et un mode antisymétrique), ils baptisent cette configuration Coupled Resonator Filters (CRF). Enfin, des tentatives de fabrication de filtres monolithiques sur des membranes piézoélectriques ont été tentées, mais sans succès. Le mode acoustique de compression d'épaisseur est en effet différent du mode de cisaillement d'épaisseur classiquement employé sur les résonateurs à quartz. Le comportement de ce mode est donc bien différent : en particulier, il n'autorise pas de piégeage de l'énergie acoustique dans les zones métallisées. À l'heure actuelle, aucune réalisation technologique de ce type n'a eu lieu.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord retracé la préhistoire et l'histoire de la téléphonie cellulaire. L'explosion de cette dernière a été rendue possible par les grandes avancées technologiques effectuées ces vingt dernières années. En particulier, la réduction de taille et l'intégration des composants électroniques ont permis la réalisation d'appareils de téléphonie portables intégrant de plus en plus de fonctions. La fonction de filtrage RF, indispensable à la réalisation des téléphones mobiles n'a pas échappé à cette règle. Comme on l'a vu, le principe des SAW a permis de relever ce défi jusqu'à maintenant. En effet, ces composants à ondes de surface sont fondés sur un réseau périodique permettant la maîtrise des fréquences, cependant, ils présentent certaines limitations technologiques et ne sont pas adaptés pour la tenue en puissance. On a alors introduit la technologie BAW et notamment les composants à ondes de volume en films minces qui se sont développés ces dernières années et s'avèrent disponibles aujourd'hui sur le marché. Cependant malgré une bonne tenue en puissance, ces composants sont limités au niveau de leur réalisation technologique délicate, mais également en raison de l'utilisation de matériaux acoustiquement moyens ne permettant pas une grande diversité de filtrage. De ces limitations naît alors notre contribution. Nous avons, en effet, essayé d'allier certains avantages des SAW et des BAW afin de concevoir un nouveau type de transducteur n'étant ni limité technologiquement ni par la tenue en puissance. Nous expliquerons comment dans les chapitres suivants.

Chapitre 2

Principe et intérêt de l'inversion périodique de domaines ferroélectriques

Comme nous l'avons vu précédemment, les composants à ondes de surface sont utilisés entre autre pour le traitement du signal par composants passifs comme pour les filtres RF. Leur principe repose sur l'excitation et la détection des ondes élastiques par couplage piézoélectrique à l'aide de transducteurs métalliques à peignes inter-digités. Ceux-ci sont réalisés grâce à des technologies collectives issues de la microélectronique, à la surface de matériaux piézoélectriques mono-cristallins qui joue ainsi le rôle de guide d'ondes. La très forte demande en filtres passifs haute fréquence pousse aujourd'hui les chercheurs et ingénieurs du domaine à un important effort d'innovation et de développement. Notre étude porte sur un nouveau type de transducteur fondé sur une inversion périodique de domaines ferroélectriques dans un matériau piézoélectrique. Nous appellerons ce nouveau type de transducteurs les Transducteurs Polarisés Périodiquement (TPP). Le présent chapitre s'attache à présenter les notions nécessaires à la compréhension de l'inversion de domaines ferroélectriques ainsi que les outils expérimentaux permettant la réalisation de structures périodiquement inversées. Ce chapitre permettra également de comprendre l'intérêt de ce type de dispositifs par rapport aux dispositifs acoustiques utilisant des peignes inter-digités. La première partie de ce chapitre introduira la notion de ferroélectricité et nous permettra de définir la notion de « domaine ». La seconde partie nous permettra de rappeler le fonctionnement d'un transducteur à peignes inter-digités classique et de comprendre l'intérêt des TPP. Enfin, la troisième partie portera sur le choix de la méthode d'inversion de domaines et une description détaillée du protocole

expérimental mis en œuvre pour la réalisation de ces structures.

2.1 Introduction à la ferroélectricité

2.1.1 Quelques définitions

La ferroélectricité a longtemps été connue uniquement dans le sel de Seignette, un sel de composition chimique et de structure cristallographique complexe. Cette complexité a freiné les recherches et laissé penser que la ferroélectricité était une propriété tout à fait exotique nécessitant des conditions bien particulières, notamment les liaisons hydrogène. De plus, cette propriété ne trouvait alors aucun intérêt pratique. Un saut majeur dans l'étude des ferroélectriques a été la découverte au début des années 1950 des oxydes ferroélectriques de structure pérovskite tels que le BaTiO_3 , PbTiO_3 , LiNbO_3 , etc. On peut voir un exemple de structure pérovskite sur la figure 2.1. Ces matériaux plus simples ont permis le développement de la théorie de la ferroélectricité.

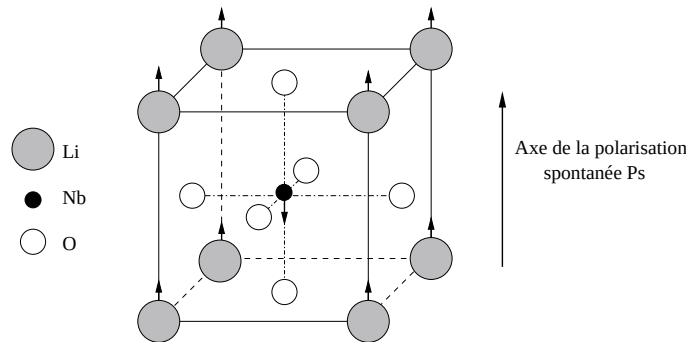


FIG. 2.1 – Exemple de structure pérovskite : cas du niobate de lithium [48]

La ferroélectricité est associée aux phases cristallines d'un matériau où existe un moment dipolaire électrique permanent en l'absence de champ électrique externe. Cette propriété vient du fait qu'il existe un décalage entre le barycentre des charges positives et celui des charges négatives. Un volume du cristal qui possède une seule orientation de la polarisation est appelé un « domaine ». La grandeur macroscopique mesurable et représentative du moment dipolaire permanent est la polarisation spontanée P_s : à température ambiante, elle est par exemple égale à $75 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ pour le niobate de lithium ou à $55 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ pour le tantalate de lithium [49]. La polarisation spontanée est généralement une fonction décroissante de la température et elle s'annule pour la température critique de transition de phase appelée température de Curie T_c . C'est pourquoi les traitements thermiques des matériaux présentant des propriétés ferroélectriques près de T_c modifient la structure du matériau.

Un matériau ferroélectrique est caractérisé par un cycle d'hystérésis (figure 2.2) décrit par la polarisation en fonction du champ électrique appliqué. Le cycle est caractérisé principalement par une polarisation rémanente, une polarisation de saturation et un champ électrique coercitif E_c . Cette notion de champ coercitif sera explicitée dans la troisième partie de ce chapitre.

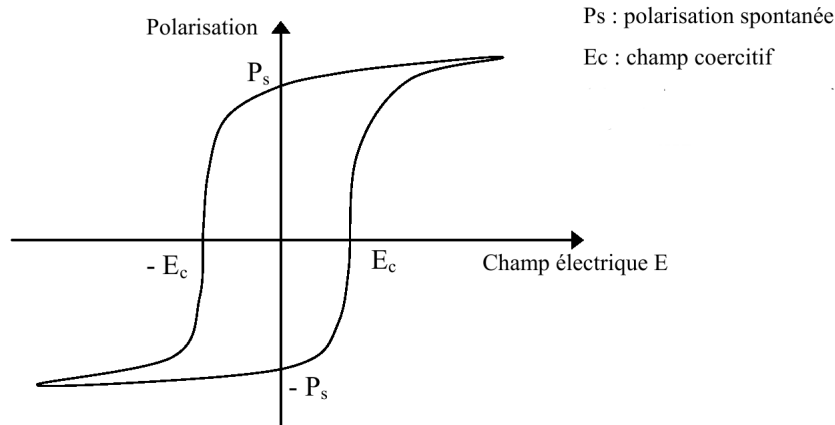


FIG. 2.2 – Cycle d'hystérésis classique d'un cristal ferroélectrique

Les matériaux ferroélectriques tels que le PZT, le niobate de lithium (LiNbO_3), le tantalate de lithium (LiTaO_3) ou encore le niobate de potassium (KNbO_3) présentent des propriétés piézoélectriques notoirement importantes, et trouvent à ce titre un grand nombre d'applications dans le domaine de la micro-acoustique ou microsonique. Le niobate de lithium est très prisé pour les applications haute fréquence compte tenu des vitesses de propagation très élevées des ondes excitables à sa surface. De plus, il présente un excellent coefficient de qualité mécanique (supérieur à celui du quartz mono-cristallin) le rendant particulièrement adapté aux applications hautes fréquences faibles pertes. C'est pour ces raisons que nous allons plus particulièrement nous intéresser à ce matériau.

2.1.2 Cas particulier du niobate de lithium

Le niobate de lithium, en tant que matériau ferroélectrique, présente des propriétés pyroélectriques et piézoélectriques, mais contrairement au PZT et aux autres céramiques, il est monopolaire. Sa maille cristalline est couramment représentée sous la forme d'une structure cubique de type pérovskite où les six atomes d'oxygène forment un octaèdre dont le centre est occupé par un atome de Nb, les atomes de Li se situant à chaque sommet du cube [48], comme nous l'avons vu sur le schéma 2.1. Après sa croissance, le niobate de lithium, contient des domaines aux orien-

tations différentes pour minimiser le champ total dépolarisant. Ainsi, un cristal de LiNbO_3 constitué de multiples domaines voit ses propriétés pyroélectriques et piézoélectriques réduites en raison de « l'effet moyenne » des différentes orientations des domaines. Cependant, le niobate de lithium distribué commercialement ne possède qu'un seul domaine. En effet, après sa croissance, un champ électrique est appliqué sur le matériau afin d'aligner la polarisation spontanée de toutes les régions.

La valeur de la polarisation spontanée d'un domaine ferroélectrique est déterminée par le déplacement relatif d'un ion métallique par rapport aux plans définis par les atomes d'oxygène [50].

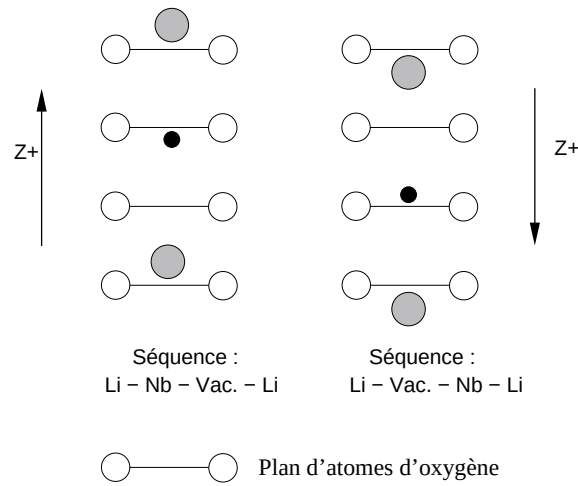


FIG. 2.3 – Représentation qualitative de la ferroélectricité du niobate de lithium : la polarisation spontanée est déterminée par la direction du déplacement ionique

La figure 2.3, qui est une vue de côté de la figure 2.1, représente qualitativement cette propriété ferroélectrique du LiNbO_3 . L'ordre des atomes métalliques dans le LiNbO_3 correspond à la séquence Lithium – Niobium – site vacant – Lithium – Niobium – etc. L'inversion de domaines consiste à réorienter le cristal d'un état stable à un autre état stable en induisant un déplacement de l'atome de Li à travers le plan d'oxygène adjacent par l'application d'un champ électrique. L'ordre obtenu sur la figure 2.3 correspond alors à la séquence Lithium – site vacant – Niobium – Lithium – site vacant – etc. La séquence est donc inversée, la polarisation spontanée a changé de sens : on parle d'inversion de domaines ferroélectriques. D'un point de vue cristallographique, l'inversion périodique de domaines ferroélectriques consiste donc à retourner périodiquement le signe de la polarisation spontanée P_s [50]. Comme nous l'avons vu précédemment, la polarisation d'un domaine ferroélectrique peut être inversée par l'application d'un champ électrique externe de direction opposée à celle de la polarisation spontanée. La valeur du champ électrique nécessaire pour créer une inversion de domaines significative est appelé champ coercitif E_c . À température

ambiante, $E_c \sim 21$ kV/mm pour le LiNbO_3 et le LiTaO_3 congruents, c'est-à-dire proches de la composition stœchiométrique [49].

La méthode utilisée pour caractériser les grandeurs caractéristiques E_c et P_s d'un matériau ferroélectrique consiste à représenter la polarisation spontanée en fonction du champ électrique appliqué comme nous l'avons vu dans la première partie de ce chapitre. Le cycle d'hystérésis ainsi obtenu pour le niobate de lithium est présenté sur la figure 2.4. Il fut mis en évidence pour la première fois par G. D. Miller en 1998 [51]. Le champ coercitif est alors défini comme étant le champ électrique externe appliqué pour lequel la moitié de la polarisation est inversée, c'est-à-dire que le déplacement varie de $+P_s$ à 0. On distingue également sur cette figure les deux états stables $+P_s$ et $-P_s$ du matériau.

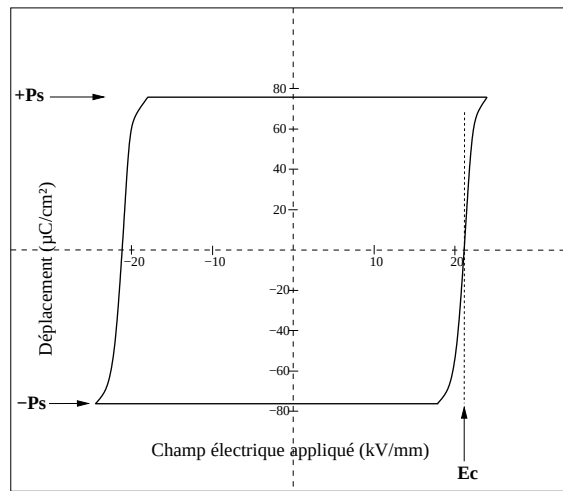


FIG. 2.4 – Cycle d'hystérésis du niobate de lithium [51]

Plusieurs méthodes permettant d'inverser la polarisation spontanée des domaines existent. Dans la partie suivante, je vais les répertorier et je justifierai l'emploi de la technique d'inversion de domaines par champ électrique pour notre étude.

2.2 Différentes techniques d'inversion de domaines ferroélectriques

L'inversion de domaines ferroélectriques associée à la réalisation de microstructures périodiquement inversées constitue une nouvelle branche de la technologie qui s'est rapidement développée au cours des dernières années [52], notamment dans le domaine de l'optique non linéaire. Différentes techniques ont été développées pour fabriquer du LiNbO_3 périodiquement inversé [53] :

- la croissance du cristal de LiNbO_3 avec un dopant,

- l'exodiffusion de Li_2O sur la face Z^+ ,
- la diffusion de titane sur la face Z^+ ,
- le bombardement électronique,
- l'application d'un champ électrique.

Détaillons succinctement ces différentes techniques.

2.2.1 Croissance du cristal de LiNbO_3 avec un dopant

En 1985, Feisst et Koidl [54] étudièrent l'influence d'un champ électrique sur la croissance de structures à domaines alternés. Ils montrèrent alors qu'il était possible de faire croître des domaines inversés dans du niobate de lithium dopé au chrome pendant la croissance du cristal soumis à un champ électrique (par le procédé de Czochralski dont le principe est décrit dans le schéma 2.5 (a)).

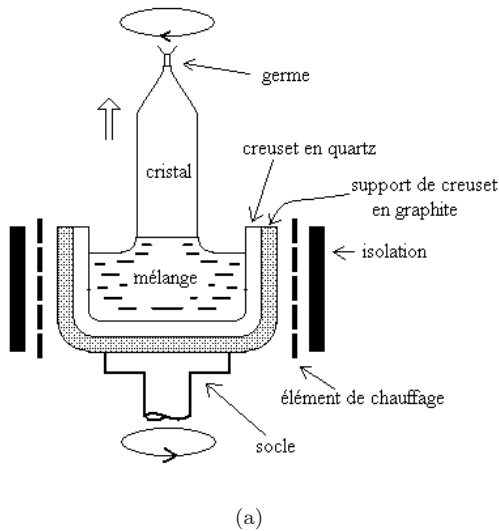


FIG. 2.5 – (a) Schéma de principe du procédé de croissance d'un cristal de Czochralski et (b) « carotte » de niobate de lithium (CrystalTechnologies) obtenue par cette technique [55]

Bien que cette technique permette la production de démonstrateurs, elle n'est pas adaptée pour une production de masse de LiNbO_3 périodiquement inversés. De plus, nous ne sommes pas en mesure de la mettre en place.

2.2.2 Exodiffusion de Li_2O sur la face Z^+

À des températures supérieures à 900°C , le traitement de LiNbO_3 provoque une perte de molécules Li_2O en surface. C'est le phénomène d'exodiffusion. Il engendre une augmentation de l'indice extraordinaire et un retournement de la polarisation ferroélectrique du matériau. Les réseaux sont créés en déposant un masque de silice

qui sert de barrière à l'exodiffusion et la profondeur de la couche exodiffusée est maîtrisée par le temps de recuit. La couche de silice ainsi que la surface du matériau doivent ensuite être éliminées par polissage [56] puisqu'en effet, à ces températures, la silice réagit avec le cristal, ce qui rend impossible le retrait du masque avec des solutions chimiques.

2.2.3 Diffusion de titane sur la face Z^+

Cette technique consiste à déposer une couche de titane sur la face d'un substrat de LiNbO_3 et à placer cet échantillon dans un four à haute température (1000 – 1200°C) pendant plusieurs heures. La diffusion de titane engendre alors un gradient de concentration de cet élément dans le cristal. Ce gradient provoque la génération d'un champ électrique ayant, sur la face Z^+ du cristal, le sens d'un champ dépolarisant. Le retournement n'est donc possible que sur cette face. Près de la température de Curie, le champ est suffisant pour qu'il y ait retournement [57]. De plus, comme la température de Curie diminue quand la concentration de titane augmente, la forme des domaines est fonction de la structure du gradient de concentration. Les inversions de domaines sont tout de même pénalisées par une faible valeur de l'aire effective inversée car l'inversion de domaines est effective là où le titane diffuse, c'est-à-dire quelques micromètres sous la surface du matériau. De plus, les murs des domaines ne sont pas verticaux selon l'axe Z mais possèdent un profil triangulaire [58].

Le problème lié aux techniques précédemment citées fondées sur la diffusion d'atomes ou sur un traitement thermique tient à la température requise (typiquement 900 – 1200°C) qui est proche de la température de Curie du LiNbO_3 ($T_c = 1210^\circ\text{C}$). Or, au voisinage de cette température, la structure cristalline du matériau se déforme et perd sa symétrie qui lui confère ses propriétés ferroélectriques : la maîtrise de la croissance des domaines inversés est alors très difficile [50].

2.2.4 Bombardement électronique

L'inversion de polarisation peut également être obtenue par bombardement par faisceau d'électrons de la face Z^- . Les premières expériences [59] nécessitaient de chauffer le cristal et d'appliquer un champ électrique d'environ 10 V/cm. En augmentant la fluence d'électrons (nombre d'électrons par unité de surface), le retournement de polarisation a été observé, à température ambiante, sans l'application de champ [60, 61, 53].

Le mécanisme d'inversion des domaines ferroélectriques par faisceau d'électrons

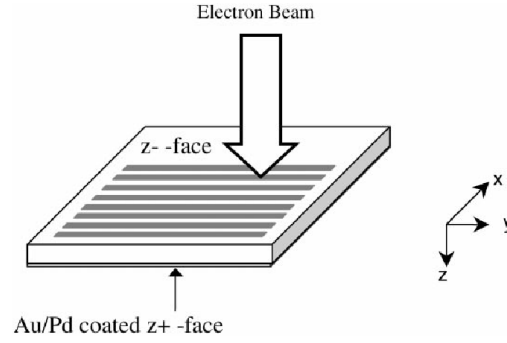
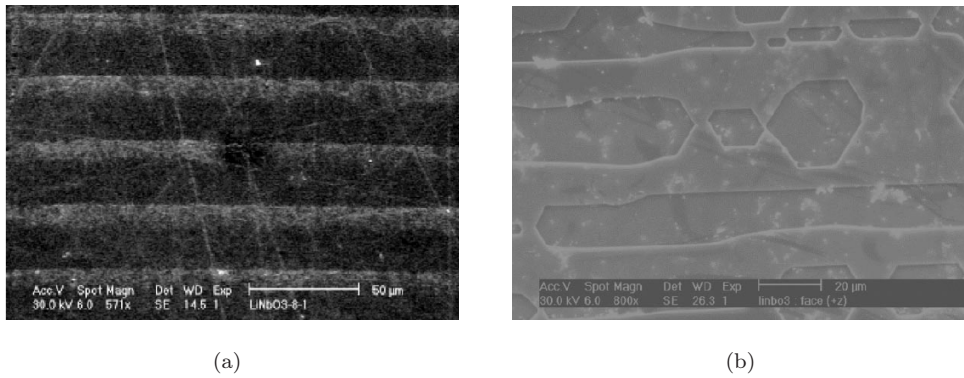


FIG. 2.6 – Schéma de principe d'inversion de domaines par bombardement d'électron [53]

peut être considéré comme l'application d'un champ électrique local. En effet, LiNbO_3 étant un isolant, les charges des électrons déposés sur la face Z^- engendrent un champ électrique à travers l'épaisseur du matériau. L'inversion de polarisation spontanée est effectuée grâce aux déplacements des ions dans la structure : les ions Li^- et Nb^{5+} se déplacent dans la direction Z^- , dans les plans d'atomes d'oxygène. Ce phénomène est réalisé si un champ électrique, d'une valeur supérieure à celle du champ coercitif est créé dans le sens opposé au sens de la polarisation spontanée du cristal. Quand le champ électrique généré par les électrons incidents remplit ces conditions, une inversion de polarisation des domaines ferroélectriques est créée et la zone inversée croît dans l'épaisseur du cristal. Le principal avantage de cette technique est qu'elle ne nécessite pas de masquage, étape qui prend du temps et dont le coût peut être élevé, et permet d'avoir des résolutions de l'ordre de 5 nm [53]. Cependant, cette technique ne permet d'inverser des domaines ferroélectriques que sur quelques centaines de micromètres de long, or, pour nos applications, il nous faut faire une inversion périodique de domaines sur plusieurs millimètres.

FIG. 2.7 – Images MEB de domaines inversés par bombardement d'électrons après gravure à l'acide fluorhydrique : (a) face Z^- (b) face Z^+ [53]

2.2.5 Application d'un champ électrique

En 1992, Yamada *et al.* ont réalisé les premiers tests d'inversion de domaines ferroélectriques sur niobate de lithium par champ électrique à température ambiante [52]. Bien que la reproductibilité de leur procédé soit faible, leurs résultats suscitent un vif intérêt. Un programme de recherche est alors lancé au E. L. Ginzton Laboratory de Stanford et a permis le développement d'une technique d'inversion de domaines par champ électrique fondée sur la définition d'un masque par photolithographie permettant la maîtrise de la période et du rapport cyclique des domaines inversés [62, 51] (cette méthode sera plus longuement explicitée dans la troisième partie de ce chapitre). Dès lors, de nombreux travaux théoriques et expérimentaux ont démontré la potentialité de cette technique notamment dans la réalisation de dispositifs électro-optiques et non-linéaires [51, 50]. Bien que cette méthode ne permette pas d'avoir une résolution aussi fine que celle obtenue avec la méthode précédente étant donné qu'elle souffre d'un élargissement des domaines en fin de croissance qui rend la maîtrise de la taille des domaines difficile (nous verrons pourquoi dans la suite de ce chapitre), elle présente de nombreux avantages pour notre application. En effet, la technique d'inversion de domaines par application d'un champ électrique permet d'inverser des domaines ferroélectriques sur de grandes surfaces et sur toute l'épaisseur du matériau. Elle permet également de travailler à « grande échelle », c'est-à-dire sur des plaques de niobate de lithium de 3 ou 4 pouces de diamètre, ce qui correspond respectivement à des diamètres de 7,62 cm et 10,16 cm. De plus, contrairement aux techniques fondées sur la diffusion d'atomes ou sur un traitement thermique qui peuvent induire une modification des propriétés ferroélectriques du matériau compte tenu des températures requises qui sont proches de la température de Curie, l'inversion de domaines par champ électrique se réalise à température ambiante.

C'est ainsi que la technique d'inversion de domaines par champ électrique pour la réalisation de composants acoustiques utilisés pour le traitement du signal RF a été choisie dans cette thèse. Après avoir brièvement introduit le principe d'inversion de domaines et les différentes techniques de réalisation, je vais, dans la partie suivante, démontrer l'intérêt de l'utilisation de transducteurs polarisés périodiquement (TPPs) à la place des transducteurs à peignes interdigités classiques (IDTs en anglais, InterDigital Transducers).

2.3 Intérêt des TPPs et comparaison avec les IDTs classiques

2.3.1 Les transducteurs à peignes interdigités

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, pour réaliser un dispositif à ondes de surface classique, deux transducteurs à peignes interdigités déposés sur un substrat piézoélectrique sont nécessaires. Le principe de fonctionnement est simple et schématisé en figure 2.8 : l'application d'un signal électrique approprié sur le premier transducteur produit une déformation de la surface du matériau qui permet la génération d'une onde acoustique de surface. Celle-ci traverse la distance inter-transducteurs sur la surface du matériau à une vitesse de phase donnée, spécifique du matériau utilisé. Ces ondes de surface sont alors converties par le second transducteur en signal électrique.

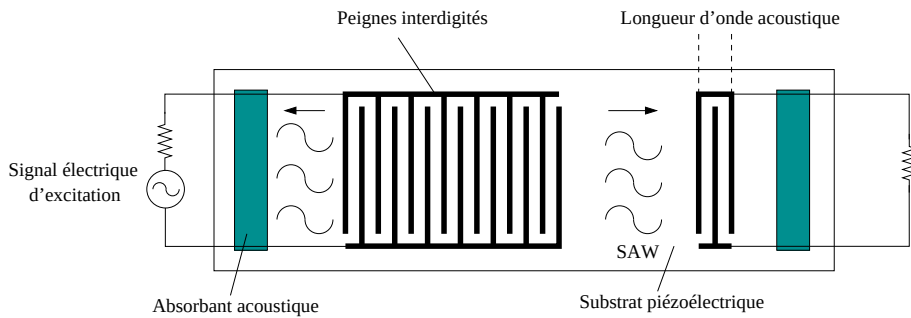


FIG. 2.8 – Dispositif classique à ondes de surface

Dans le cas des filtres SAW, l'application d'un champ électrique alternatif sur les peignes interdigités permet d'exciter des ondes de Rayleigh pour les applications FI (fréquences intermédiaires) et des ondes de cisaillement à faibles pertes pour les applications RF. Les peignes interdigités sont constitués d'électrodes de polarités opposées induisant une distribution de potentiel électrique dans le matériau. Cette technique de génération d'onde a été proposée en 1965 par White et Voltmer [24]. La géométrie d'un transducteur à peignes interdigités est schématisée en figure 2.9.



FIG. 2.9 – Transducteur à peignes interdigités

La longueur et l'intervalle des doigts des peignes sont choisis de manière indépendante. Par conséquent, des fonctions variées peuvent être synthétisées. Les ondes

de Rayleigh, qui sont les ondes générées pour ce type d'application en FI sont des ondes acoustiques de surface qui induisent un déplacement elliptique de la surface causé par la combinaison d'une composante transversale et longitudinale. Ces ondes se propagent sans atténuation dans une géométrie bidimensionnelle (pour un matériau idéal sans pertes). Dans la réalité tous les matériaux présentent des pertes intrinsèques et même l'onde de Rayleigh possède une atténuation, très faible. Cette atténuation est souvent masquée par d'autres phénomènes de pertes (pertes ohmiques, pertes par diffraction, pertes par rayonnement dans l'air, etc.) Si l'intervalle entre deux doigts consécutifs est égal à une demi-longueur d'onde, l'application d'une tension électrique alternative entre les deux électrodes crée un champ électrique qui engendre dans le substrat piézoélectrique des alternances spatiales et temporelles de compression et de dilatation. Dans la version la plus classique du dispositif, les doigts des peignes ont des largeurs égales à un quart de longueur d'onde. Dans le cas du quartz, pour lequel les ondes de surface se propagent à des vitesses de l'ordre de 3000 m/s, et pour des fréquences de l'ordre de 300 MHz, la longueur d'onde est de l'ordre de 10 μm . Dans ce cas, on peut déterminer la fréquence de travail du transducteur, telle que

$$f = \frac{v}{\lambda_{ac}} \quad (2.1)$$

où v est la célérité de l'onde et λ_{ac} la longueur d'onde acoustique. Dans ce cas, $\lambda_{ac} = 2p$, où p est la période mécanique du dispositif, il correspond à l'intervalle entre deux doigts comme on peut le voir sur le schéma 2.10.

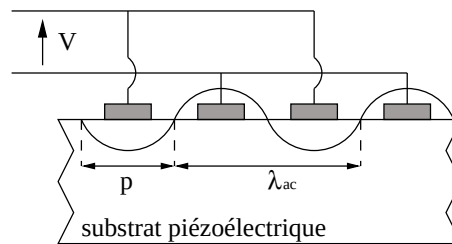


FIG. 2.10 – Transducteur à peignes interdigités en coupe

Les peignes sont alors construits suivant les techniques classiques de la microélectronique. Il existe deux façons de réaliser les peignes qui sont représentées sur le schéma 2.11. La première consiste à déposer sous vide sur le cristal piézoélectrique (quartz ou niobate de lithium), une couche homogène et uniforme de métal (aluminium), que l'on recouvre d'une résine photosensible. Cette dernière est ensuite insolée avec une lumière ultraviolette au travers d'un masque transparent qui reproduit en sombre la photographie des électrodes. Les parties insolées sont alors dissoutes dans un bain révélateur (base) et le métal ainsi mis à nu est éliminé par

attaque chimique ou ionique. Il s'agit alors de la méthode par gravure directe.

La seconde technique, également très souvent employée, consiste à réaliser d'abord un masque en résine sur le substrat piézoélectrique destiné à masquer les zones qui ne devront pas être métallisées. Le substrat est ensuite métallisé sur toute sa surface et les zones recouvertes par la résine sont dissoutes dans un solvant. Il ne reste alors que les parties métalliques déposées directement que le substrat, cette méthode porte le nom de « lift-off ». Ces deux techniques d'utilisation très souples, permettent de réaliser des peignes dont la distance et la largeur des doigts sont variables.

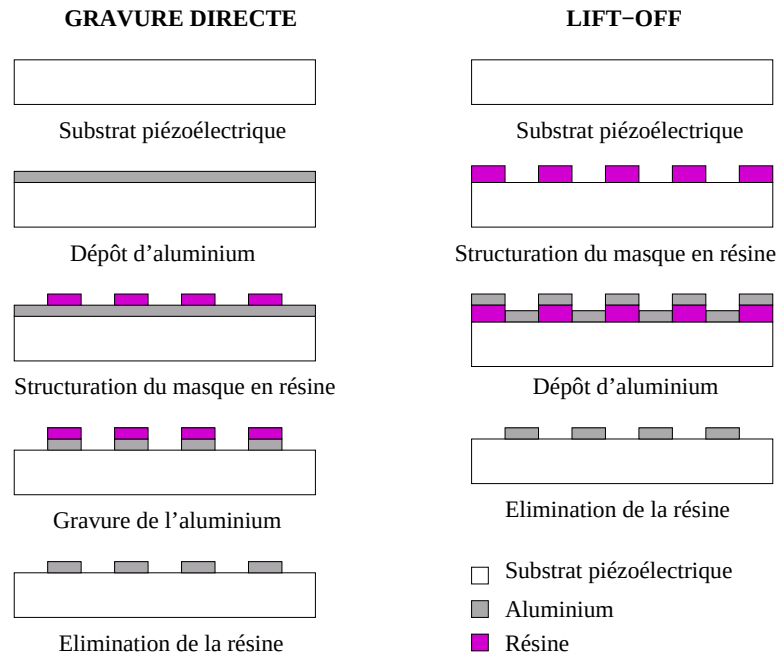


FIG. 2.11 – Schéma de principe des deux méthodes utilisées pour la réalisation de peignes interdigités

Cependant, la fabrication de ces dispositifs pour des fréquences supérieures à 3 GHz, en considérant une vitesse de phase de l'ordre de 3 à 5 km/s, présente d'importantes difficultés technologiques, étant donné la très grande sensibilité aux défauts du transducteur à peignes interdigités tels que les courts-circuits. En effet, comme le dispositif fonctionne à la fréquence de Bragg, on est obligé de résoudre la structure d'excitation telle que la périodicité mécanique du dispositif soit deux fois plus fine que la longueur d'onde acoustique, d'où une limite en fréquence de travail. En conséquence, pour obtenir des dispositifs dont la fréquence de travail serait supérieure à 3 GHz, il faudrait être capable de faire des peignes dont la période serait inférieure au micron. Cependant, en photolithographie classique, il est très difficile de réaliser de tels dispositifs. C'est pour cette raison que l'idée de remplacer le peigne inter-digité par une distribution alternée de polarisation ferroélectrique a

vu le jour. En effet, dans ce cas, l'excitation et la détection d'ondes s'effectuent par l'intermédiaire de deux plans métalliques en regard. Il est alors possible de fabriquer des éléments résonants robustes du point de vue technologique et permettant de travailler à des fréquences nettement supérieures à celles correspondant aux peignes interdigités pour une période de réseau donnée. Par ailleurs, il est important d'ajouter que les peignes interdigités sont susceptibles de souffrir d'électromigration sous une excitation électrique forte, ce qui limite leur tenue en puissance, on espère donc pouvoir atteindre des régimes de puissance de fonctionnement nettement supérieurs à ceux atteignables avec les composants à ondes de surface.

2.3.2 Nouveau type de transducteur : les transducteurs polarisés périodiquement

L'intérêt de ce nouveau type de transducteur réside dans le fait qu'il nous permet de fabriquer des composants à ondes élastiques guidées fonctionnant naturellement à des fréquences plus élevées que les composants classiques, et présentant une robustesse technologique supérieure à celle des dispositifs à peignes interdigités. Le principe d'un transducteur à polarisations alternées est schématisé sur la figure 2.12.

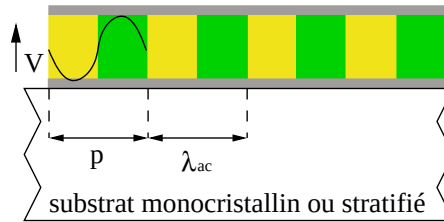


FIG. 2.12 – Principe de fonctionnement d'un TPP

Une première approche de cette technique a été réalisée en 2004 par A. K. Sarin Kumar *et al.* dans une couche ferroélectrique de PZT épitaxié [63]. Cette étude avait pour but d'utiliser des films minces ferroélectriques déposés sur substrats métallisés ou conducteurs afin de remplacer le peigne interdigité par une distribution alternée de polarisation piézoélectrique. Dans ce cas, l'excitation et la détection d'ondes s'effectuaient par l'intermédiaire de deux plans métalliques en regard. Le principe de ce transducteur à polarisations alternées est schématisé sur la figure 2.12. Comme nous pouvons le voir sur ce schéma, la relation entre la période spatiale p et fréquence de synchronisme f est donnée par :

$$f = \frac{v}{p} \quad (2.2)$$

v étant la vitesse de phase du mode. Donc, si l'on compare la fréquence de synchronisme d'un tel dispositif avec celle d'un transducteur à peignes interdigités, on

remarque bien qu'il existe un facteur 2 pour une largeur de trait donné. En effet, dans un TPP, la longueur d'onde acoustique est égale à la période mécanique du dispositif, contrairement aux transducteurs à peignes interdigités où elle est égale à 2 fois la période mécanique pour une même largeur de trait. En conséquence, quelle que soit la période, la fréquence de synchronisme obtenue avec un transducteur à polarisation alternée est deux fois plus élevée que celle obtenue avec un transducteur classique pour une limite technologique donnée.

La technique de « piézo-réponse » par modification d'un microscope AFM/EFM a permis la réalisation de transducteurs à polarisations piézoélectriques distribuées. En effet, par réversibilité, le système est capable de détecter l'existence de propriétés piézoélectriques locales mais également d'induire un sens privilégié de polarisation piézoélectrique par l'application d'un champ électrique supérieur au champ coercitif du matériau. Le premier dispositif nanométrique a été fabriqué à partir d'une couche mince ferroélectrique synthétisée sur un matériau compatible avec son épitaxie. En l'occurrence, des films de $\text{Pb}(\text{Zr}_{0.2}\text{Ti}_{0.8})\text{O}_3$ (PZT) de haute qualité, orientés selon l'axe c ont été déposés par pulvérisation cathodique magnétron sur un support métallique de titanate de strontium dopé au niobium ($\text{Nb}:\text{SrTiO}_3$). Ces matériaux ont été fabriqués par l'équipe de Jean-Marc Triscone à l'Université de Genève (DPMC). Afin de réaliser l'alternance des domaines, l'équipe du Pr. Triscone a eu recours au mode de piézo-réponse du microscope à force atomique (AFM), permettant d'une part de forcer localement la polarité ferroélectrique en imposant un champ électrique supérieur au champ coercitif du film par l'intermédiaire de la pointe de l'AFM et d'autre part de contrôler les résultats de cette opération.

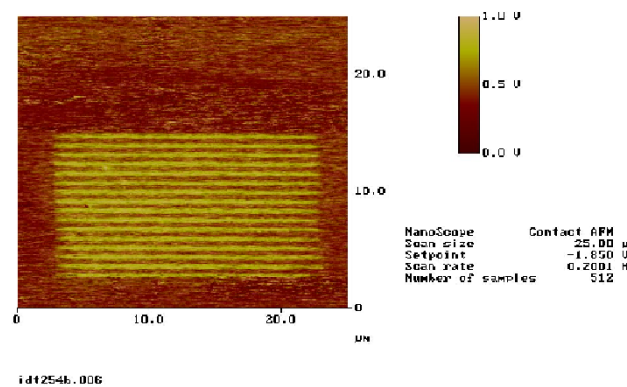


FIG. 2.13 – Image AFM d'un transducteur à domaines alternés sur PZT épitaxié (fabrication Uni-Ge, DPMC, équipe Triscone)

Pour fabriquer ces transducteurs, une tension égale à ± 12 V est alternativement appliquée entre la pointe de l'AFM et le substrat conducteur pendant que

la pointe balaie lentement l'échantillon sur une surface de $20\text{ }\mu\text{m} \times 20\text{ }\mu\text{m}$. La période mécanique choisie pour ce transducteur était de $1,2\text{ }\mu\text{m}$. Enfin, une électrode de 20 nm d'épaisseur de platine déposée par pulvérisation cathodique sur l'échantillon a permis la caractérisation électrique du dispositif. La figure 2.13 présente un transducteur à polarisation périodique écrit selon cette approche et imagé par piézo-réponse. Grâce à cette technique, un prototype de dispositif SAW appelé PIT (Piezoelectric Interdigital Transducer) a pu être réalisé comme on peut le voir sur les figures 2.14 (a) et (b).

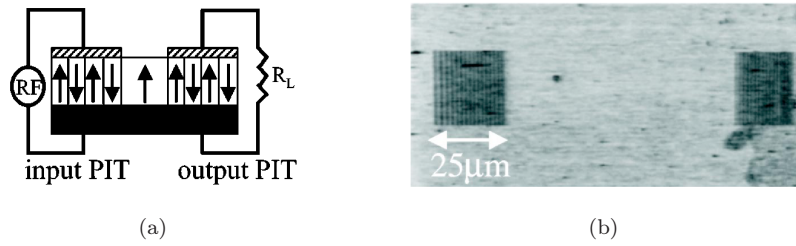


FIG. 2.14 – Schéma de principe du dispositif SAW (a) : image d'un des premiers prototypes SAW réalisé (b) : la distance entre les deux transducteurs est d'environ $70\text{ }\mu\text{m}$ et la distance entre deux domaines de polarisations différentes est de $0,6\text{ }\mu\text{m}$, ce qui correspond à une longueur d'onde acoustique de $1,2\text{ }\mu\text{m}$ [63]

La dernière étape a consisté à tester ce nouveau type de dispositif SAW à l'aide d'un analyseur de réseau et il s'est avéré que les résultats expérimentaux correspondaient aux simulations réalisées ultérieurement, c'est-à-dire l'excitation de deux modes autour de $1,5\text{ MHz}$ et 2 MHz comme on peut le voir sur les figures 2.15 (a) et (b).

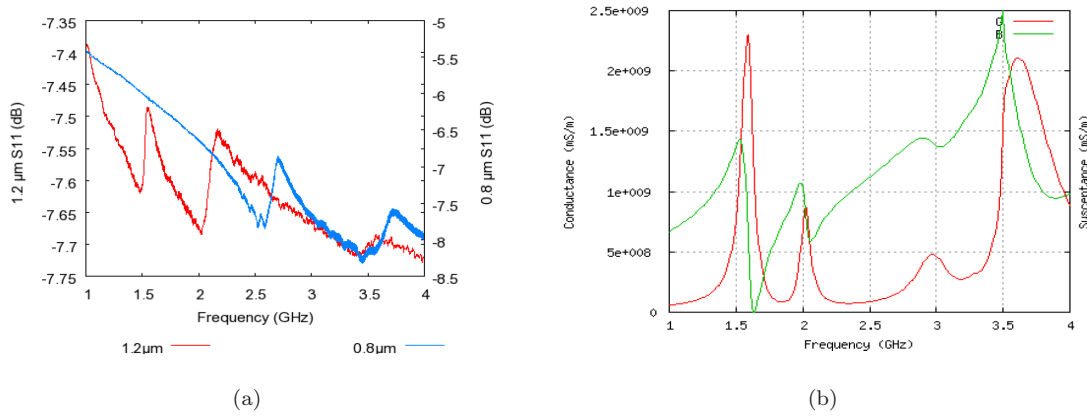


FIG. 2.15 – (a) Paramètre S_{11} mesurés expérimentalement sur deux PIT de différentes longueurs d'onde; (b) Admittance harmonique théorique calculée pour un PIT de $1,2\text{ }\mu\text{m}$ de longueur d'onde

Ce fut la première démonstration du fonctionnement d'un transducteur polarisé périodiquement. D'autres dispositifs avec une longueur d'onde inférieure à la première (en l'occurrence $0,8\ \mu\text{m}$) ont également été réalisés dans le but de valider la relation linéaire entre la période des domaines et la fréquence de synchronisme, hypothèse confirmée par les résultats expérimentaux. Un tel dispositif a permis de démontrer l'intérêt de ces transducteurs à domaines ferroélectriques alternés pour les applications RF. En effet, ils sont robustes (plus de problèmes de courts-circuits) et leur fréquence de synchronisme est deux fois plus élevée que celle des transducteurs à peignes interdigités pour une période mécanique similaire.

Mes travaux de thèse se sont inspirés de cette étude pour la réalisation de filtres et sources RF à base de SAW. Cependant, il existe deux grandes différences entre ces travaux et les miens : la première réside dans le fait que nous allons utiliser un substrat piézoélectrique massif plutôt qu'un film mince déposé par pulvérisation cathodique. Nous allons, par ailleurs, focaliser notre étude sur le niobate de lithium qui est un matériau très prisé pour les applications haute fréquence compte tenu des vitesses de propagation très élevées des ondes excitables à sa surface et de ses faibles pertes acoustiques et diélectriques avérées. Le tantalate de lithium étant un matériau également très utilisé pour les applications de filtrage haute fréquence, une étude théorique ainsi que les premiers dispositifs à base de domaines ferroélectriques dans le tantalate de lithium seront également présentés. L'autre différence importante entre l'étude présentée précédemment et les travaux de cette thèse concerne la méthode d'inversion de domaines. En effet, afin de valider cette nouvelle méthode de réalisation de transducteur, nous voulions réaliser assez rapidement plusieurs transducteurs de périodes différentes sur un même échantillon. Il était donc nécessaire de travailler sur des substrats de grande taille (de l'ordre de 3 pouces) ainsi que d'avoir la possibilité de réaliser plusieurs dispositifs en même temps. L'utilisation d'un microscope AFM pour le retournement des domaines n'était donc plus possible d'autant que nous voulons travailler sur des plaques épaisses peu propices à ce mode de retournement. Le laboratoire d'optique P. M. Duffieux de l'Université de Franche-Comté, possédant déjà un banc de polarisation par champ électrique opérationnel mis en place dans le cadre de la thèse d'Anthony Martinez et des travaux de Jérôme Hauden, et cette méthode étant en adéquation avec nos attentes, nous avons donc opté pour cette solution.

La dernière partie de ce chapitre sera donc consacrée au principe de l'inversion périodique de domaines ferroélectriques par l'application d'un champ électrique ainsi qu'à sa réalisation pratique.

2.4 Inversion de domaines ferroélectriques par champ électrique dans le niobate de lithium

2.4.1 Introduction à l'inversion de domaines par champ électrique

Comme nous l'avons vu précédemment, la polarisation d'un domaine ferroélectrique peut être inversée par l'application d'un champ électrique externe de direction opposée à celle de la polarisation spontanée. La valeur du champ électrique nécessaire pour créer une inversion de domaines significative est appelé champ coercitif E_c (cf. paragraphe 2.1.2). À température ambiante, on rappelle que $E_c \sim 21$ kV/mm pour le LiNbO_3 et le LiTaO_3 congruents [49].

L'observation du courant traversant le matériau au moment de l'application d'une impulsion électrique nous permet de caractériser l'inversion de la polarisation spontanée. En effet, lors du retournement, un courant correspondant aux charges transférées pour compenser l'inversion est observable aux bornes d'un échantillon de LiNbO_3 . Cette quantité de charge est donnée par l'intégrale suivante :

$$Q = \int I_{pol} dt = 2P_s A \quad (2.3)$$

où I_{pol} (« pol » pour « poling » en anglais) est le courant d'inversion et A l'aire des domaines inversés. La forme du courant d'inversion est liée à la manière dont croissent les domaines. Le taux de nucléation des domaines, la taille et la forme des domaines ainsi que la probabilité d'inversion des domaines en fonction du champ électrique sont autant de critères importants à prendre en compte pour la caractérisation de l'inversion de la polarisation [50].

2.4.2 Enjeux liés à l'inversion de domaines par champ électrique

Compte tenu de la valeur élevée des champs électriques mis en jeu, l'un des enjeux lié à la technique d'inversion périodique de domaines ferroélectriques par champ électrique concerne le contact périodique du LiNbO_3 avec la source de tension ainsi que l'application du champ électrique sans provoquer de claquages diélectriques du matériau, du milieu ambiant ou du dispositif. Pour ce faire, différentes méthodes ont été étudiées. Lors de la première inversion de domaines par champ électrique réalisée par Yamada *et al.* en 1991, le contact électrique entre le matériau ferroélectrique et la haute tension est assuré par un réseau d'électrodes métalliques définie par photolithographie [52]. Afin d'appliquer la haute tension, ce dispositif est plongé dans un bain d'huile pour éviter les claquages dans l'air. Cependant, malgré leurs précautions, des claquages diélectriques du LiNbO_3 sont provoqués par le champ intense

appliqué au matériau excepté lorsqu'ils emploient de courtes impulsions de tension (100 μ s) et des substrats de faible épaisseur (100 μ m) qui nécessitent donc un champ de polarisation moins intense que les substrats épais. Les équipes de recherche ont alors essayé plusieurs types d'électrodes (aluminium, titane, chrome, etc.) déposées de façons différentes sur le substrat de niobate de lithium (pulvérisation cathodique ou évaporation) [51]. Une approche à base d'électrodes liquides a alors été mise en œuvre, avec des électrolytes variés (LiCl ou NaCl de différentes concentrations, dilués dans de l'eau déionisée, dans du méthanol, etc.) [64, 51] afin de pouvoir travailler sur des substrats épais (500 μ m). C'est en 1997 que Myers *et al.* [65] montrent que l'utilisation d'une électrode sur la surface de substrat épais de niobate de lithium consistant en une structure isolante et d'un contact par un liquide électrolytique, assure une bonne reproductibilité et empêche les claquages diélectriques dus aux effets de bords. Dans cette approche, la périodicité des domaines est définie par un masque photolithographique. Pour nos travaux, nous avons utilisé une configuration d'électrode schématisée sur la figure 2.16.

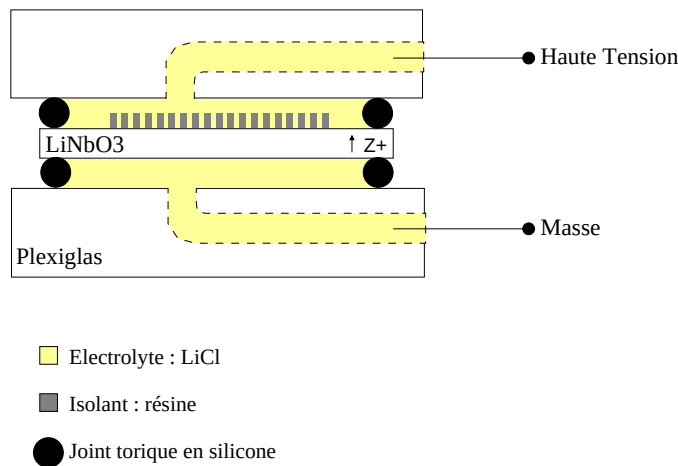


FIG. 2.16 – Dispositif utilisé pour le contact électrolytique

Afin de définir les motifs des domaines que l'on veut inverser, un masque en résine est réalisé par photolithographie sur la face Z^+ du cristal. Le contact avec le matériau ferroélectrique est obtenu grâce à un électrolyte constitué d'une solution conductrice de chlorure de lithium LiCl [51]. La couche de résine isole périodiquement la surface Z^+ , assurant une inhibition de la croissance des domaines sous les surfaces enrésinées. Concernant l'électrode négative, le liquide électrolytique est appliqué directement sur la face Z^- . Cependant, cette technique, qui paraît simple au premier abord se révèle assez compliquée à mettre en place. En effet, plusieurs paramètres conditionnent la réussite d'une inversion de domaines, notamment le circuit et l'impulsion électrique, les caractéristiques du substrat (homogénéité de l'épaisseur, composition, qualité

du polissage, etc.) ainsi que la préparation du matériau (propreté, thermalisation, etc.) Ces paramètres sont variables et donc difficiles à maîtriser, il est néanmoins important d'en tenir compte et de les maîtriser au mieux.

Le second problème posé par l'inversion périodique de domaines est lié au fait qu'il existe une différence entre la largeur initiale de l'électrode et celle du domaine obtenu après inversion comme on peut le voir sur la figure 2.17.

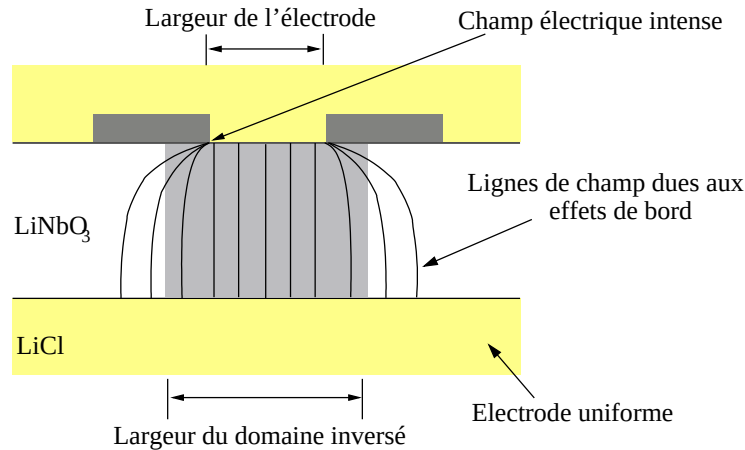


FIG. 2.17 – Élargissement du domaine inversé sous l'isolant en raison du contraste de champ électrique sous les électrodes [50]

En effet, en raison du contraste du champ électrique et de mécanismes explicités dans la suite de ce chapitre, les domaines s'élargissent sous l'isolant, il est donc nécessaire de tenir compte de ce phénomène pour parvenir à un rapport cyclique de 50 %. Afin de bien comprendre les processus mis en jeu lors de l'inversion périodique de domaines ferroélectriques dans le niobate de lithium, les différentes étapes sont présentées dans la partie suivante.

2.4.3 Cinétique de l'inversion périodique de domaines ferroélectriques par champ électrique

La description de la cinétique de l'inversion de domaines ferroélectriques a été étudiée par Miller *et al* en 1998 [51]. Elle comporte six étapes schématisées sur la figure 2.18 : la nucléation des domaines sur la face Z^+ , la propagation des pointes vers la face Z^- , la terminaison des pointes vers la face Z^- , la coalescence rapide sous les électrodes, la propagation des domaines sous l'isolant et enfin, la stabilisation des nouveaux domaines. Ces différentes étapes sont largement détaillées dans la thèse d'Anthony Martinez [50], c'est pourquoi je les présenterai de façon succincte.

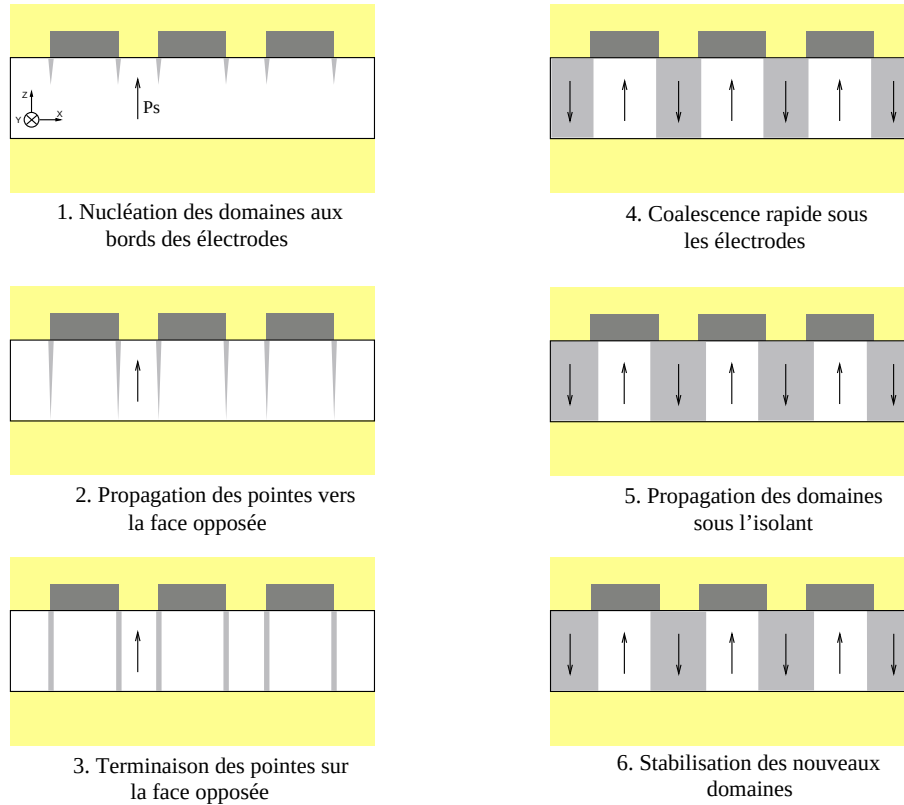


FIG. 2.18 – Six étapes de la cinétique de l'inversion de domaines

Nucléation des domaines

La première étape de formation des domaines s'appelle la nucléation. Dans le cas d'une structure d'électrodes périodiques, les sites de nucléation (lieux où débute la croissance de chaque domaine) sont théoriquement situés sous les extrémités des électrodes, là où la valeur du champ électrique est la plus intense en raison d'une concentration des charges en $\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$, on parle d'effets de bord.

Propagation des pointes

Dans le niobate de lithium, un nucleus peut être représenté sous la forme d'une pyramide dont la base hexagonale est située à la surface du cristal et dont le sommet (ou pointe) est situé juste sous la surface [51]. Lors de l'inversion, la pointe se propage vers la face opposée selon la direction de polarisation spontanée et le diamètre de la base croît simultanément. Le rapport entre la vitesse de propagation de la pointe et la vitesse de propagation des murs des domaines étant voisin de 100 à 1000, la vitesse de croissance d'un domaine dans la direction Z est quasi instantanée par rapport à sa vitesse de croissance latérale dans le plan (X, Z) [50].

Terminaison des pointes

Lorsque les pointes entrent en contact de la face opposée du LiNbO_3 , les murs des domaines deviennent verticaux.

Coalescence rapide

Les domaines adjacents croissent rapidement sous l'électrode et au moment où leurs murs se touchent, ils créent un large domaine dans le plan (X, Z) .

Propagation des domaines sous l'isolant

Cette étape est la plus difficile à maîtriser. Miller a expérimentalement déterminé une fonction donnant la relation entre le champ électrique d'inversion E et la vitesse v de propagation des domaines [51] dans le but d'étudier les conditions optimales pour réaliser une inversion périodique de domaines. Cette étude a permis de mettre en évidence trois régimes différents comme on peut le voir sur le graphe 2.19 :

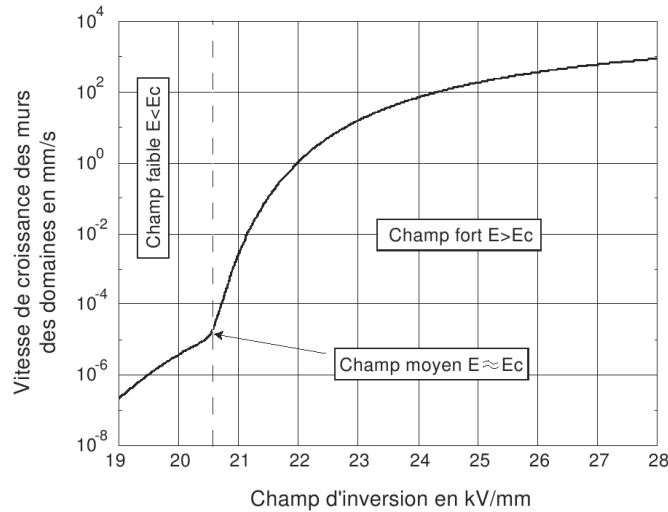


FIG. 2.19 – Vitesse de croissance des murs des domaines en fonction du champ électrique d'inversion [50]

- le régime de champ faible ($E < E_c$) est caractérisé par un faible contraste de la vitesse de propagation des murs des domaines par rapport au champ E . De plus, le nombre de site de nucléation augmente avec la durée de l'impulsion,
- le régime de champ fort ($E > E_c$) est associé à un faible contraste de la vitesse et le nombre de nucleus par unité d'aire n'augmente pas avec la durée de l'impulsion,
- le régime de champ moyen, proche du champ coercitif où le contraste de vitesse est élevé.

La vitesse de croissance est donc très sensible aux variations du champ moyen E dans le cristal. Le point de fonctionnement correspondant au maximum de contraste est la valeur du champ électrique $E = 20,75 \text{ kV/mm}$.

Lorsque les domaines s'élargissent sous l'isolant, les charges de polarisation non masquées par le champ électrique appliqué migrent à la surface du cristal et diminuent la valeur moyenne du champ E dans le cristal vue par les domaines, réduisant ainsi leur vitesse de croissance. Grâce à l'application d'un champ électrique pour lequel la vitesse de croissance est la plus sensible par rapport à une variation du champ moyen, un mécanisme de contrôle est créé, empêchant un élargissement important des domaines sous l'isolant. Le travail dans ce régime du champ optimum tire profit du phénomène d'auto-arrêt (ou « self-termination » en anglais) de la croissance des domaines qui est un gage de la qualité du réseau formé. Ce mécanisme est largement détaillé dans les thèses de G. D. Miller [51] et d'A. Martinez [50].

Stabilisation des domaines inversés

Les nouveaux domaines ainsi formés présentent un champ coercitif E_c valant $17,5 \text{ kV/mm}$ dans le cas du niobate de lithium [51, 66]. Le champ électrique appliqué doit alors être maintenu à une valeur égale ou supérieure à $17,5 \text{ kV/mm}$ pour maintenir l'orientation des ces nouveaux domaines. En, effet, si le champ extérieur est programmé pour atteindre 0 kV/mm en moins de 28 ms , les domaines initialement inversés (état $-P_s$) retournent à leur état de polarisation initial $+P_s$: on désigne ce phénomène le terme « backswitching » [67]. Myers *et al.* ont par ailleurs constaté que l'orientation des nouveaux domaines formés est stable pour des températures inférieures ou égales à 800°C . De plus, un traitement thermique du cristal à 120°C pendant une heure restaure la valeur initiale du champ coercitif [64].

La présentation des différentes étapes et des caractéristiques de la cinétique de l'inversion périodique de domaines ferroélectriques dans le LiNbO_3 nous permet maintenant d'aborder le paramétrage de l'impulsion électrique, paramètre critique dans la réalisation d'une inversion de domaines.

2.4.4 Paramétrage de l'impulsion électrique

La forme caractéristique des impulsions électriques que nous avons utilisées pour la réalisation de niobate de lithium périodiquement inversé est présentée sur la figure 2.20. Nous nous sommes inspirés du travail d'Anthony Martinez pour réaliser cette forme d'impulsion [50].

Cette impulsion comporte 4 segments distincts représentés par les intervalles de temps Δt_1 à Δt_4 :

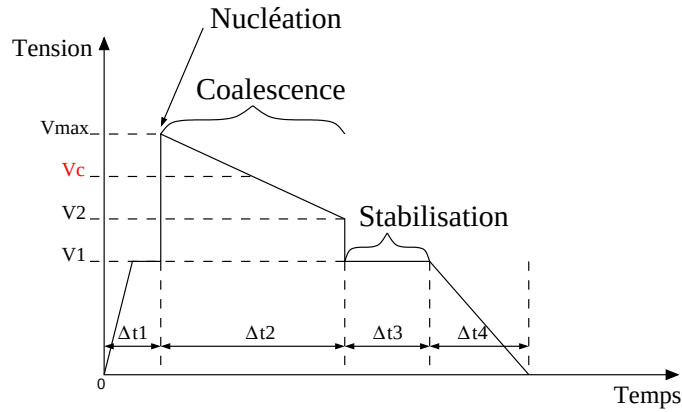


FIG. 2.20 – Forme et paramètres d’une impulsion électrique type d’une inversion périodique de domaines dans le niobate de lithium

Premier segment : Δt_1

Ce segment sert à amener la valeur du champ appliqué en dessous du champ coercitif. Cette étape permet de préparer le matériau avant le déclenchement de la nucléation et d’éviter les claquages dus aux brusques variations de tension. V_1 doit donc être inférieure à $E_c = 21$ kV/mm. Comme notre travail a été fondé sur l’utilisation de substrats de 500 μm d’épaisseur, nous fixons V_1 à environ 9,2 kV. Le temps de montée à V_1 est égale à 10 ms et la durée du plateau à V_1 est de 20 ms.

Deuxième segment : Δt_2

Ce segment inclut le pic de nucléation désigné par V_2 . Il s’agit de la tension nécessaire à l’amorçage de la nucléation avant la propagation des murs des domaines. Cette tension doit être supérieure au champ coercitif, donc dans notre cas à environ 10,5 kV. En pratique, nous prendrons $V_{max} = V_2$ à environ 11 kV. C’est cette tension que nous réglons sur le générateur de signaux. Cette section concerne également la propagation des murs des domaines inversés sous l’isolant. Compte tenu du contraste de vitesse de propagation des murs des domaines autour de la valeur du champ coercitif et de l’incertitude de la valeur de E_c , il est préférable d’appliquer une tension encadrant V_c plutôt qu’une tension constante. Le choix de la valeur Δt_2 est déduite de la surface que l’on veut inverser. En effet, grâce à l’équation 2.3 citée précédemment, on peut calculer le temps Δt nécessaire à l’inversion des zones prédéfinies. Δt_2 sera alors toujours prise supérieure à Δt (typiquement $\Delta t_2 \sim 2\Delta t$) car lorsque les domaines s’élargissent sous l’isolant, des charges de polarisation spontanée migrent à la surface du niobate de lithium, entraînant une diminution du champ électrique total.

Troisième segment : Δt_3

Cette troisième section permet de stabiliser les nouveaux domaines inversés. Pour ce faire, une tension inférieure à V_c et supérieure à 17,5 kV/mm doit être maintenue pendant un temps supérieur à 28 ms pour éviter le « backswitching ». Nous choisissons Δt_3 égal à 70 ms.

Quatrième segment : Δt_4

Après la stabilisation des domaines, la tension décroît pour atteindre une valeur de 0 kV en 10 ms.

Toutes ces valeurs de tension ont été définies pour des substrats de 500 μm d'épaisseur, il est maintenant simple de recréer ce graphe en le normalisant afin de pouvoir calculer les tensions idoines en fonction de l'épaisseur des substrats comme on peut le voir sur le schéma 2.21.

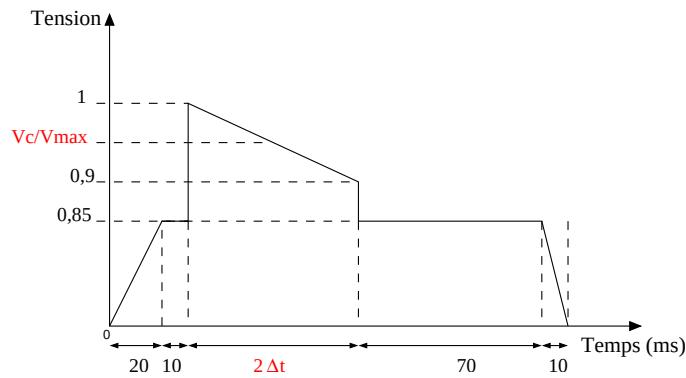


FIG. 2.21 – Paramètres normalisés d'une impulsion électrique type d'une inversion périodique de domaines dans le niobate de lithium

Grâce à ce graphe, il nous suffit de calculer la tension correspondant au pic de nucléation (V_{max}) en fonction de l'épaisseur de substrat puis, en ayant les rapports des tensions par rapport à V_{max} , nous pouvons reconstruire le graphe quelle que soit l'épaisseur de substrat. L'autre donnée particulièrement importante à calculer correspond à la durée de la rampe durant laquelle se produit l'inversion de domaines. Pour réaliser l'impulsion appropriée à une certaine inversion de domaine, il nous suffit donc de connaître l'épaisseur du substrat et l'aire à inverser, les autres paramètres ne variant pas.

Après avoir défini les paramètres de l'impulsion électrique qui permet de réaliser une inversion de domaines, je vais décrire le circuit électrique utilisé pour appliquer l'impulsion haute tension.

2.4.5 Description du banc de polarisation

Le circuit électrique et le dispositif permettant le contact électrolytique sont présentés sur la figure 2.22. Les procédés technologiques ainsi que les masques utilisés pour la réalisation de la structure isolante seront explicités dans le chapitre 4.

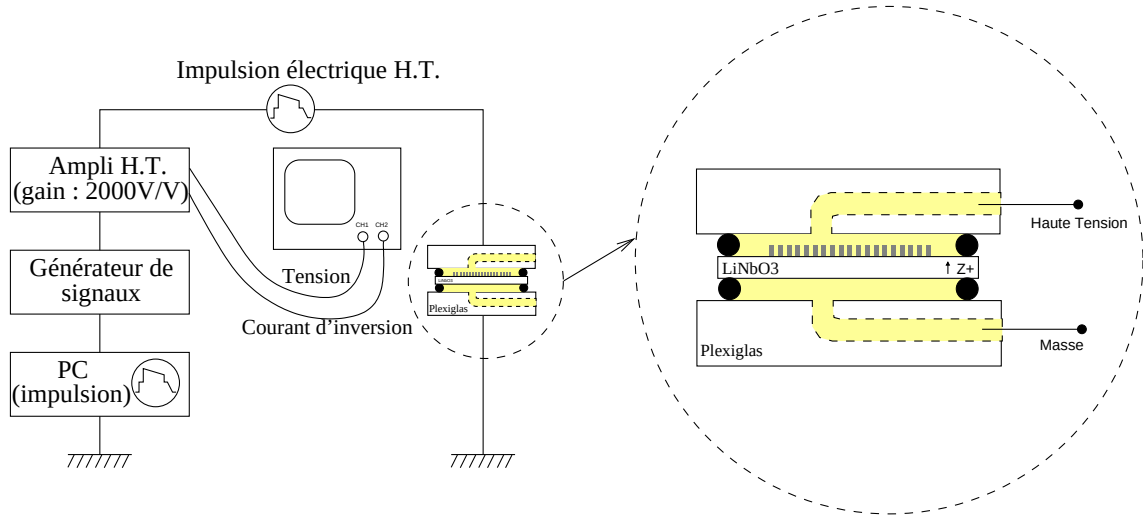


FIG. 2.22 – Schéma synthétique du banc de polarisation

Compte tenu des tensions élevées que nous devons utiliser pour réaliser une inversion de domaines, le banc de polarisation nécessite un amplificateur haute tension (HT) piloté par un générateur de signaux. Celui-ci reçoit l'impulsion préalablement programmée grâce à l'ordinateur. La source haute tension est ensuite connectée directement au substrat grâce à la cellule schématisée sur le zoom de la figure 2.22. L'amplificateur haute tension délivre une image basse tension qui nous permet de contrôler la tension externe et le courant délivrés grâce à un oscilloscope. Ces deux paramètres sont alors enregistrés et nous renseignent sur la dynamique de l'inversion de polarisation. Par ailleurs l'intégration temporelle $i(t)$ nous donne la quantité de charges transférée dans le circuit, donc l'aire totale inversée. Ceci est possible car l'amplificateur fonctionne en régime de saturation pour fournir des charges compensant l'inversion de polarisation ($I_{sat} = 22,4 \text{ mA}$) lorsque le champ total aux bornes du substrat est supérieur au champ coercitif.

Le dispositif permettant le contact électrolytique consiste en deux plaques de Plexiglas entre lesquelles le substrat est bloqué grâce à deux joints toriques circulaires en silicone qui servent de compartiment pour l'électrode liquide. Le Plexiglas est choisi pour ses propriétés non conductrices et de transparence, ce qui permet d'observer et d'éliminer les bulles éventuelles présentes dans le liquide, empêchant localement l'inversion de polarisation. En théorie, une solution saturée de chlorure

de lithium, caractérisée par sa haute conductivité, est employée comme électrolyte mais étant donné sa viscosité élevée lorsqu'elle est saturée, on préférera utiliser une solution de LiCl très légèrement diluée (ajout de 2 ml d'eau pour 250 ml de LiCl saturé) afin qu'elle puisse se répartir convenablement dans les motifs de l'isolant. Cela n'affecte pas l'efficacité de l'électrolyte et nous permet d'avoir des motifs inversés de forme régulière. De plus, l'emploi d'huile de silicone sur les joints diminue les effets de bords permettant ainsi d'éviter les claquages des joints et de l'air. Il garantit également l'étanchéité du dispositif.

Néanmoins, il faut être très minutieux lors de la préparation de l'échantillon et éviter toute contamination (poussière, bulle, etc.) pour espérer réaliser une inversion réussie sur plus de 90 % de la surface. Lorsque l'échantillon est prêt, il suffit de connecter le dispositif au circuit électrique et de générer l'impulsion haute tension. La figure 2.23 présente l'image basse tension de la tension et du courant délivrés par l'amplificateur HT dans le circuit et enregistrée à l'oscilloscope au moment de l'inversion. Il s'agit d'un zoom sur la partie haute de l'impulsion.

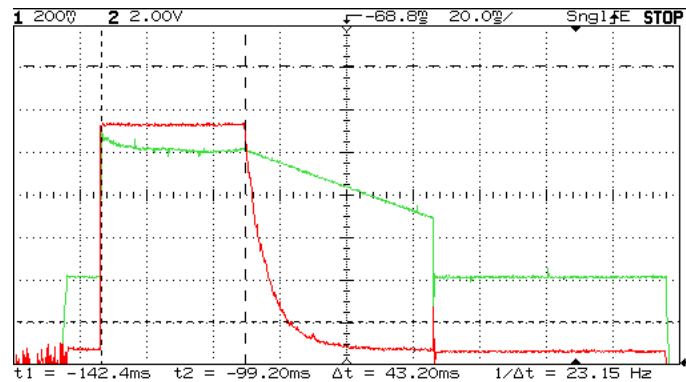


FIG. 2.23 – Tension (en vert) et courant (en rouge) délivrés par l'amplificateur dans le circuit (zoom sur la partie haute)

Sur cette figure, on peut voir les formes typiques de la tension et du courant délivrés lors d'une inversion de domaines réussie : on observe une chute de tension ainsi qu'un pic de courant lorsque la polarisation s'inverse. L'amplificateur fonctionne en mode de saturation, c'est pour cette raison que l'intensité se maintient à une valeur constante pendant l'inversion. On peut également noter le processus s'arrête de lui-même, c'est le phénomène de « self-termination » : au moment où l'intensité chute, la croissance des domaines se poursuit sous l'isolant ; le champ électrique sous la résine est alors inférieur au champ coercitif E_c , la vitesse de croissance des murs des domaines chute alors brutalement et la quantité de charges apportées sur la surface des zones inversées diminue lentement puis s'annule. Notons enfin que les domaines formés sont stables car aucun courant négatif de « backswitching »

n'est observé. Ce sont ces formes typiques d'inversion de domaines que nous allons chercher à reproduire lors de nos expérimentations. Celles-ci seront décrites plus en détails dans le chapitre 4.

Après le nettoyage des substrats à l'éthanol, puis à l'acétone et enfin, à l'eau déionisée, il est possible de visualiser les domaines au microscope optique. La qualité des images est moyenne mais elle nous permet d'évaluer la taille des domaines afin de vérifier le rapport cyclique. Il s'agit, cependant, d'une mesure de surface qui n'indique rien sur la forme des domaines. Il est également important de noter que le caractère non destructif de cette technique constitue son avantage majeur, contrairement à la gravure à l'acide fluorhydrique, méthode la plus couramment employée, qui usine plus rapidement les zones Z^- que les zones Z^+ . Ce que nous pouvons observer sur un substrat après une inversion de domaines réussie est présenté en figure 2.24.

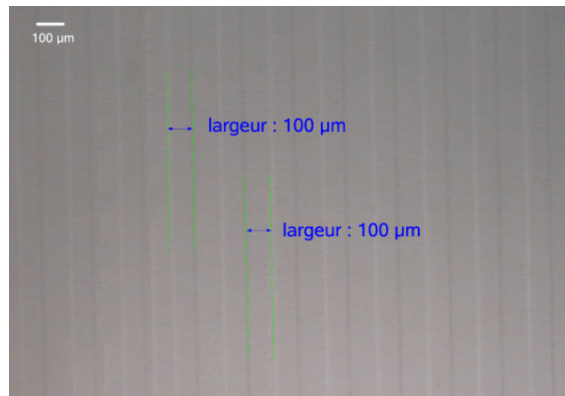


FIG. 2.24 – Observation au microscope optique d'une inversion de domaines ainsi que la mesure de la largeur des différents domaines

Les zones « délimitées » et rectangulaires sont les zones inversées. On remarque que les murs des domaines sont bien définis et parallèles entre eux. On peut également constater dans ce cas que le rapport cyclique est bien de 50 %. L'avantage de cette technique de visualisation de domaines est que nous pouvons caractériser tous les échantillons que nous réalisons avant de procéder aux différentes étapes de réalisations de nos dispositifs.

En conclusion, cette technique d'inversion de domaines par champ électrique est tout à fait adaptée à nos applications. Toute cette étude a porté sur l'inversion de domaines ferroélectriques dans le niobate de lithium, cependant, un autre matériau est également bien adapté aux applications haute fréquence, le tantalate de lithium. Celui-ci étant un isomorphe parfait du niobate de lithium, nous avons testé l'inversion de domaines sur sa coupe (ZX).

2.5 Inversion de domaines ferroélectriques par champ électrique dans le tantalate de lithium

L'étude précédente peut également s'appliquer au tantalate de lithium, matériau dont les propriétés sont très proches de celles du niobate de lithium. En effet, ce matériau présente également une polarisation spontanée selon l'axe Z qui vaut $55 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ (contrairement au LiNbO_3 , où la P_s est égale à $75 \mu\text{C}/\text{cm}^2$) [49]. Comme pour le niobate de lithium, cette polarisation peut être inversée afin de créer des domaines de différentes polarités. Le tantalate de lithium et le niobate de lithium congruents ayant le même champ coercitif, la méthode ainsi que le banc de polarisation utilisés sont ceux précédemment décrits. D'autre part, la cinétique de l'inversion de domaines dans ces deux matériaux est quasiment identique hormis en ce qui concerne le temps nécessaire à la stabilisation des domaines. Un plateau de 28 ms est nécessaire pour stabiliser des domaines dans le LiNbO_3 alors qu'il faut un plateau d'une durée supérieure à 2 s pour les stabiliser dans le LiTaO_3 [66]. C'est pourquoi seule la forme de l'impulsion que l'on utilise pour appliquer la haute tension est modifiée : nous choisissons alors une durée du pallier de stabilisation égale à 3 s (schéma 2.25).

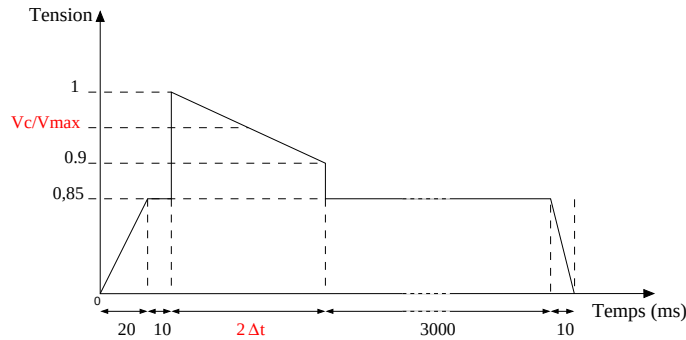


FIG. 2.25 – Paramètres normalisés d'une impulsion électrique type d'une inversion périodique de domaines dans le tantalate de lithium

Hormis ce détail, tous les autres paramètres restent inchangés. Un exemple de courbes tension/courant obtenues lors d'une inversion de domaines ainsi qu'une structure avec des domaines inversés sont présentés sur la figure 2.26.

L'observation des domaines au microscope nous indique que ceux-ci sont bien définis et très uniformes, ce qui n'est pas toujours le cas pour le niobate de lithium. Cependant, on remarque également que le rapport cyclique n'est pas de 50 %, ce qui peut aussi être le cas pour le LiNbO_3 . Ce paramètre peut être ajusté en modifiant le rapport cyclique sur le masque de façon à ce que l'élargissement des domaines sous l'isolant permettent d'obtenir les dimensions souhaitées.

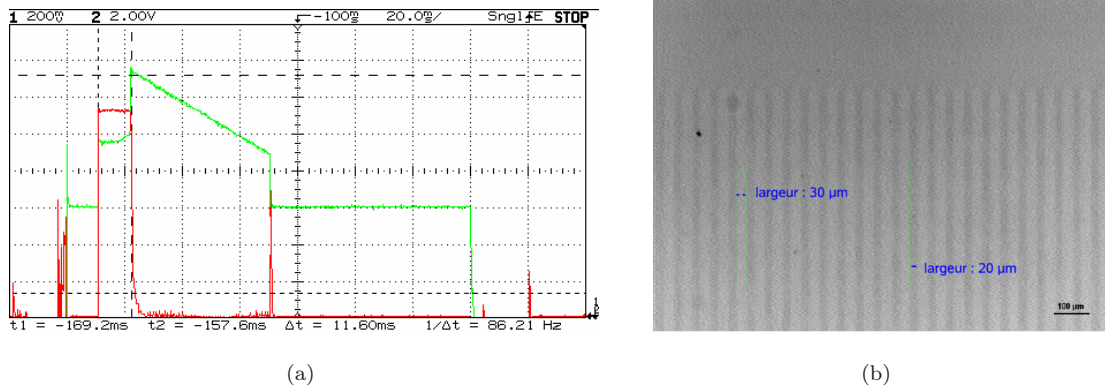


FIG. 2.26 – (a) Tension (en vert) et courant (en rouge) délivrés par l’amplificateur dans le circuit (zoom sur la partie haute) ; (b) Observation au microscope optique d’une inversion de domaines dans le tantalate de lithium

2.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l’étude de l’inversion de domaines ferroélectriques. Après avoir rappelé quelques notions essentielles à la compréhension de ce phénomène, et notamment la notion de ferroélectricité, propriété sans laquelle les inversions de domaines ne seraient pas possibles, nous avons énuméré différentes méthodes et expliqué pourquoi la technique d’inversion de domaines par application directe d’un champ électrique via une électrode liquide est la plus attractive pour nos applications ainsi que les raisons qui nous ont poussés à choisir le niobate de lithium comme matériau d’étude.

Nous avons consacré la deuxième partie de ce chapitre à expliquer l’intérêt de l’utilisation de polarisations alternées en acoustique pour créer de nouveaux types de transducteurs. En effet, depuis des années, les transducteurs utilisés pour les filtres radio-fréquence sont des transducteurs à peignes interdigités (IDTs). Or, malgré leur très grande utilisation et leur robustesse, ils ont atteint leur limite d’un point de vue technologique. Ce nouveau type de transducteurs polarisés périodiquement (TPPs) possède donc des atouts par rapport aux dispositifs utilisant des IDTs, notamment leur fréquence de fonctionnement qui est deux fois plus élevée que celle des dispositifs classiques pour une période mécanique identique. De plus, les TPPs sont très robustes étant donné que les polarisations alternées sont intrinsèques au matériau. Enfin, les électrodes étant des électrodes pleines de part et d’autre du substrat, les courts-circuits ne sont plus possibles. Ils sont également insensibles à l’électromigration observée par les IDTs à fort régime d’excitation. Ces nouveaux transducteurs ont donc des atouts indéniables qui en font une alternative intéressante aux IDTs classiques, raison pour laquelle cette étude a été effectuée.

Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, nous nous sommes employés à décrire et expliquer les phénomènes qui se produisent lors d'une inversion périodique de domaines ferroélectriques dans le niobate de lithium. Après l'étude des propriétés ferroélectriques du LiNbO_3 qui nous ont permis de mettre en évidence l'existence d'un moment dipolaire permanent résultant d'un déplacement ionique au niveau microscopique, nous avons montré que l'application d'un champ électrique supérieur à la valeur du champ coercitif du matériau permet de réorienter la polarisation spontanée du LiNbO_3 . L'observation du courant induit aux bornes du substrat assure une caractérisation dynamique du processus d'inversion de domaines et l'emploi d'une structure périodique isolante définie par photolithographie et d'une solution électrolytique permet de résoudre le problème de localisation du champ d'inversion et de s'affranchir des problèmes de claquage diélectrique du matériau. Nous avons montré que l'approche était également applicable au tantalate de lithium avec un rendement au moins égal voire meilleur que pour le LiNbO_3 .

Ce chapitre a donc consisté à décrire de façon théorique la réalisation de dispositifs à domaines ferroélectriques inversés, les expérimentations qui attesteront de la maîtrise de cette technique seront décrits de façon plus précise dans le chapitre 4. Enfin, il est important de noter que la maîtrise de l'inversion de polarisation trouve son application dans deux domaines : en piézoélectricité, dans le cadre de formation de transducteurs acoustiques, (qui représentent le but majeur de ce travail de thèse) et qui vont nous permettre de créer des filtres RF et d'attester de la qualité de tels dispositifs mais également en électro-optique, en ce qui concerne la réalisation de modulateurs optiques. Ces différents dispositifs seront étudiés et leur réalisation sera détaillée dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Conception de dispositifs périodiquement polarisés dans le LiNbO_3

Le présent chapitre s'attache à présenter la conception et les différentes étapes de réalisation de plusieurs dispositifs fondés sur l'utilisation de domaines ferroélectriques alternés. Dans ce chapitre, nous nous contenterons de décrire les étapes technologiques et l'intérêt de la réalisation de tels dispositifs. Les détails concernant les différents procédés de fabrication, ainsi que le choix des méthodes correspondantes seront explicités dans le chapitre 4. Les calculs théoriques et la comparaison avec les résultats expérimentaux obtenus avec ces différents objets seront, quant à eux, détaillés dans les chapitres 5 et 6.

Dans un premier temps, je vais décrire le procédé de réalisation d'un transducteur périodiquement polarisé sur substrat épais. Ce dispositif nous a permis de valider ce nouveau concept de transducteurs acoustiques. Après avoir présenté cette technique, j'expliquerai de quelle façon nous avons réalisé des guides d'ondes avec ces mêmes dispositifs. La seconde partie de ce chapitre portera sur la problématique première de cette thèse, c'est-à-dire la création de filtres radio-fréquences avec ces nouveaux transducteurs. L'étude de la forme des électrodes ainsi que le procédé de réalisation seront explicités. Ce nouveau type de transducteurs ayant prouvé son intérêt, nous avons voulu en tester les propriétés dans d'autres configurations et pour d'autres applications, c'est pour cette raison que dans la troisième partie, j'expliquerai comment des dispositifs fondés sur l'utilisation de domaines ferroélectriques alternés peuvent être couplés avec des guides d'ondes optiques en vue de créer des dispositifs électro-optiques. Les différentes étapes de réalisation de ces composants seront également

détaillés. Enfin, la dernière partie sera consacrée à l'étude de dispositifs à onde isolée dans lesquelles les transducteurs à domaines inversés sont enserrés entre deux substrats de silicium afin de créer une onde localisée présentant des caractéristiques similaires à celle d'une onde d'interface dans le but de réaliser des résonateurs.

3.1 Validation du concept de transducteurs à domaines ferroélectriques alternés

Afin de valider ce nouveau principe de mise en œuvre de transducteurs acoustiques, nous avons fabriqué, dans un premier temps, des dispositifs simples. Les premiers essais nous ayant donné satisfaction, nous avons alors décidé de réaliser des guides d'ondes acoustiques. Cette première partie est dédiée à la description de la réalisation de ces deux premiers dispositifs.

3.1.1 Premiers transducteurs à domaines ferroélectriques alternés sur substrat épais

Pour valider notre technique, il est nécessaire de réaliser des transducteurs les plus simples possibles. Pour faciliter notre étude, nous avons travaillé sur des substrats de 3 pouces de 500 μm d'épaisseur, ce qui nous a permis de fabriquer plusieurs objets en même temps. Nous avons donc décidé de créer, sur un même substrat, trois transducteurs acoustiques ayant des longueurs d'onde acoustiques différentes mais relativement importantes (comprises entre 50 et 200 μm) de façon à s'affranchir des problèmes liés à la photolithographie et de se placer dans des conditions où la polarisation forcée a déjà été réalisée efficacement. En effet, comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 2, travailler à une longueur d'onde donnée revient à créer des dispositifs dont la largeur de trait (c'est-à-dire la largeur d'un domaine polarisé négativement ou positivement) est égale à la moitié de cette longueur d'onde (elle-même correspondant à la période mécanique du dispositif). En ce qui nous concerne, cela signifie que la plus petite largeur de trait à obtenir est de 25 μm , cette dimension étant aisément accessible avec les procédés de photolithographie classiques.

Ce premier test doit nous permettre de vérifier qu'avec de tels transducteurs, nous pouvons effectivement exciter une onde dont la fréquence de résonance est égale à

$$f = \frac{v}{\lambda_{ac}} = \frac{v}{p} \quad (3.1)$$

où v est la célérité de l'onde, λ_{ac} la longueur d'onde acoustique et p , la période mécanique du transducteur.

Pour cela, nous avons donc réalisé un masque photolithographique sur lequel nous avons dessiné trois transducteurs différents. Les différentes caractéristiques des transducteurs sont répertoriées dans le tableau 3.1.

	Transducteur 1	Transducteur 2	Transducteur 3
Longueur d'onde acoustique	100 μm	200 μm	50 μm
Ouverture acoustique	10 mm	10 mm	10 mm
Nombre de périodes	500	300	1000

TAB. 3.1 – Caractéristiques des 3 transducteurs réalisés

Plusieurs étapes sont nécessaires à la réalisation de tels dispositifs, celles-ci sont répertoriées dans le schéma 3.1.

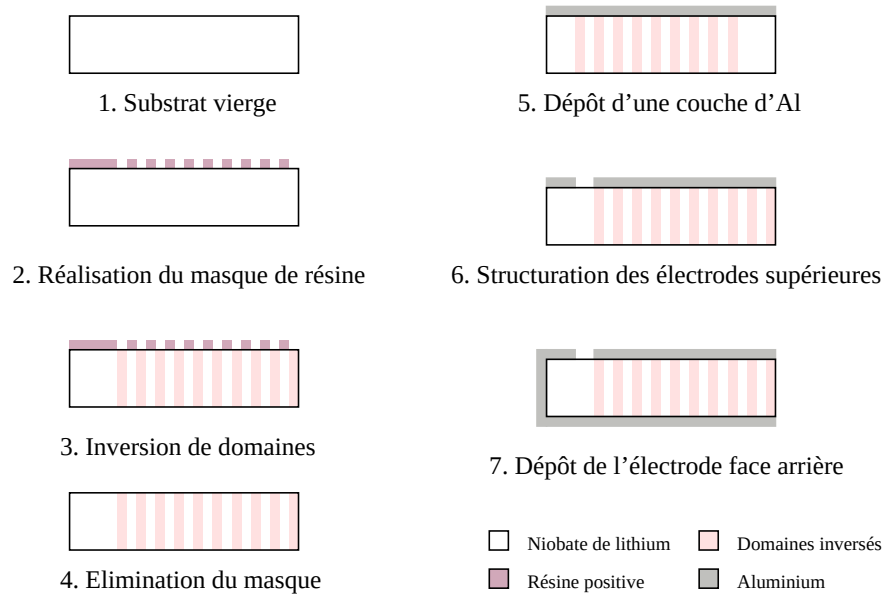


FIG. 3.1 – Étapes de réalisation des dispositifs de validation

Dans un premier temps, afin de définir les zones à inverser, nous devons réaliser un masque en résine sur le substrat (les zones protégées par la résine et qui ne seront donc pas en contact avec les électrodes liquides ne seront pas inversées). Sa méthode de fabrication sera détaillée dans le chapitre 4 étant donné qu'elle est un peu différente d'une photolithographie classique. La figure 3.2 représente les motifs définis en résine sur le substrat. Nous pouvons noter sur ce schéma qu'il existe deux méplats sur ce substrat. En effet, le niobate de lithium ayant une polarisation spontanée, il est nécessaire de savoir sur quelle face nous travaillons; pour cette raison un second méplat est nécessaire.

Une fois l'inversion de domaines accomplie, nous devons déposer des électrodes de

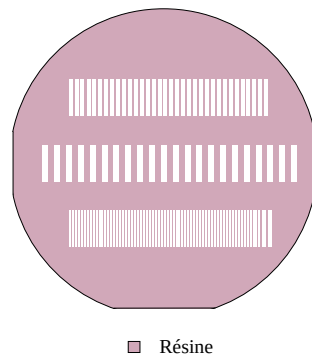


FIG. 3.2 – Masque en résine pour l'inversion de domaines

part et d'autre des transducteurs afin de pouvoir mesurer la réponse acoustiques de nos dispositifs à l'aide d'un analyseur de réseau. Pour cela, il est essentiel de structurer l'électrode supérieure de façon à séparer chaque transducteur de son voisin. De plus, comme nous effectuons nos mesures grâce à un système de pointes séparées par $250\ \mu\text{m}$, il nous faut obligatoirement « reporter » la masse sur la face où se trouvent les points chauds. Dans ce but, un autre masque photolithographique a été dessiné. L'autre intérêt de ce masque réside dans le fait qu'il permet de ne recouvrir que les zones polarisées afin de ne pas polluer la réponse du transducteur par des ondes de volume classiques. La figure 3.3 représente le substrat après le dépôt des électrodes.

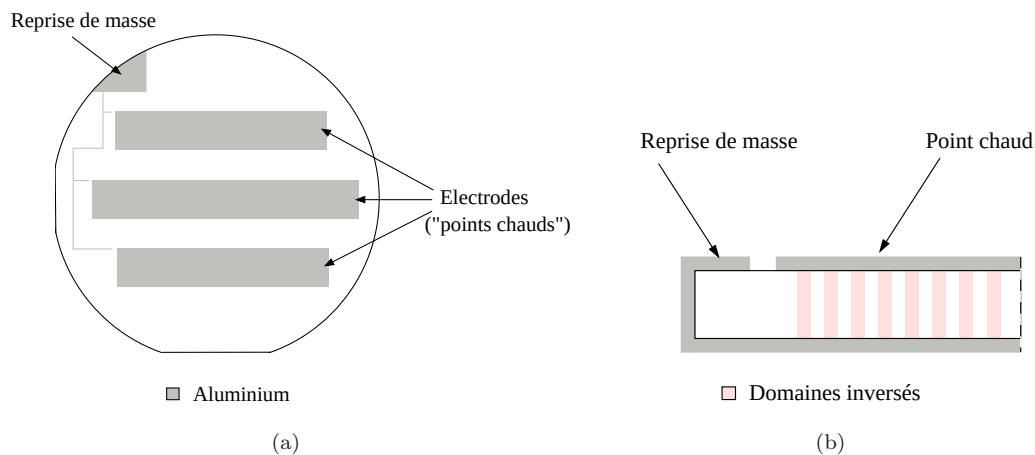


FIG. 3.3 – (a) Représentation des électrodes supérieures – (b) Schéma de principe du report d'électrode de masse en face avant (vue en coupe)

La fabrication des électrodes s'effectue également en plusieurs étapes. Tout d'abord, nous déposons par pulvérisation cathodique une fine couche d'aluminium (typiquement $200\ \text{nm}$). Nous pouvons ensuite procéder à la structuration des électrodes. Pour cela, nous employons une technique classique de photolithographie : la gravure directe. Cette méthode ayant été décrite dans le chapitre 2, j'en rappelle succinctement

les étapes :

- enduction de résine positive sur la couche d'aluminium,
- recuit de la résine (élimination des solvants),
- insolation de la résine aux UV (délimitation des zones que nous ne voulons pas graver),
- développement de la résine (dissolution des zones exposées dans le développeur),
- gravure humide de l'aluminium des zones non recouvertes de résine,
- élimination de la couche restante de résine à l'acétone.

La dernière étape consiste à déposer l'électrode inférieure d'aluminium également par pulvérisation cathodique. Il existe différentes techniques de dépôt de métal, nous avons choisi la pulvérisation cathodique pour une simple raison. Pour « reporter » la masse au niveau de la face supérieure, il faut nécessairement une métallisation continue au niveau de la tranche du substrat. La technique de dépôt par pulvérisation cathodique permet un tel dépôt car la pulvérisation du métal se fait de manière non-directive. Par conséquent, l'aluminium (dans notre cas) va se déposer sur toute la surface du substrat et également sur le flanc, contrairement à un dépôt par évaporation, qui est très directif et ne permettra de métalliser que la face du substrat. C'est d'ailleurs pour cette raison que lors d'un « lift-off », un dépôt par évaporation est préféré à un dépôt par pulvérisation cathodique. Toutes les méthodes de dépôt d'électrodes en aluminium étant les mêmes pour tous les dispositifs, je ne détaillerai pas les suivantes.

Cette première expérience a pour but de valider cette nouvelle méthode de fabrication de transducteurs à domaines ferroélectriques alternés dans le niobate de lithium. Par la suite, de nouveaux transducteurs avec des longueurs d'onde inférieures ont également été réalisés afin d'obtenir des objets avec une fréquence de résonance plus élevée. Les caractéristiques de la deuxième série de dispositifs sont répertoriées dans le tableau 3.2

	Transducteur 1'	Transducteur 2'	Transducteur 3'
Longueur d'onde acoustique	40 μm	20 μm	10 μm
Ouverture acoustique	800 μm	800 μm	800 μm
Nombre de périodes	990	1980	3960

TAB. 3.2 – Caractéristiques des 3 nouveaux transducteurs réalisés

Ces premiers objets nous ont également permis de réaliser des tests en température de façon à étudier la dérive thermique d'une telle structure. Ce chapitre ne

portant que sur la conception des différents dispositifs, tous les résultats expérimentaux obtenus ainsi que les simulations seront étudiés dans les chapitres 5 et 6.

Enfin, il faut également ajouter que la majorité des travaux de cette thèse ont porté sur l'étude du niobate de lithium. Cependant, nous avons montré qu'il était possible de faire des inversions de domaines dans le tantalate de lithium (matériau également bien adapté à nos applications), c'est pourquoi quelques dispositifs à base de LiTaO_3 ont été réalisés à l'aide de cette méthode. Les résultats obtenus avec ce matériau seront également présentés dans le chapitre 6. Malheureusement, par manque de temps, nous n'avons pas pu approfondir l'étude expérimentale de cet autre matériau, c'est pourquoi tous les autres dispositifs fabriqués dans ce chapitre seront exclusivement à base de niobate de lithium.

3.1.2 Réalisation de guides d'ondes acoustiques

Après avoir réalisé un premier dispositif fondé sur l'utilisation de domaines ferroélectriques alternés, nous avons voulu réaliser un guide d'ondes acoustiques exploitant le même principe afin d'obtenir un dispositif à modes guidés. Rappelons brièvement le principe d'un guide : il s'agit d'un substrat pour lequel les ondes rayonnées par la surface dans le volume présente une vitesse de phase supérieure à celle des modes du transducteur. Pour réaliser un tel objet, deux nouvelles étapes technologiques sont essentielles : le report de la plaque de niobate de lithium sur un autre substrat ainsi que l'amincissement de la couche piézoélectrique. Les intérêts d'une telle opération sont de vérifier la robustesse des domaines alternés vis-à-vis de l'amincissement, de pouvoir créer des guides d'ondes acoustiques monomodes et de réaliser des substrats composites *a priori* mieux adaptés pour le filtrage en RF que les transducteurs simples naturellement multimodes.

Ces étapes sont cruciales dans la fabrication d'un guide d'ondes acoustiques. Nous avons donc essayé plusieurs techniques de report de plaque : la première consiste à coller un substrat (qui servira de support) sur la plaque piézoélectrique à l'aide d'une fine couche de polymère, en l'occurrence, de la résine époxy SU-8 et la seconde consiste à souder les deux substrats à l'aide d'une couche métallique, en l'occurrence l'or. Concernant l'amincissement de la plaque piézoélectrique, plusieurs techniques ont là aussi été envisagées, la première consistant en un rodage et un polissage purement mécanique et la seconde employant une méthode de gravure ionique profonde. Ces différentes étapes technologiques seront détaillées dans le chapitre 4 et le choix de la méthode employée sera également explicité. Pour les premiers essais, le matériau choisi comme substrat « support » de la plaque de niobate de lithium est le silicium. Il a été choisi d'une part parce qu'il est très utilisé dans le domaines des microsystèmes

mais également pour son adéquation au guidage des ondes acoustiques excitées. Cependant, d'autres types de matériaux sont envisageables, c'est pourquoi une étude théorique menée dans le cadre de cette thèse est synthétisée dans le chapitre 5.

Les différentes étapes technologiques nécessaires à la fabrication d'un guide d'ondes acoustiques sont répertoriées dans le schéma de la figure 3.4.

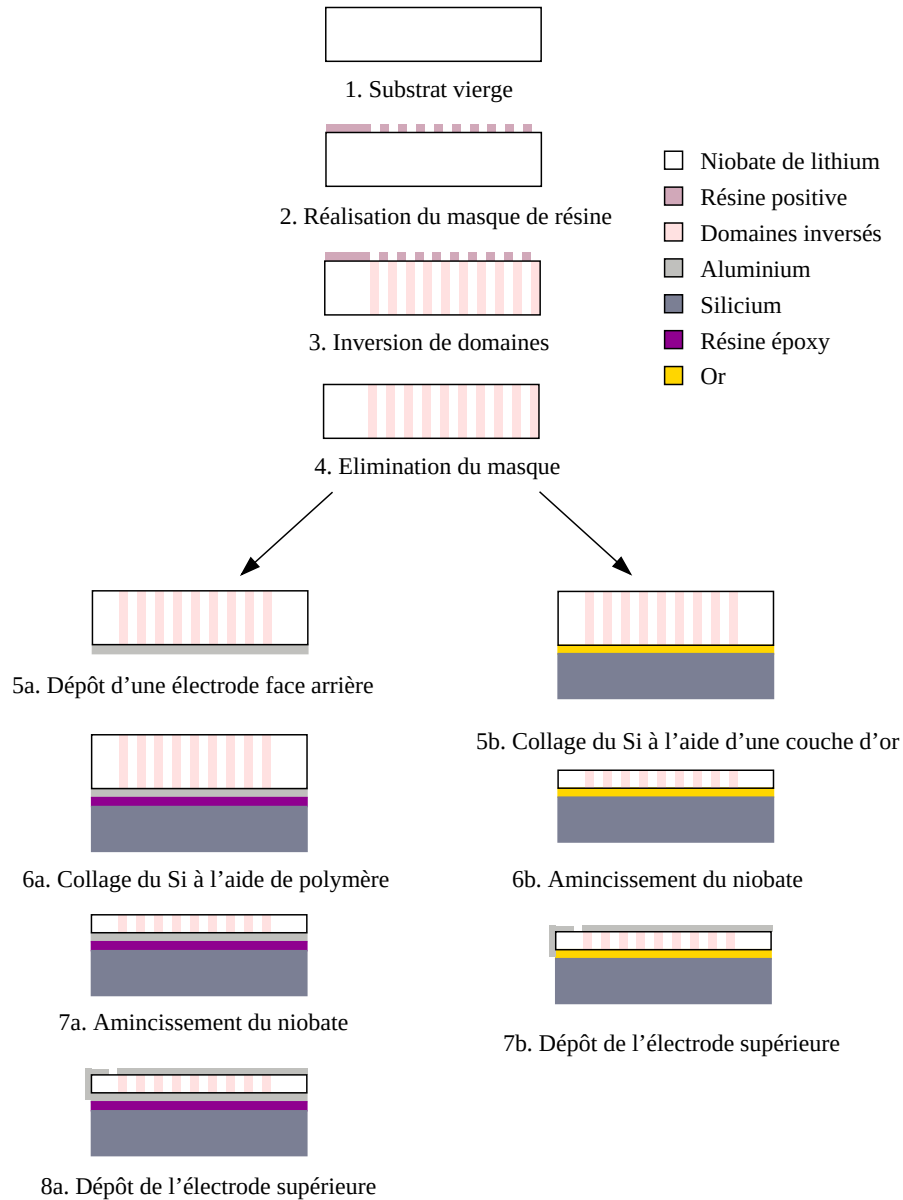


FIG. 3.4 – Étapes de réalisation des guides d'onde acoustique.

Sans faire une étude approfondie des deux méthodes, il est tout de même important de noter qu'une étape supplémentaire est nécessaire lorsque l'on choisit d'effectuer un collage à l'aide d'une résine époxy. En effet, afin de pouvoir exciter les transducteurs, des électrodes de part et d'autre de celui-ci sont nécessaires. Le dépôt

d'une électrode en face arrière du substrat de niobate de lithium est donc obligatoire avant l'enduction de la couche de résine époxy. Cette étape est inexistante dans la seconde méthode. En effet, l'utilisation d'une couche métallique en tant « d'adhésif » permet également l'obtention d'une électrode enterrée. Les procédés de salle blanche n'étant pas triviaux, il est important de comptabiliser le nombre d'étapes nécessaires à la fabrication d'un produit et de les réduire au maximum. Il faut cependant noter que, bien que le collage via une couche de résine époxy pénalise le process de fabrication et augmente les pertes de propagation, il permet néanmoins de réaliser un collage avec structuration des électrodes.

Pour conclure, comme je l'ai dit précédemment, les étapes de collage et d'amincissement sont des étapes cruciales dans le bon déroulement de la fabrication d'un guide d'ondes. En effet, si le collage n'est pas de bonne qualité, par exemple, s'il existe des zones d'air entre le substrat de niobate de lithium et le silicium, le substrat de silicium ne jouera pas son rôle de guide. Nous serons donc dans l'impossibilité de créer un guide d'ondes. De plus, afin de se rapprocher le plus possible de guides d'onde monomodes, nous devons amincir le niobate de sorte à n'avoir plus que quelques dizaines de microns de substrat piézoélectrique. Or, si le collage est de mauvaise qualité, il sera alors impossible d'obtenir un amincissement de bonne qualité, des trous dans la couche de niobate au niveau des poches d'air seront inévitables. Enfin, le rodage et le polissage sont également des étapes essentielles dans ce procédé de fabrication afin d'obtenir une couche de LiNbO_3 uniforme sur toute la surface du transducteur mais aussi dans le but d'avoir une très bonne qualité de surface du matériau, ce qui améliorera les réponses acoustiques des dispositifs.

Ce paragraphe nous a permis de décrire les deux types d'objets permettant de valider cette nouvelle technique de fabrication de transducteurs acoustiques. Le but de cette étude étant de prouver qu'il est possible d'utiliser les TPP pour réaliser des filtres radio-fréquences, nous allons donc, dans la suite de ce chapitre, nous concentrer sur la conception et la méthode de fabrication de filtres acoustiques à base de TPP.

3.2 Réalisation des premiers filtres à base de transducteurs polarisés périodiquement

Comme nous l'avons dit précédemment, le but de cette thèse est de prouver qu'il est possible de remplacer les transducteurs acoustiques classiques à base de peignes interdigités par des transducteurs polarisés périodiquement, et notamment dans les filtres radio-fréquences. Pour le démontrer, nous avons donc conçu et réalisé des

structures de filtres totalement originales. Afin de pouvoir expliquer la conception ayant précédé à la réalisation des filtres, il est essentiel de faire quelques petits rappels sur le fonctionnement des transducteurs classiques.

3.2.1 Fonctionnement d'un filtre SAW classique à base d'IDTs

Avant d'expliquer comment nous avons conçu notre filtre, nous allons revenir sur le mode de fonctionnement d'un filtre classique utilisant des transducteurs à peignes interdigités. Comme nous l'avons dit précédemment, le transducteur à peignes interdigités comprend deux électrodes imbriquées en forme de peignes réalisés sur un substrat piézoélectrique. Une tension appliquée entre les deux électrodes crée alors un champ électrique qui engendre des compressions et des dilatations au voisinage de la surface donnant naissance à différentes ondes élastiques. En ce qui concerne l'onde de Rayleigh, la fréquence de synchronisme du transducteur est égale à :

$$f_0 = \frac{v_R}{2d}, \quad (3.2)$$

où v_R représente la vitesse de l'onde de Rayleigh et d , la distance entre deux doigts.

Un filtre à ondes de surface se compose de deux transducteurs : un émetteur et un récepteur. La réponse fréquentielle recherchée est définie pour l'essentiel par la structure de l'émetteur ou du récepteur ou bien de l'un et de l'autre. Dans le cas simple où le récepteur par exemple, présente peu de doigts, donc une bande passante large et des doigts dont la longueur constante, est supérieure à la largeur du faisceau élastique engendré par l'émetteur, la réponse impulsionnelle et donc la réponse fréquentielle sont déterminées par le dessin de l'émetteur [68]. Un exemple est représenté sur la figure 3.5.

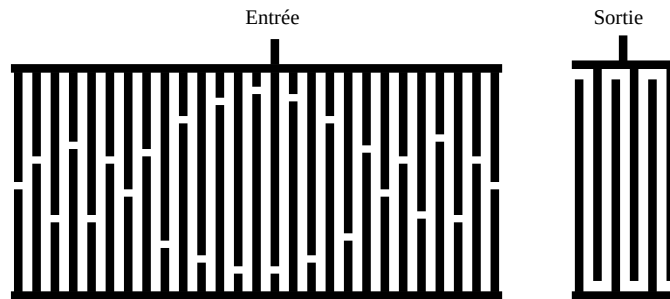


FIG. 3.5 – Schéma d'un filtre avec transducteurs en ligne : la longueur du recouvrement des doigts d'un des transducteurs varie selon une loi imposée par la réponse désirée

On peut noter sur ce schéma qu'il existe des doigts inactifs : ces doigts, portés au potentiel de leurs voisins, ont pour but de compenser la différence de marche due à la répartition inégale de métal dans un transducteur ordinaire.

Une variation en $(\sin X)/X$ de la longueur de recouvrement des doigts des peignes interdigités de l'émetteur fournit une réponse fréquentielle rectangulaire [68]. En effet, à une réponse fréquentielle en forme de créneau de largeur B , centré sur la fréquence f_0 :

$$H(f) = \frac{1}{2} \Pi \left(\frac{f - f_0}{B} \right), \quad \text{pour } f > 0 \quad (3.3)$$

correspond la réponse impulsionnelle :

$$h(t) = B \frac{\sin(\pi B t)}{\pi B t} \cos(2\pi f_0 t). \quad (3.4)$$

Selon la méthode des sources discrètes décrite par Dieulesaint et Royer [68], celles-ci sont à distribuer aux instants t_n tels que :

$$\varphi(t_n) = 2\pi f_0 t_n = n\pi \quad \text{d'où} \quad t_n = \frac{n}{2f_0}, \quad (3.5)$$

soit en des points équidistants d'abscisses $x_n = n \frac{V_R}{2f_0}$, et leur amplitude est proportionnelle à :

$$A_n = \frac{\sin(n\pi B/2f_0)}{\pi B/2f_0}. \quad (3.6)$$

Cependant, il est important de noter que la réponse fréquentielle s'écarte naturellement d'un créneau et présente des oscillations puisque la fonction en $\sin X/X$ n'est déterminée que par un nombre de lobes limités. Comme la longueur de tout transducteur est limitée et sa réponse impulsionnelle nécessairement finie, une réponse fréquentielle réellement rectangulaire est inaccessible.

En résumé, la réponse d'un tel filtre est la convolution des réponses des deux transducteurs. Celle-ci est entièrement conditionnée dans le domaine temporel par le dessin des transducteurs fixant l'échantillonnage (position des électrodes) et la pondération (recouvrement entre électrodes) [69].

Un exemple de filtre classique ainsi que la réponse d'une telle structure sont présentés sur les figures 3.6 et 3.7.

On remarque, dans un premier temps, que la réponse obtenue correspond bien à une fonction « porte ». La bande passante est extrêmement raide, on constate également qu'elle n'est pas parfaitement rectangulaire comme nous l'avons expliqué précédemment, mais en dehors d'une très faible ondulation dans la bande et des bandes de transition souffrant d'une perte liée à la troncature de la fonction $\sin X/X$ et son échantillonnage, la fonction spectrale obtenue est très proche de celle recherchée. La réjection hors bande est de l'ordre de 60 dB. Les pertes d'insertion dans la bande, assez élevées, sont dues, d'une part, au couplage piézoélectrique du substrat (de l'ordre de 1 % sur quartz, valeur notoirement modeste) et d'autre part, à l'obligation de fonctionner hors des conditions d'adaptation d'impédance (induisant des ondulations dans la bande notablement fortes dues à l'effet de triple transit) [68].

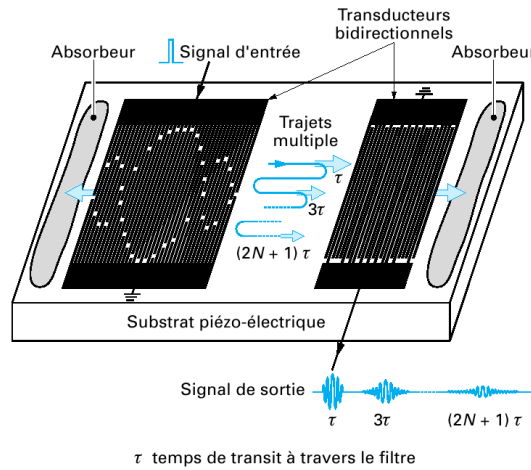


FIG. 3.6 – Structure classique d'un filtre à deux transducteurs bidirectionnels [69]

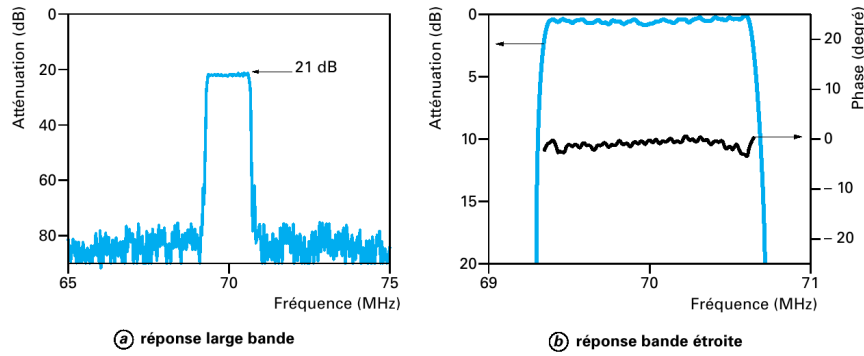


FIG. 3.7 – Réponse typique d'un filtre SAW classique [69]

Nous avons donc choisi de reproduire ce type de filtre à l'aide de nos transducteurs à domaines ferroélectriques alternés. Le principal avantage de ce type de structure tient dans la possibilité de réaliser la fonction spectrale recherchée en jouant directement sur la forme de l'électrode supérieure. Cette particularité unique de nos transducteurs doit donc être démontrée.

3.2.2 Choix du dessin du filtre à base de TPPs

3.2.2.1 Validation du principe

Comme nous l'avons dit précédemment, le but de cette étape est de démontrer qu'il est possible de fabriquer des filtres RF à base de transducteurs à domaines ferroélectriques alternés. Les électrodes en forme de peignes n'étant plus nécessaires dans notre cas, il nous suffit d'inverser les domaines dans le matériau puis de structurer les électrodes supérieures de façon à obtenir la réponse fréquentielle désirée. Afin de valider le principe de fonctionnement des filtres à base de TPPs, nous avons d'abord

réalisé des formes d'électrodes simples (carrés, rectangles et triangles) de façon à vérifier qu'il y a bien transmission entre les transducteurs émetteur et récepteur. Pour cela, nous décidons de réaliser un masque avec plusieurs types d'électrodes de façon à avoir une vue d'ensemble de ce que nous pouvons obtenir avec ce type de filtres. Les différents dispositifs que nous réalisons sont représentés sur le schéma 3.8.

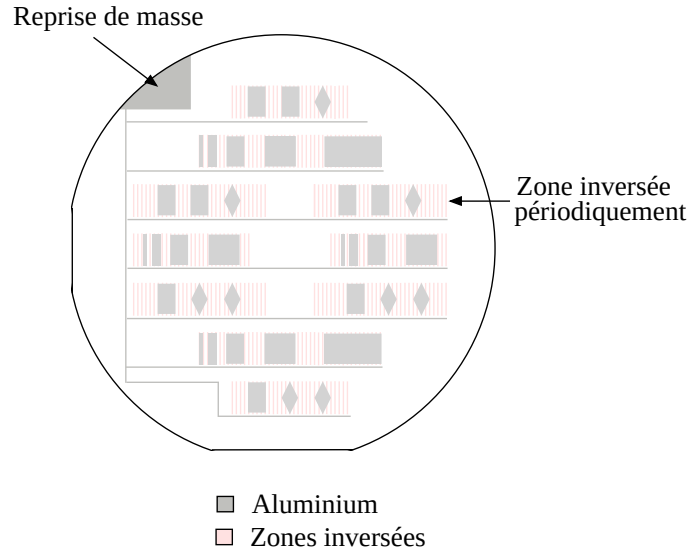


FIG. 3.8 – Représentation schématique des dispositifs de validation

Quels que soient les motifs dessinés, nous avons choisi une distance inter-électrode supérieure ou égale à la longueur du transducteur émetteur de façon à ne pas avoir de réflexions parasites. On remarque, dans ce dessin d'électrodes, que tous les transducteurs peuvent jouer à la fois le rôle d'émetteur ou de récepteur. Cela nous permet de caractériser plusieurs types de structures sur un minimum de place. On rappelle deux transducteurs rectangulaires convolués entre eux donnent une réponse spectrale en $(\sin(X)/X)^2$ et dans le cas de deux triangles, on obtient une réponse fréquentielle en $(\sin(X)/X)^4$.

Le choix de la configuration des électrodes concernant la masse sera explicité dans la partie 3.2.3. Cette première configuration permet de valider le principe de fonctionnement de ce type de structure, mais le but de cette étude est de fabriquer un filtre semblable à celui présenté précédemment mais cette fois-ci en utilisant des TPPs.

3.2.2.2 Configuration similaire aux filtres SAW

Après avoir validé le fait qu'il y a bien transmission avec des structures à base de TPPs, nous pouvons alors réaliser un filtre semblable à celui présenté en figure 3.6 mais en utilisant des TPPs. En nous fondant sur le fait qu'une variation en

$(\sin X)/X$ de la longueur de recouvrement des doigts des peignes interdigités de l'émetteur fournit une réponse fréquentielle rectangulaire pour un filtre classique, nous avons donc choisi de réaliser l'électrode supérieure de notre émetteur en forme de sinus cardinal. Le schéma 3.9 représente le dessin des électrodes supérieures des deux transducteurs constituant notre filtre.

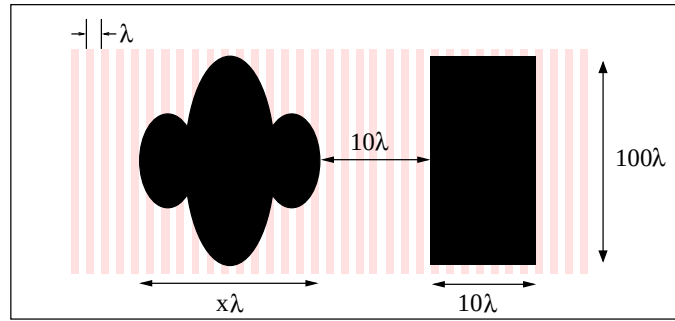


FIG. 3.9 – Représentation schématique du filtre réalisé

La longueur d'onde acoustique choisie pour ce démonstrateur est de $40\text{ }\mu\text{m}$. Plusieurs dessins de l'électrode de l'émetteur ont été réalisés avec des nombres de lobes différents et donc des longueurs de recouvrement des domaines différentes. Le tableau 3.3 regroupe les différentes configurations.

	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 3
Nombre de lobes du sinus cardinal	3	5	7
Nombre de périodes sous l'électrode	400	600	800
Largeur de recouvrement du sinus cardinal	$16000\text{ }\mu\text{m}$	$24000\text{ }\mu\text{m}$	$32000\text{ }\mu\text{m}$

TAB. 3.3 – Caractéristiques des 3 types d'électrode supérieure de l'émetteur

N'étant pas en mesure de simuler ces structures avec nos outils de simulation pour l'instant, le seul paramètre que nous avons pu calculer est la largeur du lobe central choisi de façon à obtenir une réponse correspondant à une fonction « porte » centrée en $f_0 = v/\lambda$ ayant une largeur de bande passante égale à 500 kHz . Dans ce cas, nous pouvons trouver le nombre de périodes qui doivent être recouvertes par le lobe central de l'électrode. Le schéma 3.10 représente de façon idéalisée la transformée de Fourier d'un sinus cardinal.

On voit que la largeur d'un lobe correspond à $\Delta T = n\tau$ avec $\tau = \lambda/v$, n étant le nombre de périodes dans le lobe principal, τ la durée d'une période et v la célérité de l'onde acoustique excitée. Or, la largeur de la « porte » obtenue par transformée de Fourier ΔF est égale à $1/\Delta T$ donc $\Delta F = v/n\lambda$. En fixant ΔF , on peut donc

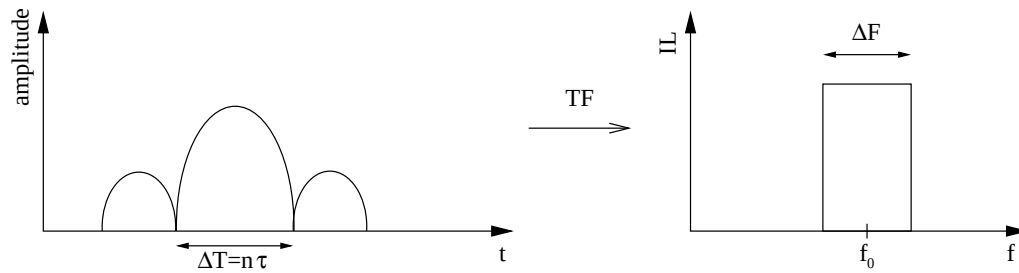


FIG. 3.10 – Transformée de Fourier d'un sinus cardinal

déterminer n et donc en déduire ΔT . De cette façon, nous avons déterminé la largeur du lobe central du sinus cardinal et ainsi pu dessiner trois types d'électrode supérieure du transducteur émetteur. Le transducteur récepteur, quant à lui, correspond à une courte fenêtre spatiale rectangulaire dont la bande passante de la fonction de transfert en réception est naturellement très supérieure à celle de la fonction de transfert en émission de l'émetteur.

3.2.3 Réalisation des filtres

Une fois le dessin des électrodes défini, la dernière étape consiste à réaliser les dispositifs. La principale difficulté de cette réalisation réside dans le fait de faire « un retour de masse » sur la face supérieure du substrat de façon à pouvoir effectuer les mesures à l'aide du système de pointes de notre analyseur de réseaux. Hormis ce détail, les étapes de fabrication sont classiques et identiques à celles de la réalisation des premiers dispositifs de validation (cf. figure 3.1). Le schéma 3.11 présente le substrat en fin de fabrication des filtres.

Grâce à ce type de structure, il nous est alors possible d'effectuer les mesures en transmission à l'aide des pointes reliées à l'analyseur de réseaux et ainsi de mesurer l'efficacité des filtres réalisés que ce soit pour les dispositifs de validation (avec des motifs simples) ou pour les filtres plus élaborés. Toutes les mesures ainsi que les comparaisons avec la théorie sont répertoriées dans le chapitre 6.

Enfin, une ultime étape a été réalisée sur ces structures. En effet, afin d'éliminer les modes ici « parasites » (autres que le mode fondamental du guide), nous avons aminci le substrat de niobate jusqu'à une trentaine de microns. Pour ce faire, nous avons utilisé les mêmes techniques que celles employées pour la réalisation des guides d'ondes acoustiques, à savoir le report de la plaque de niobate de lithium sur un substrat de silicium et l'amincissement du substrat piézoélectrique. Les étapes technologiques ainsi que les résultats obtenus seront décrits dans les chapitres 4 et 6.

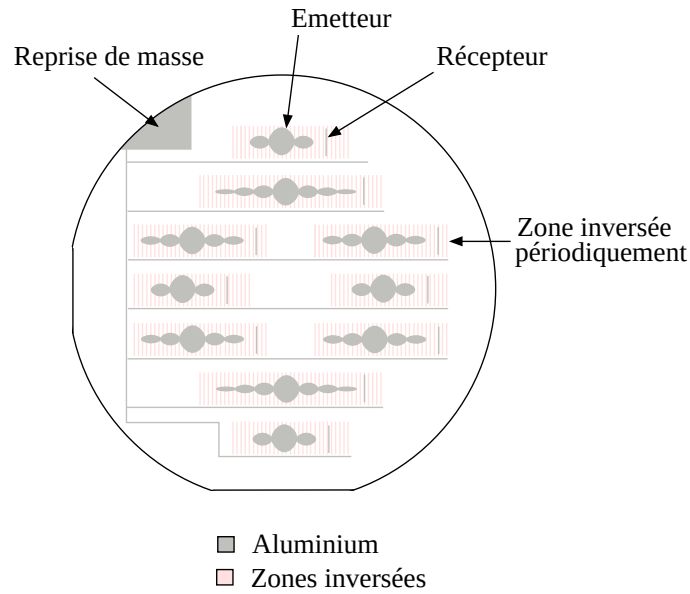


FIG. 3.11 – Représentation des filtres réalisés avec des transducteurs périodiquement polarisés

Pour conclure, cette partie nous a permis de décrire les modes de réalisation de nos premiers filtres RF fondés sur l'utilisation de transducteurs périodiquement polarisés. Le point important à noter avec ce type de structure tient donc dans la possibilité de réaliser la fonction spectrale recherchée en jouant directement sur la forme de l'électrode supérieure. Grâce à cette technique, relativement facile à mettre en œuvre, il devient simple de pouvoir créer des filtres avec n'importe quelle réponse spectrale.

Le but premier de ce travail était de prouver que l'on pouvait remplacer les IDTs par des TPPs pour réaliser des filtres RF. Nous avons également travaillé sur d'autres structures et notamment sur des dispositifs électro-optiques ou des résonateurs pour lesquels l'utilisation d'inversions de domaines s'avère très intéressante. Nous allons décrire ces autres structures dans la suite de ce chapitre.

3.3 Utilisation de domaines inversés pour d'autres applications

3.3.1 Réalisation de dispositifs électro-optiques à base d'inversion de domaines

Au cours de notre projet, nous avons été amenés à travailler avec une entreprise locale, Photline Technologies, spécialisée dans la conception, le développement et la commercialisation de composants optoélectroniques et notamment de modulateurs

électro-optiques. Jérôme Hauden, l'un des cofondateurs de cette société, fut le premier à développer l'inversion de domaines sur niobate de lithium à l'Université de Franche-Comté suite à des travaux qu'il avait entrepris à l'Université de Stanford en Californie. C'est d'ailleurs le banc de polarisation qu'il a développé au sein du laboratoire d'optique que nous utilisons pour réaliser nos inversions de domaine.

Au cours de cette collaboration, un objet fondé sur l'utilisation de domaines alternés a été envisagé. Il s'agit d'un dispositif électro-optique constitué d'une structure de type Mach-Zehnder réalisée dans du niobate de lithium et dont la polarisation d'un des deux bras est inversée. Dans la suite de chapitre, je vais expliquer l'intérêt d'une telle structure et les techniques mises en œuvre pour les réaliser.

L'objectif de cette étude est de fabriquer un modulateur optique à basse tension de commande. Avant de décrire le mode de fabrication d'un tel dispositif, je vais revenir sur les notions essentielles à la compréhension du fonctionnement d'un tel objet, c'est-à-dire le principe du modulateur électro-optique de type Mach-Zehnder.

3.3.1.1 Les modulateurs Mach-Zehnder

Le but de la modulation consiste à transmettre des informations codées électriquement portées sur un signal optique. Elle est obtenue en modulant directement le faisceau lumineux en sortie du laser. Ainsi les défauts de la modulation directe qui incombent au laser ne sont plus présents sur le signal optique [70]. Les modulateurs guides d'ondes sont des composants très utiles pour de nombreuses applications comme les réseaux de communication de fibres optiques ou la télévision cablée [71]. Le principe de fonctionnement de ces modulateurs repose sur l'effet électro-optique qui change l'indice de réfraction d'un guide lorsqu'un champ électrique est appliqué sur le système par le biais d'électrodes [72]. Ce phénomène est appelé effet Pockels si les effets électro-optiques sont linéaires, c'est-à-dire que la variation d'indice est proportionnelle au champ appliqué [73]. La plupart des modulateurs d'intensité électro-optiques exploitent l'effet Pockels à l'aide d'une structure de type Mach-Zehnder (cf. figure 3.12), c'est-à-dire un guide droit qui se divise en deux par une jonction en Y afin que chacun des deux bras ne soit pas soumis au même champ électrique. Ces deux branches optiques se rejoignent ensuite à l'aide d'une deuxième jonction en Y. Sur l'exemple de la figure 3.12, un des deux bras est recouvert par l'électrode « chaude », porteuse du signal électrique, tandis que le deuxième est recouvert par la masse : le champ électrique régnant dans ce bras a un sens opposé au champ électrique appliqué au bras n°1. Lors de l'application du champ électrique, l'indice effectif optique n diminue donc sur l'un des bras, alors qu'il augmente sur l'autre, ce qui entraîne une différence de phase entre les signaux optiques issus de chacune

des branches [73].

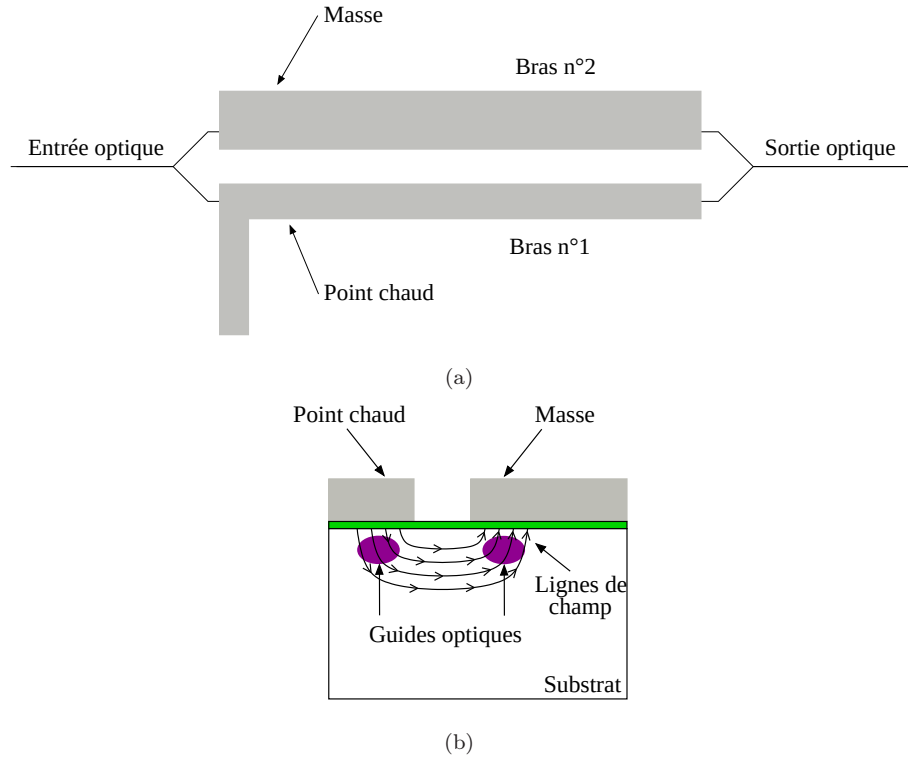


FIG. 3.12 – Représentation d'un modulateur Mach-Zehnder : (a) vue de dessus et (b) vue en coupe : la zone colorée entre les électrodes et le substrat est une couche tampon pour éviter les pertes optiques dans le métal

Cette différence de phase $\Delta\Phi$ peut être résumée par la relation :

$$\Delta\Phi \simeq \frac{2\pi}{\lambda}(\Delta n_1 - \Delta n_2)L \quad (3.7)$$

où L est la longueur d'interaction entre champs électrique et optique, et Δn_1 et Δn_2 sont les variations d'indices dues respectivement aux champs électriques moyens $\langle E_1 \rangle$ et $\langle E_2 \rangle$ régnant dans les guides optiques des bras 1 et 2. Si la tension pilotant le point chaud est nulle, le signal issu du bras $n^\circ 1$ est en phase avec le signal issu du bras $n^\circ 2$: l'interférence entre les deux signaux est constructive, et l'intensité optique en sortie du Mach-Zehnder est maximale. Si la tension appliquée est telle que les signaux optiques sont en opposition de phase ($\Delta\Phi = \pi$) à la sortie de la deuxième jonction Y, l'interférence est destructive, et l'intensité de sortie est minimale. La tension qui permet de réaliser cette opposition de phase est notée V_π [73].

La structure des électrodes n'est pas toujours celle dessinée en figure 3.12, mais le principe physique demeure le même quel que soit le type d'électrode envisagé : le champ électrique induit sur au moins un des deux bras module l'intensité de la

porteuse optique grâce à l'effet électro-optique. Les matériaux susceptibles d'assurer un effet électro-optique pour la réalisation d'un modulateur se divisent en trois catégories : les polymères, les semiconducteurs InP ou GaAs et le niobate de lithium. Bien évidemment, c'est la troisième catégorie qui va nous intéresser. Il est en effet possible de réaliser des modulateurs Mach-Zehnder sur du niobate de coupe Z.

3.3.1.2 Intérêt des modulateurs que nous avons réalisés

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, un modulateur Mach-Zehnder est constitué de deux bras dont l'un doit être excité et l'autre être à la référence électrique. Étant donné qu'il est possible de réaliser des modulateurs Mach-Zehnder sur du niobate de lithium de coupe Z, il est donc possible de retourner la polarisation sur une zone du substrat. L'intérêt de ce type de structure est que la polarisation est intrinsèque au matériau, il n'est donc plus nécessaire de réaliser deux électrodes supérieures distinctes, une électrode pleine de part et d'autre du guide est suffisante comme on peut le voir sur le schéma 3.13.

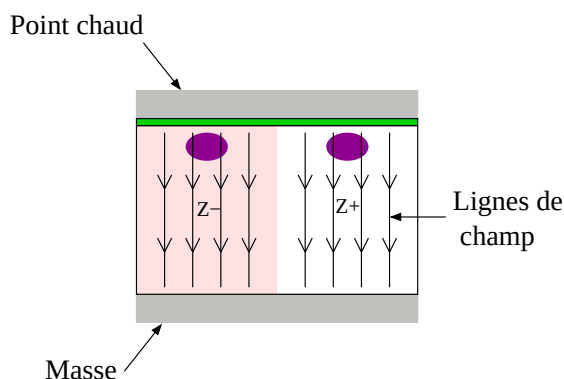


FIG. 3.13 – Modulateur Mach-Zehnder avec domaine inversé

Il est important de noter qu'une inversion de domaine ne modifie pas l'indice du matériau, auquel cas, le modulateur Mach-Zehnder ne jouerait plus son rôle.

D'autre part, des simulations réalisées chez Photline Technologies montrent que la tension de commande est « conditionnée » par l'épaisseur du substrat. En effet, pour une épaisseur de niobate de l'ordre de $10\ \mu\text{m}$, la tension de commande du modulateur devient inférieure au volt. Le but est donc de réduire l'épaisseur du niobate. Pour cela, nous allons utiliser les méthodes employées précédemment pour la réalisation de guides d'ondes acoustiques, c'est-à-dire, le report de la couche piézoélectrique sur un autre substrat puis l'aminçissement de la couche de niobate de lithium afin d'obtenir un modulateur schématisé sur la figure 3.14

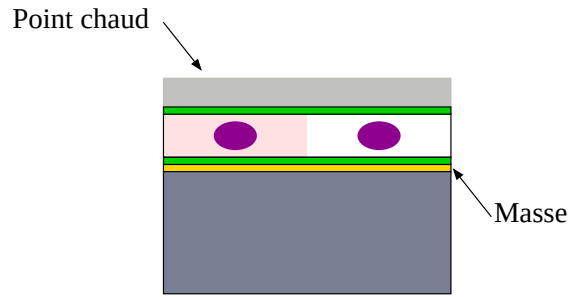


FIG. 3.14 – Modulateur Mach-Zehnder avec domaine inversé et niobate de lithium aminci

3.3.1.3 Réalisation de la structure

La fabrication d'un tel objet nécessite plusieurs étapes technologiques dont l'inversion de domaines, la réalisation de guides optiques, le report de couche, l'amincissement et la gravure. L'avantage de travailler en collaboration avec Photline Technologies a consisté en l'utilisation de leurs concepts de guides optiques et le support d'expertise apportée par les ingénieurs de la société nous a permis d'éviter certains écueils chronophages. Nous avons donc adapté nos propres masques en fonction des leurs. La plus grande difficulté de cette réalisation a consisté à aligner chaque motif en fonction du guide car, pour le moment, nous n'avons pas trouvé de solution permettant de créer des croix d'alignement lors du poling. Les différentes étapes de fabrications sont les suivantes :

1. Inversion de domaines : elle consiste à créer des rectangles inversés de 5 cm de long sur 500 μm de large. Cette zone devra recouvrir un bras du Mach-Zehnder. Plusieurs dispositifs sont créés sur un substrat de 3 pouces de diamètre.
2. Réalisation des guides d'onde optique : il existe deux techniques pour fabriquer des guides, la diffusion de titane et l'échange protonique. Ces deux techniques seront détaillées dans le chapitre 4 et nous expliquerons la raison du choix de l'échange protonique. La difficulté majeure de cette étape est l'alignement du guide par rapport à la zone inversée. En effet, comme on peut le voir dans le schéma 3.15, il y a peu de latitude quant au positionnement du guide car il ne faut absolument pas que les deux bras soient en contact avec la zone inversée. Cette étape a systématiquement été réalisée dans la salle blanche de Photline Technologies.

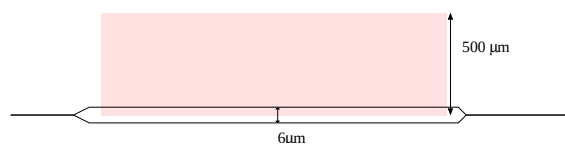


FIG. 3.15 – Mach-Zehnder à base de domaines inversés

3. Report de la plaque de niobate de lithium sur un substrat de silicium. Pour cette étape, nous avons choisi de faire un collage métallique de façon à obtenir une électrode enterrée. La méthode, identique à celle employée pour la fabrication des guides d'onde acoustiques, sera détaillée dans le chapitre suivant. La seule différence tient au fait que nous devons ajouter une couche tampon de silice avant le dépôt de chrome/or. Cette couche permet de limiter les pertes optiques dans le métal.
4. Amincissement de la couche de niobate : encore une fois, nous utilisons la même technique que celle décrite pour la fabrication des guides d'ondes acoustiques.
5. Connectique : c'est l'étape la plus critique. En effet, hormis le dépôt de l'électrode supérieure qui s'avère aisé, il faut que nous puissions avoir accès à l'électrode enterrée. Pour cela, nous devons soit graver le silicium, soit graver le niobate de lithium. Ces deux solutions ne sont pas simples à mettre en place et plusieurs essais ont dû être entrepris afin d'aboutir à un résultat concluant.

Nous pouvons remarquer dans cet enchaînement d'étapes, que nous avons préféré réaliser l'inversion de domaines avant d'inscrire les guides d'onde dans le substrat. En effet, nous avons tenté les deux approches, cependant, il s'avère plus aisé d'aligner les motifs des guides dans les zones inversées que le contraire. De plus, la dimension des zones inversées peut varier en raison de l'élargissement des domaines sous l'isolant comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 2, il est donc plus judicieux de créer les zones inversées en premier lieu.

Toutes ces étapes sont répertoriées dans le schéma 3.16. Les méthodes employées et les difficultés rencontrées lors de la fabrication de cet objet seront décrites dans les chapitres 4 et 6.

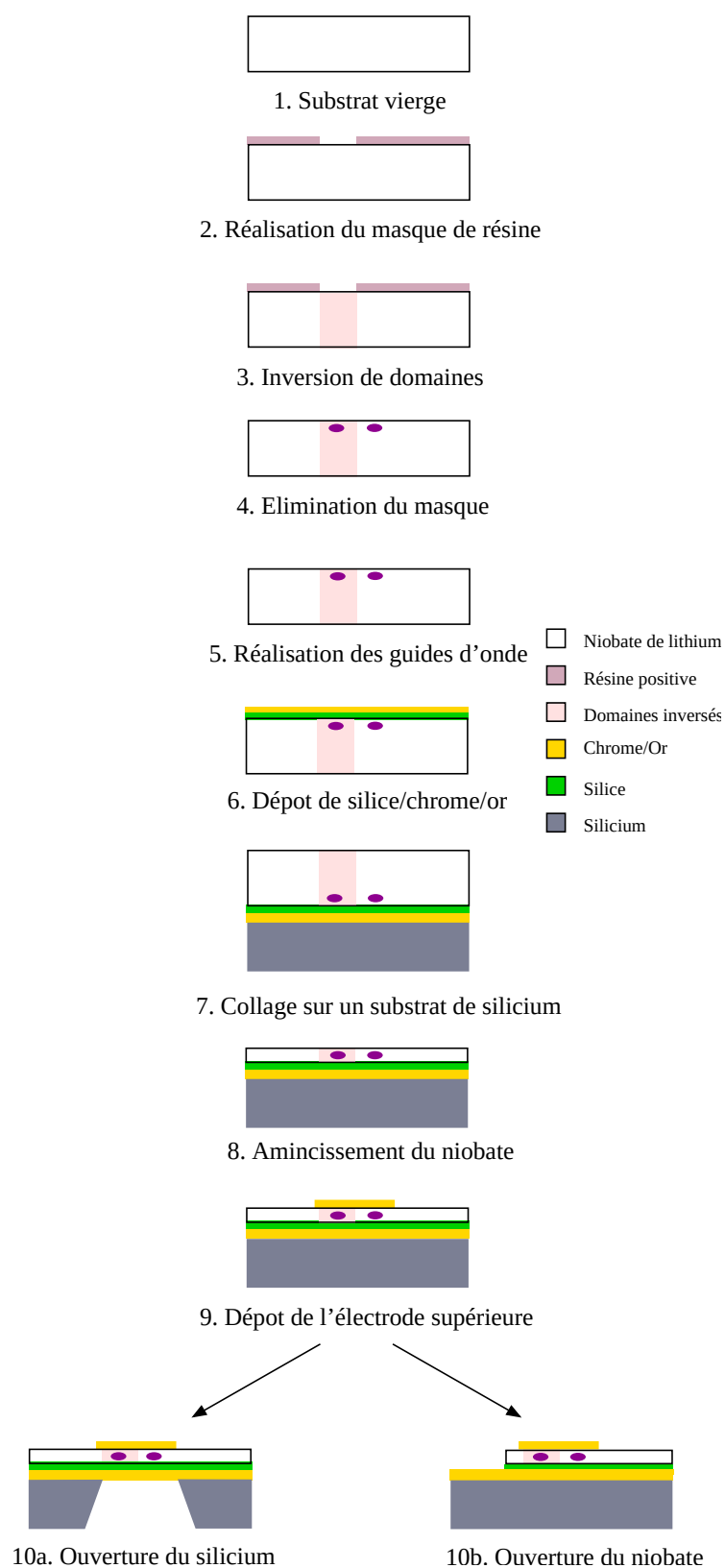


FIG. 3.16 – Étapes de réalisation d'un modulateur Mach-Zehnder à base de domaines inversés

3.3.2 Dispositifs à onde isolée

Ayant montré l'intérêt des dispositifs acoustiques à domaines inversés, l'idée d'un nouveau type d'oscillateur exploitant des transducteurs à domaines ferroélectriques alternés et permettant d'exciter des ondes piégées entre deux substrats a vu le jour. L'idée consiste à utiliser un guide d'ondes à domaines ferroélectriques distribués périodiquement réalisé sur un substrat ferroélectrique mono-cristallin placé entre deux substrats de matériaux mono-cristallins permettant le guidage d'ondes sans pertes de façon comparable à une onde d'interface. L'excitation est effectuée grâce à deux électrodes en regard, aux interfaces entre le matériau ferroélectrique et les deux substrats de guidage. Ces interfaces sont réalisées par une technique de report impliquant une couche métallique. Parmi les matériaux possibles pour la transduction, on peut utiliser le niobate de lithium ainsi que le tantalate de lithium, et plus particulièrement les coupes (ZX) car la vitesse des ondes rayonnées par la surface est supérieure à 5800 m/s. Le silicium, quant à lui, se prête bien au guidage des ondes et de plus permet l'accès électrique par micro-usinage de volume. Cependant, d'autres matériaux sont susceptibles d'être utilisés. Une étude théorique sera présentée dans le chapitre 6.

Par manque de temps, nous n'avons pu réaliser toutes les configurations imaginées, les dispositifs ont donc été réalisés à base de niobate de lithium puis placés entre deux plaques de silicium. La technique d'inversion de domaines est identique à celle décrite précédemment. En ce qui concerne le collage, nous avons encore une fois choisi la méthode impliquant une couche métallique compressée à froid afin d'obtenir une électrode enterrée ainsi que pour éviter les pertes acoustiques dues à un matériau organique servant de « colle ».

Dans un premier temps, un dispositif permettant de valider la méthode a été fabriqué. Il consiste en une plaque épaisse (500 μm) de niobate de lithium avec inversions de domaines ($\lambda = 50 \mu\text{m}$) reportée entre deux substrats de silicium. Pour ce faire, un masque avec 5 réseaux de même longueur d'onde a été réalisé de façon à obtenir 5 dispositifs sur un substrat de diamètre 3 pouces. Une fois l'inversion réalisée, le substrat est reporté, à l'aide d'un collage métallique à l'or, sur une plaque de silicium de 380 μm d'épaisseur. Cette étape est répétée une seconde fois afin de créer un « sandwich » dans lequel la couche de niobate de lithium est enserrée comme on peut le voir sur la figure 3.17.

Afin de pouvoir réaliser les mesures, il est nécessaire de pouvoir reprendre le contact sur les électrodes enterrées. Pour cela, on grave le silicium de part et d'autre du niobate de lithium. Nous avons choisi d'utiliser la méthode de gravure sèche profonde qui permet une gravure rapide et sélective du silicium. Afin d'effectuer les

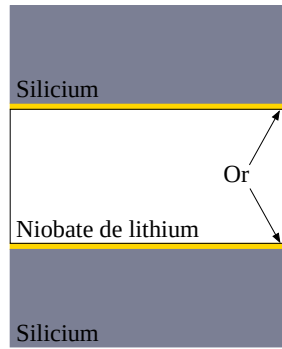


FIG. 3.17 – Premier dispositif de test à onde isolée entre deux substrats de guidage

mesures, chaque dispositif a été découpé et les connectiques ont été réalisées via un connecteur SMA. Ce premier test nous a donc permis de valider les méthodes de fabrication d'un tel objet.

Le but de ce dispositif étant d'être monomode, nous avons donc fabriqué un second dispositif en amincissant le niobate de lithium. Les différentes étapes de réalisations sont répertoriées dans le schéma 3.18 (voir chapitre 4 pour les détails des étapes technologiques).

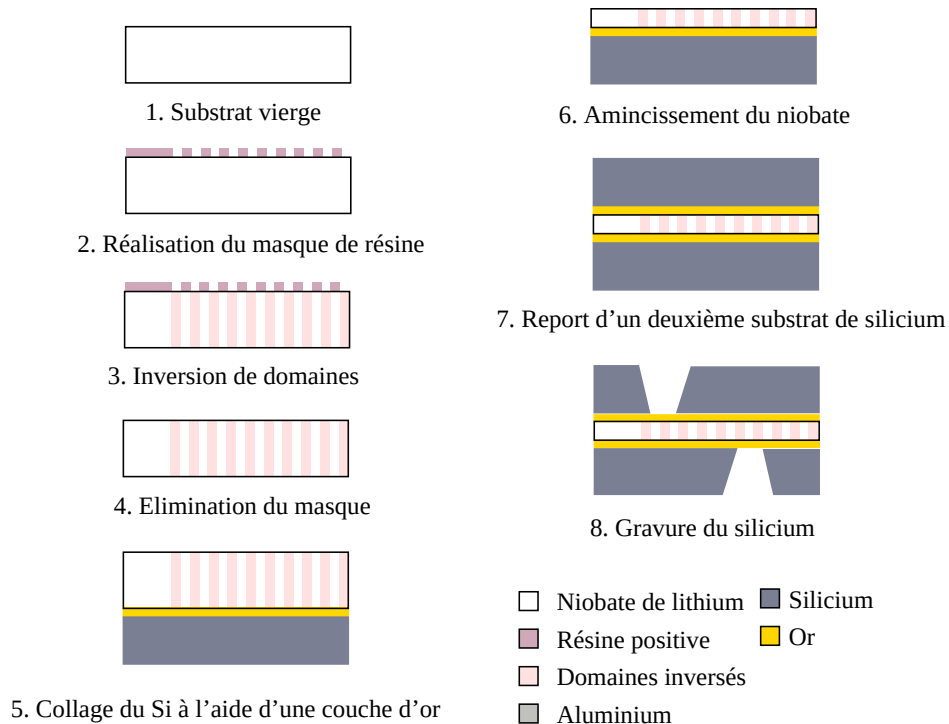


FIG. 3.18 – Étapes de réalisation du dispositif à onde isolée avec niobate aminci

Seuls deux prototypes ont été fabriqués, cependant de nombreuses combinaisons de matériaux peuvent être employées de façon à améliorer le guidage des ondes et

également de réduire la dérive en température du substrat de transduction. Toutes les études théoriques sont résumées dans le chapitre 5.

Ces premiers dispositifs nous permettent donc de valider ces nouveaux types de résonateurs à ondes élastiques guidées. À terme, on fabriquera des résonateurs fonctionnant à des fréquences voisines ou supérieures au GHz utilisables pour la stabilisation en fréquence des oscillateurs électriques dans la bande de fréquence 50 MHz – 5 GHz.

3.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de répertorier tous les différents objets fabriqués durant cette étude, de comprendre dans quel but ils ont été conçus et également de décrire les différentes étapes technologiques nécessaires à leurs réalisations. On peut s'apercevoir que la nouvelle approche consistant à utiliser des domaines inversés au lieu d'électrodes de différentes polarités déposées sur un substrat peut avoir des avantages dans bien des domaines, et ne s'applique donc pas uniquement aux filtres RF. En effet, elle permet également de créer des dispositifs électro-optiques ou même des résonateurs. Cette nouvelle technique nous permet donc de fabriquer des dispositifs sans court-circuits, robustes et avec une bonne tenue en puissance, qui peuvent trouver leur place dans des domaines variés. Cependant, ces objets, bien que plus robustes nécessitent tout de même un certain nombre d'étapes technologiques et leur mise en œuvre est par conséquent plus complexe que celle des composants à ondes de surface classiques.

Le chapitre suivant va s'attacher à décrire plus précisément chaque phase critique de réalisation des dispositifs, c'est-à-dire, l'inversion de domaines, le report de couche, l'amincissement, la fabrication de guides optiques ainsi que la gravure en volume pour chercher les contacts électriques. Chaque phase ainsi que les différentes solutions envisagées seront détaillées et le choix de la méthode employée sera explicité.

Chapitre 4

Mise en œuvre technologique

Dans le chapitre précédent, je me suis attachée à décrire le principe de fonctionnement des différents dispositifs fondés sur l'utilisation de domaines ferroélectriques inversés. Bien que les étapes technologiques nécessaires à ces réalisations aient été énumérées, je ne les ai pas encore décrites de façon précise. Le présent chapitre vise donc à détailler les étapes importantes et à expliquer les choix technologiques que nous avons faits. Pour cela, je vais d'abord décrire la méthode employée pour fabriquer les différents objets puis détailler les autres pistes que nous avons suivies ou qui pourraient être envisagées pour obtenir des résultats identiques voire meilleurs. Ce chapitre concerne l'inversion de domaines, la fabrication des guides optiques, le report de plaque, l'amincissement et enfin, la gravure profonde.

4.1 Inversion périodique de domaines ferroélectriques par champ électrique

Dans le chapitre 2, je me suis concentrée sur l'aspect théorique de l'inversion périodique de domaines ferroélectriques dans le niobate de lithium ou le tantalate de lithium. Ce paragraphe quant à lui, décrit la méthode employée pour fabriquer ces domaines à polarisation alternée. Dans un premier temps, je vais expliquer comment la structure périodique est définie sur le substrat, détailler le banc de polarisation utilisé et donner quelques exemples de résultats. Dans un second temps, je décrirai les autres pistes que nous avons suivies, notamment, concernant la réalisation de la structure isolante et les raisons pour lesquelles elles ont été abandonnées. Enfin, je donnerai quelques perspectives qui peuvent s'avérer judicieuses mais que nous n'avons pu tester.

4.1.1 Procédé employé pour la fabrication de domaines inversés

Comme je l'ai dit dans le chapitre 2, nous nous sommes inspirés des travaux qu'Anthony Martinez avait entrepris pour sa thèse pour réaliser nos inversions de domaines. Nous avons d'ailleurs utilisé le banc de polarisation qu'il avait mis au point lors de ses travaux. La première étape cruciale dans la réalisation d'une structure à domaines inversés par champ électrique est la définition de la structure périodique isolante, c'est donc par la description de ce procédé que je commencerai.

4.1.1.1 Définition de la structure périodique isolante

Avant toute chose, il est nécessaire de faire une brève description des substrats utilisés. Comme nous l'avons dit précédemment, le retournement de la polarisation se fait suivant l'axe Z, il nous faut donc des substrats de niobate de lithium ou de tantalate de lithium de coupe (ZX), de façon à ce que l'axe Z soit normal à la plaque. Les différents substrats ont été achetés dans deux entreprises américaines, Crystal Technology en ce qui concerne le LiNbO_3 et Red Optronics pour le LiTaO_3 . Ils sont de composition dite congruent (c'est-à-dire proche de la composition stœchiométrique), font 3 pouces de diamètre, 500 μm d'épaisseur et ont un polissage de qualité « optique » sur les deux faces. Il est important de rajouter qu'ils proviennent tous de la même boule donc ont été fabriqués en même temps. Cette donnée n'est pas essentielle, cependant, elle permet d'avoir une bonne reproductibilité du phénomène sur les différentes plaquettes. Enfin, ils possèdent deux méplats de façon à reconnaître la face Z^+ . Il est important de noter que la qualité et la pureté du substrat sont des paramètres essentiels dans l'inversion de domaines.

Dans la méthode que nous avons choisie, la structure assurant une isolation périodique sur la face Z^+ est définie par photolithographie. Une photolithographie classique en résine positive se compose de 4 étapes :

- enduction de résine,
- recuit : élimination des solvants de la résine,
- insolation : définition des motifs que nous voulons transférer,
- développement dans une base : révélation des motifs.

Cependant, le niobate de lithium ainsi que le tantalate de lithium sont deux matériaux pyroélectriques et plus particulièrement la coupe utilisée. Les paramètres de recuit ont donc été adaptés de façon à ne pas créer de chocs de thermiques. Pour cela, nous décidons de cuire notre résine une demi-heure dans une étuve à 95°C puis de la laisser refroidir quelques heures avant de l'insoler. Des tests effectués par Anthony Martinez ont révélé, d'une part que la résine positive S1828 de Shipley possédait des propriétés isolantes suffisantes pour notre application et d'autre part qu'elle résistait

à l'application de tensions voisines de 12 kV. Par conséquent, nous avons également choisi cette résine pour réaliser nos structures isolantes. Les paramètres de photolithographie nous permettent d'obtenir des motifs avec des flancs droits et de l'ordre de 2,5 μm d'épaisseur. La photolithographie réalisée est schématisée en figure 4.1.

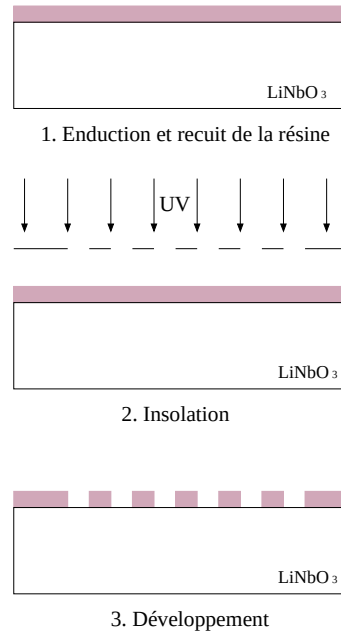


FIG. 4.1 – Définition de la structure périodique

Il faut également noter qu'en raison des propriétés pyroélectriques du LiNbO_3 ou du LiTaO_3 , un déplacement de charges a lieu à l'intérieur de ces matériaux sous l'effet d'une variation de température. De ce fait, des arcs électriques peuvent se produire lorsque l'on approche une pince métallique à la surface du substrat. L'onde de choc accompagnant la décharge ainsi que le choc thermique peuvent engendrer des défauts structurels locaux, c'est pourquoi, afin d'éviter ces phénomènes qui fragiliseraient notre substrat, nous utilisons des pinces adaptées (recouvertes de téflon). Il est également possible de « décharger » le substrat en le posant sur une feuille d'aluminium et en mettant la résine en contact d'un masque recouvert de motifs métalliques (chrome) de façon à ce que les charges « s'écoulent ».

De cette façon, des motifs avec différentes périodes ont été réalisés en fonction de l'application visée. Le tableau 4.1 récapitule les différents masques créés.

Une fois la résine structurée, on peut procéder à l'inversion de domaines. Le paragraphe suivant présente le banc de polarisation utilisé.

	Motifs dessinés (période)	Nombre de dispositifs par plaquette
Dispositifs de validation	3 réseaux (50, 100 et 200 μm)	3
	3 réseaux (10, 20 et 40 μm)	11
Filtres	réseaux (50 μm)	12
Dipositifs électro-optiques	rectangles de 5 cm sur 500 μm	18
Dipositifs à onde isolée	réseaux (50 μm)	5

TAB. 4.1 – Différents types de masques réalisés

4.1.1.2 Banc de polarisation mis à notre disposition

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, le circuit électrique doit être constitué d'un amplificateur haute tension, d'un générateur de signaux, d'un ordinateur et d'un oscilloscope. Dans notre cas, un amplificateur HT TREK 20/20B délivrant des tensions de 0 à 20 kV est piloté par un générateur de signaux HP 33120A. Cette source HT est directement reliée à la cellule dans laquelle est placé le substrat ainsi qu'à un ordinateur qui nous permet de créer et de générer l'impulsion préalablement définie (cf. le chapitre 2). Enfin l'acquisition de la tension et du courant délivrés lors de l'inversion est possible grâce à un oscilloscope HP 54603B. La photographie 4.2 présente le banc de polarisation utilisé.

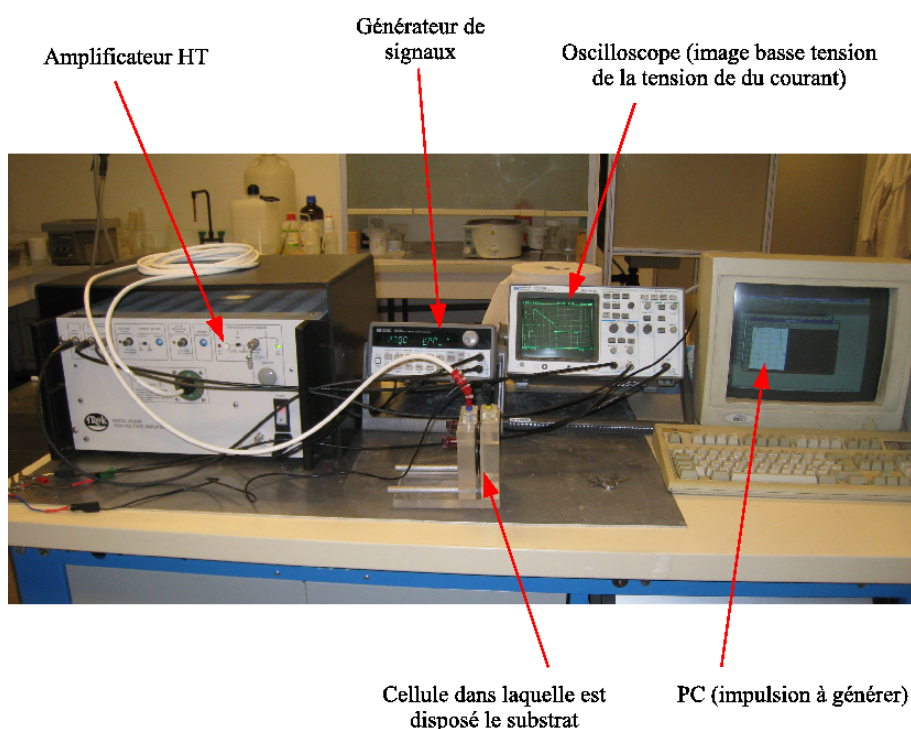


FIG. 4.2 – Photographie représentant le banc de polarisation

Comme nous l'avons dit précédemment, le substrat est bloqué dans une cellule

représentée sur les photographies 4.3 (a) et (b).

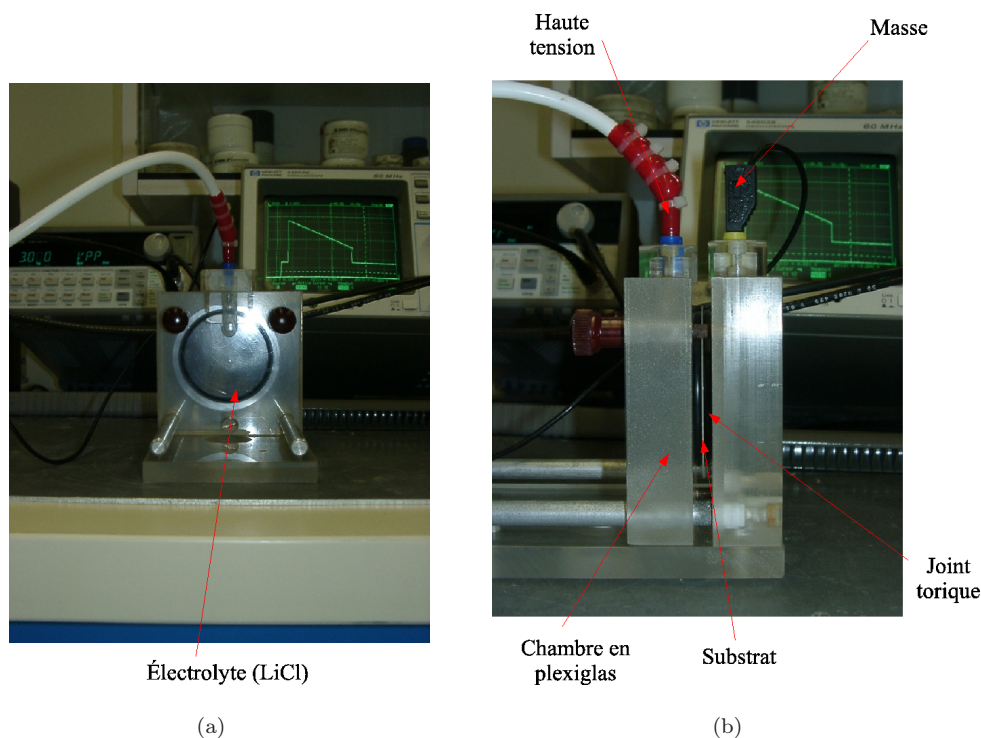


FIG. 4.3 – Photographies de la cellule dans laquelle le substrat est inséré

Les deux joints toriques recouverts d'huile de silicone permettent de créer deux zones étanches que nous pouvons remplir avec notre électrode liquide préalablement préparée. Le chlorure de lithium, LiCl , se présente sous forme de sel que l'on dilue de façon à obtenir une solution saturée. Comme nous l'avons dit dans le chapitre 2, du fait de sa grande viscosité et afin de faciliter le remplissage, l'électrolyte a été dilué (ajout d'environ 2 ml d'eau pour 250 ml de LiCl saturé) de façon à ce qu'il puisse combler correctement les zones non recouvertes de résine.

L'ultime étape avant l'inversion consiste à brancher la haute tension au niveau de la face Z^+ du substrat et la masse sur la face opposée comme on peut le voir sur la figure 4.3 (b). Une fois ce montage prêt, l'inversion de domaine peut avoir lieu. Elle ne dure que quelques millisecondes pour le niobate de lithium et quelques secondes pour le tantalate de lithium en raison de la longue phase de stabilisation des domaines. Les figures 4.4 (a), (b) et (c) montrent quelques exemples des courbes tension-courant que l'on peut obtenir. Celles-ci ont été acquises lors d'inversions de domaines dans du niobate de lithium, mais elles sont représentatives des résultats que l'on peut obtenir avec du tantalate de lithium.

Grâce à un petit programme créé sous Matlab, nous pouvons calculer la quantité de charges transférées pour compenser l'inversion de domaines afin de la comparer

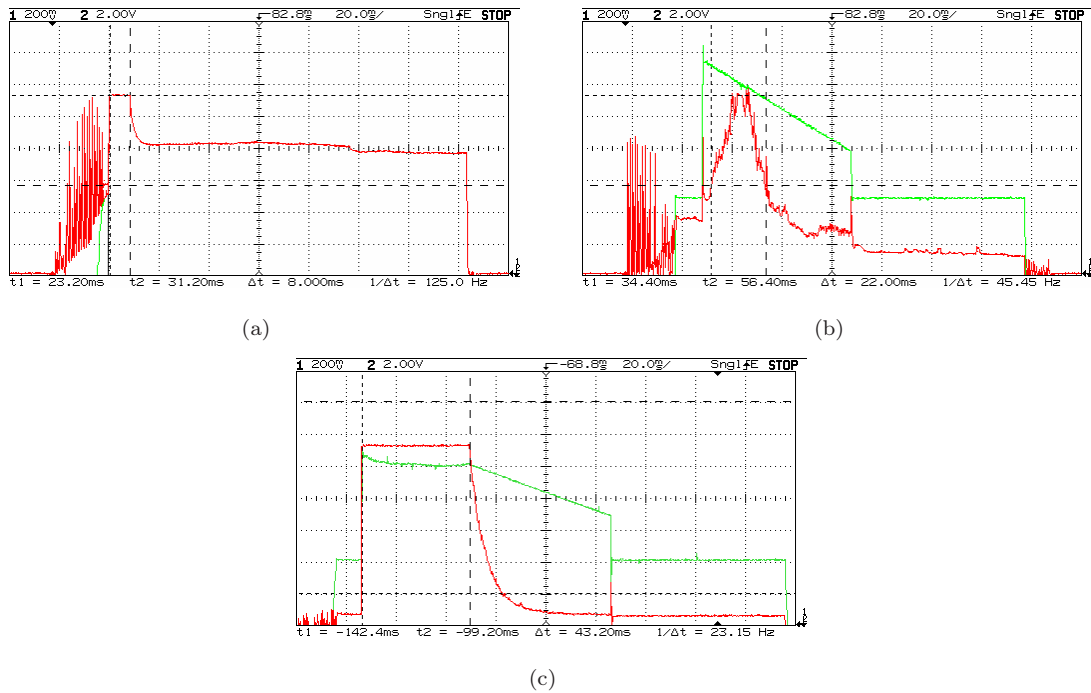


FIG. 4.4 – Tension et courant délivrés lors de l’inversion de domaines (a) Lors d’un claquage diélectrique – (b) Inversion incomplète – (c) Inversion totale

à la valeur théorique de façon à savoir si l’inversion est totale ou non, ou s’il y a eu « sur-inversion », c’est-à-dire inversion sous l’isolant. Ce programme calcule, en effet, l’aire effective sous la courbe de courant, ce qui nous permet de remonter à la quantité de charges transférées. Rappelons que l’amplificateur HT fonctionne en régime de saturation donc la valeur maximale du courant observée au niveau du palier équivaut à 22,4 mA. De cette façon, on en déduit que l’inversion observée sur la figure 4.4 (b) n’est pas totale : on calcule en effet une quantité de charges transférées égale à 632 μC , alors qu’en théorie elle aurait dû être de 760 μC (valeur déduite de la formule 2.3 énoncée dans le chapitre 2). En revanche, l’inversion que nous pouvons observer sur la figure 4.4 (c) nous indique qu’elle est totale (nous calculons 1065 μC au lieu des 1014 μC théoriques), il y a même un peu de « sur-inversion ».

Une fois l’inversion de domaines réalisée, il ne reste qu’à nettoyer les substrats en les plongeant d’abord dans de l’alcool afin de dissoudre le cholure de lithium restant puis dans l’acétone pour éliminer le masque de résine. Un second passage dans un bain d’alcool propre permet d’éliminer l’acétone. Les domaines créés sont ensuite caractérisés au microscope optique. Les figures 4.5 (a), (b) et (c) présentent quelques exemples de domaines inversés que nous avons obtenus. Comme on peut le constater, les inversions peuvent être incomplètes et les rapports cycliques variables. Le rapport cyclique est un paramètre très dur à maîtriser. Différents tests réalisés

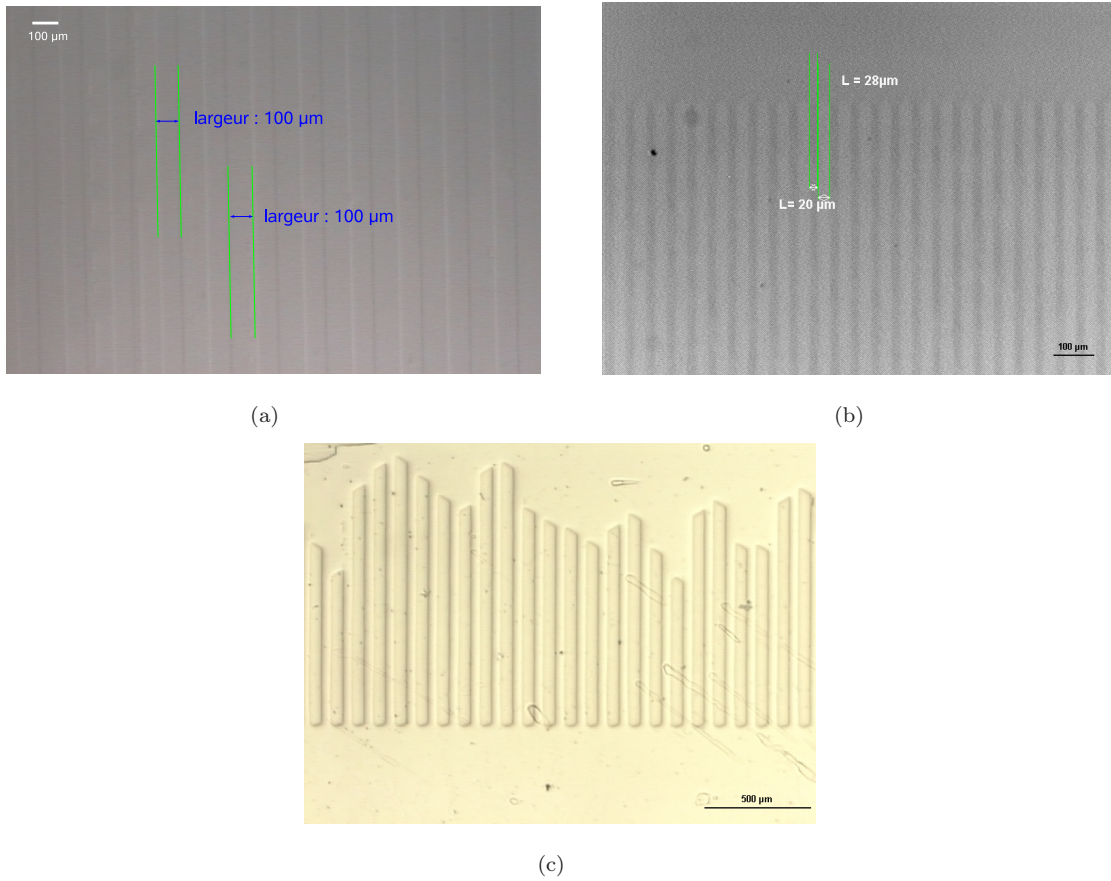


FIG. 4.5 – Inversion de domaines vues au microscope optique (a) Inversion totale sur LiNbO_3 (rapport cyclique de 50 %) – (b) Inversion totale sur LiTaO_3 (rapport cyclique de 35 %) – (c) Inversion incomplète sur LiNbO_3

pour remédier à ce problème sont exposés dans la partie suivante. Il est également important de noter que l'on observe un contraste net entre les zones Z^+ et Z^- , ce qui nous permet de calculer le rapport cyclique. Cependant, nous n'expliquons pas cette différence de contraste pour le moment. Plusieurs mesures de marches à l'AFM ont été réalisées pour vérifier si le contraste venait d'une différence de topologie sur le substrat, cependant aucun relief n'a été observé. Concernant le rapport cyclique, nous avons pu constater plusieurs phénomènes. Lorsque l'on inverse des domaines de 3 réseaux de différentes périodes sur un même substrat, les rapports cycliques sont bien égaux à 50 % mais les domaines inversés de la plus petite période ne sont pas uniformes et de grandes zones ne sont pas inversées. Partant de cette constatation, nous avons alors réalisé un masque sur lequel nous avons dessiné plusieurs dispositifs avec une même période. Il s'est alors avéré que tous les domaines étaient inversés sur toute la surface du substrat mais avec un rapport cyclique de l'ordre de 30 %. Actuellement, nous n'avons pas d'explication concernant ces phénomènes.

4.1.2 Solutions visant à améliorer le procédé

Plusieurs autres solutions ont été testées ou envisagées pour tenter d'améliorer le rapport cyclique ou pour éviter d'employer une tension si élevée, notamment l'essai de différents types de masques ou des inversions de domaines sur des substrats amincis. Ces solutions sont décrites de façon succincte dans le reste cette partie.

4.1.2.1 Autres types de structures isolantes

De nombreux types de masques, et notamment différents masques métalliques ont déjà été testés pour faire de l'inversion périodique de domaines par champ électrique [51]. C'est d'ailleurs en se fondant sur ces travaux que le choix d'Anthony Martinez s'est arrêté sur une structure isolante en résine. Compte tenu de son efficacité, nous avons alors repris l'idée. Il n'était donc pas utile de réitérer ces essais. Cependant, on peut également trouver dans la littérature deux autres types de masques qui n'ont pas été essayés par Miller et qui sont censés empêcher l'élargissement des domaines sous l'isolant, il s'agit d'un masque en silice [74] et d'un masque en échange protonique [75]. Nous avons donc testé ces deux types de masques.

Masque en silice

Nous avons choisi de réaliser un masque avec 5 dispositifs de même période ($50\text{ }\mu\text{m}$) sur des substrats de LiNbO_3 . La structure isolante est réalisée en « lift-off », c'est-à-dire qu'une couche de résine est d'abord structurée sur le substrat, de la silice étant ensuite déposée par évaporation sur le substrat. L'ultime étape consiste à plonger le substrat dans l'acétone afin de dissoudre la résine et ainsi révéler les structures en silice. Un schéma explicatif est présenté en figure 4.6.

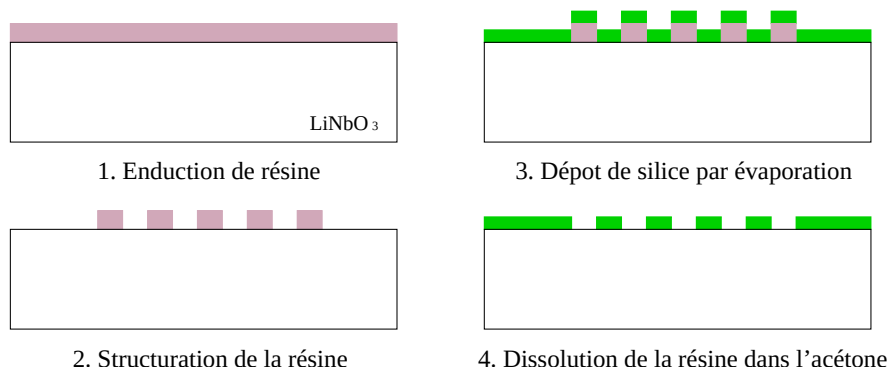


FIG. 4.6 – Étapes de réalisation du masque en silice par « lift-off »

La photographie 4.7 présente le masque en silice réalisé avant l'inversion de domaines.

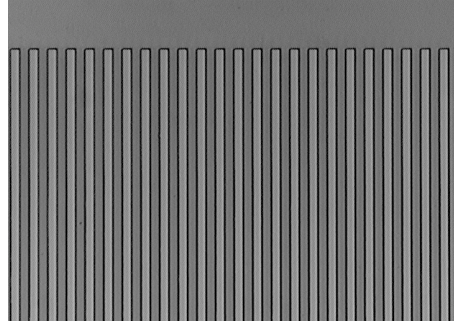
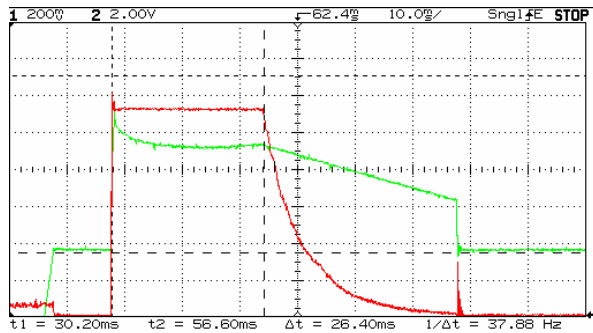
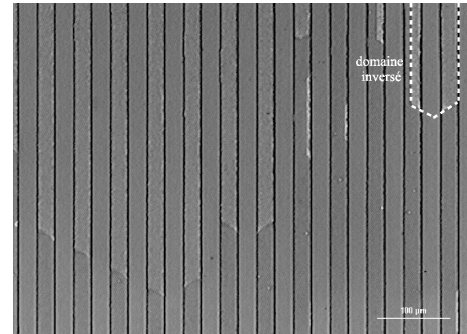


FIG. 4.7 – Masque en silice

Une fois les masques préparés, nous avons pu procéder à l'inversion de domaines. L'impulsion employée est celle que nous utilisons habituellement pour ce type de surface à inverser. Deux essais ont été effectués. Le premier a été réalisé avec un masque de silice de $0,75\ \mu\text{m}$ d'épaisseur déposée à $0,7\ \text{nm/s}$. Dès la première impulsion, nous avons eu des courbes tension/courant semblant indiquer que l'inversion s'était bien déroulée (cf. figure 4.8 (a)) et que la totalité des zones non recouvertes par le masque était inversée. Nous avons donc gravé la silice (en gravure sèche) pour vérifier l'état des domaines inversés. Malheureusement, nous avons constaté qu'il y avait bien des domaines inversés mais de façon aléatoire et certainement en dessous du masque de silice comme le montre la figure 4.8 (b).



(a)



(b)

FIG. 4.8 – (a) Courbes tension/courant délivrés lors de l'inversion – (b) Observation au microscope optique des domaines après gravure : l'état de surface des zones gravées est détérioré, c'est pour cette raison que l'on ne voit pas le domaine en entier

Nous en avons conclu que l'épaisseur de silice déposée n'était pas suffisante et n'assurait donc pas son rôle isolant. Nous avons donc réitéré l'expérience avec une couche de silice de $1,3\ \mu\text{m}$ d'épaisseur déposée à $5\ \text{nm/s}$. Après une première impulsion, nous avons remarqué que l'inversion n'était pas totale. Nous avons donc appliqué une seconde impulsion sur ce même substrat. D'après le calcul des charges,

on s'est aperçu qu'il y avait « sur-inversion ». Afin de confirmer l'hypothèse selon laquelle la silice ne jouait pas son rôle d'isolant, nous avons appliqué encore plusieurs impulsions jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de pic de courant. Pour ce faire, 6 impulsions ont été nécessaires. D'après nos calculs, nous avons inversé toute la surface à l'intérieur du joint. Nous en avons donc conclu que la silice ne jouait toujours pas son rôle d'isolant.

Afin de s'assurer des résultats, nous avons plongé les deux échantillons dans de l'acide fluorhydrique pendant 30 min de façon à révéler les domaines inversés. En effet, je rappelle que la vitesse de gravure des zones Z^- est plus élevée que celle des zones Z^+ [76]. Après révélation, il s'est avéré que des zones ont été inversées même sous le masque de silice comme on peut le voir sur la figure 4.9.

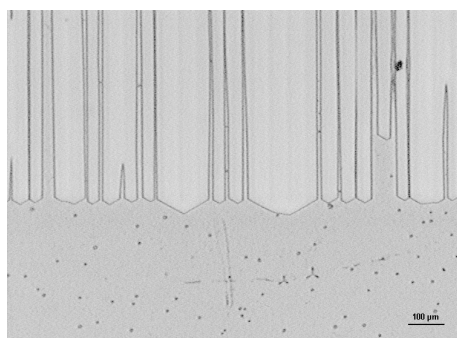


FIG. 4.9 – Visualisation des domaines inversés du premier échantillon après la gravure HF (face Z^-)

En ce qui concerne le second échantillon, nous avons eu la confirmation selon laquelle toute la surface à l'intérieur du joint a été inversée. Nous n'avons donc pas pu conclure quant à l'amélioration du rapport cyclique avec un masque de silice. D'autres tests pour améliorer la qualité de la silice, tels que l'utilisation du canon à ions d'argon pendant le dépôt, sont en cours afin de pouvoir conclure sur l'efficacité réelle d'un tel masque. Parallèlement à ces tests, nous avons également tenté le masque en échange protonique.

Masque en échange protonique

Comme je l'expliquerai plus longuement dans la partie suivante concernant la fabrication des guides optiques, l'échange protonique consiste à remplacer des ions Li^+ se trouvant dans le cristal par des protons H^+ . La couche ainsi obtenue devient une couche inerte qui a complètement perdu ses propriétés piézoélectriques. Le principe consiste à déposer un masque métallique sur le substrat, puis le tout est placé pendant 24 heures dans un acide riche en proton à 200°C . Une couche échangée égale à $2,7\text{ }\mu\text{m}$ est ainsi réalisée (cf. figure 4.10).

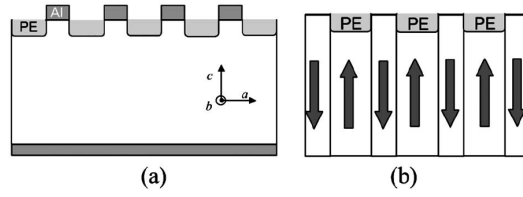


FIG. 4.10 – Principe du masque en échange protonique [75] : (a) Après métallisation et échange protonique – (b) Après gravure du masque métallique et inversion de domaines

Le masque métallique est ensuite gravé dans une solution acide pour obtenir le masque en échange protonique que l'on peut voir sur la figure 4.11.

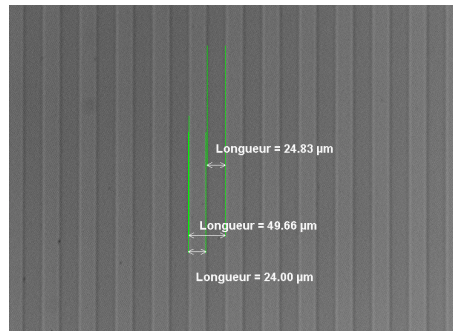


FIG. 4.11 – Masque en échange protonique sur un substrat de niobate de lithium

Malheureusement, les plaques de niobate ont été fragilisées lors de l'étape d'échange protonique qui s'effectue à haute température : elles se sont fissurées. Cependant, nous avons tout de même pu utiliser des morceaux de substrats pour réaliser des inversions de domaines. Celles-ci ne se sont pas révélées très satisfaisantes si l'on regarde les courbes tension/courant (cf. figure 4.12). En effet, elles n'ont pas l'allure des courbes habituelles lors d'une inversion de domaines de qualité.

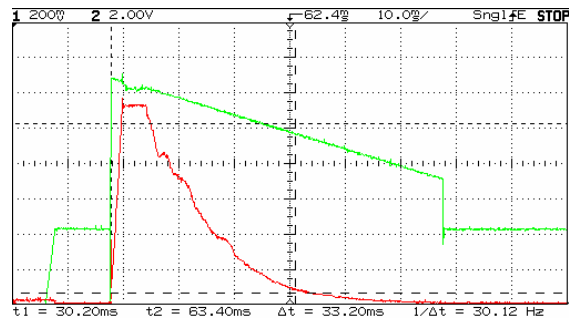


FIG. 4.12 – Courbes tension/courant délivrés lors de l'inversion de domaines avec un masque en échange protonique

Comme on ne voit que le masque d'échange protonique au microscope, il faut le

graver pour vérifier si les domaines sont bien inversés. Pour éliminer le masque réalisé en échange protonique, les morceaux de substrat sont plongés plusieurs minutes dans l'acide fluorhydrique. Cette étape a deux avantages : enlever le masque et créer une topologie entre les différents domaines étant donné le différentiel de gravure entre la face Z^+ et la face Z^- . Les domaines seront donc faciles à voir. Malheureusement, cette dernière étape n'étant pas terminée, je n'ai pas de résultats pour le moment.

En conclusion, nos premiers essais montrent qu'une étude qualitative sérieuse doit être mise en place pour déterminer des points de fonctionnement aussi efficaces que ceux exploités avec un masque de résine. Ces travaux dépassent malheureusement le cadre de cette thèse. Une solution envisagée concernant l'amélioration du rapport cyclique consiste à réaliser une structure isolante avec un rapport cyclique différent de 50 %, c'est-à-dire en tenant compte de l'élargissement des domaines sous l'isolant, de façon à ce que la largeur des domaines finaux corresponde au rapport cyclique désiré. Cependant, bien que la maîtrise de la largeur des domaines soit une donnée importante, elle n'est pas un paramètre clé en acoustique contrairement à l'optique étant donné que le rapport cyclique ne modifie en rien la fréquence de synchronisme de nos dispositifs. De ce fait, même si nous ne pouvons pas obtenir un rapport cyclique de 50 %, nos dispositifs n'en seront pas affectés.

Il existe également d'autres paramètres, notamment l'épaisseur des substrats, sur lesquels nous pouvons jouer de façon à faciliter l'inversion de domaines dans le niobate de lithium ou le tantalate de lithium.

4.1.2.2 Amincissement des substrats

Compte tenu du fait que nous avons toujours employé des substrats de 500 μm d'épaisseur, la tension à appliquer pour réaliser les domaines inversés étaient de l'ordre de 10,5 kV. Cependant, le recours à des tensions aussi élevées peut s'avérer dangereux pour l'opérateur et implique une rigueur expérimentale irréprochable. D'autre part, à ces tensions, des phénomènes tels que des claquages diélectriques dans l'air peuvent apparaître. Pour ces raisons, il serait plus facile de travailler à des tensions plus faibles, et pour cela, d'utiliser des substrats de plus faible épaisseur. Afin de pouvoir réduire de manière significative la tension à appliquer, il faudrait que l'épaisseur des plaques soit de l'ordre de cinquante microns, ce qui nous permettrait de travailler à des tensions proches de 1 kV. Étant donné qu'il est impossible de manipuler des substrats de si faible épaisseur, il nous faut les coller sur un support.

Dans ce but, nous avons donc réalisé un premier test : un substrat de niobate de lithium a été collé grâce à un collage métallique (procédé explicité dans la suite du chapitre) sur une tranche de silicium puis a été aminci par rodage mécanique

à 45 μm d'épaisseur. Un masque en résine a ensuite été défini sur la face Z^+ du substrat. Le collage a été placé dans la cellule que nous utilisons classiquement et le chlore de lithium a servi d'électrode liquide. En effet, nous avons considéré que le silicium était assez conducteur pour que la face Z^- soit reliée à la masse. Le protocole standard (décrit en première partie) a ensuite été utilisé pour procéder à l'inversion de domaines. Étant donné l'épaisseur de la couche de LiNbO_3 , la tension à appliquer devait approcher les 945 V.

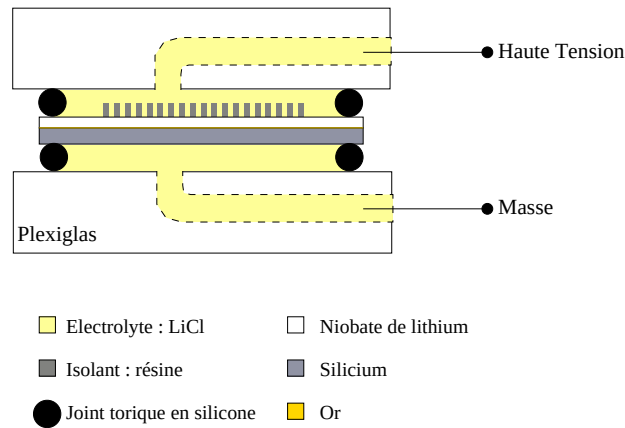


FIG. 4.13 – Dispositif utilisé pour l'inversion de domaines sur niobate aminci

Nous avons donc fait de nombreux essais en appliquant des tensions de plus en plus élevées (V_{max} compris entre 600 V et 4 kV), mais malheureusement nous n'avons pu observer aucune inversion de domaines. Nous en avons conclu que le silicium n'était pas suffisamment conducteur et que la face Z^- n'était pas en contact avec la masse. Dans ce cas, une inversion de domaines est donc impossible. Pour inverser des domaines dans un substrat aminci, il s'avère donc nécessaire de faire des ouvertures dans le silicium de façon à ce que les deux faces du substrat piézoélectrique soit en contact avec l'électrode liquide. Malheureusement, nous n'avons pu eu le temps de tester cette solution bien que la mise en œuvre semble relativement aisée.

Pour conclure, il existe de nombreuses voies à explorer pour améliorer et simplifier le procédé d'inversion de domaines. Malheureusement, nous n'avons pas eu le temps de les tester toutes mais le procédé que nous avons mis au point nous permet tout de même de fabriquer des dispositifs avec des domaines inversés de qualité et de façon répétable. Une autre étape technologique importante concerne la fabrication de guides optiques dans le niobate de lithium, celle-ci sera décrite dans la partie suivante.

4.2 Fabrication de guides optiques

Nous avons vu que pour créer des dispositifs électro-optiques, une étape de fabrication de guides optiques est nécessaire. Il existe deux façon de fabriquer des guides optiques : par diffusion de titane ou par échange protonique. Ces deux méthodes sont explicités dans cette partie.

4.2.1 Diffusion de titane

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, la diffusion de titane consiste à déposer une couche métallique de titane sur la face polie d'un substrat de LiNbO_3 et à placer cet échantillon dans un four à haute température ($1000 - 1200^\circ\text{C}$) pendant plusieurs heures. Le titane va pénétrer dans le matériau et induire une augmentation locale de l'indice de réfraction ordinaire et extraordinaire du LiNbO_3 . La première étape de fabrication d'un guide consiste donc à structurer une bande de titane sur le substrat par une méthode de gravure classique ou par « lift-off ». Le tout est ensuite placé dans un four plusieurs heures de façon à ce que le titane pénètre dans l'échantillon. La figure 4.14 montre la répartition du titane dans le niobate de lithium après diffusion.

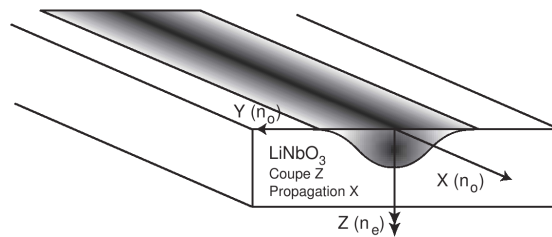
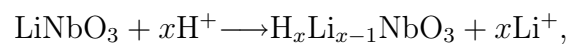


FIG. 4.14 – Aspect d'un guide créé par diffusion de titane, distribution normale de la zone de diffusion [50]

4.2.2 Échange protonique

Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, le principe de l'échange protonique repose sur un échange entre des ions Li^+ à la surface de l'échantillon et des protons H^+ . Ce phénomène peut être illustré par la réaction suivante :



x étant le taux de substitution.

La technique repose sur une étape de « lift-off » d'une couche de silice par le biais d'une résine photosensible. Cette couche joue le rôle de masque inhibant l'échange

protonique en dehors du guide optique. L'échange a lieu dans un bain d'acide benzoïque à 200°C et dure plusieurs heures. Le temps d'échange varie en fonction de la profondeur échangée que l'on souhaite. Ce processus forme un film de $H_xLi_{x-1}NbO_3$ qui se comporte comme une couche morte. En effet, cette substitution d'ions H^+ s'accompagne d'une modification considérable des propriétés optiques (réduction du coefficient non linéaire). Une étape de recuit à température inférieure à 400°C permet de restaurer partiellement la valeur du coefficient non linéaire [77]. Ce recuit est également nécessaire pour produire des guides optiques monomodes, stables, présentant de faibles pertes de propagation [78].

Photline Technologies possède les capacités de fabriquer ces deux types de guide. Cependant, comme nous avons décidé de réaliser l'inversion de domaines avant d'y inscrire les guides optiques, l'échange protonique est le seul procédé compatible avec cette méthode. En effet, la fabrication des guides en titane nécessite un recuit à une température proche de la température de Curie du niobate de lithium ($T_c = 1210^\circ\text{C}$). Ce traitement risquerait donc d'« effacer » les domaines que nous avons créés. Pour cette raison, les guides optiques seront réalisés en échange protonique.

4.3 Méthodes de report de plaques piézoélectriques

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, il est très utile de pouvoir reporter des substrats sur des plaques servant de support afin de pouvoir les amincir. À cette fin, nous avons essayé deux techniques : une méthode de collage par l'intermédiaire d'un polymère et une autre impliquant une couche métallique. Ces deux techniques sont détaillées dans cette partie ainsi que la caractérisation du collage obtenu et le choix de la méthode employée.

4.3.1 Collage par l'intermédiaire d'un polymère

Pour amincir un substrat de façon à obtenir une épaisseur inférieure à la centaine de microns, il est nécessaire de pouvoir le reporter sur un support sans quoi il est impossible de le manipuler sans le détériorer. C'est pourquoi nous avons développé, dans un premier temps, une méthode de collage par l'intermédiaire d'une couche de polymère. Pour ce faire, nous avons utilisé la résine SU-8 de chez Microchem [79]. Il s'agit d'une résine époxy négative qui polymérise sous les UV. Cette résine est, en général, vendue pour la fabrication de motifs à haut facteur de forme qui impliquent le plus souvent une épaisseur de résine importante (plusieurs centaines de microns), mais il en existe également des formules permettant d'obtenir des épaisseurs de résine de quelques microns. Nous avons choisi d'utiliser cette résine car, une fois

cuite, elle résiste à la plupart des traitements que peut subir un dispositif : acétone, éthanol, bain de nettoyage à base d'acide sulfurique et de peroxyde d'hydrogène, etc. En effet, après le collage, le substrat peut subir encore de nombreuses étapes de fabrication, les plaques ne doivent absolument pas se décoller. Nous avons également choisi de travailler avec des substrats de silicium de 3 pouces de diamètre, de 380 μm d'épaisseur et dont la variation d'épaisseur sur la totalité de la tranche (TTV en anglais pour « Total Thickness Variation », voir figure 4.15) est contrôlée et inférieure à 3 μm . Nos substrats de niobate de lithium ont, quant à eux, un TTV inférieur à 10 μm .

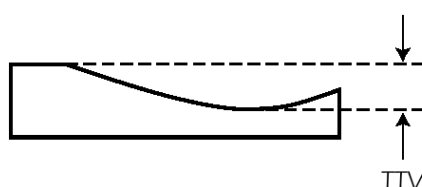


FIG. 4.15 – Définition du TTV par Crystal Technology [55]

Un des paramètres les plus importants dans le report de plaque est la propreté des substrats. La première étape consiste donc à les nettoyer. Pour ce faire, on les plonge dans un bain appelé « Piranha » constitué d'acide sulfurique et de peroxyde d'hydrogène en quantités égales. Ce bain permet d'éliminer tous les résidus organiques qui pourraient se trouver sur les plaques.

La seconde étape consiste à déposer par centrifugation une fine couche uniforme (environ 1 μm) de résine SU-8 2001 sur le substrat de niobate de lithium. Pour réaliser le collage, nous avons à notre disposition une machine de « Wafer Bonding » de marque EVG dont plusieurs paramètres sont réglables : le vide, la force appliquée (jusqu'à 7000 N) sur le couple de plaquettes, et la température de chaque substrat (pouvant atteindre 550°C). La tranche de niobate de lithium est d'abord placée sur le support 3 pouces de la machine. Le substrat de silicium est ensuite déposé sur le niobate de lithium par l'intermédiaire de 3 petites lamelles rétractables positionnées entre les deux plaques de façon à pouvoir aligner le second substrat sans endommager la couche de résine (cf. figure 4.16).

Enfin, une plaque de 3 mm d'épaisseur de graphite recouvre le tout. Une fois la mise en place effectuée et le capot fermé, il ne reste qu'à lancer le procédé. Celui que nous avons mis au point se compose de plusieurs étapes :

- obtention d'un vide de $2 \cdot 10^{-2}$ mbar,
- mise en contact des deux plaques (retrait des lamelles),
- montée en température du substrat inférieur : 65°C en 2°C/min,
- montée en température du substrat supérieur : 60°C en 5°C/min,

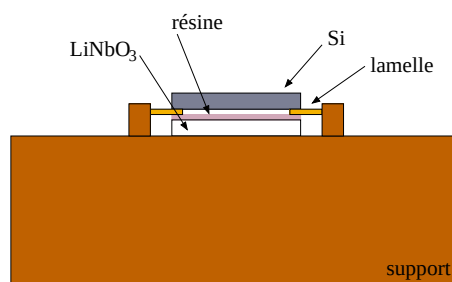


FIG. 4.16 – Mise en place des substrats dans la machine de « Wafer Bonding »

- application de 500 N sur les deux substrats pendant 40 min,
- descente lente en température jusqu'à atteindre 30°C.

Des rampes de température lentes sont nécessaires de façon à ne pas fragiliser le substrat de niobate de lithium très sensible aux chocs thermiques. D'autre part, on préfère travailler à des températures relativement basses de façon à ne pas créer de contraintes dans le collage étant donné la différence entre les coefficients de dilatation thermique des deux matériaux ($2,6 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ pour le silicium et $15 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ pour le niobate de lithium). Après quelques heures passées dans cette machine, nous pouvons récupérer le composite. L'image 4.17 nous présente un composite fabriqué à l'aide de résine SU-8.

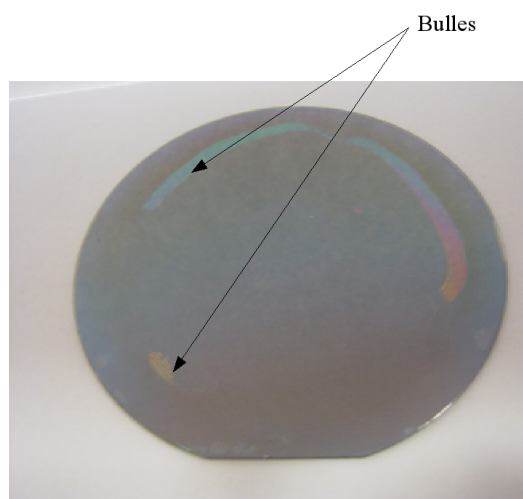


FIG. 4.17 – Composite réalisé à l'aide de la résine SU-8 : manifestation des phénomènes induits par le dégazage de la résine

Comme on peut le voir sur la figure 4.17, des bulles sont apparues durant le collage. Des images obtenues au microscope à balayage électronique visibles sur les figures 4.18 (a) et (b) nous permettent à la fois de voir que certaines zones sont parfaitement collées, et que d'autres présentent un défaut qui empêche l'adhérence à certains endroits.

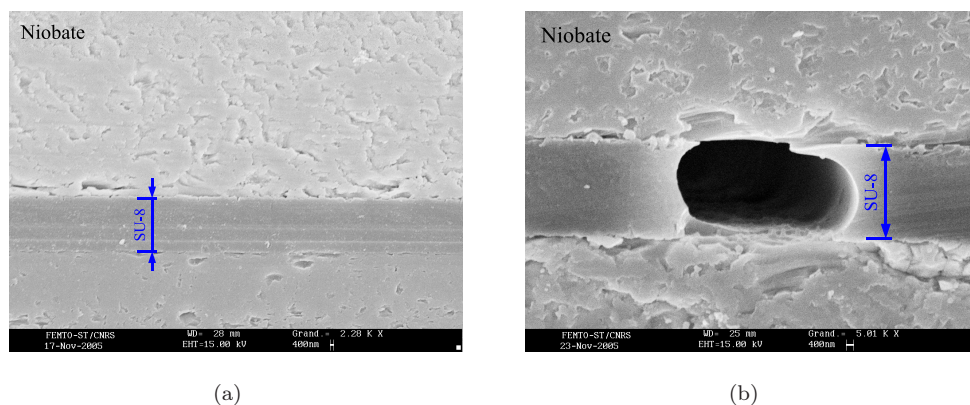


FIG. 4.18 – Détails des zones de collage par SU-8 : (a) Zone parfaitement collée – (b) Zone avec une bulle (photographies de Dorian Gachon)

Hormis le fait qu'il ait pu rester des poussières entraînant la formation de petites bulles localisées, la raison pour laquelle la majorité des bulles de grande surface apparaissent lors du collage vient probablement du fait que la résine SU-8 dégage beaucoup lors du recuit. Afin d'éviter ce genre de problème, il faudrait cuire la résine à plus basse température. Cependant, à des températures inférieures à 65°C, elle n'est pas suffisamment dure et ne peut pas jouer son rôle de « colle ». Il faut cependant noter que le collage au niveau des zones sans bulles est conforme aux objectifs (recouvrement parfait des surfaces en regard ainsi portées en contact du point de vue acoustique). Il résiste aux étapes de découpe ou de rodage/polissage. En revanche, les zones avec bulles ne résistent pas au rodage mécanique. En effet, le gap d'air au niveau de la bulle provoque une surépaisseur de plusieurs dizaines de microns d'épaisseur. L'objectif du rodage mécanique étant d'obtenir une épaisseur homogène sur tout le substrat, le niobate de lithium au niveau de la bulle se trouve complètement détruit, comme on peut le voir sur l'image 4.19.

Sur cette photographie, on remarque bien que le niobate de lithium a été arraché sur une grande zone, c'est pour cette raison que l'on peut voir le substrat de silicium. On constate donc qu'une grande zone (ici, près d'un quart de la surface) n'est plus utilisable.

Cette méthode présente donc des inconvénients non négligeables. De plus, pour certaines de nos applications, il nous faut percer le substrat de silicium pour avoir accès à une électrode enterrée comme on a pu le voir dans le chapitre 3. De ce fait, il faut pouvoir éliminer la couche de résine. Or cette résine est très résistante aux attaques chimiques. La seule manière de l'éliminer est de laisser l'échantillon plusieurs dizaines de minutes dans un plasma oxygène à haute pression. Cependant, cette méthode n'est pas encore efficace à 100 % et ces manipulations risquent d'endommager

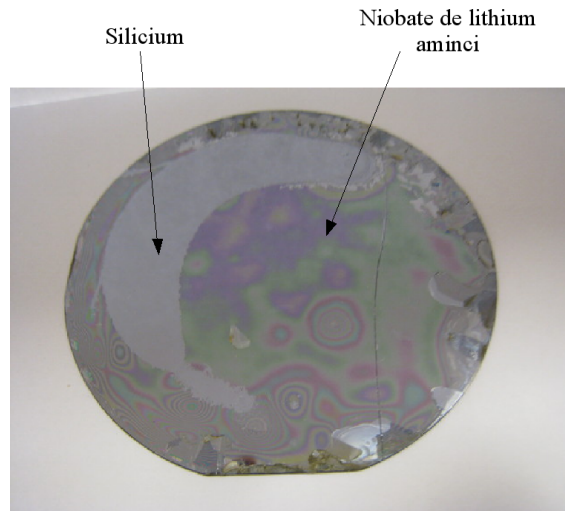


FIG. 4.19 – Composite réalisé à l’aide de résine SU-8 après rodage et polissage : illustration des effets induits par les défauts de collage

la couche mince de niobate de lithium. Enfin, l’utilisation d’un polymère entraîne des pertes acoustiques dans le matériau. Pour toutes ces raisons, nous avons donc conçu une autre méthode de collage impliquant cette fois une couche métallique.

4.3.2 Collage par l’intermédiaire d’une couche métallique

De nombreux articles dans la littérature démontrent qu’il est possible de coller des substrats via une interface métallique [80, 81, 82]. Cependant, tous les essais ont été réalisés à des températures supérieures à 300°C, ce qui est un problème pour nous étant donné la grande sensibilité du niobate à la température. Néanmoins, cette méthode nous semble judicieuse étant donné qu’elle nous permet, d’une part, d’éviter les pertes acoustiques dues à l’utilisation d’un polymère en tant que « colle » et d’autre part d’utiliser cette couche métallique comme électrode enterrée. Pour ces raisons, nous avons entrepris le développement de ce procédé à basse température.

Bien que différents matériaux puissent être utilisés pour réaliser l’interface métallique [82, 83], nous avons choisi de travailler avec de l’or étant donné son caractère inoxydable. Nous utilisons des substrats de silicium de 3 pouces de diamètre, de 380 μm d’épaisseur et de TTV maîtrisé (inférieur à 3 μm). En ce qui concerne le niobate de lithium, les plaques font également 3 pouces de diamètre, ont une épaisseur de 500 μm et un TTV inférieur à 10 μm .

Un premier test a été réalisé en mettant deux substrats recouverts d’une fine couche d’or dans la machine de « Wafer Bonding » à 90°C pendant plusieurs heures. Le protocole suivi est le suivant :

1. nettoyage des substrats (bain Piranha),
2. dépôt de 40 nm de chrome puis de 125 nm d'or en pulvérisation cathodique ; la couche de chrome est une couche d'accroche, l'or n'adhérant pas directement sur les substrats,
3. positionnement des deux plaques dans la machine de « Wafer Bonding » faces métallisées en vis à vis,
4. recette utilisée dans la machine de « Wafer Bonding » :
 - obtention d'un vide de 2.10^{-2} mbar,
 - mise en contact des deux tranches (retrait des lamelles),
 - montée en température : 90°C en $10^{\circ}\text{C}/\text{min}$,
 - application de 3000 N sur les deux substrats pendant 11 h,
 - descente lente en température jusqu'à atteindre 30°C .

Malheureusement, au moment du retrait du composite, nous l'avons trouvé détérioré : le silicium était fissuré selon ses axes cristallographiques donc de façon très rectiligne, le niobate, quant à lui, s'est fissuré en suivant les lignes du silicium. Après manipulation, le composite s'est divisé en de nombreux morceaux. Cependant, on constate que le collage de chaque fragment du composite est très résistant, il nous est impossible de séparer les substrats. On peut en voir un exemple sur la figure 4.20.

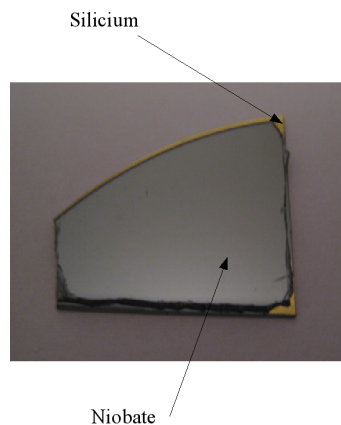


FIG. 4.20 – Photographie d'un fragment du premier composite réalisé à partir d'un collage métallique

Cette observation nous a permis de conclure que la température employée était trop élevée. Les substrats n'ont pas résisté aux contraintes engendrées dues aux différents coefficients de dilatation thermique des deux matériaux. Un deuxième test a alors été réalisé en imposant une température de 30°C , les autres paramètres restant identiques. Cette fois, aucun substrat n'est fissuré et les deux plaques adhèrent bien

l'une à l'autre. Nous avons donc pris des photographies au MEB pour vérifier la qualité du collage au niveau de l'interface métallique. Un exemple est présenté en figure 4.21.

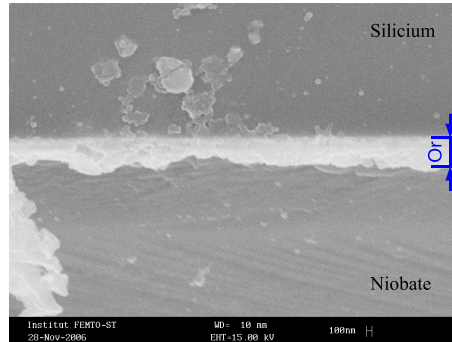


FIG. 4.21 – Image MEB d'un composite réalisé à l'aide d'un collage métallique à température ambiante : visualisation de la zone de collage

Comme on peut le voir sur l'image 4.21, on ne distingue qu'une seule couche d'or à l'interface des deux tranches. Cette première caractérisation nous fait penser que les deux couches d'or soumises à l'intense pression mécanique s'amalgament, donnant lieu à une couche métallique à première vue homogène. Pour s'en assurer, nous avons fait amincir la plaque de niobate de lithium par rodage mécanique de façon à vérifier qu'une telle manipulation n'affecterait pas le collage. Nous avons pu constater que celui-ci résistait à un tel traitement. Les images 4.22 (a) et (b) présentent des exemples de composites avec des plaques de niobate de lithium amincies.

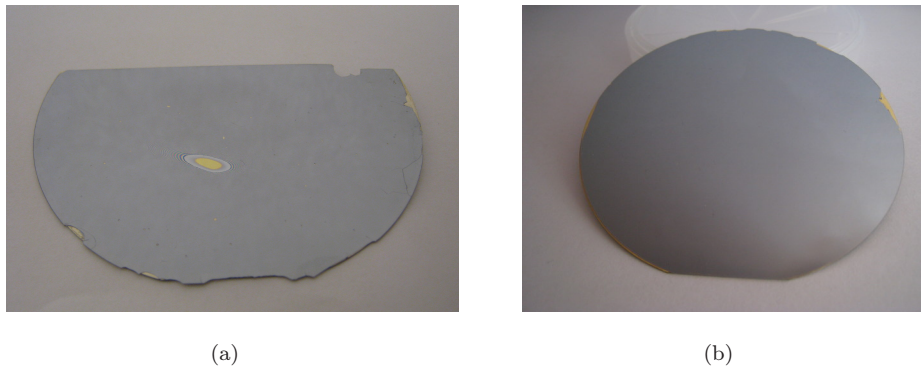


FIG. 4.22 – (a) Collage métallique avec défaut (épaisseur de niobate restante : 40 μm) – (b) Collage métallique sans défaut apparent (épaisseur de niobate restante : 30 μm)

Hormis les cassures dues à un problème inexpliqué lors de la phase de rodage, on remarque sur la figure 4.22 (a) un cercle doré au centre de l'échantillon. Il s'agit de l'interface d'or, ce qui signifie que le niobate a complètement disparu à cet endroit. Ce défaut est certainement dû à une poussière piégée entre les plaques et empêchant

de ce fait le collage. La surépaisseur ainsi engendrée au niveau de cette particule, a créé une sorte de bulle qui s'est cassée pendant le rodage de la couche piézo-électrique. C'est pour cette raison qu'un nettoyage très rigoureux des échantillons et une atmosphère contrôlée constituent des éléments primordiaux pour un collage sans défaut.

Afin de fabriquer certains de nos dispositifs, nous avons dû découper des puces à la scie. Ce traitement nous permet également de contrôler la qualité de ce type de collage. Ces puces sont découpées à partir d'un substrat de niobate de lithium aminci à 18 μm reporté sur silicium. Les photographies 4.23 (a) et (b) réalisées au MEB illustrent la qualité du collage de nos puces lorsque toutes les conditions requises, évoquées précédemment, sont réunies.

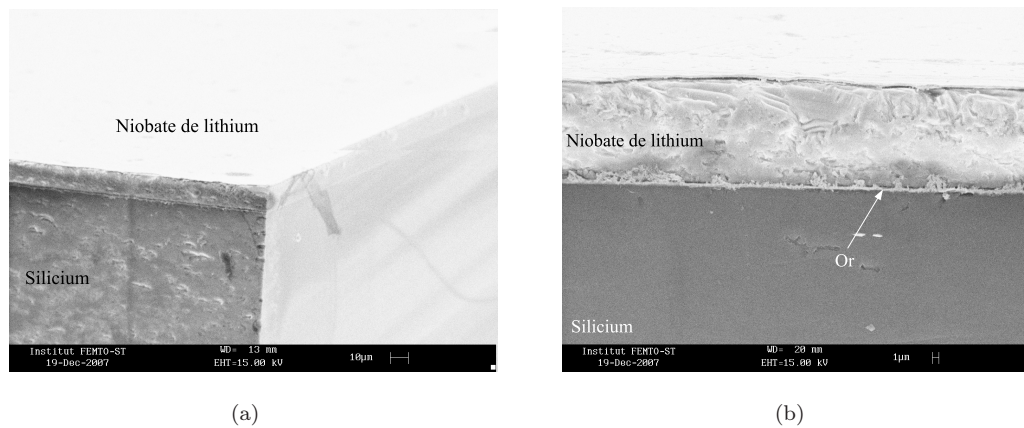


FIG. 4.23 – (a) Photographies MEB d'une puce après découpe (a) Vue sur la tranche – (b) Zoom sur l'interface

Ce test nous permet de confirmer que ce type de collage résiste également à la découpe. En ce qui concerne la fabrication des dispositifs à onde isolée, nous avons réalisé un « sandwich » dans lequel une plaque de niobate amincie se trouve bloquée entre deux substrats de silicium. Pour ce faire, nous avons d'abord reporté la plaque de niobate de lithium sur un premier substrat de silicium. Nous avons ensuite fait amincir la plaque piézoélectrique jusqu'à obtention d'une épaisseur de 40 μm puis nous avons collé le premier composite sur un second substrat de silicium. Le résultat final est observable sur les images 4.24 (a) et (b).

Ces différents tests nous permettent de conclure que ce collage est adapté à nos applications. Cependant, il était nécessaire de le caractériser de façon plus concrète. Pour cela, nous avons confié la caractérisation acoustique de nos composites à une entreprise de la région, Sonaxis, spécialisée dans la fabrication de sondes acoustiques pour l'échographie. Grâce à ce type de sonde, des images de l'interface de collage peuvent être obtenues, nous indiquant les zones effectivement collées et celles non

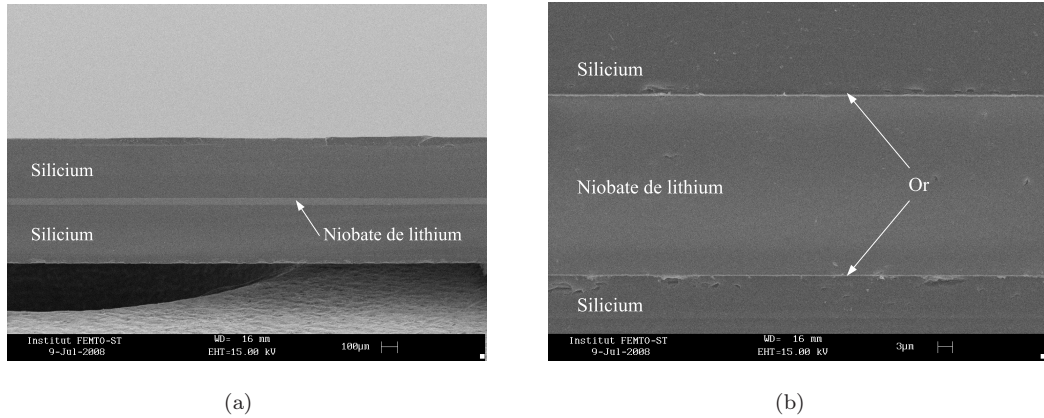


FIG. 4.24 – (a) Photographies MEB du composite Si/LN/Si après découpe (a) Vue globale – (b) Zoom sur le niobate de lithium aminci

adhérentes. Les figures 4.25 (a) et (b) représentent les cartographies Cscan que nous avons pu observer. Une cartographie Cscan correspond à une représentation à 2 dimensions des données recueillies par une sonde échographique donnant une vue de l'objet désiré à une certaine profondeur.

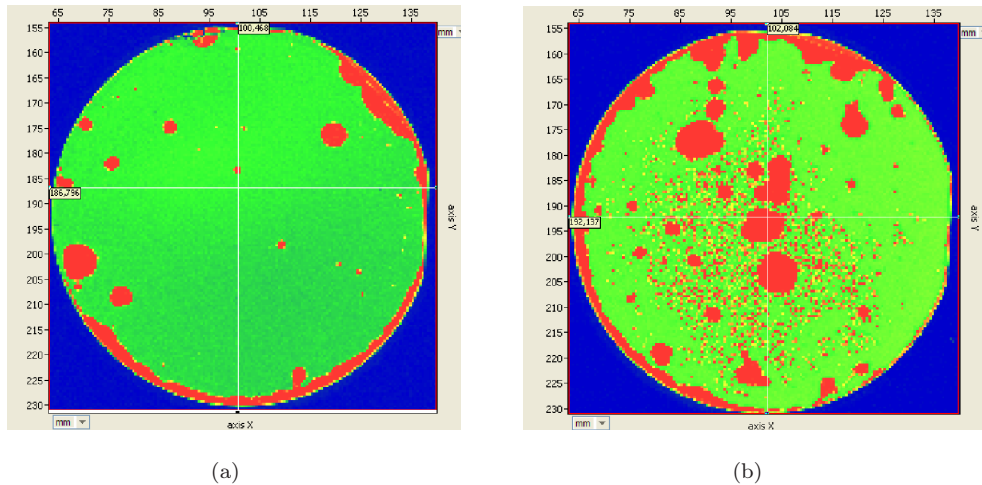


FIG. 4.25 – Représentation des Cscan en amplitude : les zones rouges sont non collées (a) Collage de bonne qualité (surface collée > 85 %) – (b) Collage de qualité médiocre (surface collée < 45 %)

Ce type d'expérience, non destructive, nous donne directement des informations quant à la qualité du collage. On peut voir dans ce cas que deux collages réalisés de manière identique ne possèdent pas les mêmes qualités. De plus, on remarque qu'il y a systématiquement des zones d'air entre les deux substrats, ce qui indique qu'il y a certainement des poussières à l'interface. Une meilleure maîtrise des conditions de propreté est donc nécessaire pour réaliser des collages sans défauts. Enfin, ce test nous a également permis de mettre en avant un autre problème, celui du TTV. En

effet, si les substrats ont différences d'épaisseur de plusieurs microns, le collage peut échouer dans ces zones. Il est donc impératif de trier les substrats et de vérifier leur planéité avant de procéder au collage.

En conclusion, nous avons pu déterminer que ce type de report permet de s'affranchir des problèmes liés au collage impliquant un polymère. Cependant, il n'est pas encore parfait et de nombreux paramètres doivent être améliorés. D'autre part, d'autres caractérisations telles que des tests de traction sont en cours afin d'avoir de plus amples informations sur la nature de ce collage et voir rapidement ce qui peut être amélioré. Néanmoins, en ce qui concerne les dispositifs qui ne subissent qu'un amincissement et une découpe, cette méthode s'avère valable puisqu'elle résiste à ces traitements. Une autre étape importante dans la fabrication de nos objets concerne l'amincissement. La partie suivante sera donc consacrée à ce procédé.

4.4 Méthodes d'amincissement

Dans le chapitre 3, nous avons vu que la fabrication de nos différents dispositifs nécessitaient une couche mince de niobate de lithium. Cependant, elle doit être au minimum de l'ordre de la dizaine de microns, notamment pour pouvoir y inscrire un guide optique, si bien que nous ne pouvons avoir recours à un dépôt de matériau piézoélectrique. Il est donc nécessaire d'amincir un substrat épais. Pour cela, nous avons à notre disposition deux techniques, un rodage mécanique et un rodage chimique. Cette partie présente les avantages et les inconvénients de ces deux méthodes.

4.4.1 Rodage mécanique

Grâce à la centrale de technologie, nous avons à notre disposition plusieurs machines de rodage et de polissage. Dans un premier temps, nous avons utilisé une polisseuse de précision Logitech capable d'amincir et de polir différents matériaux. L'inconvénient de cette machine est qu'elle ne peut traiter qu'un échantillon de 3 pouces à la fois et qu'elle est très sensible à la façon dont l'échantillon est maintenu. En effet, l'échantillon est suspendu à la tête de rodage grâce à un maintien par le vide. Or cette méthode peut endommager la surface du substrat. Afin de pallier ce problème, les échantillons sont collés sur des supports en pyrex, le maintien par le vide se faisant alors via cette interface. Pour nos dispositifs, cette méthode présente malheureusement de gros inconvénients, dus notamment à la colle utilisée, l'arcanson. En effet, cette cire, se présentant sous forme de bâton, doit être chauffée à une centaine de degrés pour redevenir liquide. De ce fait, il faut maintenir le support en pyrex

ainsi que l'échantillon à une température proche de 100°C pendant l'application de la colle de façon à pouvoir ajuster la position du composite sur le support. En appliquant cette procédure, plusieurs composites ont été cassés avant de pouvoir réaliser toute opération d'amincissement. La raison en est encore une fois la différence entre les coefficients de dilatation thermique des matériaux constituant le composite ainsi que la sensibilité du niobate de lithium à la température. Nous avons donc procédé de manière différente et ajouté des rampes de température pour qu'il n'y ait pas de chocs thermiques. Le second inconvénient inhérent à cette méthode de collage tient au fait que la cire se présente sous forme de bâton. Il est donc impossible de déterminer la quantité de cire déposée et de maîtriser la planéité de celle-ci une fois appliquée sur le support. Nous nous sommes donc retrouvés dans des configurations où l'épaisseur de la couche de niobate amincie variait entre $0\text{ }\mu\text{m}$ et $50\text{ }\mu\text{m}$ sur un même échantillon (cf. 4.26).

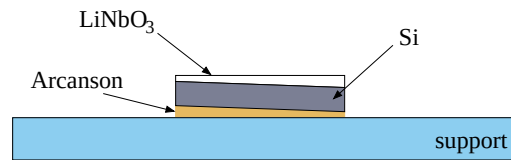


FIG. 4.26 – Schéma présentant un cas critique d'amincissement de niobate avec cette méthode de collage

Cette pratique s'est donc révélée incompatible avec nos besoins. De ce fait, nous avons trouvé une autre solution consistant à coller notre échantillon à l'aide d'un film adhésif de façon à pouvoir le maintenir par le vide sans l'endommager. Ce film a une épaisseur calibrée et se décolle aux UV, il rentre donc parfaitement dans notre cahier des charges. Malheureusement, ce procédé ayant mis du temps à se mettre en place, nous avons eu recours à une entreprise extérieure pour l'amincissement de la majeure partie de nos dispositifs. De cette façon, nous avons obtenu des composites avec des couches minces uniformes de niobate de lithium variant de 18 à $50\text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur selon nos demandes. Cependant, comme je l'ai expliqué précédemment, le plus gros problème est venu des défauts de collage (dus aux poussières ou aux TTV mal maîtrisés) qui engendrent des trous dans la couche piézoélectrique. Cependant, étant donné le nombre de dispositifs sur un même substrat, il nous est possible de caractériser au moins quelques transducteurs malgré les défauts. Un exemple de couche mince obtenue par rodage mécanique est observable sur la figure 4.27. Celle-ci présente une puce composée d'une couche de $18\text{ }\mu\text{m}$ de niobate de lithium reportée sur silicium.

Une notion essentielle dont je n'ai pas encore parlé concerne le polissage des

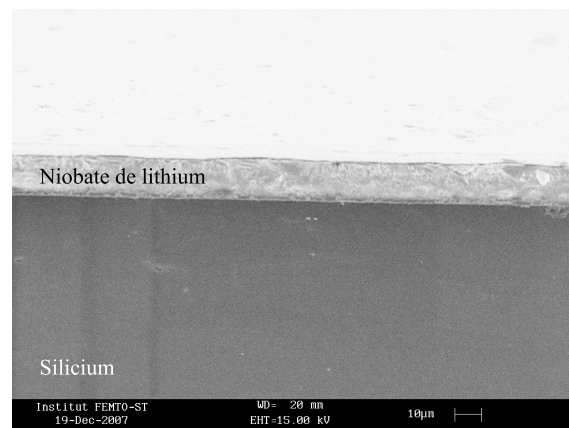


FIG. 4.27 – Image MEB d'une puce composée d'une couche mince de 18 μm de niobate de lithium coupe Z obtenue par rodage mécanique reportée sur silicium

substrats. En effet, pour avoir des mesures acoustiques et optiques les plus représentatives possibles, il est primordial d'avoir une qualité de surface dont la rugosité moyenne ne dépasse pas 10 nm. Il ne faut donc pas négliger ce paramètre.

La première partie de cette section concernait l'utilisation de notre polisseuse de précision Logitech. Nous disposons également d'une rodeuse fondée sur un autre concept permettant de traiter plusieurs substrats à la fois. En effet, cette machine est constituée de deux plateaux entre lesquels 5 substrats peuvent être déposés. Ceux-ci sont placés dans des satellites dentés qui tournent grâce et autour d'un pignon central. Les satellites et les plateaux tournent à des vitesses programmables et indépendantes. L'avantage principal de ce type de machine est qu'il est possible de traiter plusieurs tranches à la fois (3 minimum et 5 maximum) pour peu qu'elles soient de même nature et d'épaisseurs proches. Le second avantage réside dans le fait qu'il ne faut pas un maintien particulier des substrats, ceux-ci sont juste déposés à l'intérieur de satellites qui conditionnent leur trajectoire : on homogénéise ainsi l'effet du polissage par une rotation planétaire, évitant de fait tout défaut de planéité. Enfin, le dernier avantage, mais non des moindres est que cet appareil permet de corriger les TTV du fait de l'utilisation simultanée de plusieurs substrats. Une seconde machine identique est dédiée au polissage. Des essais sont en cours afin de définir les procédés convenant à nos composites.

4.4.2 Gravure sèche

Une autre solution permettant d'amincir le niobate de lithium est la gravure sèche profonde. Depuis quelques mois, nous avons à notre disposition une machine de gravure profonde (DRIE, Deep Reactive Ion Etching) dédiée aux matériaux tels que

le niobate de lithium, le pyrex ou le quartz. Cette machine permet de réaliser des gravures grâce à des gaz fluorés tels que le SF_6 , CF_4 ou C_4F_8 . Un procédé a ainsi été développé pour graver le niobate de lithium grâce à du SF_6 . La vitesse de gravure est relativement lente, 80 nm/min, de ce fait, il est difficile de réaliser des gravures sur plus d'une quinzaine de microns d'épaisseur. De plus, la chambre s'encrasse rapidement, il est donc nécessaire de la nettoyer régulièrement. Il faut noter néanmoins que la qualité de surface du substrat piézoélectrique n'est que très peu dégradée avec cette méthode. On obtient une rugosité de surface de l'ordre de 0,07 μm . Cette méthode ne peut donc pas remplacer un rodage mécanique. Néanmoins, elle peut être utilisée en complément afin d'obtenir des épaisseurs de niobate inférieure à 10 μm , épaisseurs que l'on peut très difficilement atteindre avec des méthodes de rodage mécanique classiques.

Ces deux méthodes permettent donc d'obtenir des couches minces de niobate de lithium, et sont bien adaptées aux dispositifs que nous voulons fabriquer. Des améliorations sont néanmoins envisageables telles que l'utilisation de la rodeuse traitant plusieurs échantillons simultanément, ou encore l'amélioration du collage grâce à la réduction des TTV. Ces solutions seront d'ailleurs certainement mises en place dans un avenir proche. La dernière étape technologique importante concerne la gravure profonde du silicium et du niobate pour la réalisation de la connectique. La partie suivante y est donc consacrée.

4.5 Gravure du silicium et du niobate de lithium pour la réalisation de la connectique

Afin de pouvoir connecter les électrodes enterrées, il est nécessaire de faire des ouvertures dans le silicium ou le niobate de lithium. Pour ce faire, nous avons choisi d'utiliser la gravure sèche profonde (DRIE) qui s'avère une technique relativement aisée et rapide, tout du moins en ce qui concerne le silicium. Nous avons cependant dû faire face à des difficultés particulières en ce qui concerne les dispositifs électro-optiques. En effet, il nous a fallu découper les puces avant de réaliser la gravure, ce qui nous a quelque peu compliqué la tâche. Les différentes gravures sur les deux types de substrats sont explicitées dans cette partie.

4.5.1 Gravure sèche du silicium

Afin d'avoir accès à l'électrode d'or à l'interface entre deux substrats, il est nécessaire de creuser des cavités dans le silicium comme on l'a vu dans le chapitre 3.3.2. Pour cela, nous avons choisi d'utiliser un moyen simple, rapide, et que j'ai pu mettre en œuvre, c'est-à-dire la gravure sèche profonde. Nous avons à notre disposition une machine de DRIE spécialisée dans la gravure du silicium et pour laquelle de nombreux procédés ont été mis au point. La première partie de cette section sera consacrée à la gravure du silicium sur un substrat de 3 pouces de diamètre et la seconde se concentrera sur la gravure des puces. Afin de réaliser la gravure, un masque délimitant les zones à graver doit être structuré. Il peut être en métal, en résine épaisse ou en scotch kapton pour les grosses ouvertures qui ne nécessitent pas d'alignement précis. Nous avons choisi de fabriquer un masque en aluminium sur la plaque de silicium grâce aux techniques de photolithographie classiques. Le procédé utilisé pour graver le silicium est un procédé standard employant du C_4F_8 et du SF_6 [84]. L'hexafluorure de soufre SF_6 corrode le silicium et forme des radicaux fluorés qui réagissent avec le silicium pour créer des espèces volatiles SiF_4 alors que le téflon, C_4F_8 , est utilisé pour recouvrir les flancs pendant la gravure dans le but d'obtenir des flancs droits [85]. On note cependant que, dans notre cas, la pente des flancs n'a pas d'influence, le but étant simplement de créer des ouvertures. Un peu plus d'une heure de gravure est nécessaire pour ouvrir le silicium sur toute l'épaisseur, c'est-à-dire 380 μm . La gravure du Si étant sélective, elle s'arrête au niveau de la couche de chrome se situant à l'interface et on remarque que le masque métallique en aluminium n'est quasiment pas dégradé à la fin des 70 min. De cette façon, le niobate de lithium ne risque pas d'être endommagé. Il est important de noter que la gravure se fait à une température de 20°C. Néanmoins, la couche de niobate reste fragile compte tenu du fait qu'il est aminci. Il est donc plus prudent de la protéger à l'aide d'une fine couche de résine. Un exemple de structure gravée est observable sur la figure 4.28.

Grâce à cette méthode, nous avons facilement accès à l'électrode enterrée sur un substrat de 3 pouces de diamètre. En revanche, en ce qui concerne les dispositifs électro-optiques, nous avons choisi de les découper en puces de 2 mm de large avant de réaliser la gravure. En effet, ayant réussi à ne mener à terme qu'un seul substrat contenant ces dispositifs, nous avons préféré les découper afin d'avoir plusieurs objets pour effectuer les tests de gravure. La connectique étant difficile à réaliser, nous avons d'abord tenté de graver le silicium puis ensuite la couche piézoélectrique. Dans cette partie, nous ne détaillerons que la première solution. Ces puces s'avèrent relativement difficiles à manipuler et dans ce cas, il est impossible de réaliser un

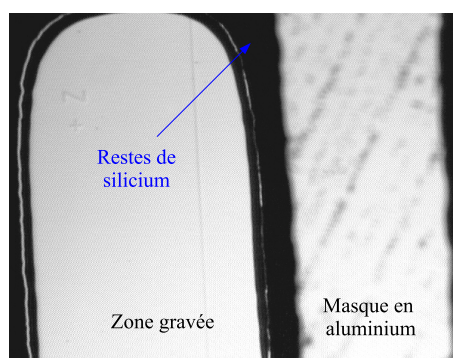
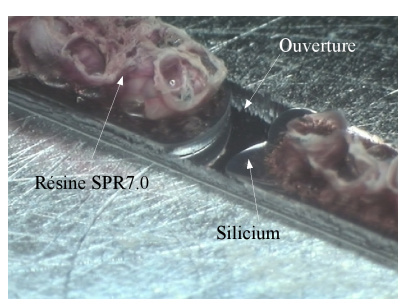
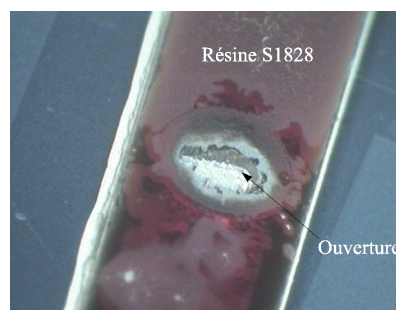


FIG. 4.28 – Exemple de gravure sèche profonde du silicium : empilement Si/LN avec guides optiques (test d'ouverture du silicium avant inversion de domaines)

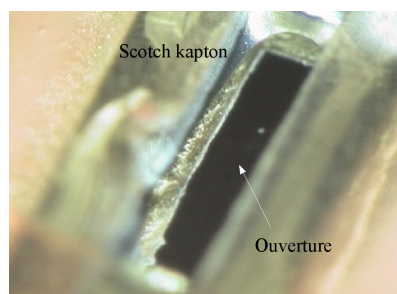
masque en métal. Nous avons alors testé plusieurs masques : en résine fine S1828, en résine épaisse SPR7.0 ou en scotch kapton. Différents tests ont permis de conclure que le masquage au scotch donnait les meilleurs résultats. On peut voir différents essais sur les figures 4.29 (a), (b) et (c).



(a)



(b)



(c)

FIG. 4.29 – Photographies de différentes gravures du silicium sur des puces réalisées au microscope 3D (a) Avec un masque en résine épaisse SPR7.0 – (b) Avec un masque en résine fine S1828 – (c) Avec un masque en scotch kapton

La photographie 4.29 (a) présente une puce dont la couche de silicium a été gravée sur toute la largeur (la résine a été déposée à la pipette de part et d'autre de la zone à

graver). On remarque que ce masque n'a pas résisté au plasma, on voit l'apparition de bulles dues au dégazage de la résine. Sur la photographie 4.29 (b), on constate que le masque en résine fine résiste mieux mais la gravure est irrégulière et mal définie au niveau des flancs. En revanche, sur la photographie 4.29 (c), on remarque que le masque kapton permet d'avoir une ouverture nette et régulière. Nous avons donc retenu cette dernière solution. Il existe cependant un autre problème. En effet, après la gravure, la zone au niveau de l'ouverture se trouve fragilisée du fait qu'elle n'est constituée que par la couche mince de niobate de lithium (environ 20 μm). Jusqu'à présent, elle s'est malheureusement cassée à chaque traitement qu'a subi la puce comme on peut le constater sur l'image 4.30.

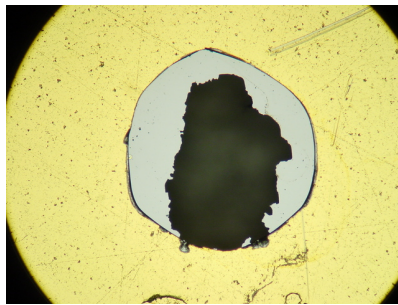


FIG. 4.30 – Photographie du trou au niveau de la zone gravée (le trou irrégulier vient du fait que nous avons utilisé un masque en résine fine)

Pour éviter cela, nous avons donc préalablement collé les puces sur des supports en silicium recouverts d'une couche d'or à l'aide de pâte à l'argent de façon à ne pas avoir à manipuler la puce une fois la gravure du silicium effectuée. Une autre solution consiste à graver le niobate pour atteindre l'électrode enterrée, c'est ce que je vais détailler dans la partie suivante. Les résultats obtenus avec les différentes méthodes seront exposés dans le chapitre 6.

4.5.2 Gravure sèche du niobate de lithium

Comme nous l'avons vu précédemment, il est possible de graver le niobate de lithium à l'aide d'une DRIE. Pour ce faire, il est nécessaire de masquer les zones que nous ne voulons pas graver. La gravure du niobate étant hautement énergétique, il est nécessaire d'utiliser un masque en kapton car les masques en résine ne résistent pas au bombardement ionique. Cependant, les masques en kapton s'altèrent rapidement, c'est pourquoi il est nécessaire d'en rajouter une couche toutes les 30 minutes de gravure. Il est important d'ajouter que, contrairement aux ouvertures dans le silicium que nous pouvions réaliser sur toute la surface de la puce, nous devons cette fois, nous assurer de ne pas graver le niobate au niveau des guides d'ondes optiques,

c'est-à-dire au centre de la puce. Pour cela, nous avons donc réalisé les ouvertures sur un bord de la puce. Le procédé de gravure utilisé a été décrit dans la section précédente. Plus de 3 heures sont nécessaires pour graver les 18 μm de niobate de lithium. Cependant, au bout de quelques heures, le niobate se grave difficilement, ceci est dû à la contamination de la chambre. La photographie 4.31 présente une puce après 2 heures de gravure dans la DRIE.

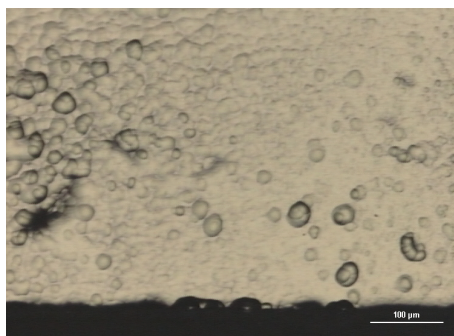


FIG. 4.31 – Photographie de la couche de niobate amincie (épaisseur initiale : 18 μm) d'une puce après 2 heures de gravure

Au bout de 3 heures, nous avons pu atteindre la couche d'or sur une petite surface. Néanmoins, cette méthode n'est pas aisée à mettre en œuvre. Comme pour les puces avec les ouvertures dans le silicium, la connectique sera réalisée chez Photline Technologies. Comme il s'est avéré que la technique de gravure du silicium était beaucoup plus simple et rapide que celle du niobate de lithium, cette méthode a été retenue pour le reste des expérimentations. Une autre possibilité aurait été de graver ces substrats en gravure humide dans le KOH (hydroxyde de potassium) pour le silicium ou dans le HF pour le niobate de lithium. Cependant, pour utiliser cette méthode, il aurait fallu structurer un masque métallique sur les puces pour protéger les zones à ne pas graver, or leur taille permet difficilement de réaliser des photolithographies classiques après découpe.

4.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de détailler les différentes étapes technologiques nécessaires à la fabrication de nos dispositifs, et notamment l'inversion de domaines, le collage, l'amincissement et la gravure sèche. Nous avons également décrit les différents procédés mis en œuvre pour atteindre notre objectif ainsi que d'autres solutions envisageables. Les procédés détaillés dans ce chapitre sont des étapes incontournables pour la microfabrication de nos objets, c'est pourquoi d'autres tests sont en cours

afin de fiabiliser les procédés correspondants de façon à obtenir des résultats répétables. Cependant, nous avons réussi à mettre en place un banc d'inversion de domaines permettant de réaliser de façon systématique des inversions sur niobate de lithium et sur tantalate de lithium. Nous avons également développé un procédé de collage fondé sur la fusion de deux couches métalliques résistant aux étapes de rodage et de découpe. Ce procédé nécessite quelques améliorations, néanmoins, il est prometteur d'autant qu'il nous permet d'obtenir une électrode enterrée indispensable pour nos structures en guides d'ondes. Enfin, une étude concernant la gravure du niobate de lithium par DRIE a été réalisée à la fois pour créer des ouvertures dans une couche amincie de niobate de lithium (pour les puces contenant les dispositifs électro-optiques) et également pour valider l'utilisation de ce type de procédé pour un amincissement pleine plaque. Il est important de noter que contrairement à la gravure sèche du silicium par DRIE, qui est un procédé standard et largement utilisé en microtechnologie, la gravure sèche du niobate de lithium est beaucoup plus délicate et peu de laboratoires possèdent les compétences et les ressources requises à sa maîtrise.

Bien que plusieurs étapes aient été réalisées avec succès, il subsiste tout de même des procédés à améliorer, notamment en ce qui concerne le collage et l'amincissement. En effet, nous avons développé un procédé de collage métallique qui résiste au rodage et à la découpe. Néanmoins, une caractérisation par sonde échographique des composites nous a indiqué que notre procédé n'était pas répétable et que la surface de contact pouvait être négligeable, impliquant ainsi un rodage et une découpe médiocre voire impossible. Ces étapes sont cruciales dans la fabrication de nos dispositifs, aussi il est important de pouvoir les maîtriser. C'est pourquoi des tests permettant d'améliorer le collage et ainsi le rodage, dont la qualité dépend le plus souvent de celle du collage, sont en cours.

Après avoir étudié l'aspect technologique, nous allons maintenant nous intéresser à l'aspect simulation. En effet, nous avons en notre possession un logiciel d'éléments finis et de frontières développé dans notre laboratoire permettant de simuler des structures périodiques telles que les nôtres. Nous avons donc pu réaliser une étude théorique du fonctionnement de nos dispositifs avec les deux matériaux de transduction que nous avons choisis qui sont le niobate de lithium et le tantalate de lithium. Le mode de calcul utilisé par notre logiciel ainsi que les différentes simulations sont détaillées et explicités dans le chapitre suivant.

Chapitre 5

Simulation du fonctionnement des Transducteurs Polarisés Périodiquement

Jusqu'à présent, je me suis attachée à décrire la conception et la mise en œuvre de différents dispositifs fondés sur l'utilisation de domaines ferroélectriques inversés. Cependant, lors de la conception de transducteurs, il est important de pouvoir les modéliser de façon à avoir une idée des résultats que l'on est susceptible d'obtenir et ainsi d'orienter les axes de recherche. Plusieurs logiciels commerciaux capables de simuler ce type de structures sont disponibles sur le marché. Néanmoins, ils ne sont souvent pas capables de prendre en compte la périodicité des structures, les résultats en sont donc affectés. Cette lacune a été comblée par la mise au point, au sein de notre laboratoire, d'une méthode de calcul prenant en compte la périodicité des dispositifs, celle-ci étant fondée sur l'utilisation des éléments finis et des éléments de frontières.

La première partie de ce chapitre sera dédiée à la description des outils de simulation que nous utilisons ainsi qu'à la méthode de calcul exploitée, notamment en ce qui concerne la prise en compte de la température dans les calculs d'éléments finis/éléments de frontière. La seconde partie portera sur les simulations des différents dispositifs fabriqués, réalisées à l'aide de notre outil de calcul. Cette partie sera composée de plusieurs sections nous permettant, d'un part d'exposer les résultats théoriques obtenus pour les différents objets, d'autre part de présenter les données calculées relative à l'étude de la dérive thermique quand cela est possible et enfin rassembler différentes simulations nous permettant d'envisager d'autres types de structures, concernant notamment les associations de différents matériaux. Ce

chapitre portera sur les dispositifs que nous sommes en mesure de simuler pour le moment, c'est-à-dire, les structures de validation des TPPs, les guides d'onde ainsi que les dispositifs à onde isolée. Malheureusement, nous ne pouvons simuler les dispositifs électro-optiques ainsi que les filtres à l'aide de notre logiciel.

5.1 Outils de simulation

La modélisation des composants à ondes élastiques a fait l'objet de nombreux travaux depuis la mise au point des premiers dispositifs à ondes de volume jusqu'aux structures les plus complexes développées actuellement et combinant par exemple miroirs de Bragg et autres guides multicouches. Une des caractéristiques singulières de la modélisation des dispositifs à ondes élastiques guidées réside dans l'extraordinaire accord simulation-mesure qu'il est possible d'obtenir. Les modèles physico-mathématiques (et les outils logiciels qui en découlent) utilisés pour la simulation des composants à ondes de surface sont, pour certains, très sophistiqués. Ils sont fondés sur la théorie de l'élasticité linéaire, compliquée par l'anisotropie des matériaux, la piézoélectricité et l'inhomogénéité des milieux d'excitation et de propagation des ondes. Ces modèles sont de deux types, soit « heuristiques », soit « exacts ».

Les modèles « heuristiques » sont fondés sur des représentations phénoménologiques dont les fondements physiques ne sont pas toujours rigoureux au sens du problème acoustoélectrique mais exploitant des analogies physiques pertinentes et pragmatiques. Par exemple, le champ acoustique complexe est représenté par un scalaire, ce qui représente une simplification notable du cas réel, mais les conservations de la charge, de l'énergie et de la réciprocité de Lorentz sont strictement respectées. C'est le cas des modèles unidimensionnels appelés « matrice mixte » ou de son équivalent, appelé « COM » (pour « coupling of modes »). C'est le cas aussi des modèles de prise en compte des modes transverses, de la diffraction, etc. Ces approches conduisent néanmoins à des résultats étonnamment proches de la réalité pour peu qu'on y introduise quelques perfectionnements [86].

D'autres modèles, dits « exacts » utilisent des développements mathématiques très sophistiqués, ainsi que des techniques numériques très élaborées. Pour les simulations les plus exigeantes (prise en compte de tous les phénomènes), on utilise des méthodes couplant « éléments finis » et « éléments de frontières » (fondés sur des formulations intégrales et des fonctions de Green). On peut simuler alors des composants à ondes de surface ou de volume en se rapprochant au mieux de leurs natures et conditions de fonctionnement réelles. Pour simuler nos dispositifs, nous

avons eu recours à cette méthode. Un bref descriptif en est donné dans la partie suivante.

5.1.1 Éléments finis

Depuis plusieurs années, les développements d'éléments finis mis en œuvre dans notre équipe de recherche reposent sur la bibliothèque *Modulef*, initialement développée par l'INRIA [87]. *Modulef* est une bibliothèque écrite en Fortran et relativement modulable. Il a donc été possible d'introduire la notion périodicité et de température dans le code initial de façon à pouvoir simuler la majeure partie des dispositifs réalisés dans notre équipe.

La théorie des éléments finis repose sur une expression globale de l'énergie du système, et sur la discrétisation de la structure étudiée en sous-éléments appelés éléments finis. Le principe variationnel décrit à chaque instant l'équilibre énergétique en tout point de la structure. La discrétisation est une approximation qui sous-entend que la vibration globale de la structure est obtenue par composition des vibrations d'un ensemble discret de points. L'approximation est rendue nécessaire du fait que nous n'avons pas accès à une solution générale simple du problème car il n'en existe pas compte tenu de la complexité des géométries mises en œuvre [88]. On pallie ce problème en considérant la densité d'éléments du maillage suffisante pour approcher localement la solution du problème par une forme polynomiale. La solution en tout point du milieu est alors obtenue par interpolation en supposant les valeurs nodales du champ (les inconnues du problème discrétisé) coïncidant à la solution vraie. Cette forme polynomiale permet alors le calcul pour chaque élément des contributions élémentaires aux matrices de masse et de raideur du problème complet, ainsi que le vecteur du second membre élémentaire.

Allick et Hugues [89] ont été les premiers à appliquer la méthode des éléments finis à un solide piézoélectrique à l'aide d'une formulation globale en déplacements et potentiel. De cette façon, et en supposant la présence de vibrations monochromatiques, on obtient le système suivant :

$$\begin{pmatrix} K_{uu} - w^2 M_{uu} & K_{u\Phi} \\ K_{\Phi u} & K_{\Phi\Phi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ \Phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F \\ Q \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

où u est le vecteur des déplacements nodaux et Φ le vecteur des potentiels nodaux. M_{uu} est la matrice de masse, K_{uu} la matrice de rigidité mécanique, $K_{u\Phi}$ la matrice de couplage piézoélectrique et $K_{\Phi\Phi}$ la matrice de rigidité diélectrique. Les termes du second membre, F et Q , sont respectivement les charges nodales mécaniques et électriques. Nous n'entrerons pas dans les détails de ces modèles de calcul, qui sont

explicités de façon détaillée dans la thèse de M. Wilm [88].

Nous nous sommes limités à une analyse bidimensionnelle de nos structures, et avons employé à cette fin des éléments triangulaires utilisant une interpolation de Lagrange de degré 2. Le maillage de base que nous avons utilisé est constitué de deux domaines différents (en niobate de lithium ou tantalate de lithium) se répétant de façon périodique. Un exemple de maillage classique est représenté par le schéma 5.1.

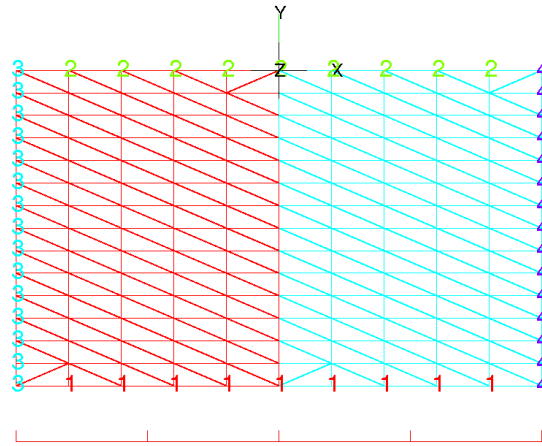


FIG. 5.1 – Schéma représentant le maillage classiquement utilisé pour la simulation des TPPs (ici, $\lambda = 50 \mu\text{m}$ et $e = 30 \mu\text{m}$)

Les numéros visibles sur les bords du maillage sont des références caractéristiques des actions appliquées sur les limites. Dans notre cas, les références 1 et 2 correspondent à l'application d'un champ électrique et les références 3 et 4 sont représentatives de la périodicité. La formulation des intégrales de frontière repose avant tout sur un calcul périodique : on considère que la structure maillée est répétée périodiquement pour former un réseau infini. Dans ce cas, l'excitation électrique est supposée harmonique. Chacun des éléments du réseau est alors porté au potentiel :

$$V_n = V_0 \exp(-2j\pi n\gamma), \quad (5.2)$$

où V_0 est le potentiel de l'élément de référence, V_n celui de l'élément considéré, et γ , le paramètre d'excitation harmonique permettant de décrire la manière dont la structure est excitée. Dans le cas qui nous concerne, γ doit être choisi entier car tout le réseau doit être excité en phase.

Afin de pouvoir simuler les structures de guides d'ondes, c'est-à-dire reportées sur un substrat support, il est nécessaire de parler de rayonnement. C'est ce que nous allons voir dans la partie suivante.

5.1.2 Rayonnement

Supposons une surface plane au travers de laquelle le transducteur rayonne dans un milieu ouvert stratifié à interfaces planes, auquel est associée une fonction de Green reliant déplacements et contraintes surfaciques. La fonction de Green de surface est une grandeur rendant compte de la réponse impulsionnelle en déplacements et potentiel électrique de la surface à une sollicitation en contraintes ou en charge. L'influence de ce milieu sur le transducteur est obtenue par intégration sur la surface de rayonnement. Le transducteur étant simulé de façon numérique, on raccorde l'intégrale de rayonnement au problème discret en introduisant la notion d'éléments de frontière au niveau du second membre de la formulation variationnelle [88]. En pratique les fonctions de Green sont calculées numériquement par la méthode de la matrice de diffusion [90, 91]. Cette méthode est dédiée à l'analyse des structures homogènes multi-couches piézo-électriques, fluides et métalliques. Par exemple pour nos guides d'ondes, le substrat de support (classiquement, le silicium) est pris en compte dans le rayonnement, c'est-à-dire, par le calcul de ses fonctions de Green qui fournissent une expression reliant les contraintes et les déplacements à la surface d'une structure stratifiée (cf. Annexe A). Le maillage est alors réduit à la seule partie inhomogène du problème, c'est-à-dire, les domaines inversés et le système à résoudre est moins grand en termes de degrés de liberté.

Les deux méthodes de calculs exploitant respectivement les fonctions de Green pour la zone homogène et les éléments finis pour la zone inhomogène sont ensuite recombinaées de façon à obtenir la charge et les déplacements des structures considérées. Nous pouvons ainsi avoir accès à l'admittance harmonique de nos dispositifs et comparer ces résultats théoriques à ceux obtenus à l'aide de l'analyseur de réseau [88].

5.1.3 Prise en compte des effets de température dans le calcul d'éléments finis/éléments de frontière

La simulation des effets de température pour une structure de transducteur à polarisation périodique dépend de l'existence d'un modèle capable de rendre compte de ses propriétés effectives. Elle n'est donc accessible que via l'introduction des effets de températures au sein de codes tels que celui développé au sein de notre équipe et a réclamé un aménagement de ce dernier dans ce but. Pour chaque température, nous changeons simplement les constantes physiques (élastiques, piézoélectriques et diélectriques) comme dans l'approche de Campbell et Jones [92]. Elle consiste à calculer les constantes effectives du matériau après changement de température, selon

une décomposition en développement de Taylor de ces dernières. Les propriétés physiques de la structure évoluent effectivement avec la température, et les matériaux qui la composent se dilatent. Ces phénomènes perturbent le comportement acousto-électrique du substrat, et provoquent inévitablement une dérive de la fréquence de synchronisme des dispositifs. La variation relative de fréquence est la résultante de deux contributions autour de la température de référence $T_0 = 25^\circ\text{C}$:

– la variation relative de vitesse :

$$\frac{\partial v(T)}{v} = \frac{v(T) - v(T_0)}{v(T_0)} \quad (5.3)$$

– la variation relative de distance de propagation :

$$\frac{\partial \lambda(T)}{\lambda} = \frac{\lambda(T) - \lambda(T_0)}{\lambda(T_0)} \quad (5.4)$$

On rappelle que

$$F = \frac{v}{\lambda}, \quad \text{d'où} \quad \frac{\Delta F(T)}{F} = \frac{\Delta v(T)}{v} - \frac{\Delta \lambda(T)}{\lambda}. \quad (5.5)$$

De la même façon,

$$v = \sqrt{\frac{c}{\rho}}, \quad \text{d'où} \quad \frac{\Delta c(T)}{c} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta c(T)}{c} - \frac{\Delta \rho(T)}{\rho} \right), \quad (5.6)$$

c représentant la constante élastique et ρ la masse volumique.

À chaque point de température, le problème électromécanique est résolu en modifiant simplement les constantes physiques effectives et la masse volumique des matériaux constituant la structure. Pour cela, il est nécessaire de connaître les coefficients de sensibilités de toutes les constantes à la température et les coefficients de dilatation des matériaux dans les trois directions de l'espace :

$$c_{ijkl}(T) = c_{ijkl}(T_0) \sum_{n=0}^N \frac{1}{c_{ijkl}(T_0)} \frac{\partial^{(n)} c_{ijkl}}{\partial T} (T - T_0)^n = \sum_{n=0}^N K_{ijkl}^{(n)} \Delta T^n \quad (5.7)$$

$$L_{x_i}(T) = \sum_{n=0}^N \frac{\partial^{(n)} L_{x_i}}{\partial T} (T - T_0)^n = \sum_{n=0}^N \eta_{x_i}^{(n)} \Delta T^n \quad (5.8)$$

Les coefficients de sensibilités $K^{(n)}$ et de dilatation $\eta^{(n)}$ sont déterminés expérimentalement pour différents matériaux, y compris le niobate et le tantalate de lithium et disponibles dans la littérature au premier ordre pour de nombreux matériaux inorganiques comme les métaux et les cristaux piézoélectriques [93]. Quant à la masse volumique, elle est reliée à la dilatation de la maille élémentaire $V_{me}(T)$ du cristal.

$$\rho(T) = \frac{\rho(T_0)}{V_{ol}(T)} \quad \text{et} \quad V_{me}(T) = L_{x_1} \cdot L_{x_2} \cdot L_{x_3}. \quad (5.9)$$

Le maillage, qui lui-même doit tenir compte des effets de dilatation thermique, est recalculé à chaque température. Cette perturbation en température est également appliquée à la fonction de Green des intégrales de frontière lorsque celles-ci sont intégrées dans le modèle (cas des guides TPP/silicium en particulier). On analyse alors l'admittance harmonique ainsi calculée et l'on extrait les caractéristiques modales de chaque résonance, d'où l'on déduit les coefficients de température de la fréquence (TCF) selon la loi habituelle ci-dessous [94] :

$$\frac{\Delta f}{f} = {}^\theta \alpha (T - T_0) + {}^\theta \beta (T - T_0)^2 + {}^\theta \gamma (T - T_0)^3. \quad (5.10)$$

Le temps de calcul peut s'avérer long si l'on procède à une excursion complète en fréquence et en température, en particulier si les maillages sont denses. Toutefois, aucune limitation (en dehors des effets de dilatation différentielle) ne vient pénaliser l'approche théorique, et pratiquement tout type de guide peut être analysé de la sorte, en 2D comme en 3D.

Cet outil de simulation nous permet donc de simuler tous nos dispositifs. L'intérêt principal de notre approche réside dans le fait qu'il suffit de ne mailler qu'une cellule (dans notre cas, il s'agit de deux domaines de polarité opposée) puis de considérer la structure comme périodique. De plus, seule la partie inhomogène doit être maillée, les parties homogènes (comme les substrats guidants) étant traitées dans le rayonnement. Cet outil se révèle indispensable pour simuler nos dispositifs ainsi que pour envisager d'autres structures.

5.2 Simulation de nos structures

Il est très important de pouvoir simuler les dispositifs que nous avons réalisés de façon à pouvoir comparer les résultats théoriques et les expériences pour asseoir notre compréhension des phénomènes d'une part, et pour optimiser les transducteurs d'autre part. Comme nous l'avons vu précédemment, les simulations sont composées de deux méthodes de calculs combinées : la première concerne la partie maillée qui sera traitée grâce aux éléments finis et la seconde concerne les zones homogènes prises en compte par les éléments de frontières rendant compte des effets du rayonnement. Quels que soient nos dispositifs, la partie maillée reste la même, il s'agit de deux domaines à polarité opposée. Je vais d'abord m'attarder sur cette première notion.

5.2.1 Zone maillée

Le maillage en deux dimensions de ces structures est très simple, il consiste en deux rectangles collés, comme nous l'avons vu sur la figure 5.1. Le maillage de cette zone est obligatoire, car bien qu'il s'agisse du même matériau, cette partie présente des propriétés piézoélectriques inhomogènes. En effet, le changement de polarité modifie certaines propriétés intrinsèques du matériau. C'est pourquoi, un domaine polarisé Z^+ , correspond à la coupe (YXl)/90 selon la norme IEEE alors que le second, de polarité opposée, est de coupe (YXl)/-90 (la norme IEEE concernant les coupes des matériaux piézoélectrique est détaillée en Annexe B). C'est pour cette raison, que chaque domaine a sa propre couleur sur le schéma. Cette propriété est à la fois valable pour le niobate de lithium et le tantalate de lithium. Je rappelle que ce maillage est réalisé à l'aide d'éléments triangulaires utilisant une interpolation de Lagrange de degré 2 sans perte de généralité.

Afin de simuler nos structures et de pouvoir calculer la charge électrique, il est nécessaire d'appliquer une tension sur le transducteur. La référence 1 que nous avons pu voir sur le schéma 5.1 est mise à la masse et une tension de 1 V est appliquée sur la référence 2. La charge pour une cellule est obtenue par sommation des charges nodales. Pour une excitation unitaire, le courant harmonique, produit de la charge par la pulsation, est équivalent à l'admittance harmonique dans ces conditions. Les références 3 et 4 permettent, quant à elles, de définir les conditions de périodicité, de façon à considérer un réseau périodique infini. Une fois ce maillage défini, les seuls paramètres à modifier sont la largeur de la période (voire de chaque domaine) et l'épaisseur du substrat en ce qui concerne les guides d'ondes. Une fois cette zone définie, il nous est possible de simuler n'importe quelle structure, qu'elle soit purement piézoélectrique, telle que les transducteurs que nous avons fabriqués pour valider notre principe d'excitation ou qu'il s'agisse des guides d'ondes, ceux-ci nécessitant l'ajout d'un substrat pris en compte par les conditions de rayonnement.

5.2.2 Simulations fondées uniquement sur les éléments finis : dispositifs de validation

Pour simuler ce type de structure, le maillage de base est seul nécessaire et nous donne accès, grâce aux calculs fondés sur les éléments finis, à l'admittance harmonique des dispositifs. On peut ainsi déterminer quels modes sont excités, leur fréquence de synchronisme, leur couplage électromécanique et les pertes associées (si par exemple, elles sont prises en compte dans le modèle sous forme de parties imaginaires des constantes physiques). De plus, ces simulations peuvent également

nous donner des indications quant aux comportements des transducteurs en fonction des différents rapports cycliques. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, le rapport cyclique varie en fonction des inversions de domaines et c'est un paramètre très difficile à maîtriser. Il est donc important de savoir en quoi ce rapport joue sur le fonctionnement du transducteur.

De nombreuses simulations ont ainsi été réalisées en fonction des différentes périodes des transducteurs et des matériaux étudiés. Cependant, pour ne pas alourdir ce manuscrit, je m'attacherai à ne reporter que les résultats pour une période de 50 μm . La première partie portera sur les résultats obtenus dans le cas idéal, c'est-à-dire pour un rapport cyclique égal à 50 %, la seconde quant à elle, se concentrera sur les simulations tenant compte d'une variation du rapport cyclique. Nous serons alors en mesure de comparer les différentes simulations et de conclure quant à l'impact de cette caractéristique sur nos résultats.

5.2.2.1 Cas idéal : rapport cyclique de 50 %

Les résultats présentant la simulation d'un transducteur de 50 μm de période à base de niobate de lithium épais (500 μm) sont visibles sur la figure 5.2.

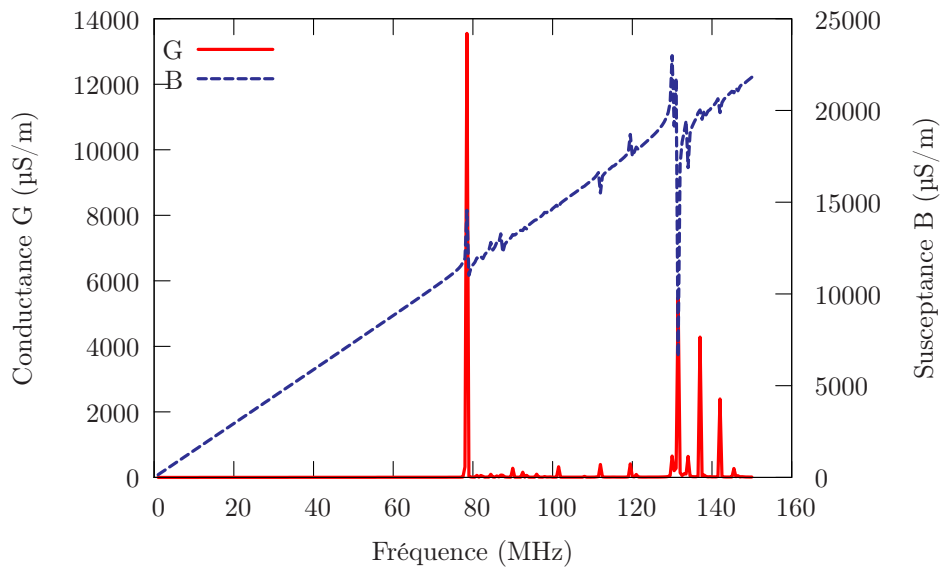


FIG. 5.2 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$ et $e = 500 \mu\text{m}$)

Deux contributions ressortent clairement : la première vers 80 MHz et la seconde aux alentours de 130 MHz. Notre outil de simulation nous permettant de visualiser l'allure des modes excités (voir figures 5.4 (a) et (b)), on en déduit alors que le mode elliptique correspond à une onde à dominante elliptique se comportant comme une onde de Lamb se propageant à la vitesse de 3800 m/s. Les ondes de Lamb sont

des modes de plaque engendrés suivant la direction de propagation par les multiples réflexions des ondes longitudinales et transversales sur la face supérieure et inférieure. Il en existe deux familles : les modes antisymétriques où la vibration de la plaque est antisymétrique par rapport au plan médian et les modes symétriques où la vibration de la plaque est symétrique par rapport au plan médian. Une représentation de ces deux familles de mode est visible sur le schéma 5.3.

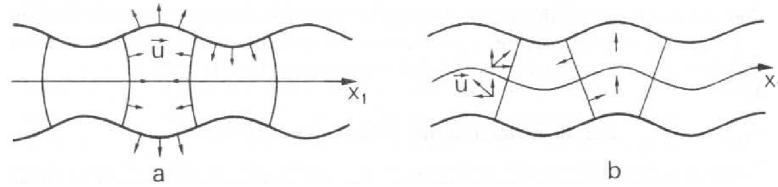


FIG. 5.3 – Onde de Lamb : (a) Mode symétrique – (b) Mode antisymétrique [19]

Comme nous pouvons le voir sur la figure 5.4 (a), le mode que nous excitions avec nos structures est le mode symétrique, puisque la structure ne présente aucun défaut de symétrie permettant l'existence de modes antisymétriques.

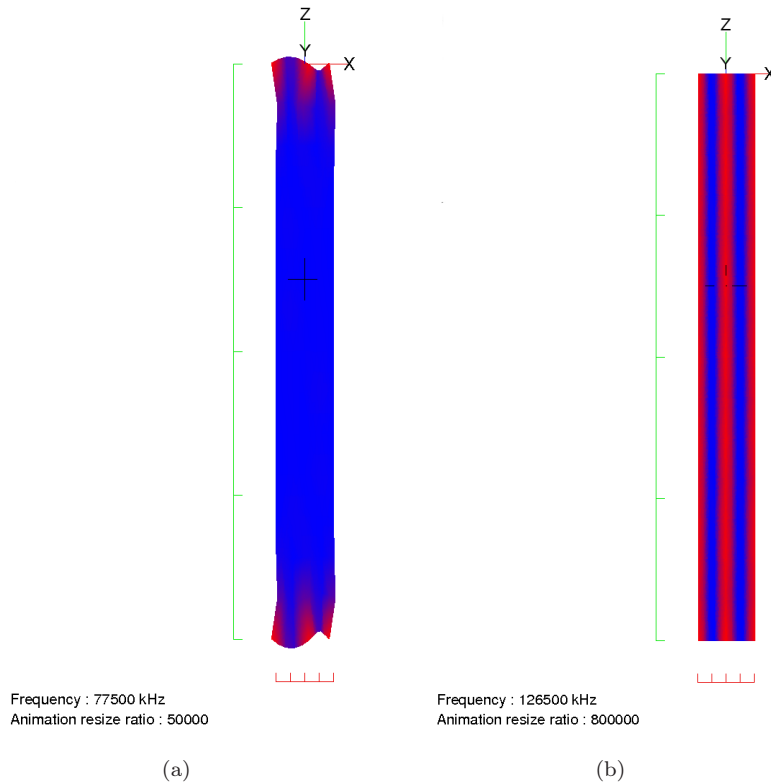


FIG. 5.4 – (a) Mode à dominante elliptique – (b) Mode purement longitudinal obtenus pour un transducteur de 50 μm de longueur d'onde

La première contribution est effectivement prévue 76 MHz selon les analyses théo-

riques alors que la seconde ne découle pas de façon directe des courbes de dispersion calculées selon l'approche à base de fonction de Green (cf. figure 5.5) [95].

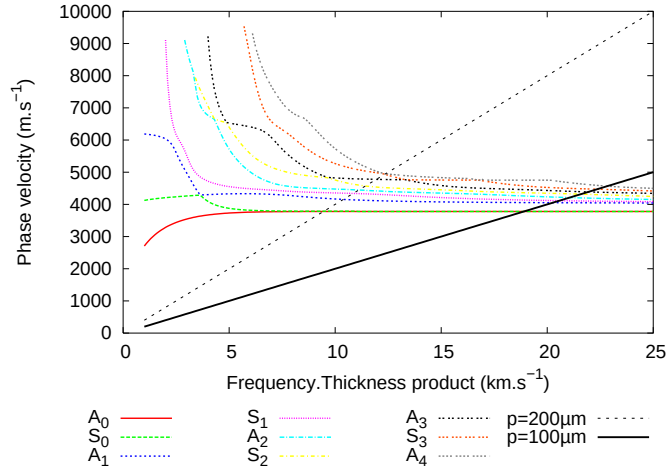


FIG. 5.5 – Courbes de dispersion des modes de Lamb sur du LiNbO₃ coupe Z. Les droites indiquent les fréquences de fonctionnement attendues pour chaque mode pour une longueur d'onde donnée. [95]

La seconde contribution observée est, quant à elle, non prévue par les courbes de dispersion. En conséquence, nous avons calculé l'équivalent d'une courbe de dispersion à l'aide de notre code d'éléments finis périodique et superposé les modes prévus (ceux produisant les réponses les plus marquées en termes d'amplitude de pics de conductance) avec les courbes de dispersion des modes de Lamb. On obtient alors le graphe de la figure 5.6.

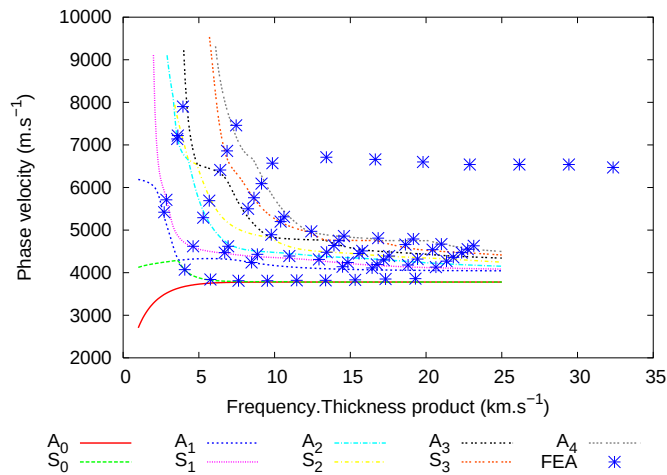


FIG. 5.6 – Superposition des courbes de dispersion calculées selon l'approche à base de fonction de Green et par analyse d'éléments finis périodiques [96]

Cette seconde contribution correspond à un mode longitudinal dont le déplace-

ment et la polarisation sont selon l'axe x et ayant une vitesse de phase proche de 6500 m/s. On peut voir sa forme sur la figure 5.4 (b). Outre les vitesses très élevées ainsi accessibles (6500 m/s contre 3500 à 4700 m/s pour les ondes de Rayleigh et de cisaillement sur ce même matériau), il est à remarquer qu'une telle onde est assez difficile à exciter d'une autre manière, en particulier avec des peignes interdigités. Cette contribution peut être interprétée comme la zone où les ondes de Lamb à haute vitesse de phase interagissent fortement entre elles, engendrant d'importantes modifications de la vitesse de groupe entre 6000 et 7000 m/s. On peut également considérer la mise en place d'un mode type du guide d'ondes, particulièrement favorisé par la polarisation périodique de la plaque.

En ce qui concerne les contributions mineures que nous observons, elles correspondent à des modes de cisaillement qui ne trouvent pas d'utilité dans nos applications, car trop peu couplées. De la même façon et en fonction des différentes valeurs de la période, nous pouvons observer la persistance du mode elliptique ainsi que celle du mode longitudinal. D'après ces simulations, il est donc possible de créer des transducteurs à ondes de Lamb à l'aide de structures utilisant des domaines ferro-électriques alternés et ayant la propriété d'exciter en particulier deux types d'onde dont l'une ne peut être excitée par des structures à base de peignes interdigités classiques.

Cette étude théorique a également été réalisée sur des substrats de tantalate de lithium. Les résultats concernant des dispositifs ayant une longueur d'onde de 50 μm sont présentés sur la figure 5.7 et sont semblables à ceux observés pour le niobate de lithium. En effet, une première contribution correspondant au mode elliptique est

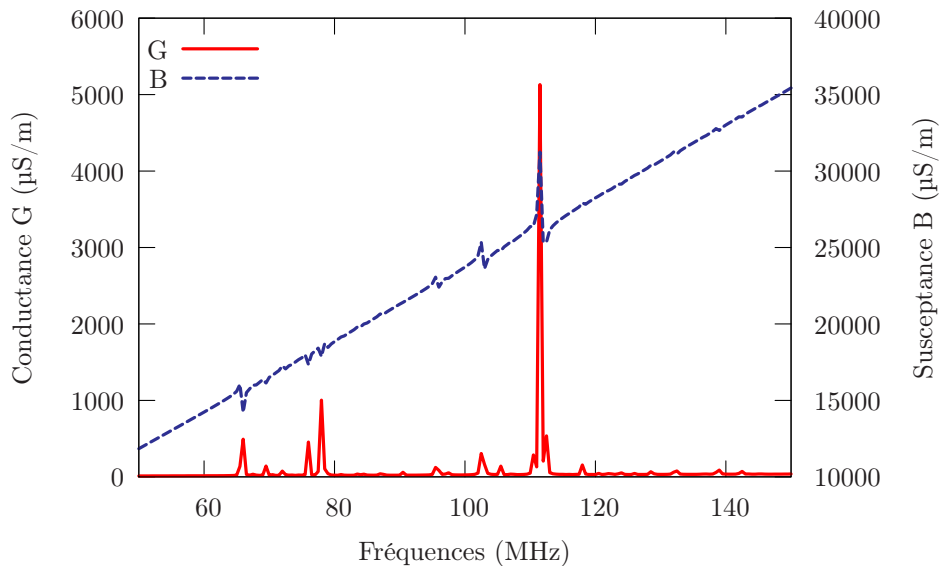


FIG. 5.7 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$ et $e = 500 \mu\text{m}$)

observable aux alentours de 65 MHz et la seconde représentant le mode longitudinal est visible à plus haute fréquence vers 110 MHz. Nous pouvons remarquer que les vitesses de phase des modes elliptique et longitudinal dans le tantalate de lithium, respectivement égales à 3300 et 5500 m/s, sont plus faibles que celles observées dans le niobate. Cependant, les résultats obtenus permettent également de mettre en exergue le fait que ce matériau est également bien adapté aux applications envisagées.

5.2.2.2 Rapport cyclique différent de 50 %

Comme nous l'avons vu précédemment, il est difficile de maîtriser le rapport cyclique lors des inversions de domaines, c'est pourquoi nous avons cherché à savoir en quoi ce paramètre influait sur l'excitation des ondes. Pour cela, le maillage a été modifié de façon à créer deux domaines de largeurs différentes. Pour comparer ces résultats avec ceux précédemment cités, nous avons donc réalisé un maillage avec des largeurs de domaines égales à 20 μm /30 μm (de façon à garder une longueur d'onde identique). Ce choix vient du fait que ce sont les valeurs extrêmes observées expérimentalement. La première simulation, présentée en figure 5.8, montre les résultats obtenus pour un dispositif réalisé sur niobate de lithium.

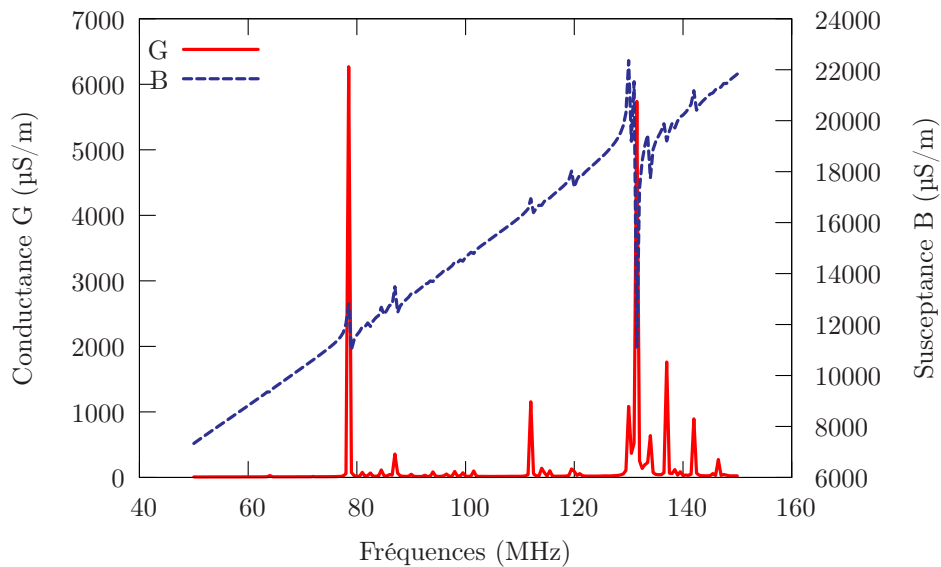


FIG. 5.8 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e = 500 \mu\text{m}$)

Comme pour le dispositif avec un rapport cyclique idéal, nous retrouvons les deux contributions aux alentours de 76 et 130 MHz. Cependant, on peut remarquer que des différences sont visibles. La figure 5.9 associe les simulations réalisées avec les rapports cycliques différents (50 et 60 %) de façon à identifier sur quels paramètres

joue ce rapport.

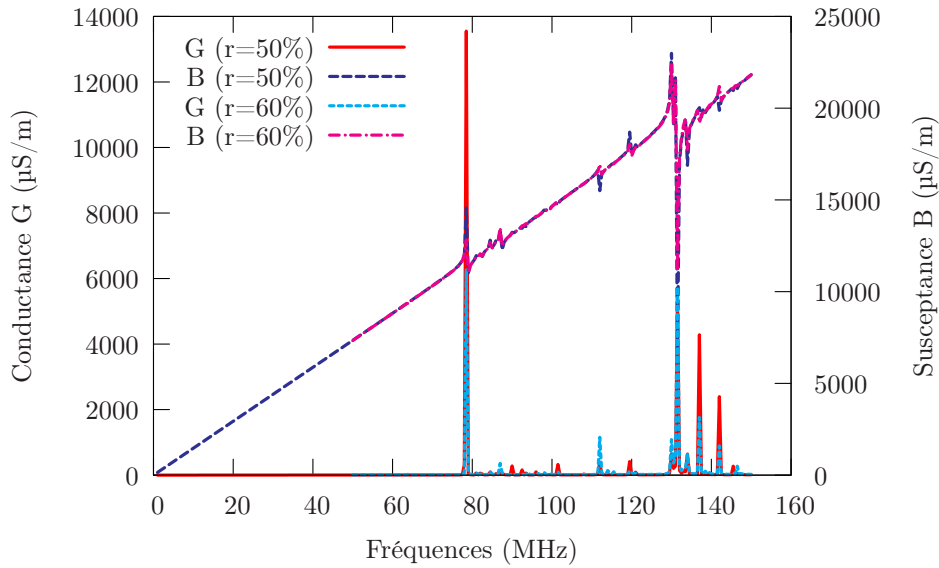


FIG. 5.9 – Comparaison de la réponse d'un transducteur en fonction de deux rapports cycliques ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, $r = 50 \%$ et 60% , $e = 500 \mu\text{m}$) sur niobate de lithium

On constate que les fréquences de synchronisme des deux contributions majeures restent inchangées. En revanche, l'amplitude des pics est légèrement diminuée lorsque le rapport cyclique vaut 60% . Hormis cette différence, les résultats sont semblables. On peut donc en conclure que pour nos applications, ce paramètre n'est pas critique, c'est pourquoi nous ne nous sommes pas attardé sur les méthodes d'amélioration du rapport cyclique.

Cette même étude a également été réalisée sur le tantalate de lithium. La figure 5.10 présente les simulations également réalisées avec des rapports cycliques de 50% et 60% . Contrairement au cas du niobate de lithium, on remarque avec le tantalate, que la fréquence de résonance du mode elliptique diminue un peu. Elle passe de 66 MHz à $64,5 \text{ MHz}$. En revanche, le mode longitudinal est insensible au rapport cyclique. Ce matériau est donc plus sensible aux différentes largeurs de domaines que le niobate, il faut en tenir compte lors de l'inversion de domaines et trouver un moyen de maîtriser l'élargissement des domaines sous l'isolant. Cependant, il est très intéressant de souligner que le mode longitudinal n'est en rien affecté par ce paramètre.

Après avoir étudié l'influence du rapport cyclique sur nos dispositifs de validation, il était important de connaître leur comportement vis à vis de la température. Comme expliqué au paragraphe 5.1.3, ce paramètre peut également être simulé grâce à notre outil de calcul. Cette étude est résumée dans le paragraphe suivant.

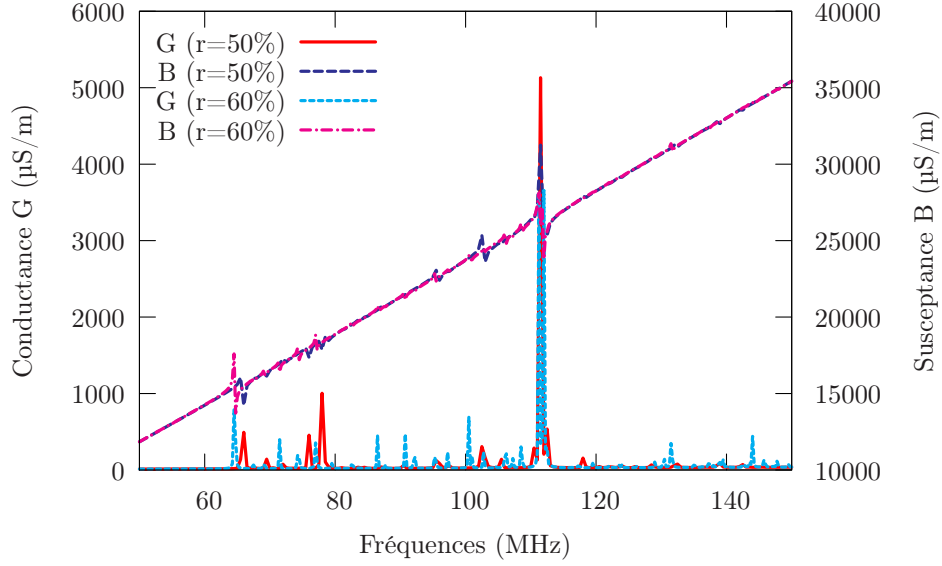


FIG. 5.10 – Comparaison de la réponse d'un transducteur en fonction de deux rapports cycliques ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, $r = 50\%$ et 60% , $e = 500 \mu\text{m}$) sur tantalate de lithium

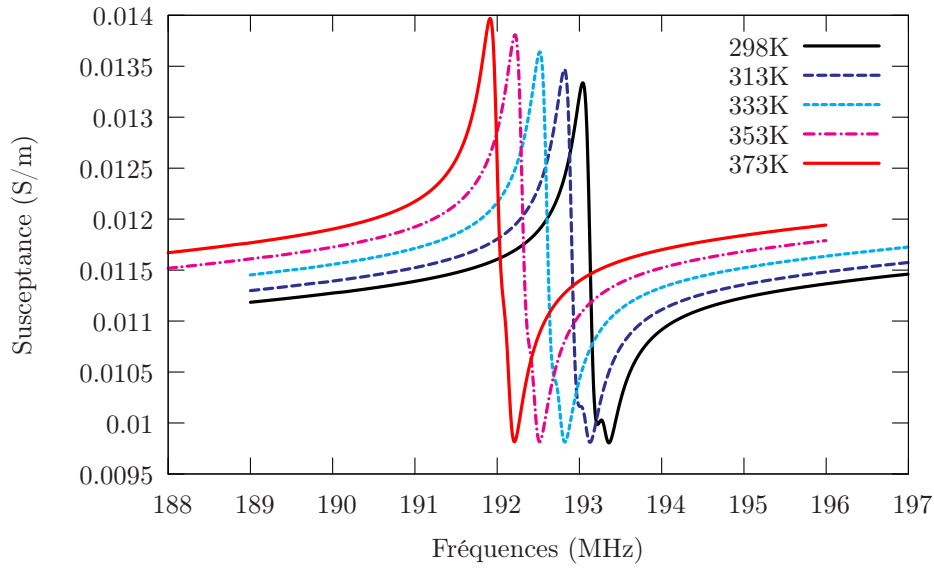
5.2.2.3 Simulations en température

Ce type de simulation nécessite beaucoup de temps de calcul, c'est pour cette raison que nous n'avons considéré que les structures archétypiques. Concernant les simulations sur niobate de lithium, nous avons considéré un rapport cyclique de 50 % et une longueur d'onde de $20 \mu\text{m}$. En se focalisant sur la fréquence de synchronisme des deux modes excités qui nous intéressent, c'est-à-dire, aux alentours de 190 MHz pour le mode elliptique et 325 MHz pour le mode longitudinal, il nous a été possible de déterminer la dérive thermique (CTF en français ou TCF en anglais, Temperature Coefficient Frequency) du niobate de lithium. Pour ce faire, nous avons calculé la susceptance de nos dispositifs pour des températures allant de 298 à 373 K. Pour des raisons de lisibilité, je n'ai inséré que les courbes correspondant à 5 températures sur les graphiques 5.11 (a) et (b).

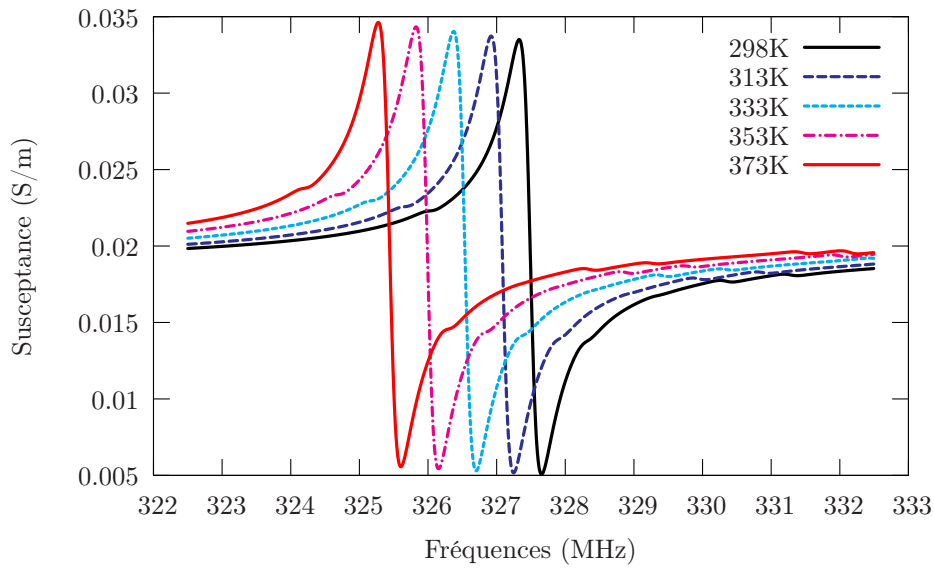
La dérive en température d'un matériau (en ppm/K) se calcule grâce à la relation suivante :

$$CTF = \frac{1}{\Delta T} \frac{(f_1 - f_0)}{f_0} 10^6 \quad (5.11)$$

En prenant chaque fréquence de résonance en fonction de la température lui correspondant, on peut ainsi tracer un graphe normalisé nous permettant d'obtenir la dérive en température du niobate de lithium pour chaque mode. Celui-ci est présenté en figure 5.12. De ce fait, la fonction linéaire obtenue a pour coefficient directeur la dérive thermique du matériau. En ce qui concerne nos simulations, nous obtenons bien une droite pour chaque mode dont nous pouvons déduire le CTF. Celui-ci est



(a)



(b)

FIG. 5.11 – Calcul de l'évolution de la susceptance harmonique suivant la température d'un TPP sur niobate de lithium ($\lambda = 20 \mu\text{m}$, $r = 50 \%$, $e = 500 \mu\text{m}$) : (a) mode elliptique et (b) mode longitudinal

proche de -80 ppm/K pour le mode elliptique et équivaut à environ -84 ppm/K pour le mode longitudinal. Ces valeurs sont proches de celles que nous pouvons trouver dans la littérature [97].

Cette même étude a également été réalisée sur du tantalate de lithium. Les résul-

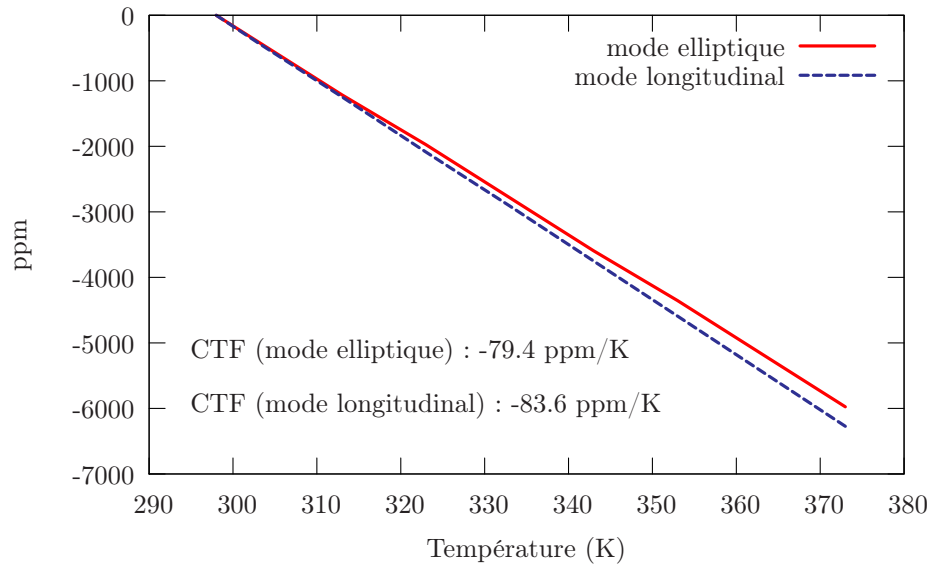


FIG. 5.12 – Dérive en température des principaux modes d'un TPP sur niobate de lithium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e = 500 \mu\text{m}$)

tats obtenus sont répertoriés dans l'annexe C. Nous avons mis en évidence une dérive en température proche de -52 ppm/K pour le mode longitudinal avec ce matériau. Ces deux matériaux sont donc très sensibles à la température. Il est alors impératif de trouver un moyen permettant de réduire ce CTF. Une des solutions est le report de ces matériaux piézoélectriques sur un autre substrat. On peut envisager pour ce faire d'autres combinaisons de matériaux que celles étudiées ici.

Toutes ces simulations nous indiquent que la méthode de fabrication de transducteurs à base de domaines alternés donne les résultats escomptés et permet également d'exciter une onde ayant une vitesse de phase relativement élevée qui ne peut être excitée aisément à l'aide de peignes interdigités classiques. Après avoir validé ce concept, il était nécessaire de simuler les guides d'ondes acoustiques que nous avons créés. Contrairement à ces dispositifs, exclusivement à base de niobate de lithium (ou de tantalate de lithium), le principe du guide d'ondes repose sur le fait que le matériau piézoélectrique est reporté sur un matériau de guidage. Pour simuler ces structures, nous nous sommes servis à la fois des éléments finis et des fonctions de Green pour simuler le rayonnement dans le substrat de guidage. C'est ce que nous allons voir dans la partie suivante.

5.2.3 Simulations des guides d'ondes acoustiques

Comme je l'ai dit précédemment, la simulation de ces structures est plus complexe compte tenu qu'elle nécessite deux outils de calcul : les éléments finis pour simuler la partie non homogène (dans notre cas, le matériau piézoélectrique à domaines alternés) et le rayonnement pour les calculs dans la partie homogène, en l'occurrence, le substrat de guidage. La première partie de cette section portera sur les simulations des dispositifs effectivement réalisés, la seconde sera, quant à elle, consacrée aux simulations réalisées avec différents substrats de guidage.

5.2.3.1 Guides d'onde acoustiques réalisés sur silicium

Pour simuler la partie non homogène du problème, nous utilisons le maillage présenté en figure 5.1 en modifiant la largeur des domaines en fonction de la longueur d'onde utilisée ainsi que l'épaisseur du substrat selon nos besoins. La différence dans ce genre de simulation est l'ajout d'un substrat de guidage, en l'occurrence le silicium. Ce matériau étant plan et homogène, nous pouvons appliquer les conditions de rayonnement tels que présentés en [88] pour le simuler ; il n'est donc pas nécessaire de le mailler. Pour cette raison, nous ne le verrons pas apparaître sur les images décrivant le comportement des modes (semblables à celles observables en figure 5.4). Encore une fois, je ne donnerai que les résultats obtenus pour une période de 50 μm et en considérant un rapport cyclique de 50 % étant donné son rôle minime dans l'excitation des ondes. En effet, plusieurs simulations sur ce type de structures ont été effectuées avec différents rapports cycliques et il s'est avéré, une fois encore, que ce paramètre ne modifiait que très peu les réponses acoustiques (cf. annexe C). Des simulations ont ainsi été réalisées avec des épaisseurs de niobate de lithium variées et en considérant un substrat de silicium semi-infini collé au matériau piézoélectrique par l'intermédiaire d'une couche d'or de 250 nm d'épaisseur. Classiquement, il est possible d'obtenir une couche de niobate de lithium d'environ 30 μm d'épaisseur, c'est pourquoi, la figure 5.13 présente les résultats correspondant à cette dimension.

Plusieurs contributions sont visibles : le mode elliptique, aux environs de 75 MHz, qui correspond à une pseudo onde de surface, deux modes plus complexes comportant une part notable de cisaillement aux alentours de 105 MHz et un pseudo-mode longitudinal à forte perte vers 140 MHz. Les comportements des différents modes excités sont observables sur les figures 5.14 (a), (b) et (c).

Les premiers modes sont effectivement guidés, cependant, nous allons nous intéresser uniquement au mode elliptique. Le mode longitudinal est, quant à lui, très peu guidé par la surface, bien que contribuant à l'admittance de manière nette. En effet, à 115 MHz, on observe l'onde SSBW (Surface Skimming Bulk Wave) possédant une

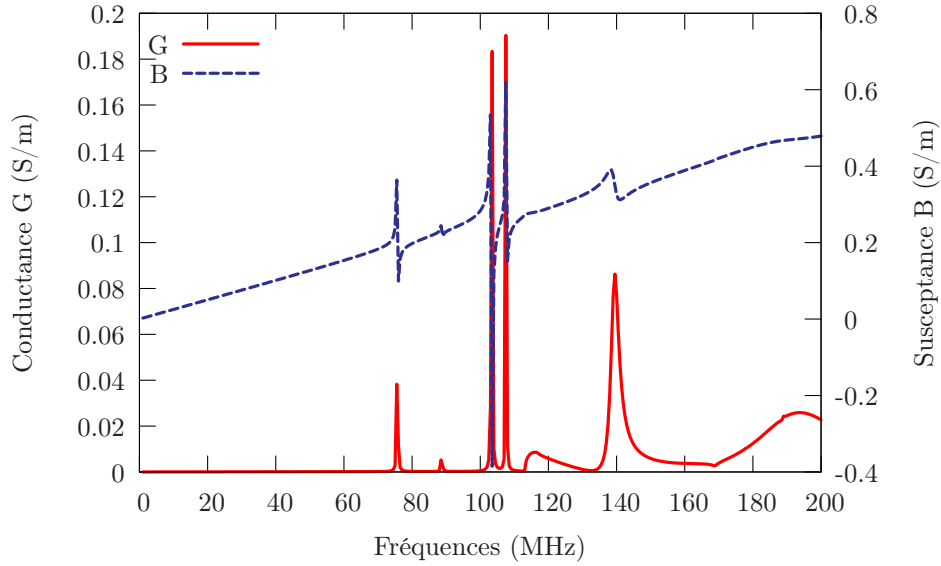


FIG. 5.13 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci reporté sur silicium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$ et $e_{LiNbO_3} = 30 \mu\text{m}$)

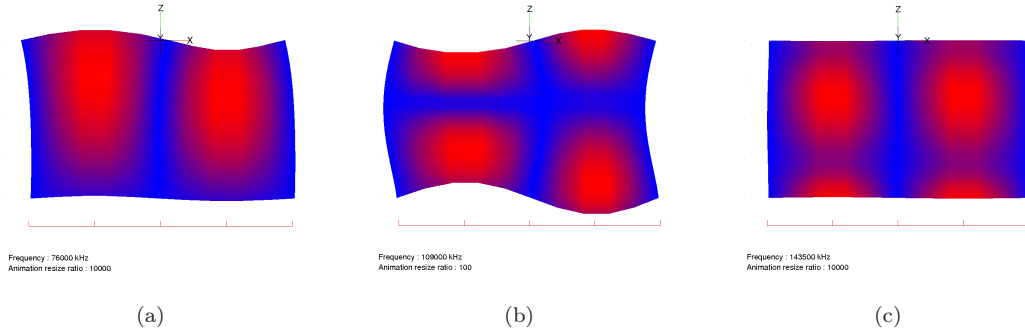


FIG. 5.14 – Modes observables pour un substrat de niobate de lithium de $30 \mu\text{m}$ d'épaisseur : (a) Mode elliptique – (b) Mode complexe comprenant du cisaillement – (c) Mode longitudinal

vitesse de phase de l'ordre de 5100 m/s pour laquelle le silicium ne joue plus son rôle de guide. On note également que le premier mode à polarisation elliptique voit sa vitesse de phase peu affectée par l'épaisseur de niobate ou encore la présence de la plaque support en silicium. Nous pouvons considérer par conséquent la mise en œuvre de nos guides d'ondes validée théoriquement.

De façon à obtenir un guide d'ondes monomode, plusieurs autres calculs ont été effectués avec différentes épaisseurs de niobate. Celles-ci sont répertoriées dans le graphe de la figure 5.15. On s'aperçoit que la densité de modes de la structure décroît avec l'épaisseur de niobate, passant de 5 à 2 pour des épaisseurs de variant 50 à $10 \mu\text{m}$. D'autre part, on remarque que la fréquence de résonance augmente

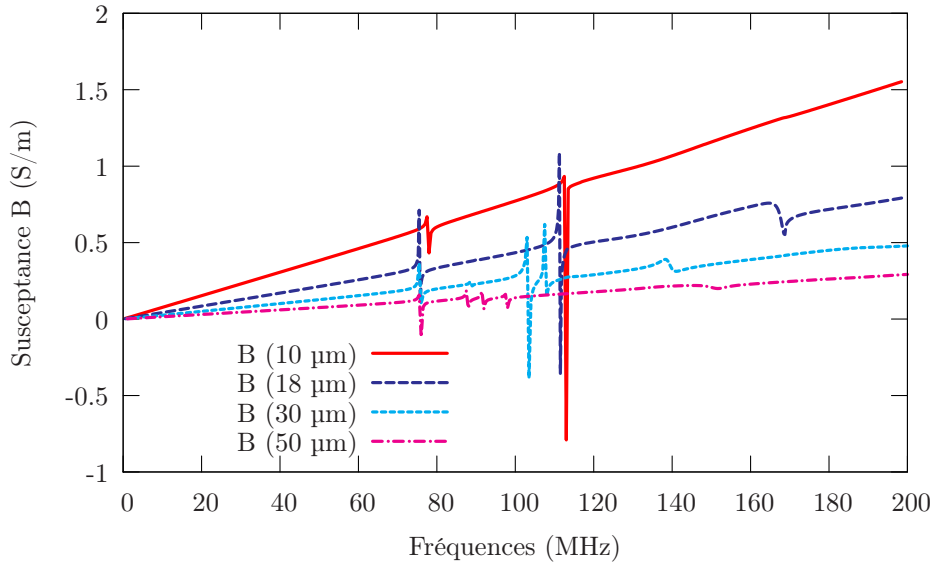


FIG. 5.15 – Réponse d'un transducteur pour différentes épaisseurs de niobate de lithium reporté sur un substrat semi-infini de silicium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %)

légèrement avec l'amincissement de la couche de matériau piézoélectrique. D'après ces résultats, une couche de niobate de lithium inférieure à $10 \mu\text{m}$ est nécessaire pour obtenir un guide monomode. Or, dans la pratique, il est très difficile d'atteindre une épaisseur de substrat inférieure à cette valeur. Il existe probablement une relation entre l'épaisseur de niobate de lithium et la longueur d'onde utilisée permettant d'obtenir un guide monomode. Une routine permettant de faire ces calculs pour différentes longueurs d'onde et épaisseurs est en cours afin de déterminer le point de fonctionnement optimal pour un λ donné dans le but de fabriquer un guide d'ondes monomode.

De la même façon, nous avons fait ces calculs pour le tantalate de lithium. Les résultats sont semblables à ceux obtenus avec le niobate de lithium. Le mode elliptique, initialement à 66 MHz, est encore visible et guidé mais très légèrement ralenti, ainsi que le mode complexe comportant du cisaillement. En revanche, le mode longitudinal, qui se situait initialement aux environs de 110 MHz, a disparu contrairement au cas du niobate de lithium. Les résultats sont reportés sur la figure 5.16.

Grâce à ces structures, nous pouvons valider théoriquement le principe de guide d'ondes acoustique. Encore une fois, des calculs sont en cours afin de déterminer le rapport épaisseur/longueur d'onde idéal pour réaliser un guide d'ondes monomode. Après avoir validé le principe, nous allons nous intéresser au comportement thermique d'une telle structure.

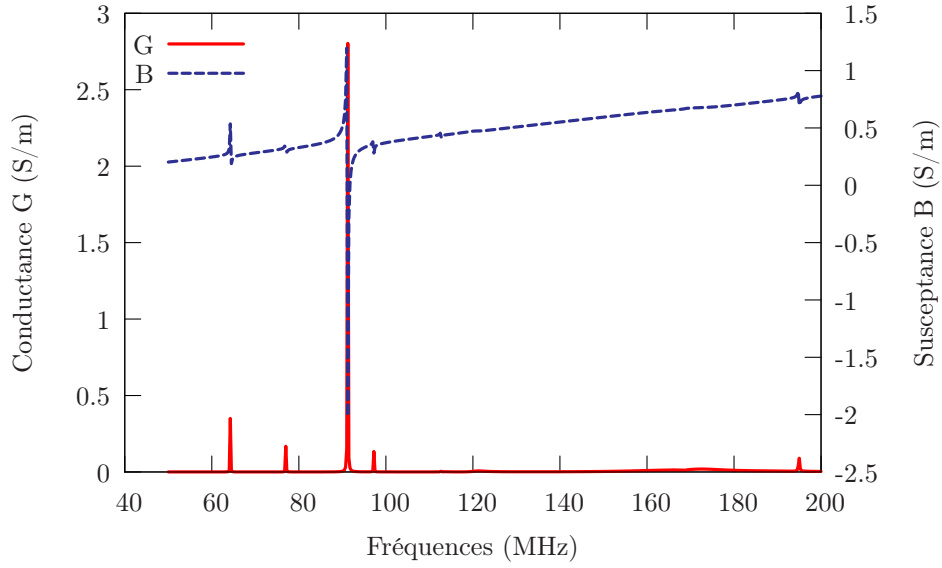


FIG. 5.16 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium aminci reporté sur un substrat semi-infini de silicium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiTaO_3} = 30 \mu\text{m}$)

5.2.3.2 Simulations en température

De la même façon que pour les dispositifs auto-suspendus, des calculs ont été effectués sur ces structures de façon à étudier le rôle du substrat de guidage dans leur comportement thermoélastique. Les résultats obtenus avec un dispositif de pé-

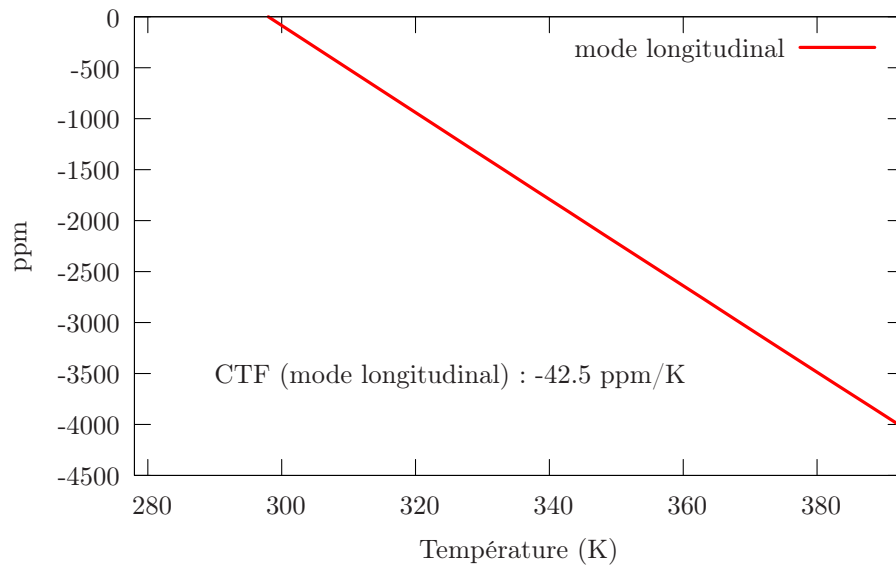


FIG. 5.17 – Dérive en température d'un transducteur sur niobate de lithium aminci reporté sur un substrat semi-infini de silicium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiNbO_3} = 30 \mu\text{m}$)

riode 50 μm sur substrat de niobate de lithium aminci à 30 μm sont observables en figure 5.17. On constate que la dérive thermique est notablement réduite, elle passe d'environ -80 ppm/K pour les dispositifs auto-suspendus à environ -40 ppm/K pour les guides d'ondes. Il semble donc que la dérive thermique de la structure tend vers celle du silicium qui est de l'ordre de -30 ppm/K [97]. Ce paramètre sera donc un critère non négligeable dans le choix des substrats de guidage.

5.2.3.3 Autre type de substrat de guidage : le quartz

Jusqu'à présent, nous avons concentré notre intérêt sur le silicium comme substrat de guidage des ondes excitées dans nos TPPs. L'analyse des modes correspondants montre que certains d'entre eux, au moins, présentent une contribution d'effets de cisaillement non négligeables à leur polarisation. Pour cette raison, nous nous sommes intéressés au quartz comme élément de guidage, en espérant tirer parti de ses propriétés thermo-élastiques pour limiter la dérive thermique de la fréquence de nos TPPs. Dans cette optique, un certain nombre de coupes de quartz ont été testées en nous rappelant que le critère principal de guidage repose sur la comparaison entre la vitesse du mode à polarisation elliptique de nos guides (3800 m/s pour le niobate de lithium) et la vitesse des ondes SSBW dans le quartz. Seule une gamme assez restreinte de coupes de quartz répond à ce critère. Néanmoins nous avons testé les coupes réputées stables en température pour les ondes de surface. La figure 5.18 pré-

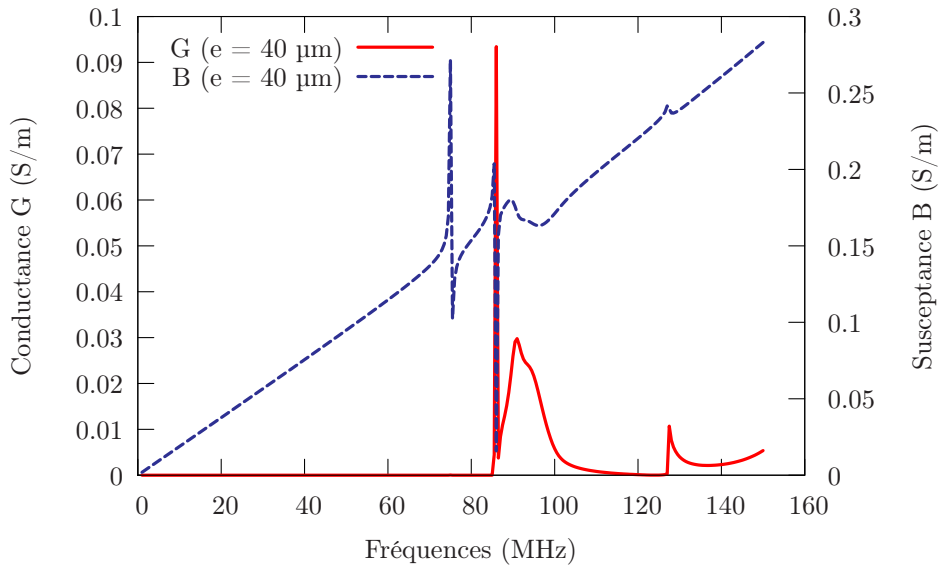


FIG. 5.18 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci reporté sur un substrat semi-infini de quartz YZ ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiNbO_3} = 40 \mu\text{m}$)

sente la réponse en guide simple d'un TPP reporté sur coupe YZ de quartz qui ne

présente quasiment pas de couplage piézoélectrique pour les ondes de surface et une vitesse de phase des SSBW égale à 4250 m/s. Le critère principal étant rempli, nous observons bien une onde de surface guidée à 76 MHz mais pas de contribution guidée au niveau de l'onde longitudinale qui rayonne dans le substrat aux alentours de 130 MHz. On voit cependant une contribution polaire au voisinage de 4500 m/s que nous attribuons à un mode de cisaillement partiellement guidé.

La figure 5.19 est obtenue pour un substrat de quartz de coupe (YXl)/60, pour laquelle la vitesse de phase des SSBW correspond pratiquement à celle de l'onde elliptique guidée. On se trouve donc en limite de guidage, ce qui montre quand même une gamme d'angles assez large pour rechercher des optimums en sensibilité thermique. Il faut également noter que l'onde longitudinale semble partiellement guidée sur ce type de structure. Une cartographie complète des SSBW du quartz nous permettrait sans doute d'affiner notre connaissance des zones angulaires compatibles avec le guidage d'ondes excitées par TPP sur niobate de lithium.

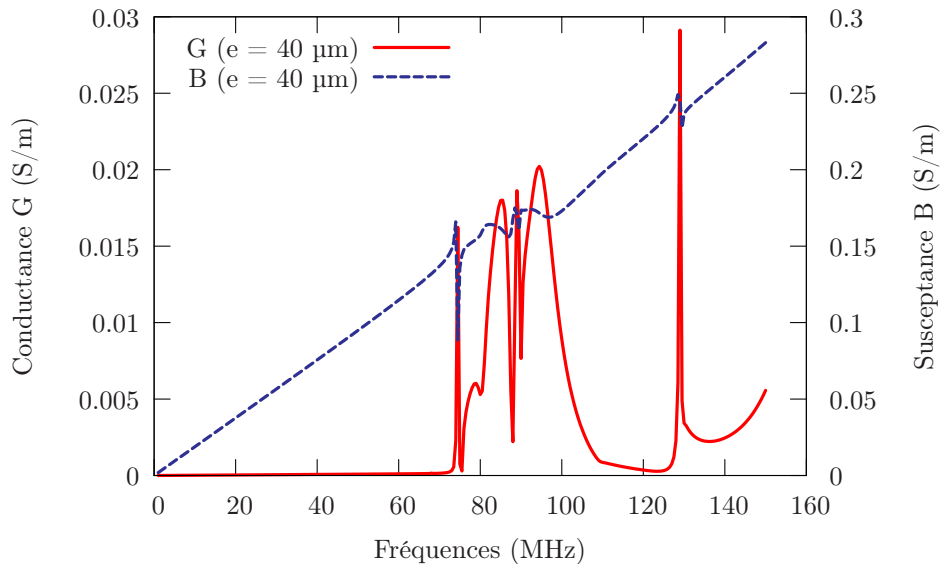


FIG. 5.19 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci reporté sur un substrat semi-infini de quartz coupe (YXl)/60 ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 40 \mu\text{m}$)

D'autres perspectives s'ouvrent avec l'utilisation de tantalate de lithium. Les ondes y sont moins rapides, ce qui est moins avantageux pour les applications RF mais plus favorable en termes de degrés de liberté d'optimisation. Des calculs sont en cours. La dernière structure que nous sommes en mesure de simuler correspond aux guides d'onde isolée. La dernière partie de ce chapitre y sera consacrée.

5.2.4 Simulations des dispositifs à onde isolée

Afin de simuler ce type de dispositif, il nous suffit d'ajouter un deuxième substrat de guidage simulé grâce aux conditions de rayonnement. Le maillage reste là encore inchangé. Comme pour les guides d'ondes classiques, nous avons effectué plusieurs simulations sur divers matériaux. Tout d'abord, je présenterai les résultats obtenus sur les dispositifs réalisés, c'est-à-dire avec du silicium comme substrat de guidage puis je détaillerai quelques dispositifs envisagés employant d'autres substrats de guidage.

5.2.4.1 Dispositifs à base de silicium

Nous simulons deux substrats de silicium semi-infinis sur chaque face du matériau piézoélectrique à l'aide des fonctions de Green. Comme précédemment, je ne vais donner que les résultats concernant une longueur d'onde de $50\text{ }\mu\text{m}$ pour un rapport cyclique de 50 %. De plus, pour la raison de faisabilité évoquée dans la partie précédente, la première simulation a été réalisée avec une épaisseur de niobate de lithium de $30\text{ }\mu\text{m}$. Les résultats obtenus sont observables sur le graphe 5.20.

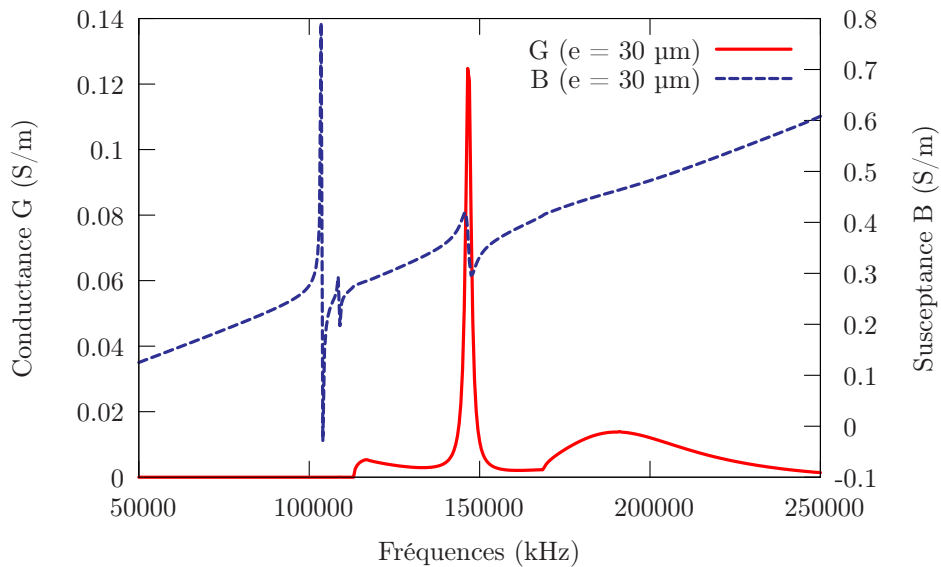


FIG. 5.20 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de silicium ($\lambda = 50\text{ }\mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiNbO_3} = 30\text{ }\mu\text{m}$)

On retrouve des effets de guidage avec des ondes elliptiques guidées nettement accélérées par l'effet d'interfaçage du transducteur entre les deux substrats de silicium, et des ondes longitudinales à une vitesse de l'ordre de 7500 m/s .

Cette même simulation a été effectuée avec différentes épaisseurs de niobate de

lithium. Le graphe de la figure 5.21 répertorie quelques simulations qui nous donnent une vision d'ensemble.

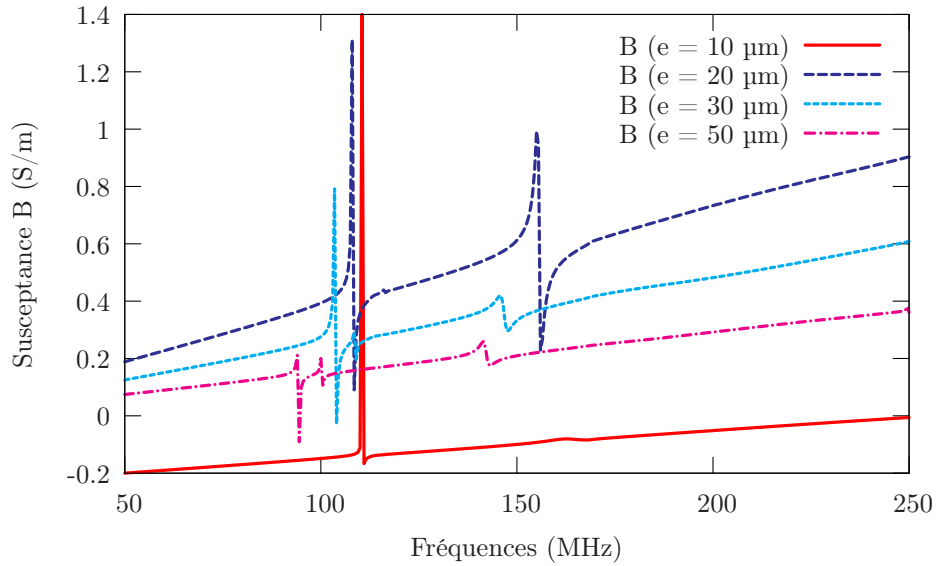


FIG. 5.21 – Comparaison de la réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci inséré entre deux substrats de silicium pour différentes épaisseurs ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %)

On retrouve des effets de guidage particulièrement intéressants pour des rapports λ/e inférieurs à 1 et l'on remarque que plus l'épaisseur de niobate est fine, plus les ondes elliptiques sont accélérées. En effet, pour une épaisseur de niobate de $50 \mu\text{m}$, la vitesse de phase de l'onde elliptique est de l'ordre de 4750 m/s , alors que pour une épaisseur de $10 \mu\text{m}$, elle atteint 5500 m/s . De plus, il faut noter qu'avec une épaisseur de $10 \mu\text{m}$, une seule contribution est observée à l'admittance harmonique. Elle est cependant très proche de la limite de l'onde SSBW (5600 m/s) et donc sensible aux paramètres technologiques de fabrication, c'est pourquoi, un programme permettant de calculer le rapport λ/e optimal pour ce type de structure a été développé [98]. Les résultats permettront de trouver un équilibre entre la longueur d'onde et une épaisseur de niobate de lithium accessible en routine.

Ces mêmes tests numériques ont été réalisés avec du tantalate de lithium aminci. L'utilisation du LiTaO_3 à la place du LiNbO_3 donne également lieu à des résultats intéressants, en particulier en termes de pureté spectrale et de robustesse vis-à-vis des paramètres de fabrication du transducteur. La figure 5.22 présente les résultats pour un dispositif de $50 \mu\text{m}$ de période et pour une épaisseur de tantalate de $30 \mu\text{m}$. On retrouve bien le mode elliptique guidé et accéléré. En revanche, le mode longitudinal n'apparaît plus.

Cette étude a été également effectuée avec différentes épaisseurs de substrat pié-

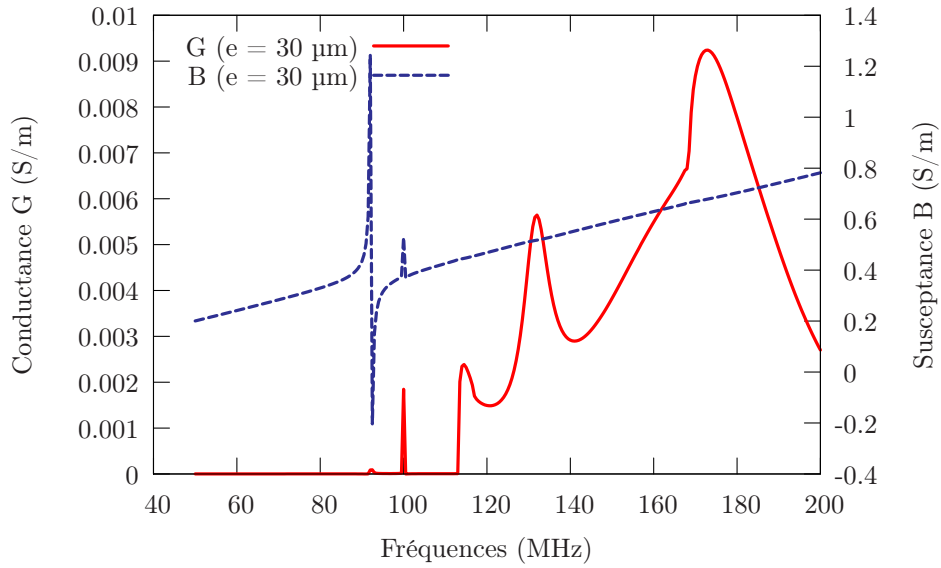


FIG. 5.22 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de silicium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiNbO_3} = 30 \mu\text{m}$)

zoélectrique. Le graphe de la figure 5.23 répertorie quelques résultats de simulation afin de comprendre l'évolution des modes en fonction de l'épaisseur de tantalate.

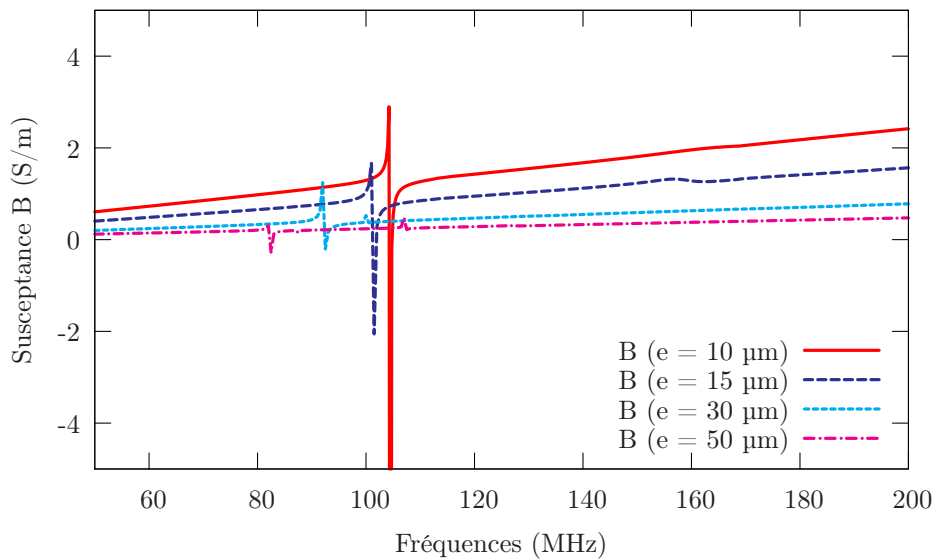


FIG. 5.23 – Comparaison de la réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de silicium pour différentes épaisseurs ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %)

On remarque que pour une épaisseur de tantalate inférieure à $15 \mu\text{m}$, on obtient

un mode unique, permettant d'optimiser la pureté spectrale de la structure. On peut également noter que la vitesse de phase de l'onde elliptique est supérieure à 5000 m/s, soit plus rapide que les ondes de Rayleigh sur silicium. Ces configurations semblent donc intéressantes pour réaliser des guides d'ondes. Des dispositifs à base de tantalate de lithium aminci inséré entre deux substrats de silicium sont en cours de fabrication afin de valider ce type de structure. Les simulations en température de ce type de dispositifs sont en cours de développement, je ne les présenterai donc pas dans ce manuscrit.

5.2.4.2 Autres types de substrats de guidage

Des calculs ont également été effectués sur tantalate et niobate de lithium avec différents substrats de guidage. Cette étude a été faite dans le but de trouver des substrats permettant de guider les deux modes.

Quartz

Dans la continuité de l'analyse précédente, nous avons testé l'usage de quartz comme matériau de guidage des structures à onde isolée. Nous avons d'abord constaté que le guidage n'était pas envisageable avec la coupe AT, pour les raisons de localisation des ondes SSBW en termes de vitesse de phase évoquées plus haut, et ce, quelles que soient les configurations géométriques considérées. Nous espérons voir de manière

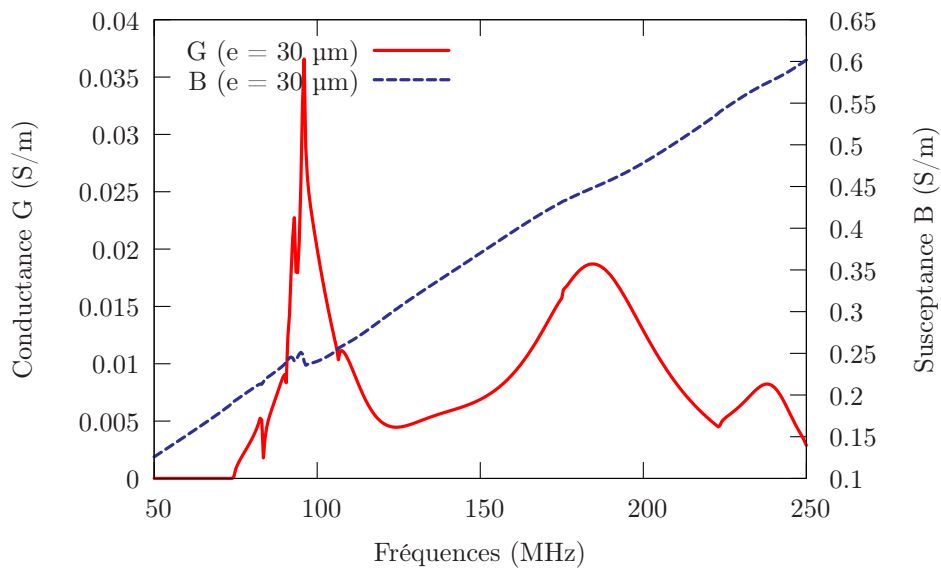


FIG. 5.24 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de quartz de coupe YZ ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiNbO_3} = 30 \mu\text{m}$)

assez nette le guidage rendu possible par l'utilisation de la coupe YZ de l'onde à

polarisation elliptique, mais les résultats de simulation montrent que cette onde n'est pas non plus guidée pour cette configuration (cf. figure 5.24), quel que soit le rapport période/épaisseur (λ/e) du transducteur dans la mesure où celui-ci reste inférieur à 1. Un effort de compréhension est donc à produire pour tirer au clair les raisons de ce résultat.

Par contre, l'utilisation d'un TPP en tantalate de lithium enserré par deux substrats semi-infinis de quartz donne des résultats nettement plus encourageants, avec une onde de polarisation elliptique guidée pour un rapport λ/e égal à 1. Une explication des résultats avec niobate semble se profiler ici, compte tenu des vitesses de phase plus faibles des ondes de Rayleigh sur tantalate YZ (3500 m/s) que sur niobate (3800 m/s). Les conditions de guidage restent néanmoins fortement dépendantes du rapport λ/e . Pour la configuration étudiée, on obtient un mode dont la vitesse de phase atteint les 4000 m/s, valeur maximum *a priori* pour ce type de configuration.

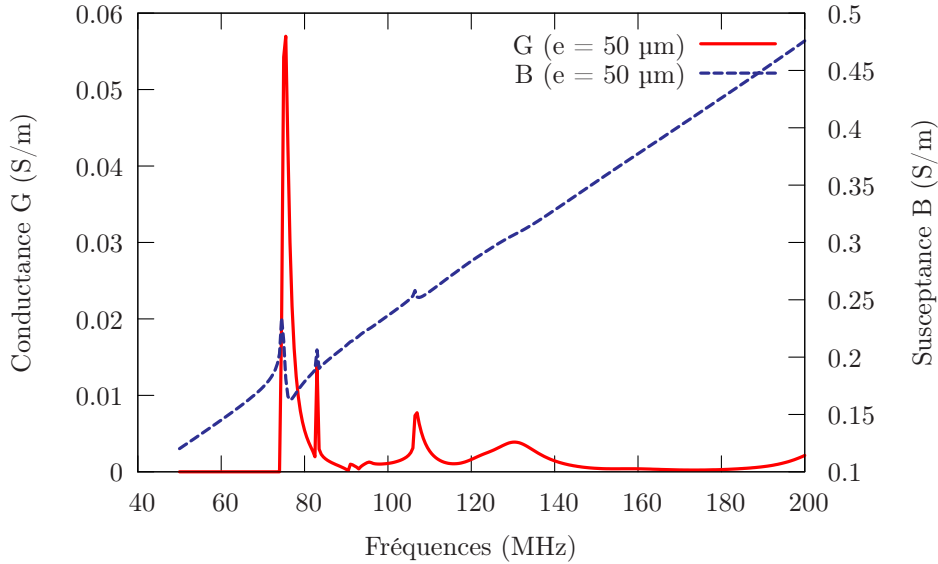


FIG. 5.25 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de quartz de coupe YZ ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{\text{LiTaO}_3} = 50 \mu\text{m}$)

Diamant

Cette configuration est beaucoup plus confortable en termes de guidage grâce aux vitesses de propagation élevées dans le diamant. En effet, en supposant des matériaux semi-infinis de part et d'autre du transducteur et compte tenu de la vitesse de phase correspondant aux ondes SSBW (12500 m/s), de nombreux modes guidés apparaissent de polarisations élastiques assez variées. D'autre part, l'augmentation

de la rigidité du guide par la présence du diamant se traduit par une augmentation notable des vitesses de phase des modes elliptique et longitudinal habituellement considérées à 3800 et 6500 m/s. Pour une telle structure et quelle que soit la période considérée, nous obtenons des vitesses de phase des premiers modes au voisinage de 6000 m/s et un mode combinant compression longitudinale et onde elliptique présentant une vitesse de phase de plus de 10000 m/s, pour une épaisseur de niobate de 30 μm et une longueur d'onde toujours égale à 50 μm (cas de la figure 5.26).

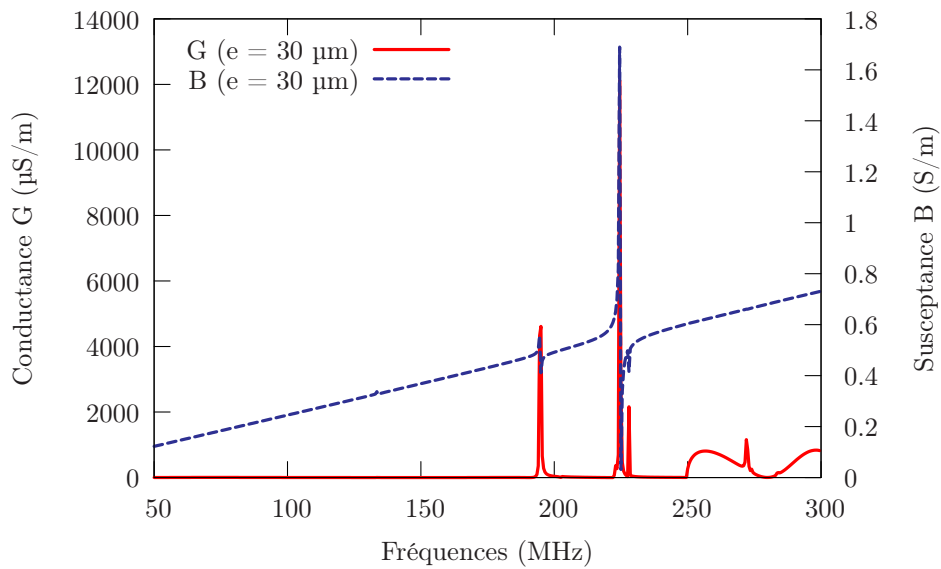


FIG. 5.26 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de diamant axe C ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiNbO_3} = 30 \mu\text{m}$)

L'utilisation de tantalate de lithium pour le transducteur permet d'obtenir des résultats analogues à ceux avec TPP en niobate (cf. figure 5.27). Les vitesses des modes sont sensiblement inférieures au cas du TPP en niobate, ce qui s'avère cohérent avec les résultats présentés précédemment pour le guidage par substrats de quartz. Un mode très faiblement couplé vient parasiter la réponse du réseau, mais on peut qualitativement conclure à une meilleure pureté spectrale de la configuration tantalate par rapport à la configuration niobate. Le premier mode (onde longitudinale guidée) présente une vitesse de phase de 5500 m/s alors qu'elle est 9500 m/s pour le second.

De telles configurations s'avèrent donc particulièrement avantageuses pour les applications RF, mais restent problématiques à mettre en œuvre du fait de la nature même des matériaux de guidage. Il faut donc identifier l'épaisseur critique nécessaire au guidage pour une épaisseur de transducteur donnée, sachant qu'il n'est pas réaliste de fabriquer des guides à base de substrats de diamant massif.

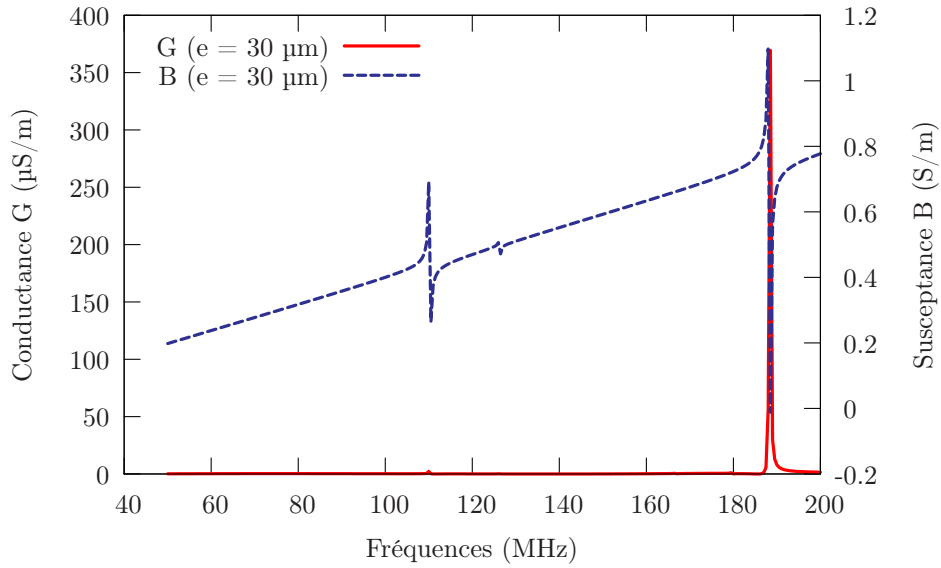


FIG. 5.27 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de diamant axe C ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{\text{LiTaO}_3} = 30 \mu\text{m}$)

Niobate

Dans le cas d'une structure à deux substrats de LiNbO_3 de coupe (YXl)/90 enserrant un transducteur également en niobate de même orientation cristalline, le guidage recherché n'est jamais obtenu. Il est cependant possible de mettre en évidence des

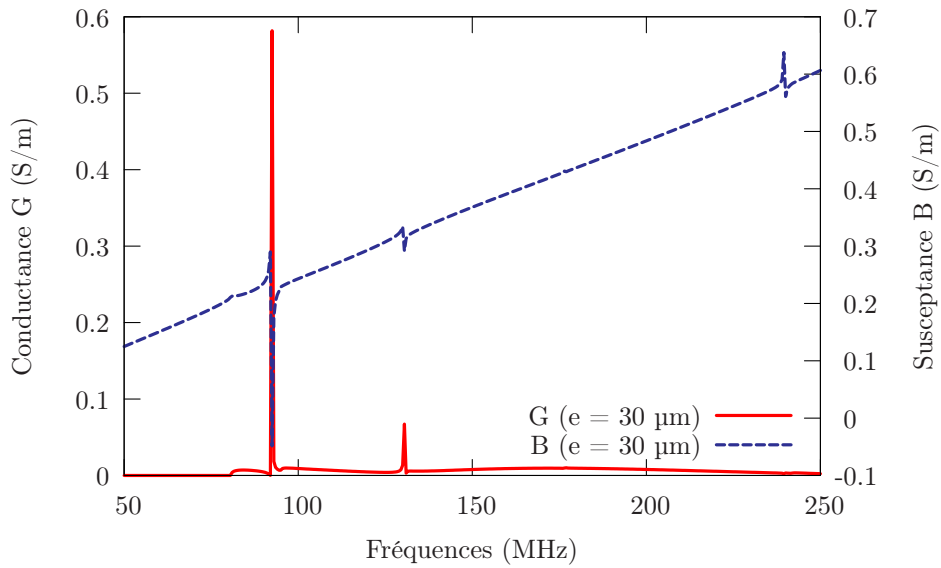


FIG. 5.28 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de niobate de coupe Z ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 30 \mu\text{m}$)

pseudo-modes à faibles pertes (c'est-à-dire des contributions polaires au-delà de la vitesse des ondes SSBW) pour des rapports λ/e inférieurs à 1 (typiquement 0,33), comme le montre la figure 5.28.

Nous avons également vérifié l'intérêt de la coupe de niobate (YXl)/128 pour assurer la fonction de guidage, sans succès. Cette voie méritera cependant des recherches systématiques, à l'instar de la configuration à base de quartz. Une fois encore, le remplacement du niobate par le tantalate au niveau du transducteur permet d'améliorer les conditions de guidage suivant le rapport λ/e . Pour cette configuration, nous présentons plusieurs points de fonctionnement illustrant les effets de dispersion liés à l'épaisseur du transducteur (la période restant fixée à 50 μm). Pour un rapport λ/e égal à 1, on s'aperçoit que le premier mode est guidé, en revanche, quand le rapport λ/e devient supérieur à 1, nous perdons l'effet de guidage. On voit également que les modes sont d'autant plus accélérés que le rapport λ/e est grand. On est alors dans une configuration où les modes contribuent à l'admittance au-delà de la vitesse des ondes SSBW, soit en plein dans la zone spectrale correspondant au rayonnement acoustique par le transducteur dans les substrats. On voit néanmoins des contributions à faibles pertes potentiellement exploitables pour notre application. Les figures 5.29, 5.30 et 5.31 illustrent ces résultats.

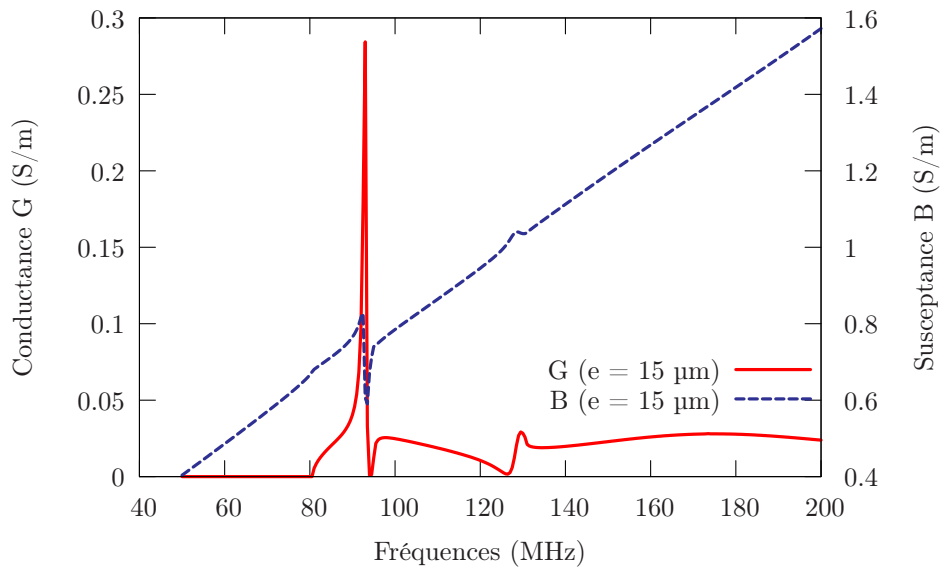


FIG. 5.29 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de niobate de coupe Z ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{\text{LiTaO}_3} = 15 \mu\text{m}$)

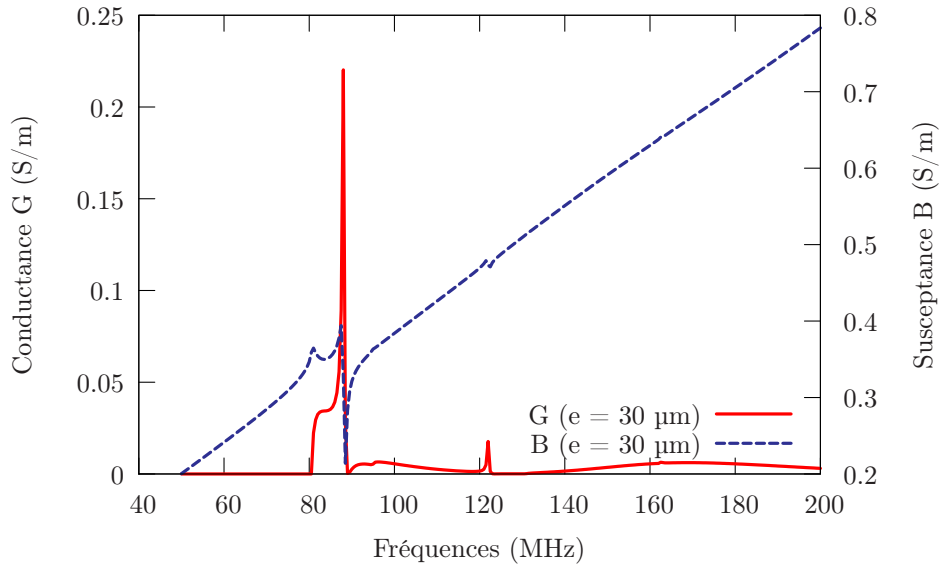


FIG. 5.30 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de niobate de coupe Z ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiTaO_3} = 30 \mu\text{m}$)

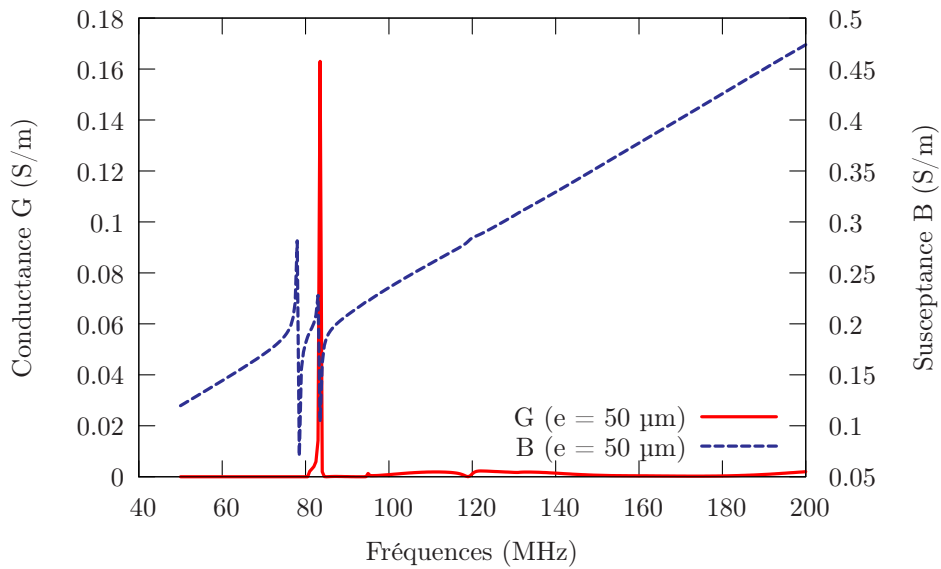


FIG. 5.31 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium aminci inséré entre deux substrats semi-infinis de niobate de coupe Z ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiTaO_3} = 50 \mu\text{m}$)

Des études plus poussées sont en cours de façon à pouvoir définir les paramètres optimaux pour tous ces types de structures. Les différents substrats de guidage peuvent nous permettre de guider certains modes qui ne le seraient pas avec le silicium mais également de réduire la dérive en température de la structure. Dans cette optique, nous avons entrepris des calculs afin de déterminer la dérive thermique

pour différentes combinaisons de matériaux ayant donné des résultats satisfaisants en terme de guidage, ou de pureté spectrale. Dans ce chapitre, nous n'avons pas parlé de la simulation du fonctionnement des filtres. En effet, le logiciel de simulation que nous utilisons ne nous permet pas actuellement de simuler ce genre de structures. Dans cette perspective, nous adaptons actuellement l'approche fondée sur la matrice mixte au cas présent. Cela suppose la possibilité d'identifier les paramètres du mode et de les exploiter dans le but de simuler de façon simplifiée nos filtres.

5.3 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier le comportement de nos différentes structures grâce à un logiciel mis au point par notre équipe. Nous avons d'une part pu valider le principe de fonctionnement de nos transducteurs auto-portés, qu'ils soient en niobate ou en tantalate de lithium. Nous nous sommes aperçus que ce type de transducteurs permettaient d'exciter principalement deux types d'onde, une onde elliptique et une onde longitudinale qui n'est pas excitée par des transducteurs à peignes interdigités classiques de façon évidente. Nous avons également simulé les structures guidantes combinant différents matériaux de façon à identifier des combinaisons de matériaux particulièrement favorables à l'excitation et au guidage des ondes, ainsi qu'à déterminer les structures géométriques permettant une pureté spectrale optimale (soit un seul mode parfaitement guidé). D'autre part, la prise en compte des effets de température au sein de nos codes de simulation par éléments finis/éléments de frontière nous a également permis de simuler nos structures de façon à comprendre le comportement des nos transducteurs composites à différentes températures.

Il ressort de cette étude que le silicium s'avère un bon matériau de guidage des ondes elliptiques, cependant, il ne permet qu'un guidage partiel des ondes longitudinales. Seul le diamant permet le guidage de ces ondes à vitesse de phase élevée. Malheureusement, il n'est pas envisageable actuellement d'utiliser des substrats de diamant massif, c'est pourquoi des calculs sont encore nécessaires de façon à déterminer l'épaisseur critique de diamant permettant le guidage. D'autres combinaisons, telles que quartz/tantalate/quartz permet de guider l'onde elliptique contrairement à l'utilisation du niobate comme matériau piézoélectrique dans ce même type de structure. En effet, les vitesses des ondes acoustiques se propageant dans le tantalate de lithium étant plus faibles que dans le niobate, ce matériau permet l'utilisation de matériaux de guidage inefficaces dans le cas du niobate de lithium. D'autres calculs sont encore en cours afin de déterminer les points de fonctionnement optimaux des différentes structures.

Ces simulations nous ont également permis de mettre en évidence la dérive en température des différents matériaux piézoélectriques ainsi que des composites à base de silicium. Nous avons remarqué que l'ajout d'un substrat de guidage en silicium permet de réduire notablement la dérive en température (relativement élevée) du niobate ou du tantalate de lithium. Ce paramètre peut s'avérer primordial dans le choix un matériau de guidage.

Enfin, il faut noter que nous n'avons pas pu simuler le comportement des filtres que nous avons fabriqués. Cependant, un logiciel, en développement dans notre laboratoire, devrait nous permettre de réaliser ces simulations dans un futur proche. Cela nous permettra de définir facilement le dessin de nos filtres afin d'obtenir les résultats attendus.

Toutes ces simulations nous ont permis de faire une étude globale des différents types de structures envisagées. Cependant, nous n'avons réalisé que les structures à base de silicium. Dans le chapitre suivant, je vais m'attacher à donner les résultats expérimentaux obtenus avec nos dispositifs, puis je les comparerai aux simulations de façon à valider notre concept de transducteurs à domaines alternés.

Chapitre 6

Résultats expérimentaux et comparaison avec la théorie

Les trois chapitres précédents m’ont permis de décrire la conception, la mise en œuvre ainsi que le fonctionnement théorique des différents dispositifs fondés sur l’utilisation de domaines ferroélectriques inversés. Ce chapitre est, quant à lui, consacré à l’étude expérimentale de ces objets ainsi qu’à la comparaison des résultats théoriques et des résultats expérimentaux.

Ce chapitre sera composé de 5 parties portant sur les 5 dispositifs réalisés, c’est-à-dire, les transducteurs de validation, les guides d’ondes, les filtres, les dispositifs électro-optiques et les dispositifs à onde isolée. Pour chaque partie, je vais m’attacher, dans un premier temps, à rappeler le procédé de fabrication de façon à définir la méthode employée lorsque nous avons plusieurs choix et indiquer si le dispositif final a pu être mis en place. Dans un second temps, j’exposerai les résultats expérimentaux que nous avons obtenus en ce qui concerne tous les dispositifs purement acoustiques et les comparerai aux résultats théoriques obtenus à l’aide de notre logiciel de simulation. Enfin, la dernière section de chaque partie sera dédiée aux mesures et aux calculs du comportement de certaines structures vis à vis de la température. Concernant les dispositifs électro-optiques, ne pouvant réaliser des mesures dans notre laboratoire, je vais m’attacher à décrire ce qui a pu être observé chez Photline Technologies.

6.1 Transducteurs Polarisés Périodiquement : dispositifs de validation

6.1.1 Conception finale de la structure et caractérisation

Plusieurs dispositifs de validation ont été réalisés avec succès. En ce qui concerne les dispositifs sur niobate de lithium, nous avons réalisé des transducteurs de différentes périodes, à savoir : 200, 100, 50, 40, 20 et 10 μm . Pour les structures sur tantalate de lithium, tous les transducteurs fabriqués ont une seule longueur d'onde acoustique, c'est-à-dire 50 μm . Ces différents dispositifs ont ensuite été caractérisés au moyen d'un banc de test RF sous pointes Süss Microtech connecté à un analyseur de spectre Rohde & Schwarz ZVR permettant de mesurer l'admittance des transducteurs. Un dessin d'électrodes particulier, décrit dans la section 3.1, a été conçu à cette fin. Un exemple de dispositifs réalisés est présenté en figure 6.1.

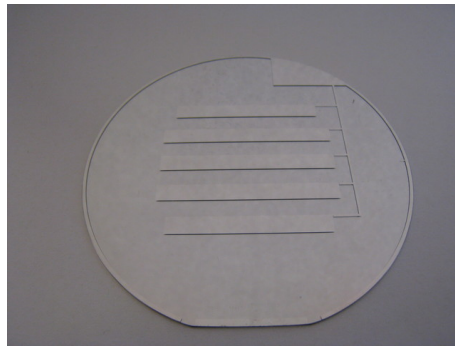


FIG. 6.1 – Photographie des dispositifs de validation réalisés sur substrat 3 pouces de niobate de lithium

Pour réaliser ce type de mesure, un retour de masse sur la face supérieure du substrat est nécessaire de façon à pouvoir utiliser les pointes. Cependant, cette méthode n'est pas la mieux adaptée pour ce genre de caractérisation car elle engendre des artefacts au niveau de la réponse acoustique et notamment en ce qui concerne la ligne de base. En effet, les pistes créent une résistance de contact en série avec le transducteur engendrant ainsi des pertes ohmiques. Malgré ce problème, nous pouvons quand même nettement observer les contributions acoustiques nous intéressant. Un exemple de mesures obtenues avec des dispositifs de 50 μm de longueur d'onde sur niobate de lithium est reporté sur la figure 6.2.

Malgré les artefacts, nous voyons clairement une contribution aux alentours de 76 MHz, ainsi qu'une seconde vers 130 MHz. Je rappelle que la première contribution correspond au mode de Lamb symétrique de polarisation elliptique tendant vers le mode de surface de Rayleigh et le second mode correspond à l'onde de volume

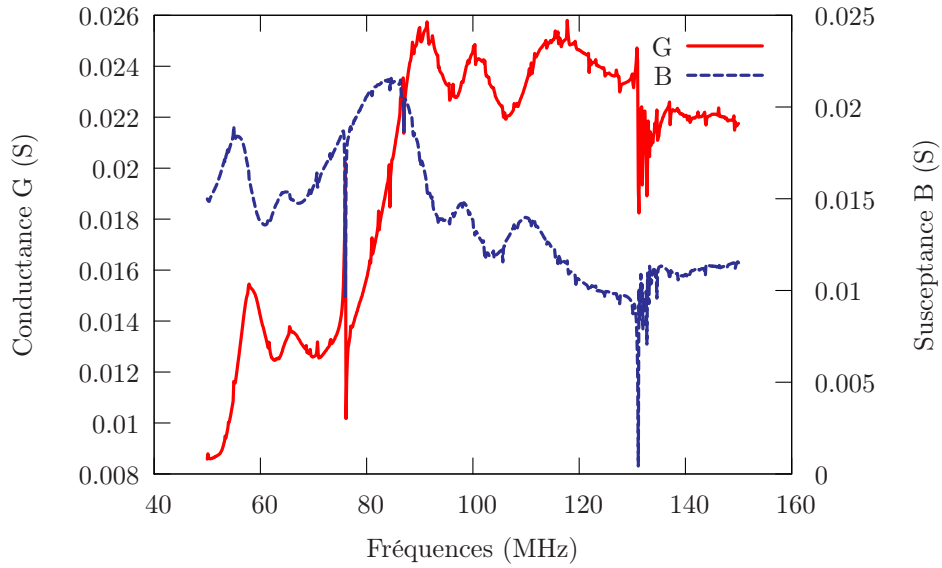


FIG. 6.2 – Réponse d'un transducteur sur niobate de lithium épais ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 500 \mu\text{m}$)

longitudinale selon l'axe X qui n'apparaît pas clairement sur la courbe de dispersion. Afin de s'affranchir de ces défauts de mesure, un dispositif permettant de connecter la masse au niveau de la face arrière du substrat a été élaboré. Un exemple de mesures sur tantalate de lithium épais (longueur d'onde = $50 \mu\text{m}$) réalisée à l'aide de ce dispositif est présenté en figure 6.3.

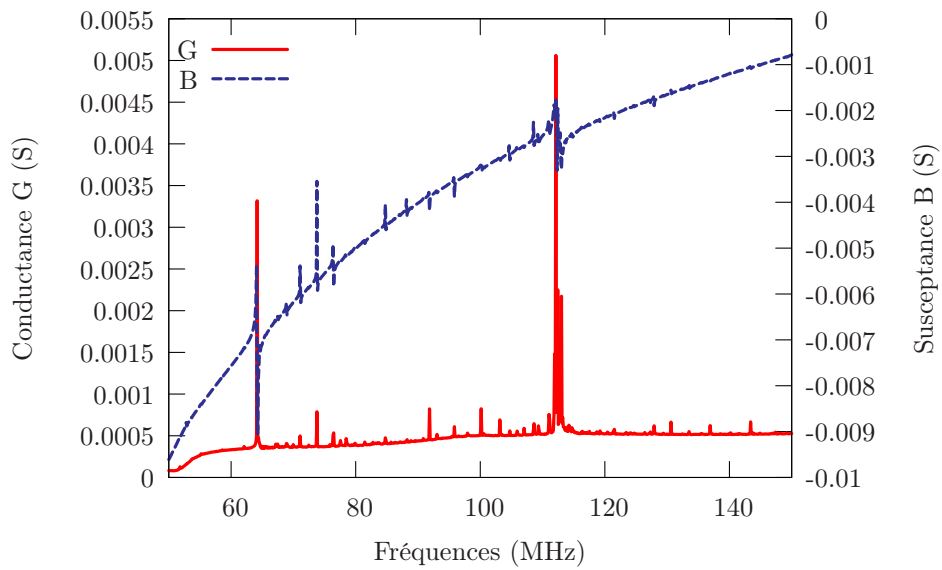


FIG. 6.3 – Réponse d'un transducteur sur tantalate de lithium épais ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiTaO}_3} = 500 \mu\text{m}$)

Cette méthode permet d'obtenir des courbes beaucoup moins bruitées. Les contributions qui nous intéressent se distinguent plus facilement : la première (correspondant au mode elliptique) se situe aux environs de 65 MHz et la seconde (mode longitudinal) vers 112 MHz. Chaque fois que cela a été possible, nous avons employé ce dispositif nous permettant de nous affranchir des parasites introduits par une connectique imposée par le dispositif lui-même.

Toutes les structures fabriquées ont ainsi été testées. De la même façon que pour les résultats théoriques, je me concentrerai sur les résultats obtenus pour les transducteurs de 50 μm de longueur d'onde. Cependant, il faut noter que nous avons pu observer ces deux contributions pour toutes les structures étudiées, même celles ayant une petite longueur d'onde, c'est-à-dire 10 μm . Ce nouveau type de transducteur à base de domaines ferroélectriques alternés a donc été fabriqué avec succès. Pour s'en assurer, nous avons comparé les résultats expérimentaux à ceux obtenus à l'aide de notre logiciel de simulation.

6.1.2 Comparaison des mesures expérimentales avec la simulation

Afin que les simulations soient en concordance avec les mesures expérimentales effectuées sur des dispositifs dont le rapport cyclique était de 60 % (dû à un élargissement des domaines sous l'isolant), nous avons tracé les courbes théoriques calculées avec cette valeur pour les dispositifs sur niobate de lithium ainsi que ceux sur tantalate de lithium. La comparaison des résultats théoriques et expérimentaux pour deux transducteurs de 50 μm de longueur d'onde sur ces deux matériaux sont observables sur les graphes 6.4 et 6.5.

On observe un accord théorie/expérience d'ensemble permettant d'identifier sans ambiguïté les deux principaux modes de la structure. On retrouve bien le mode elliptique et le mode longitudinal que nous avons observés sur les graphes obtenus avec notre outil de simulation. De plus, on remarque que les fréquences de synchronisme théoriques et expérimentales sont quasiment identiques pour les deux principaux modes. En conclusion, les premiers dispositifs qui nous ont servi à valider le principe de transduction à l'aide de domaines ferroélectriques alternés ont été réalisés avec succès. La fabrication de ces transducteurs acoustiques sur niobate ou tantalate de lithium permet donc d'exciter majoritairement deux types d'onde dont l'une ne peut être excitée aisément par des peignes interdigités classiques.

Cette première étape nous permet de valider le concept et nous amène à la fabrication de guides d'ondes acoustiques. Cependant, avant de s'attacher à la caractérisation de telles structures, des tests en température sur les dispositifs auto-suspendus ont été effectués de façon à mesurer leur dérive thermique et de comparer les résultats

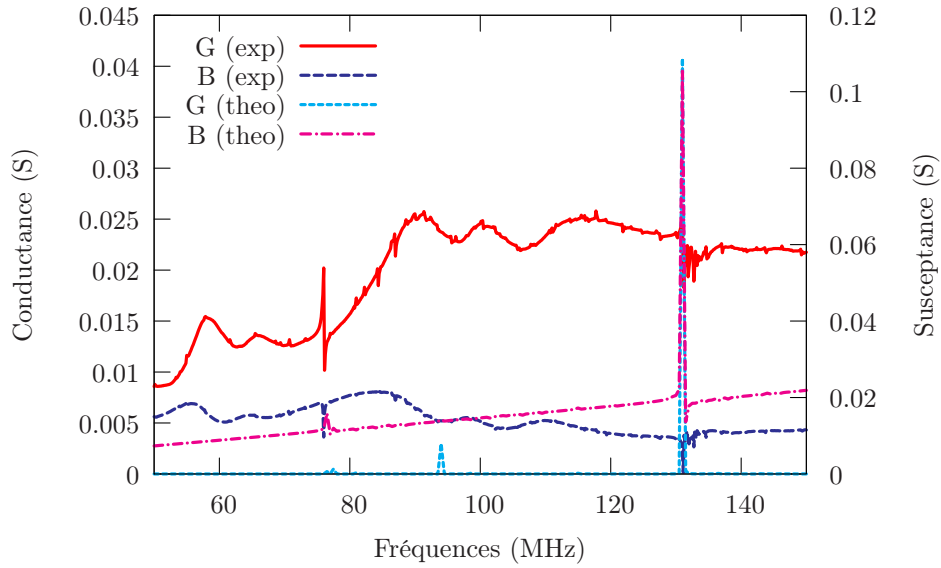


FIG. 6.4 – Comparaison entre les admittances théorique et expérimentale d'un transducteur sur niobate de lithium épais ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{LiNbO_3} = 500 \mu\text{m}$)

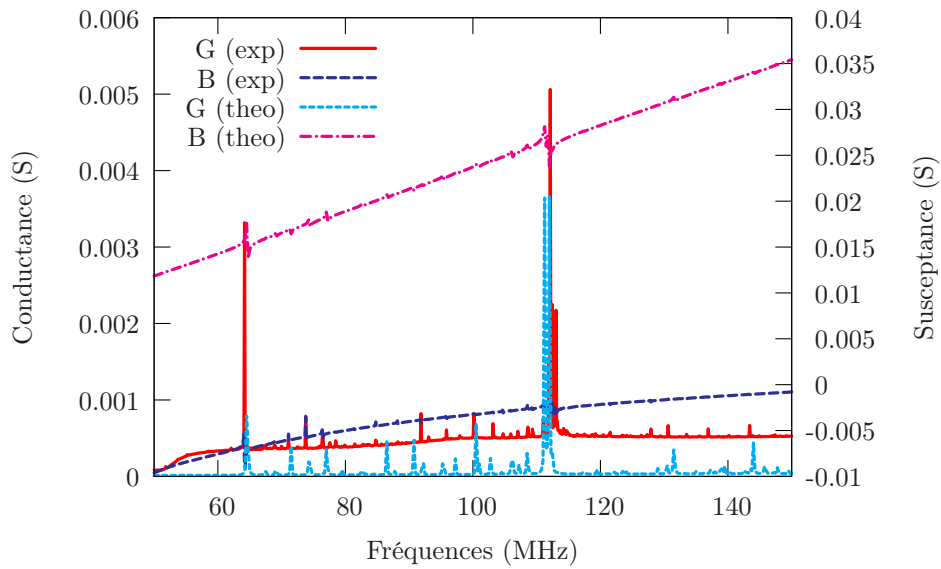


FIG. 6.5 – Comparaison entre les admittances théorique et expérimentale d'un transducteur sur tantalate de lithium épais ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{LiTaO_3} = 500 \mu\text{m}$)

obtenus à ceux calculés théoriquement.

6.1.3 Mesures en température et comparaison avec la théorie

Pour effectuer ce type de mesures, nous avons en notre possession un support chauffant permettant de faire varier la température du substrat d'environ 20°C (température ambiante) à 200°C. Malheureusement, avec cette méthode, nous ne pouvons pas utiliser le dispositif permettant d'avoir directement accès à la masse par la face arrière. Nos mesures sont donc bruitées mais il est tout de même possible d'observer de façon claire le mode elliptique et le mode longitudinal pour les différentes structures étudiées. L'admittance des deux modes pour des températures variant entre 303 K et 373 K a ainsi été mesurée. On peut observer les conductances obtenues pour le mode elliptique sur le graphe de la figure 6.6. Les mesures effectuées sur le mode longitudinal sont présentées en Annexe C.

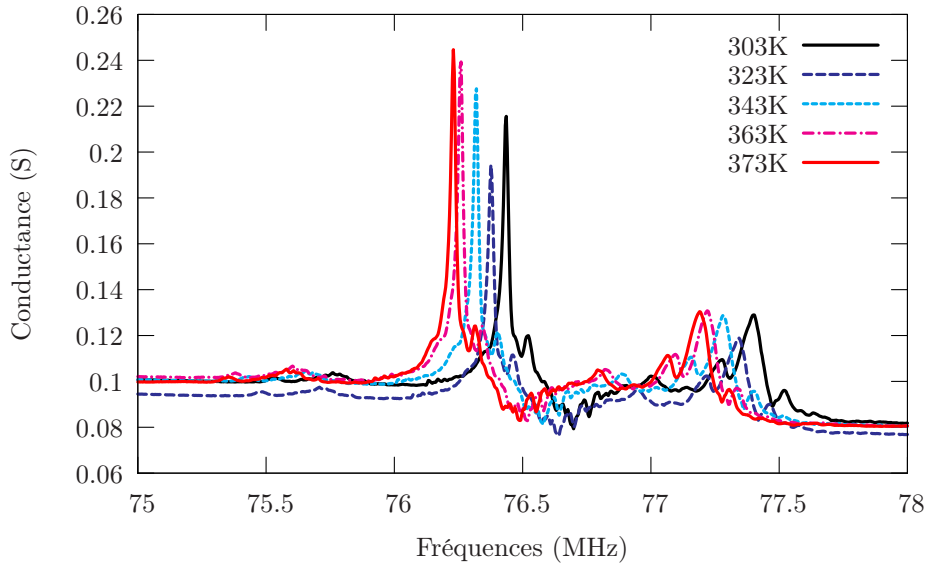


FIG. 6.6 – Mesure de la conductance du mode elliptique d'un transducteur sur LiNbO₃ épais pour des températures variant entre 303 K et 373 K ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 500 \mu\text{m}$)

On observe une chute de la fréquence de résonance en fonction de la montée en température des dispositifs. Il est alors possible de calculer la dérive en température de nos structures comme nous l'avons expliqué précédemment (cf. section 5.2.2.3). Nous obtenons une droite dont le coefficient directeur correspond au CTF pour chaque mode. Ces droites peuvent ensuite être superposées à celles obtenues à l'aide de notre logiciel d'éléments finis/éléments de frontière. On obtient alors le graphe de la figure 6.7. En raison du temps que prend ce type de simulation, nous n'avons pas réalisé les calculs avec les différentes longueurs d'onde disponibles. La dérive

thermique observée sur le graphe 6.7 a donc été calculée et mesurée avec les dispositifs de 20 μm de longueur d'onde.

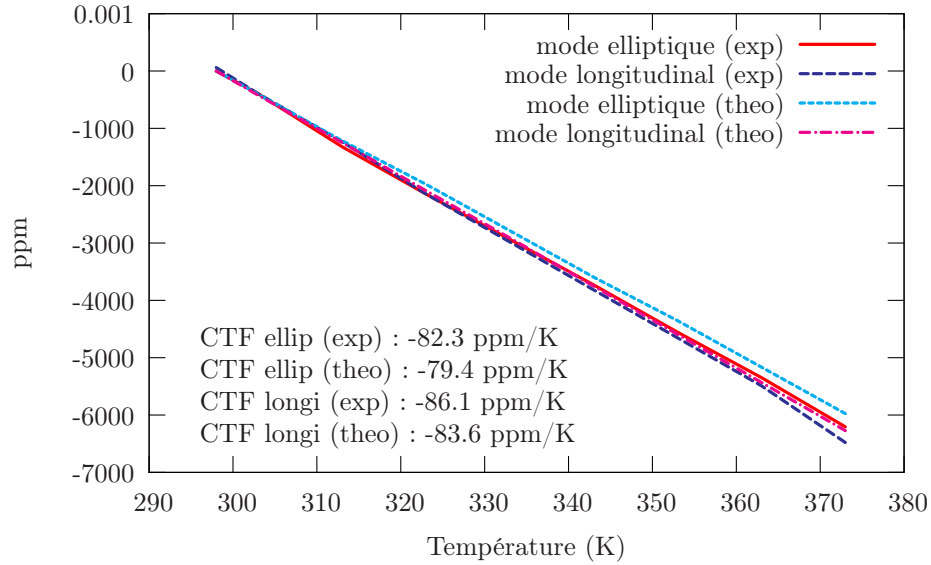


FIG. 6.7 – Dérives thermiques théoriques et expérimentales d'un transducteur sur LiNbO_3 épais pour le mode elliptique et le mode longitudinal ($\lambda = 20 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 500 \mu\text{m}$)

On trouve une dérive en température légèrement plus élevée pour le mode longitudinal que pour le mode elliptique mais les valeurs restent proches de ce que l'on peut trouver dans la littérature [97]. Malgré une légère différence de pente, les résultats expérimentaux et théoriques sont concordants. Cette expérience a également été effectuée sur tantalate de lithium. Une comparaison entre les mesures et les calculs est reportée en figure 6.8. Les résultats théoriques sont en accord avec l'expérience. De plus, on remarque que le tantalate de lithium est beaucoup moins sensible à la température que le niobate de lithium. Cette propriété n'est pas à négliger pour la suite de nos expérimentations.

Ces tests nous permettent de valider le principe des transducteurs à base de domaines ferroélectriques alternés et démontrent que la prise en compte de la température dans notre outil de simulation est fiable. Nous avons maintenant la possibilité de calculer la dérive thermique de structures à base de plusieurs matériaux de façon à réduire cette valeur, par exemple, en ajoutant une couche de silice sur les domaines alternés.

Après avoir validé le principe, nous pouvons maintenant étudier le cas des guides d'ondes. La partie suivante y sera consacrée. Nous rappellerons dans un premier temps quels procédés ont été choisis pour la fabrication de ces objets puis nous pré-

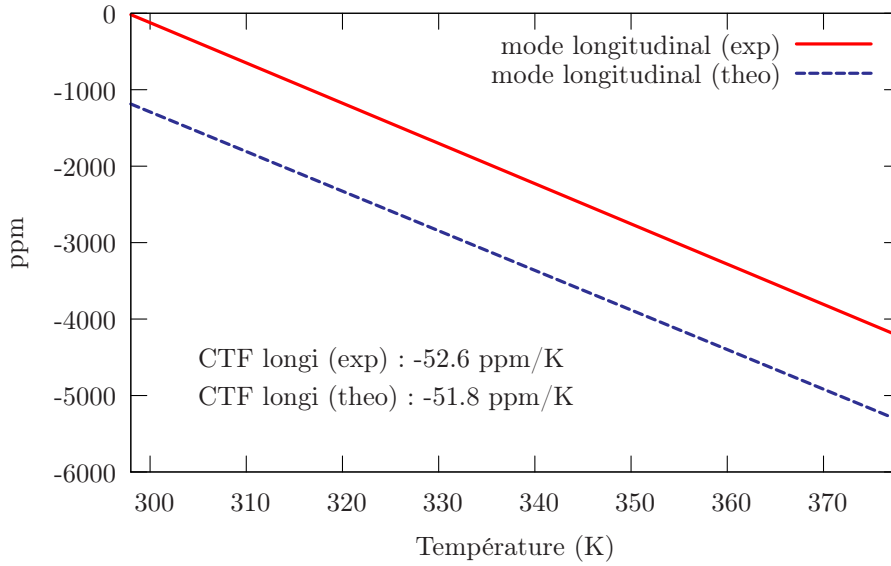


FIG. 6.8 – Dérives thermiques théorique et expérimentale d'un transducteur sur LiTaO_3 épais pour le mode longitudinal ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiTaO}_3} = 500 \mu\text{m}$)

senterons les résultats expérimentaux obtenus avec nos structures et les comparerons aux calculs théoriques. La dernière partie sera consacrée aux tests en température.

6.2 Guides d'ondes acoustiques

6.2.1 Conception finale de la structure et caractérisation

Les guides d'ondes ont été réalisés à partir des dispositifs de validation. Nous avons collé les dispositifs préalablement testés sur un substrat de guidage, en l'occurrence, le silicium, puis nous avons aminci le substrat piézoélectrique de façon à n'obtenir que quelques dizaines de microns de niobate. Malheureusement, nous n'avons pas eu le temps de réaliser des guides d'onde à base de tantalate de lithium, c'est pourquoi, cette partie sera exclusivement consacrée aux structures à base de niobate de lithium. Dans le chapitre 3, nous avons donné plusieurs méthodes de collage et d'amincissement. Pour les raisons que j'ai évoquées dans le chapitre 4 et après plusieurs tentatives, nous avons choisi de réaliser un collage métallique à base d'or et avons utilisé le rodage mécanique pour l'amincissement de la couche piézoélectrique. La méthode d'amincissement n'étant pas encore tout à fait au point dans notre laboratoire, nous avons eu recours à une entreprise extérieure. Plusieurs dispositifs de différentes longueurs d'onde ont ainsi été fabriqués, puis toutes ces structures ont été testées grâce à notre analyseur de réseau relié au système de

pointes. Malheureusement, dans le cas des guides d'ondes, nous ne pouvons pas utiliser le dispositif mis au point pour éviter les pistes de report interface/surface, car il nous est impossible d'avoir un accès direct à l'électrode inférieure. Nous avons donc eu recours à la méthode consistant à remonter la masse sur la face supérieure du substrat. Plusieurs structures avec des plaques de niobate de lithium amincies à différentes épaisseurs ont été fabriquées. La figure 6.9 présente les mesures de la susceptance et de la conductance d'un transducteur de 20 μm de période aminci à 50 μm .

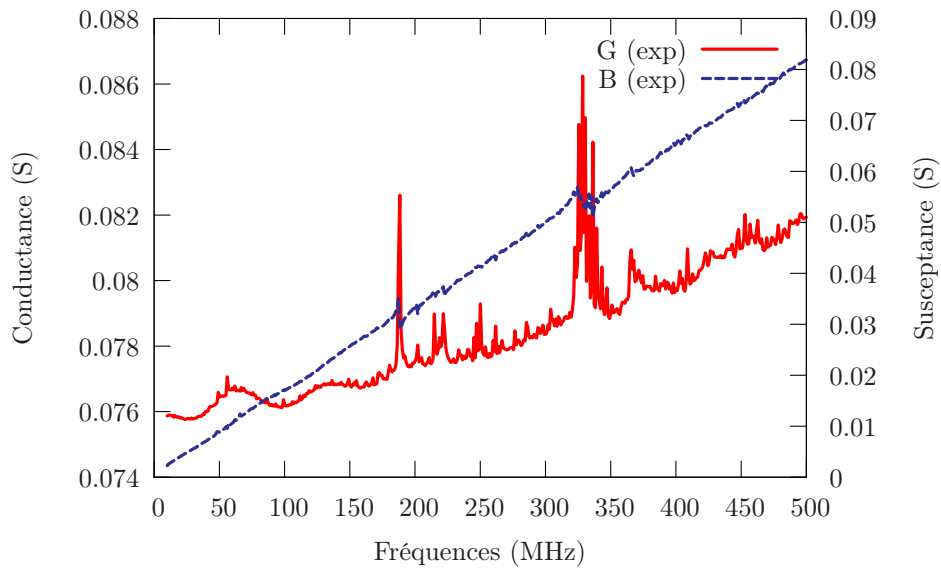


FIG. 6.9 – Admittance expérimentale d'un transducteur sur niobate de lithium aminci ($\lambda = 20 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 50 \mu\text{m}$)

Bien que délicate à analyser du fait d'une très forte pollution de la réponse, l'admittance mesurée expérimentalement met en évidence deux signatures particulières à 190 et 325 MHz, prévues par le calcul. En première approximation, les vitesses de phase effectives de chaque groupe de modes correspondent à 3800 et 6500 m/s respectivement. Tous les dispositifs ont été testés avec succès.

6.2.2 Comparaison entre les mesures expérimentales et la simulation

Grâce à notre outil de calcul, nous sommes en mesure de simuler ce genre de structures (cf. chapitre 5). De nombreuses simulations et mesures ont été effectuées pour toutes les structures. Je présente ici deux exemples représentatifs du mode de fonctionnement de ce genre de structure. Les figures 6.10 et 6.11 présentent la comparaison entre les mesures expérimentales de réponses des dispositifs mis en œuvre et

les admittances harmoniques obtenues par calcul d'éléments finis périodiques couplés à une méthode intégrale de frontière pour deux composites différents. Les mesures ont été effectuées sur des TPPs (de 40 et 20 μm de longueur d'onde) dont l'épaisseur de niobate a été amenée à environ 50 μm pour le premier composite et 30 μm pour le second.

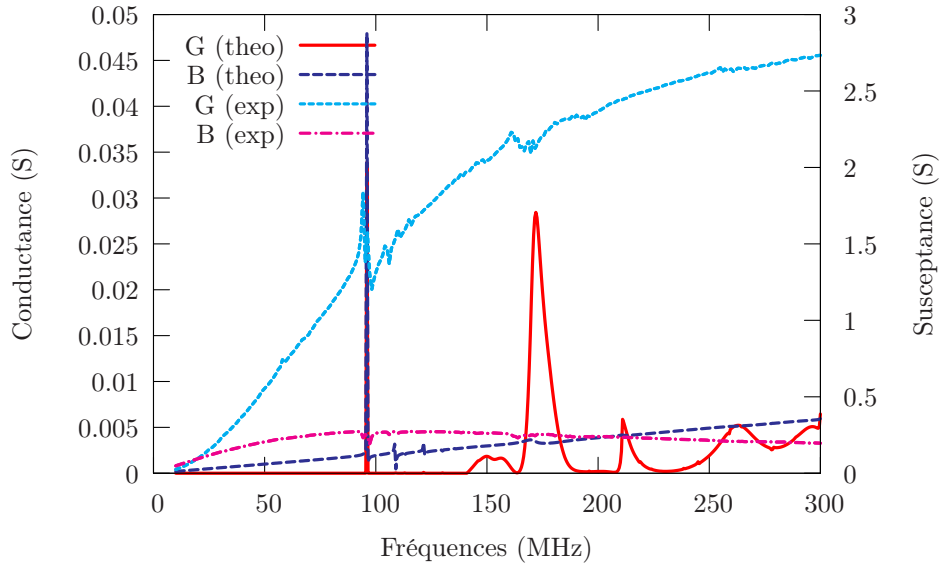


FIG. 6.10 – Comparaison entre les admittances théorique et expérimentale d'un transducteur sur niobate de lithium aminci ($\lambda = 40 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiNbO_3} = 50 \mu\text{m}$)

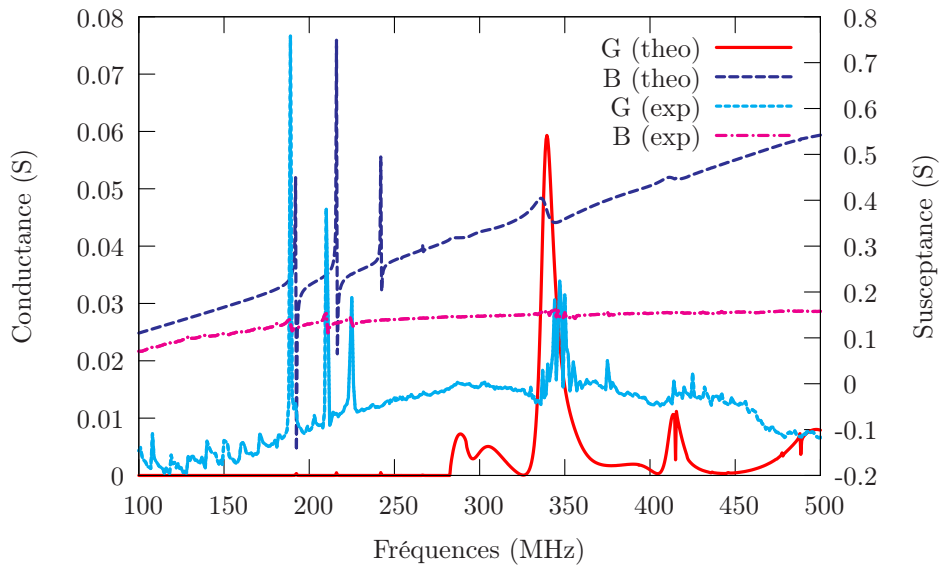


FIG. 6.11 – Comparaison entre les admittances théorique et expérimentale d'un transducteur sur niobate de lithium aminci ($\lambda = 20 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e_{LiNbO_3} = 27 \mu\text{m}$)

Les résultats expérimentaux sont en accord avec la théorie, même si certains des premiers modes ne sont pas parfaitement superposés et s'il subsiste quelques parasites mal identifiés. Ces écarts peuvent trouver leur origine dans de possibles défauts de fabrication. On retrouve cependant les deux contributions principales, l'une correspondant à un mode de polarisation majoritairement elliptique (assimilable à un mode de Rayleigh) et l'autre au mode longitudinal partiellement guidé par la couche et principalement rayonné dans le silicium. On note également, par rapport à l'ensemble des expériences menées sur ce type d'objet, que le premier mode voit sa vitesse de phase peu affectée par l'épaisseur de niobate (son couplage l'est nettement plus) ou encore la présence de la plaque support en silicium, ce qui est particulièrement favorable en terme de maîtrise technologique des fréquences de résonance d'un tel dispositif. Enfin, ces expériences mettent en relief la robustesse de nos dispositifs aux opérations de rodage et de polissage et montre la faisabilité de transducteur TPP à base de substrats composites $\text{LiNbO}_3/\text{Silicium}$. Le principe consistant à fabriquer des guides d'ondes acoustiques à base de TPP est donc également validé.

D'autres guides d'ondes à base de tantalate de lithium ou employant des substrats de guidage divers tels que le quartz sont en cours de fabrication afin de vérifier expérimentalement le fonctionnement des structures étudiées à l'aide de notre outil de simulation et qui nous semblaient pertinents.

6.2.3 Mesures en température et comparaison avec la théorie

De la même façon que pour les dispositifs auto-suspendus, des mesures en température ont été effectuées. Pour ce faire, nous avons fait varier la température du support sur lequel était disposé le composite de 30°C à 100°C de façon à calculer la dérive thermique d'un tel objet et à pouvoir la comparer aux résultats théoriques. Les droites représentant les dérives en température théoriques et expérimentales des deux modes pour un guide d'ondes de $50\text{ }\mu\text{m}$ de longueur d'onde et de $30\text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur sont observables sur la figure 6.12.

En plus du bon accord théorie/expérience, on remarque que la dérive en température de ce genre de système est nettement plus basse que celle observée pour les dispositifs auto-suspendus. En effet, elle est proche de -40 ppm/K alors que pour les dispositifs auto-suspendus, elle est de l'ordre de -80 ppm/K . Lorsque le substrat piézoélectrique est aminci, on constate donc que la dérive thermique tend vers celle du substrat de guidage, en l'occurrence dans notre cas, de celle du silicium qui est proche de -30 ppm/K [97]. Ce paramètre n'est donc pas à négliger pour nos expérimentations futures et notamment en ce qui concerne le choix du substrat de guidage.

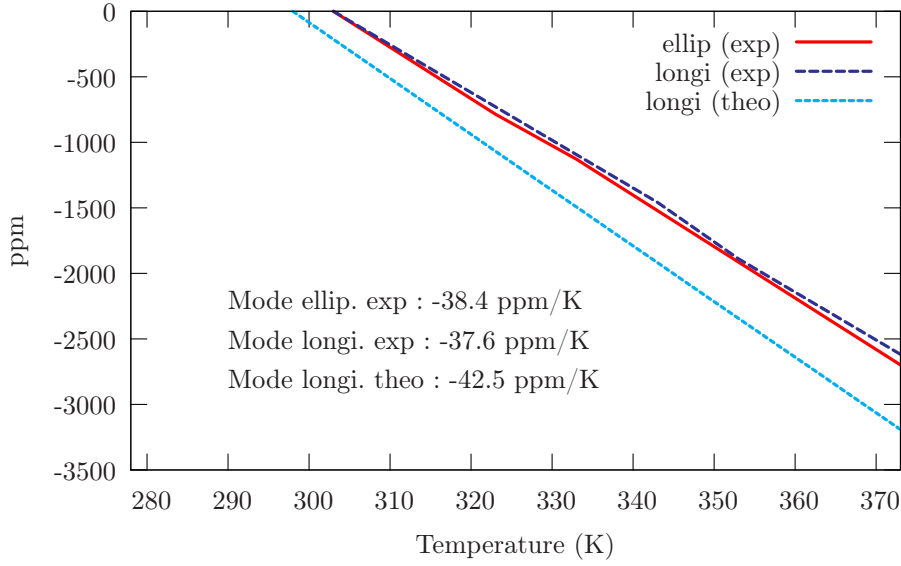


FIG. 6.12 – Dérives en température théorique et expérimentales d'un transducteur sur niobate de lithium aminci pour le mode elliptique et le mode longitudinal ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 30 \mu\text{m}$)

6.3 Filtres RF à base de TPPs

Grâce aux premiers dispositifs que nous avons fabriqués, nous avons validé le concept consistant à utiliser des TPPs à la place des peignes interdigités classiques. Le but de ce travail étant de fabriquer des filtres RF, nous nous sommes donc attachés à cette tâche. La première étape a consisté à valider le principe de fonctionnement d'un tel filtre. Pour ce faire, des dispositifs avec des motifs d'électrodes basiques ont été fabriqués. La seconde étape a consisté à élaborer un autre dessin d'électrode plus complexe de façon à obtenir une réponse fréquentielle semblable à celle obtenue avec des filtres à base d'IDTs classiques. La conception finale des différents dispositifs ainsi que leur fonctionnement sont explicités dans les parties suivantes.

6.3.1 Dispositifs simplifiés permettant une validation du principe

6.3.1.1 Conception finale de la structure et caractérisation

Comme nous l'avons expliqué dans la partie 3.2, nous avons commencé par fabriquer des dispositifs avec des électrodes simples constituées de rectangles et de triangles afin de valider le principe et vérifier que ce type de structure permet bien la transmission entre les différents transducteurs. Un masque particulier a donc été créé dans ce but. Les dispositifs fabriqués par photolithographie classique sont pré-

sentés sur la photographie de la figure 6.13.



FIG. 6.13 – Photographie des dispositifs de validation réalisés sur substrat 3 pouces de niobate de lithium

Des premières mesures en transmission effectuées à l'aide de notre analyseur de réseau relié à deux couples de pointes ont donc été réalisées. On note une fois encore qu'un retour de masse sur la face supérieure est nécessaire. Malgré le nombre important de configurations sur un substrat, nous nous contenterons de donner les mesures obtenues avec le filtre composé de deux rectangles de largeurs respectives 10 et 20 λ séparés par 15 λ représentatives des différents résultats. La fonction de transfert de cette structure est présentée en figure 6.14.

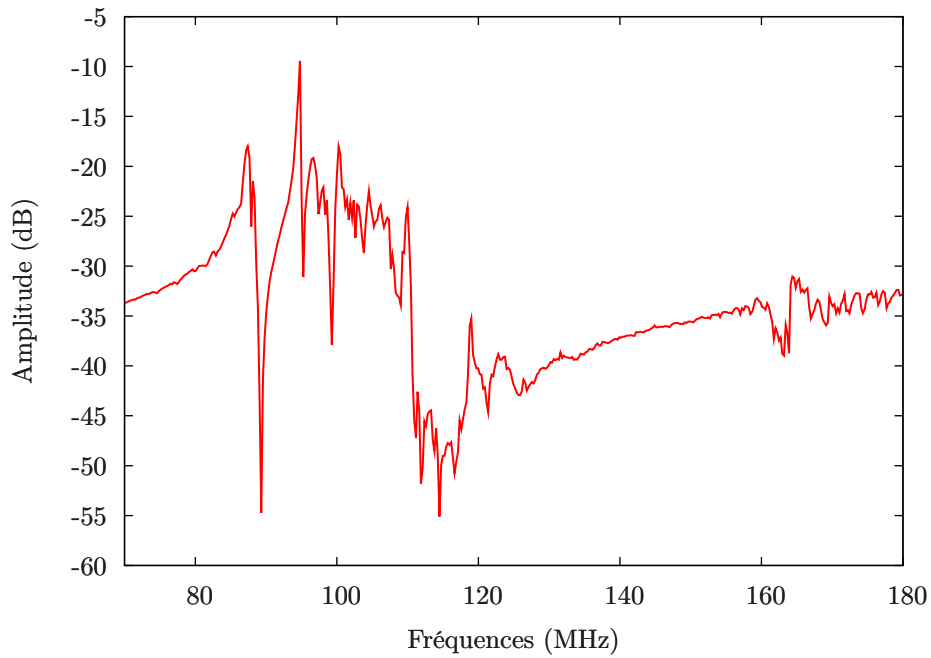


FIG. 6.14 – Fonction de transfert obtenue avec un filtre à base de rectangles (de largeurs respectives 10 et 20 λ) séparés par 15 λ ($\lambda = 40 \mu\text{m}$ $e_{\text{LiNbO}_3} = 500 \mu\text{m}$)

Cette courbe n'est pas aisée à interpréter, cependant, nous trouvons une résonance proche de 95 MHz, qui semble correspondre au mode elliptique et une seconde aux alentours de 162 MHz semblant correspondre au mode longitudinal. Néanmoins, nous n'observons pas la signature d'un filtre. Ces mesures sont semblables pour les différentes configurations. L'équipe de Kadota, de Murata Manufacturing Co., Ltd. [99], a publié en ce début d'année un article démontrant la faisabilité de ce type de filtres sur LiTaO_3 . Leur principe est identique au nôtre, la différence réside dans le fait que leur filtre utilise des réflexions sur les flancs découpés mécaniquement (le schéma de principe est présenté en figure 6.15).

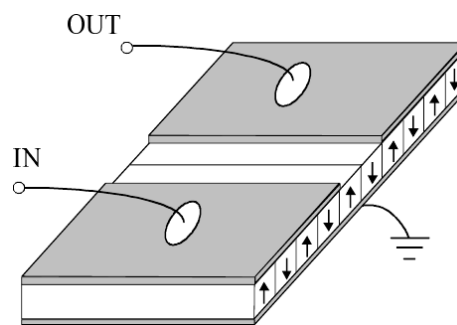


FIG. 6.15 – Schéma de principe des filtres réalisés par Kadota *et al.* [99]

Compte tenu de nos premiers résultats, nous nous sommes donc inspirés de leur travaux et avons donc découpé nos propres filtres de façon à les mesurer individuellement. On peut observer la mesure obtenue pour un filtre identique à celui présenté précédemment en figure 6.16.

La lecture de cette courbe n'est, encore une fois, pas aisée. On retrouve les contributions à 95 et 162 MHz mais on observe également une nette contribution aux alentours de 88 MHz (également visible sur la courbe 6.14 mais moins résolue). En zoomant sur cette zone, on croit effectivement reconnaître la signature d'un filtre passe-bande, ayant pour caractéristiques une largeur de bande de l'ordre de 350 kHz et des pertes d'insertion proches de 1,6 dB, comme on peut le voir en figure 6.17. Nous expliquons ce résultat, comparativement au résultat précédent obtenu sur substrat 3 pouces, comme étant dû aux réflexions sur les bords remplaçant ainsi les réflecteurs utilisés classiquement dans les filtres SAW à couplage longitudinal [23]. En revanche, actuellement, nous n'expliquons pas les raisons pour lesquelles ce filtre est centré en 88 MHz alors qu'on l'attendait centré en 95 MHz. On observe également deux « bosses » au niveau de la réponse fréquentielle, ce qui nous fait penser que plusieurs modes contribuent à cette réponse. Pour vérifier cette hypothèse, nous avons mesuré la réponse du dispositif en réflexion. On peut observer les résultats en figure 6.18.

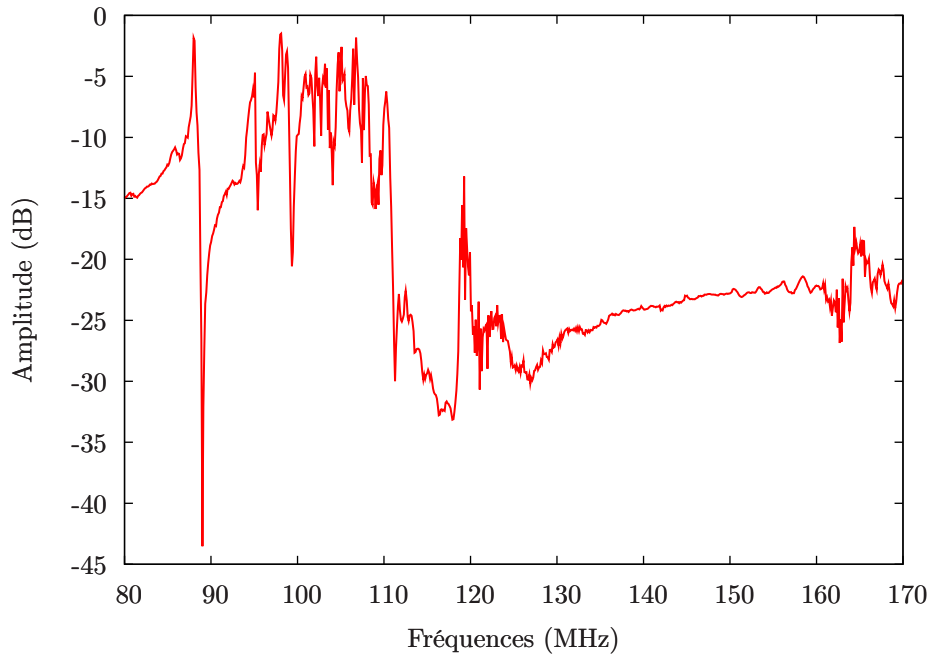


FIG. 6.16 – Fonction de transfert obtenue avec un filtre à métallisation rectangulaire (de largeurs respectives 10 et 20 λ) séparés par 15 λ découpés/polis ($\lambda = 40 \mu\text{m}$ $e_{LiNbO_3} = 500 \mu\text{m}$)

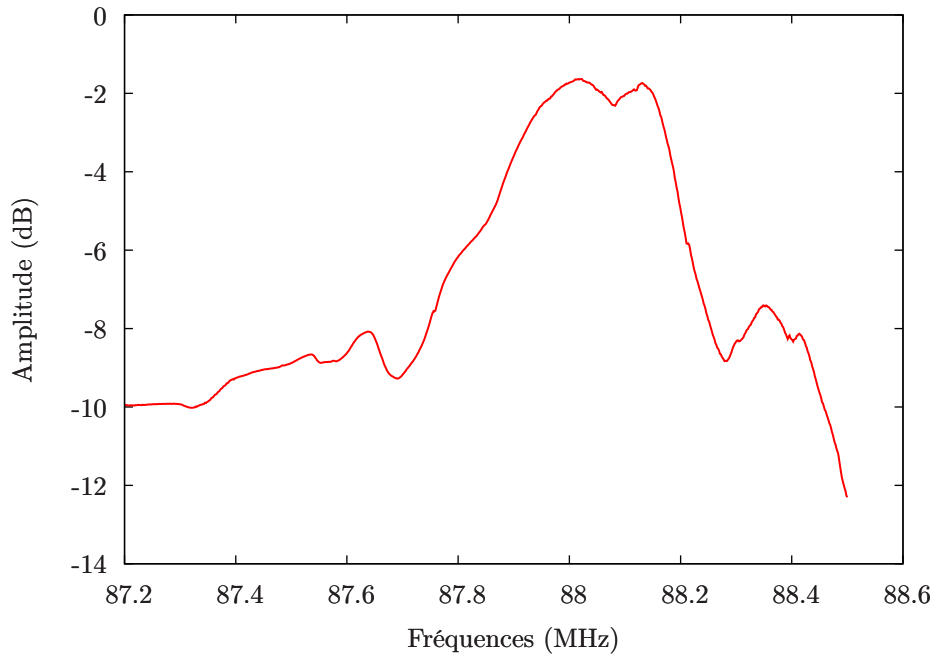


FIG. 6.17 – Fonction de transfert centrée sur la fréquence centrale du filtre

Nous remarquons que plusieurs modes contribuent effectivement à la réponse de ce dispositif. Il semble donc que ce filtre fonctionne grâce à un couplage de modes. On note également que ces résultats n'ont été obtenus qu'avec la configuration précé-

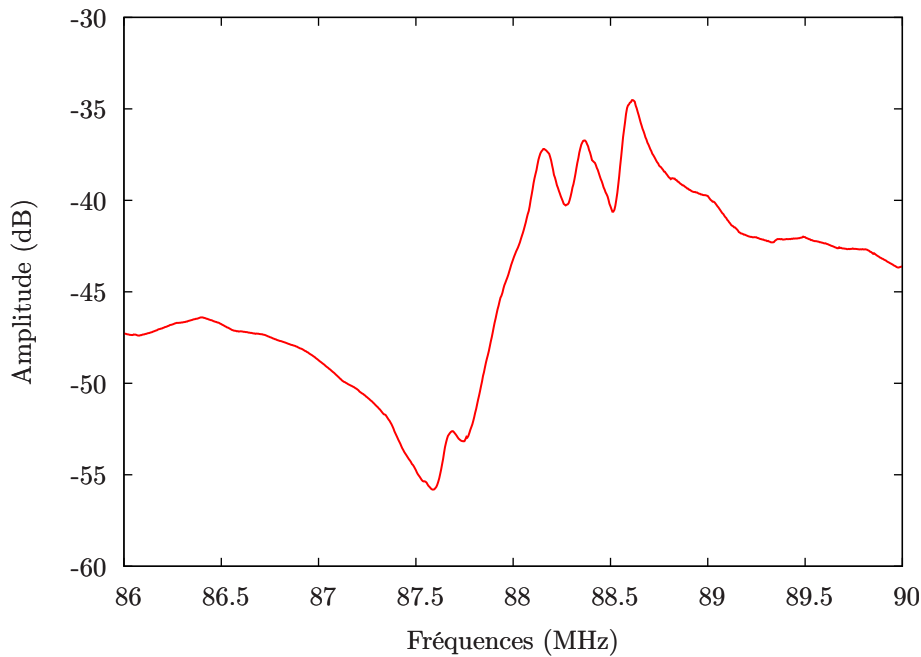


FIG. 6.18 – Réponse du dispositif en réflexion

demment citée, c'est-à-dire deux rectangles de largeurs respectives 10λ et 20λ séparés par 15λ . Les autres configurations n'ont montré, quant à elles, aucune signature de filtre. Le choix du motif est donc un paramètre crucial dans la réalisation d'un filtre à base de TPPs. Un outil permettant de simuler ce type de structure s'avère donc indispensable. Ces premiers dispositifs nous ont néanmoins permis de valider le principe de fonctionnement de ce type de filtre. Ses caractéristiques peuvent être améliorées en optimisant la forme des électrodes, notamment le nombre de longueurs d'onde de chaque transducteur, la largeur entre deux électrodes ainsi que l'ouverture acoustique. Le but de ces premiers dispositifs étant seulement de démontrer qu'il était possible de fabriquer un filtre avec des TPPs, nous ne nous attarderons pas sur cette configuration dans le but d'améliorer les résultats.

Par ailleurs, on remarque une autre contribution intéressante sur la fonction de transfert présentée en figure 6.16. Il s'agit d'une résonance à 95 MHz, caractéristique de la longueur d'onde utilisée. En zoomant sur cette résonance (figure 6.19), on constate qu'elle présente des pertes d'insertion exceptionnellement basses, de l'ordre de 0,3 dB.

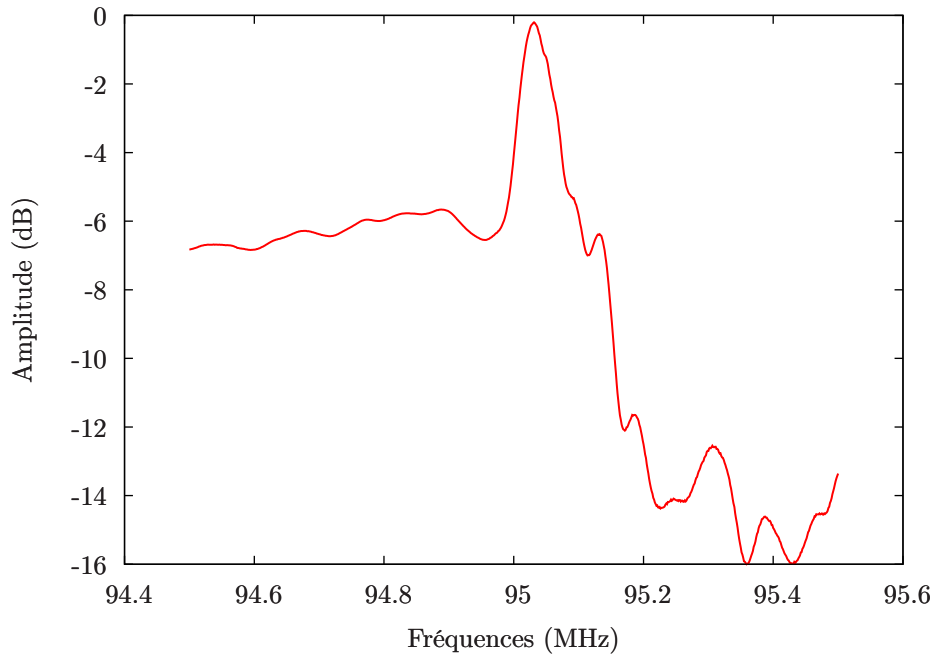


FIG. 6.19 – Zoom sur la résonance observée à 95 MHz

Ces premiers essais étant concluants, nous avons alors tenté de réaliser un filtre à base de TPPs ayant les mêmes caractéristiques qu'un filtre SAW classique.

6.3.2 Réalisation d'une structure semblable à un filtre à base d'IDTs classiques

6.3.2.1 Conception finale de la structure et caractérisation

Afin de créer un filtre à base de domaines inversés semblable à un filtre SAW classique, nous avons donc élaboré une électrode dont le dessin était en rapport avec la réponse fréquentielle comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 3. Pour réaliser une fonction spectrale rectangulaire (« porte en fréquence »), la forme de l'émetteur doit être en $\sin X/X$. On peut observer les filtres, fabriqués grâce à une photolithographie classique, sur la photographie de la figure 6.20. Compte tenu du fait qu'il nous est actuellement impossible de simuler ce genre de structure, je rappelle que plusieurs motifs ont été réalisés sur un même substrat de façon à avoir une vue globale des réponses que nous pouvons obtenir.

De la même façon que pour les filtres précédemment décrits, nous avons tout d'abord effectué des mesures en transmission sur substrat entier. Comme nous le pensions, aucune réponse de filtre n'a été observée (voir figure 6.21).

Malgré une réponse bruitée, on retrouve les 3 contributions à 88, 95 et 162 MHz.

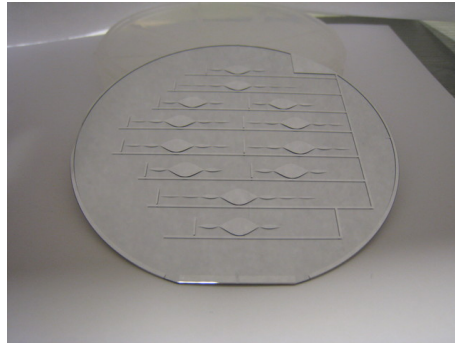
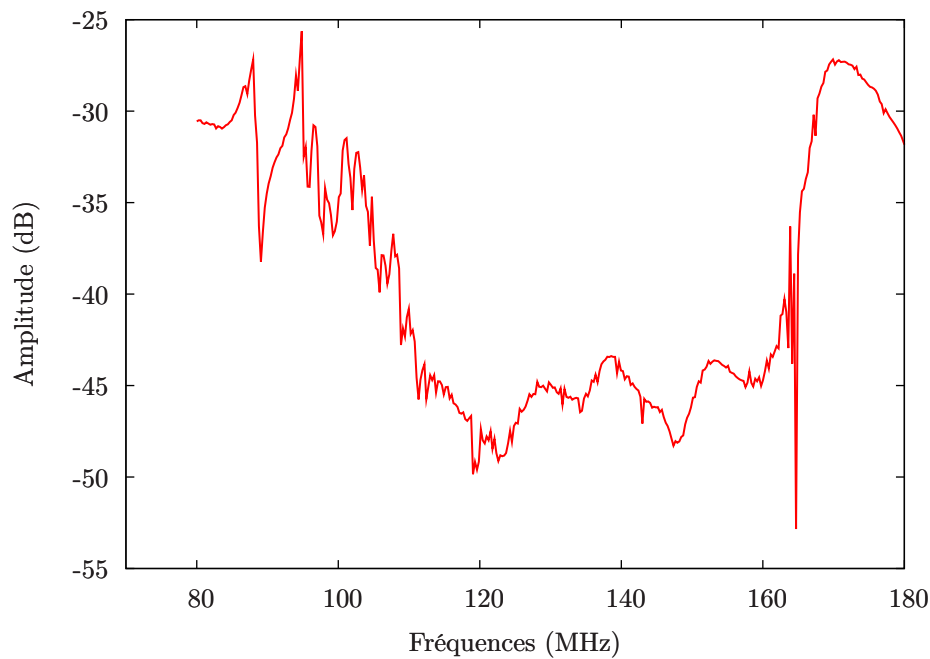


FIG. 6.20 – Photographie des filtres réalisés sur substrat 3 pouces de niobate de lithium

FIG. 6.21 – Fonction de transfert obtenue avec un filtre à base d'un émetteur en forme de sinus cardinal possédant 7 lobes (correspondant à 800λ) et d'un récepteur en forme de rectangle (10λ)

En revanche, aucune signature typique d'une fonction spectrale rectangulaire n'est observée, et ce, quel que soit le motif de l'émetteur. Comme pour les dispositifs de validation présentés précédemment, nous avons alors fait découper nos structures dans le but de mesurer chaque filtre indépendamment. Notons également que pour éliminer les réponses parasites, nous avons fait amincir le substrat piézoélectrique à $30 \mu\text{m}$ d'épaisseur. La réponse obtenue est présentée en figure 6.22.

Malgré la découpe de nos structures, nous n'avons pas observé la fonction spectrale désirée. De plus, la courbe présentée est très différente de celle obtenue sur substrat entier. Cette différence peut sans doute être expliquée par la méthode de

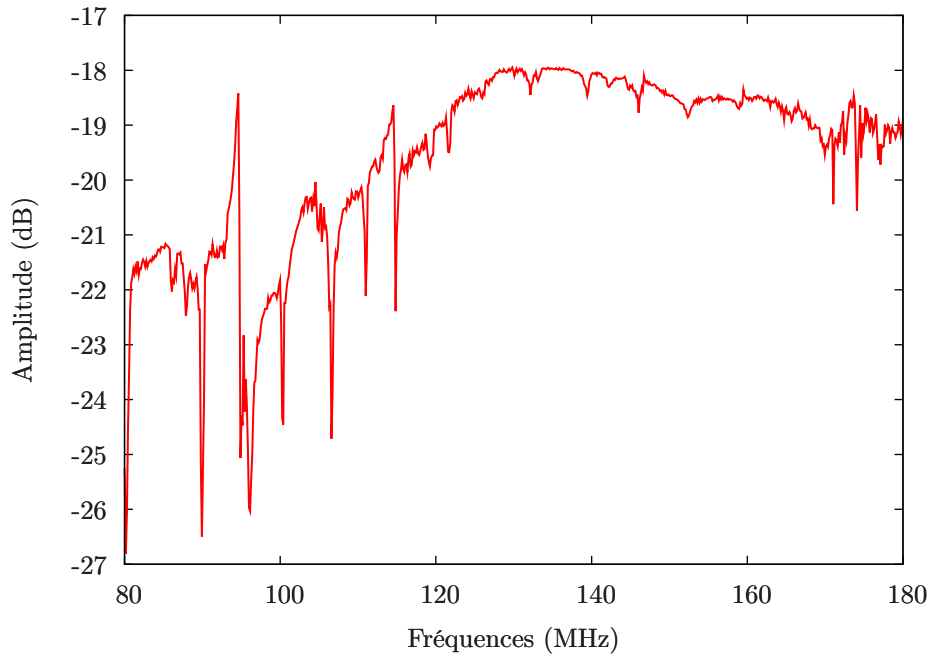


FIG. 6.22 – Fonction de transfert obtenue avec un filtre à base d'un émetteur en forme de sinus cardinal possédant 7 lobes (correspondant à 800λ) et d'un récepteur en forme de rectangle (10λ) découpé

report de masse. En effet, comme pour les dispositifs avec les motifs d'électrodes basiques, nous avons dû procéder, après découpe, à un second dépôt d'aluminium face arrière de façon à métalliser les flancs et ainsi obtenir un report de masse face avant pour chaque puce. Cette étape est nécessaire pour pouvoir effectuer nos mesures à l'aide d'un système de pointes. Cette phase n'est pas critique dans le cas de substrat épais, en revanche, elle est beaucoup plus délicate lorsqu'il s'agit de substrats amincis compte tenu du fait qu'il faut réussir à créer une connexion avec l'électrode enterrée. Si cette connexion n'est pas établie, la masse n'est pas reportée sur la face supérieure et les mesures ne reflètent pas les résultats que l'on devrait obtenir. Après vérification, nous nous sommes rendu compte que l'électrode reportée en face ne jouait pas le rôle de masse. Les résultats obtenus sont donc faussés. Par manque de structures périodiquement inversées dédiées à ce type de fonction et faute de temps, ces mesures n'ont pas pu être réitérées sur des puces de niobate de lithium épais. Nous ne pouvons pas conclure quant à la faisabilité de ce type de filtre.

En conclusion, nous avons démontré la faisabilité de filtres à base de TPPs grâce aux dispositifs de validation. Malheureusement, le fonctionnement de ce type de structure s'avère plus complexe que nous le pensions. En effet, des structures à

base de domaines ferroélectriques inversés mettent en jeu des phénomènes que nous n'expliquons pas pour le moment mais qui font penser à un couplage acoustique plutôt qu'à une forme quelconque de propagation. Des compléments d'analyse et des confirmations expérimentales (mesures optiques de la distribution des déplacements acoustiques par exemple) seront nécessaires pour conclure sur cet aspect. De plus, le choix du dessin des électrodes des deux transducteurs ainsi que la distance inter-électrode sont des paramètres cruciaux dans la fabrication de tels filtres. Un outil de calcul permettant de simuler le fonctionnement de ces structures est donc indispensable de façon à définir les configurations pertinentes et de les optimiser. Un tel logiciel est en cours de développement dans notre laboratoire, nous devrions donc bientôt être en mesure de faire ces calculs.

6.4 Dispositifs électro-optiques à base d'inversion de domaines

Au cours de notre projet, nous avons également envisagé de fabriquer des dispositifs à base de domaines inversés trouvant une application dans un domaine autre que l'acoustique. Pour cela, nous avons conçu un dispositif électro-optique constitué d'une structure de type Mach-Zehnder réalisée dans du niobate de lithium et dont la polarisation d'un des deux bras est inversée.

6.4.1 Conception finale de la structure et caractérisation

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, la réalisation d'un tel dispositif nécessite quelques étapes critiques dont notamment l'accès à l'électrode enterrée. En effet, afin de tester le dispositif électro-optique, il est nécessaire de pouvoir appliquer une tension de part et d'autre de la couche piézoélectrique. Pour cela, il faut avoir accès à l'électrode enterrée. Comme nous l'avons vu dans la partie 4.5, deux possibilités sont envisagées : une ouverture par gravure du silicium ou par gravure du niobate.

Ouvertures dans le silicium

Dans un premier temps, nous avons choisi de réaliser la connectique via des ouvertures de quelques millimètres carrés dans le silicium car cette méthode nous semblait la plus simple à mettre en œuvre. En effet, depuis plusieurs années, des procédés de gravure profonde du silicium ont été mis au point dans notre centrale technologique et sont maintenant très bien maîtrisés. Il est important de noter qu'à ce stade de la conception, nous n'avons à notre disposition plus qu'un seul substrat correspondant à notre cahier des charges, c'est-à-dire possédant des inversions de domaines, collé sur silicium et rodé jusqu'à une épaisseur de 18 μm . Afin de ne pas endommager le

substrat lors d'un premier essai de gravure, nous avons donc découpé les différentes puces (mesurant 2 mm par 5 cm) dans le but de travailler puce par puce. Il faut cependant noter qu'il n'est pas aisé de travailler sur ce type de substrat compte tenu de sa taille non standard. Rappelons que nous fabriquons un dispositif optique, il est donc nécessaire de réaliser une découpe/polissage de façon à être en mesure d'injecter de la lumière dans les guides. Cette étape a été effectuée chez Photline Technologies. Le premier défi a consisté à fabriquer un masque afin de protéger les zones à ne pas graver. Afin de pallier les différents problèmes qui pourraient survenir lors de l'étape de gravure, plusieurs ouvertures par puce sont réalisées. Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 4, après différents essais, nous avons opté pour un masque en scotch kapton. Après passage à la DRIE, nous avons obtenu des ouvertures régulières et bien définies nous permettant d'avoir un accès aisé à l'électrode enterrée. Malheureusement, l'inconvénient majeur de cette méthode réside dans le fait que la couche de niobate de lithium se trouve fragilisée au niveau des cavités si bien qu'elle se casse lors des étapes de nettoyage après gravure (cf. partie 4.5). Pour remédier à ce problème, nous avons donc choisi de coller la puce à l'aide d'une colle conductrice (Epotek H20E (A,B)), sur un support de silicium métallisé en or avant l'étape de gravure de façon à ce que la couche de niobate ne soit plus auto-suspendue une fois les ouvertures effectuées. La photographie de la figure 6.23 présente un exemple de puce collée sur un support en silicium après ouverture des cavités.



FIG. 6.23 – Photographie d'un dispositif électro-optique collé sur un support de silicium métallisé après gravure des ouvertures à la DRIE

Plusieurs dispositifs de ce type ont ainsi été réalisés et caractérisés chez Photline Technologies. Grâce à cette méthode, l'accès à l'électrode enterrée (via les ouvertures dans le silicium) et à l'électrode supérieure (via le support métallisé de silicium) est aisé. Malheureusement, après caractérisation, on a remarqué un court-circuit entre les deux électrodes empêchant les mesures. En effet, afin que le support de silicium métallisé serve de prolongement à l'électrode supérieure, nous avons dû coller la puce à l'aide de colle conductrice. Or celle-ci étant relativement liquide, elle s'est répandue sur le flancs des puces si bien que les deux électrodes se sont retrouvées connectées. Cette solution a donc été abandonnée et nous nous sommes concentrés sur la gravure de la couche piézoélectrique, en l'occurrence le niobate de lithium.

Ouvertures dans le niobate de lithium

Contrairement à la gravure profonde du silicium, dont les procédés ont été mis au point et sont maîtrisés depuis plusieurs années dans notre centrale technologique, la gravure du niobate de lithium s'avère beaucoup plus délicate. Néanmoins, un procédé permettant la gravure d'une dizaine de microns de niobate a été mis au point il y a quelques mois. N'ayant plus qu'une couche de 18 μm de niobate de lithium sur les puces, nous devrions être en mesure de graver cette couche en utilisant cette technique. Comme expliqué dans le chapitre 4, nous avons dû utiliser un masque en scotch kapton pour masquer les zones à ne pas graver compte tenu du procédé hautement énergétique utilisé. Plusieurs couches de scotch sont d'ailleurs nécessaires à la gravure d'une telle épaisseur de niobate. De plus, nous avons dû nous assurer de ne pas graver le niobate au niveau des guides d'ondes optiques, c'est pourquoi les cavités ont été réalisées sur un bord de la puce. Après plusieurs heures de gravure, nous avons réussi à ouvrir le niobate de lithium et avons eu accès à l'électrode d'or enterrée. Malgré un procédé long et fastidieux, notamment du fait de l'ajout d'une couche de scotch toutes les 30 min ainsi que de l'encrassement rapide de la chambre qui diminue de façon drastique la vitesse de gravure du niobate, l'intérêt d'une puce fabriquée grâce à cette méthode réside principalement dans sa robustesse. Ce dispositif a, de nouveau, été caractérisé chez Photline Technologies. Contrairement aux dispositifs précédents, la connectique a été réalisée avec succès. De la lumière a ainsi pu être injectée dans le guide optique, malheureusement, elle n'est pas ressortie. Nous avons expliqué ce phénomène par un problème de polissage de la couche piézoélectrique. En effet, lorsque nous avons reçu notre composite après le rodage et le polissage, nous avons remarqué de nombreuses rayures sur la surface du niobate de lithium malgré les consignes que nous avons données. Ces rayures ont certainement endommagé les guides optiques, c'est pourquoi nous n'avons pu observer de la lumière à la sortie du guide optique. Encore une fois, ce type de dispositif n'a pu être validé.

Futures réalisations Nous n'avons pas encore réussi à mener à terme la fabrication des dispositifs électro-optiques à base de domaines ferroélectriques inversés. Cependant, les problèmes que nous avons rencontrés peuvent être résolus notamment en prenant soin de faire un polissage de qualité optique et surtout en évitant les rayures. De nombreux tests de rodage et de polissage de niobate de lithium dans notre laboratoire sont en cours et semblent très encourageants quant à l'état de surface obtenu (rugosité moyenne inférieure à la dizaine de microns). Nous serons donc bientôt en mesure de retenter la fabrication de tels dispositifs afin de valider le principe. La

méthode consistant à graver le niobate de lithium étant très fastidieuse et non répétable, nous avons choisi, pour la suite des expérimentations, de privilégier la gravure du silicium et de travailler sur des substrats de 3 pouces de diamètre facilitant ainsi toutes les étapes de réalisation.

6.5 Dispositifs à onde isolée

Un autre type de dispositif à base de domaines ferroélectriques alternés destiné à exciter des ondes piégées entre deux substrats a également été mis au point. Comme nous l'avons vu dans la partie 3.3.2, l'idée consiste à utiliser un guide d'ondes à domaines ferroélectriques distribués périodiquement réalisé sur un substrat ferroélectrique mono-cristallin placé entre deux matériaux permettant le guidage d'ondes sans pertes de façon comparable à une onde d'interface.

6.5.0.1 Conception finale de la structure et caractérisation

Une étude théorique fondée sur l'utilisation de deux matériaux de transduction (LiNbO_3 et LiTaO_3) insérés entre différents substrats de guidage a permis de mettre en relief deux combinaisons de matériaux compatibles avec nos applications, en l'occurrence, les composites $\text{Si}/\text{LiNbO}_3/\text{Si}$ et $\text{Quartz}/\text{LiTaO}_3/\text{Quartz}$ (cf. partie 5.2.4). Pour des raisons de faisabilité, nous avons choisi de fabriquer le premier composite. Encore une fois, pour exciter le dispositif, nous devons percer des ouvertures dans les substrats de guidage afin d'atteindre les électrodes enterrées. Comme je l'ai dit précédemment, il est relativement aisé et rapide de graver le silicium notamment en gravure sèche (cf. chapitre 4.5) car les procédés sont connus et mis en place depuis des années dans notre centrale technologique. En revanche, il est plus difficile de graver le quartz. Des procédés de gravure sèche ont été mis au point au sein de notre centrale, cependant, nous ne sommes pas encore en mesure de graver une épaisseur de plusieurs centaines de microns. C'est pourquoi, notre premier véhicule de test est à base de niobate de lithium et de silicium.

La méthode de fabrication a consisté à réaliser des inversions de domaines de période 50 μm sur des substrats de niobate de lithium épais (500 μm) de 3 pouces de diamètre. Celui-ci a ensuite été collé sur un substrat 3 pouces de silicium de 380 μm d'épaisseur par notre méthode de collage métallique. Bien que la finalité de ce type de dispositif soit d'avoir une couche mince de matériau piézoélectrique intercalé entre deux substrats, le premier véhicule de test a été réalisé avec une plaque épaisse de LiNbO_3 de façon à valider la faisabilité du « double collage ».

Un second substrat de silicium a donc été collé sur la deuxième face du matériau

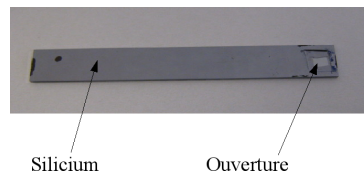


FIG. 6.24 – Photographie d'un dispositif à onde isolée après découpe

piézoélectrique par la méthode de report de couche utilisée pour le premier substrat. Enfin, pour minimiser au maximum l'excitation d'ondes de volume, les points de contact sont pris de part et d'autre de la plaque de la couche de niobate de lithium. Des cavités d'une surface de quelques mm^2 ont donc été réalisées à la DRIE à l'aide d'un masque en scotch kapton minimisant ainsi les étapes de photolithographie nécessitant des étapes de recuit, puis les 5 dispositifs ont été séparés. La photographie de la figure 6.24 présente un dispositif après découpe. L'ultime étape avant la caractérisation à l'analyseur de réseau consiste à adapter un connecteur SMA sur sur l'objet. Pour ce faire, une des électrodes a été reliée à la masse et l'autre au point chaud du connecteur SMA. Le dispositif complet est représenté sur la photographie de la figure 6.25.

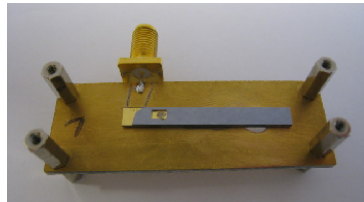


FIG. 6.25 – Photographie d'un dispositif à ondes localisées relié à un connecteur SMA

Le véhicule de test a ensuite été caractérisé à l'aide de notre analyseur de réseau. L'admittance mesurée est présentée sur le graphe de la figure 6.26.

Deux remarques s'imposent tout d'abord. La première porte sur la qualité de la mesure. En effet, c'est la première fois que nous obtenons un comportement spectral aussi net, sans pertes résistives parallèles, avec deux modes bien identifiés aux fréquences attendues (légèrement inférieures aux fréquences en surfaces libres), soit des vitesses de phase respectivement égales à 3734 m/s et 6539 m/s (coefficients de qualité correspondants à 300 et 900). La seconde concerne la contribution polaire au voisinage de 160 MHz polluant la réponse du dispositif. Nous avons vu expérimentalement que cette pollution RF était liée à la plaquette de test et aux longueurs des fils de câblage. De fait, notre procédure de calibrage de la mesure ne peut tenir compte de ces éléments. Nous devrions améliorer cet état de fait sans trop de difficulté pour nos futures expériences.

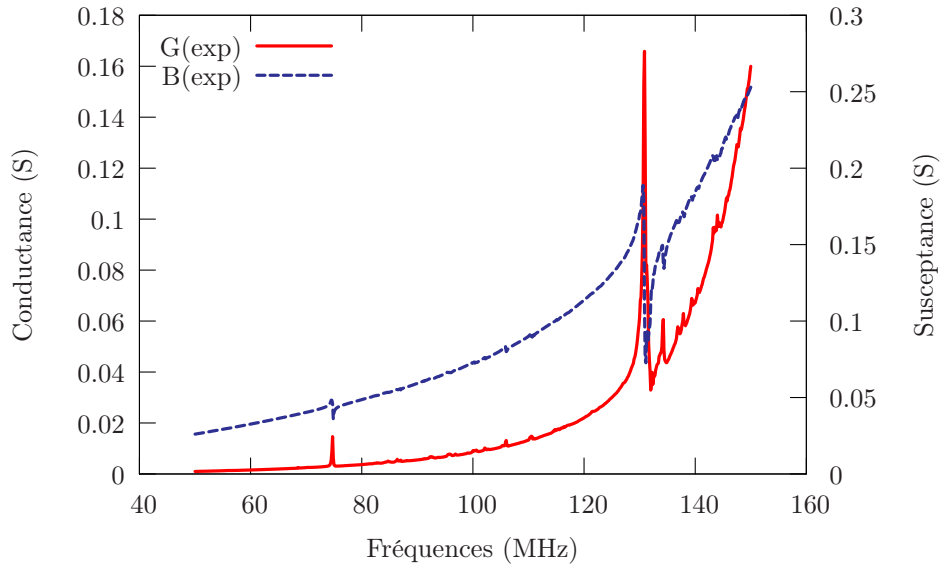


FIG. 6.26 – Admittance mesurée d'un véhicule de test avec niobate de lithium épais ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 500 \mu\text{m}$)

Les rotations de phase de chaque mode égales à 20 et 50°, sont insuffisantes pour asservir un oscillateur mais ce résultat s'avère malgré tout encourageant pour une première validation. De fait, le couplage du premier mode atteint péniblement 0,5 ‰ (comparable cependant à celui d'un résonateur à ondes de surface sur quartz) et 2,9 ‰, ce qui est compréhensible compte tenu des propriétés du mode longitudinal sur niobate de lithium.

Un second véhicule de test a été réalisé avec une couche de niobate amincie à 30 μm . Malheureusement, cette plaque ayant été découpée de façon impropre, nous n'avons pas été capables de réaliser des mesures électriques. Cependant, ce test nous a permis de valider le principe de « double collage » avec une plaque de niobate de lithium rodée et polie. Un autre véhicule de test de même type est en cours de préparation.

6.5.1 Comparaison entre les mesures expérimentales et la simulation

Grâce à notre outil de simulation et de la même façon que pour les guides simples, nous avons pu simuler ce genre de structure et calculer les admittances harmoniques du véhicule de test que nous avons réalisé avec succès. Les résultats théoriques sont observables sur le graphe de la figure 6.27. Une analyse comparative avec les prévisions théoriques a également été réalisée. On peut voir la voir sur le graphe de la figure 6.28.

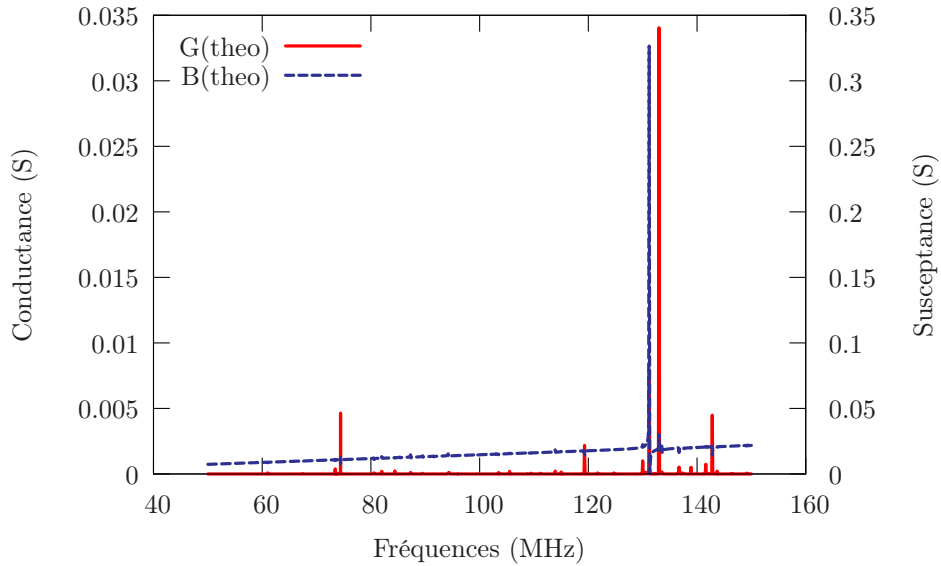


FIG. 6.27 – Admittances harmoniques du véhicule de test Si(380 μm)/Niobate(500 μm)/Si(380 μm) avec prise en compte de l'épaisseur réelle du silicium ($\lambda = 50$ μm , rapport cyclique = 50 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 500$ μm)

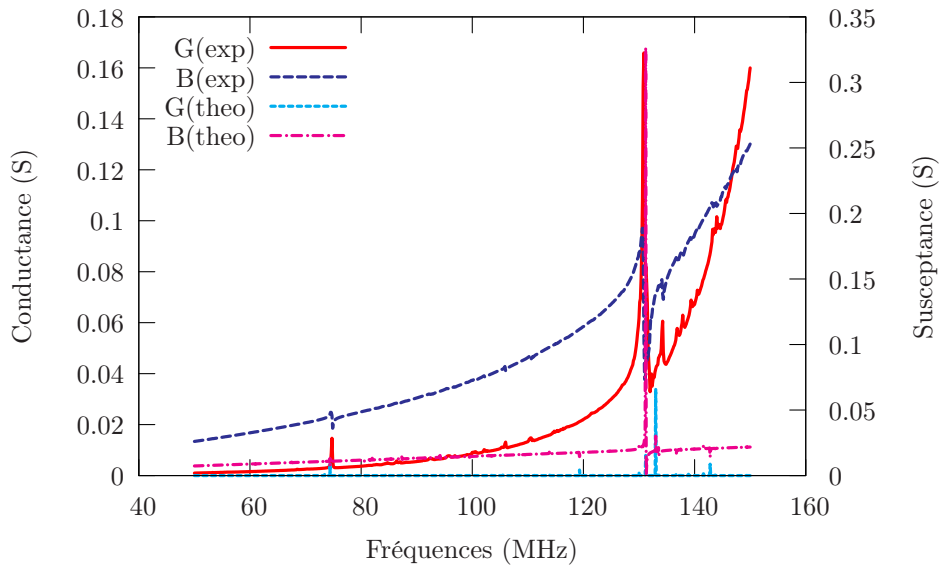


FIG. 6.28 – Comparaison entre les admittances théorique et expérimentale pour le véhicule de test Si(380 μm)/Niobate(500 μm)/Si(380 μm) ($\lambda = 50$ μm , rapport cyclique = 50 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 500$ μm)

Il est important de noter que si l'on considère des conditions de guidage par deux milieux semi-infinis enserrant le transducteur, on montre que seul le mode longitudinal contribue à l'admittance harmonique, alors qu'en pratique la réponse du mode elliptique fondamental apparaît sans équivoque. En revanche, si l'on considère deux

plaques de silicium de 380 μm bordant le transducteur, on voit effectivement ressortir une contribution à 74 MHz proche de l'expérience, montrant qu'il s'agit bien d'un effet lié aux conditions aux limites et non à un défaut de principe comme on aurait pu le penser. Au contraire, la grande pureté spectrale entre les deux contributions principales mise en évidence expérimentalement semble indiquer des conditions de fonctionnement du guide très favorables à l'application visée. Enfin, on remarque un bon accord théorie/expérience.

6.5.2 Mesures en température et comparaison avec la théorie

De la même façon que pour les dispositifs précédents, nous avons effectué des mesures en température. Cependant, la connectique de ces dispositifs étant différente de celle des autres dispositifs testés, nous avons placé notre véhicule de test Si(380 μm)/Niobate(500 μm)/Si(380 μm), relié à l'analyseur de réseau dans une étuve adaptée pour ce genre de mesures. Nous avons ensuite fait varier la température de 5°C à 50°C de façon à calculer la dérive en température d'un tel dispositif au voisinage de la température ambiante. Les droites représentant les dérives thermiques théorique et expérimentale du mode longitudinal sont observables sur la figure 6.29.

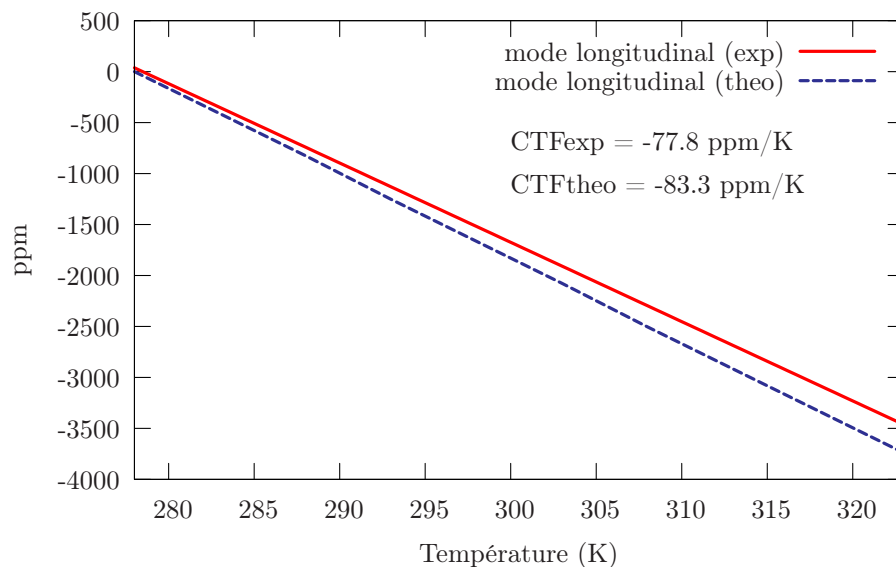


FIG. 6.29 – Comparaison des dérives en température expérimentale et théorique du véhicule de test Si(380 μm)/Niobate(500 μm)/Si(380 μm)

Malgré un léger désaccord théorie/expérience, on constate que les valeurs des dérives thermiques expérimentale et théorique sont proches. On remarque également

qu'elles sont du même ordre que celle des dispositifs auto-suspendus. Cela s'explique par l'épaisseur de la plaque de niobate de lithium. En effet, afin de diminuer la dérive thermique des composites Si/niobate, il faut que l'épaisseur de niobate soit beaucoup plus faible que celle du silicium, comme nous l'avons vu pour les guides simples dans la partie 6.2.3. Nos véhicules tests exploitant un substrat piézoélectrique de 500 μm d'épaisseur, la dérive en température des structures reste de l'ordre de celle du niobate de lithium seul. Une fois notre véhicule de test caractérisé par une couche mince de niobate de lithium fabriqué, nous pourrions réitérer ces mesures et valider cette hypothèse.

6.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de démontrer la faisabilité de différents objets à base de domaines ferroélectriques inversés, de les caractériser et de comparer les résultats expérimentaux à la théorie. Dans un premier temps, nous avons prouvé qu'il était possible de réaliser de simples transducteurs fondés sur ce concept, sur niobate de lithium ou tantalate de lithium. Actuellement, nous avons créé des objets sur LiNbO_3 dont les fréquences de synchronisme peuvent atteindre 650 MHz, il est cependant tout à fait possible d'accéder à des fréquences supérieures au gigahertz en modifiant la longueur d'onde du transducteur (au moins par principe). En effet, il est envisageable d'atteindre des fréquences de l'ordre de 3 GHz (correspondant à $\lambda = 2 \mu\text{m}$) avec des technologies de photolithographie classique.

Des guides d'ondes acoustiques ont également été réalisés avec succès démontrant la robustesse de nos structures et la maîtrise de nos outils technologiques dont notre méthode de collage. De plus, ces dispositifs nous ont permis de mettre en évidence (aussi bien théoriquement qu'expérimentalement) une réduction de la dérive thermique du substrat piézoélectrique. D'autres configurations avec divers substrats de guidage sont donc envisageables.

La troisième partie de ce chapitre était consacrée à la réalisation de filtres RF. Dans ce but, des dispositifs avec des motifs d'électrodes basiques ont été élaborés de façon à valider le principe de fonctionnement et vérifier que la transmission d'information était possible dans un substrat à domaines inversés. Ces premiers objets ont été fabriqués avec succès. L'élaboration d'un filtre à base de TPPs comparable aux filtres acousto-électriques passifs classiques fut plus difficile à mettre en œuvre. Les phénomènes mis en jeu dans une telle structure sont plus complexes que nous le pensions et des études supplémentaires restent à faire pour en comprendre le fonctionnement. Cependant, la possibilité de créer des filtres à base de TPPs reste

envisageable mais des outils complémentaires tels que des outils de calcul nous sont nécessaires pour mener à bien cette étude.

Enfin, les deux dernières parties de ce chapitre concernaient la fabrication d'un dispositif électro-optique et d'un résonateur à onde isolée. Malheureusement, nos outils technologiques ne nous ont pas permis de mener à terme le premier objet. Nous ne pouvons donc pas conclure quant à la faisabilité d'une telle structure pour le moment. En revanche, la fabrication d'un premier dispositif à onde isolée fut un succès du point de vue technologique. Par ailleurs, de nombreux essais (sur substrat aminci, avec divers substrats de guidage et de transduction, etc.) sont en cours afin de valider et d'améliorer ce nouveau type de résonateur.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse s'attachent à démontrer la possibilité de fabriquer des dispositifs acoustiques à base de domaines ferroélectriques alternés. Ces trois années de recherche nous ont permis de mener un projet dans sa globalité en abordant divers domaines que sont la conception et la fabrication de microsystèmes, la modélisation de ces structures ainsi que leur caractérisation expérimentale.

Afin de situer le contexte dans lequel s'est inscrit notre travail de recherche, nous avons tout d'abord retracé l'histoire de la téléphonie cellulaire. La récente explosion de ce nouveau mode de communication a, en effet, poussé les chercheurs à trouver des solutions innovantes pour réduire la taille et permettre l'intégration des composants électroniques dans les téléphones portables, notamment en ce qui concerne les filtres radiofréquences. Jusqu'à présent, des dispositifs acoustiques à ondes de surface ou de volume ont permis de relever ce défi. Une revue présentant ces deux modes de filtrage nous a permis de mettre en avant leurs avantages ainsi que leurs faiblesses. De ces constatations est née l'idée de fabriquer des composants à ondes de surface à base de domaines ferroélectriques inversés dans le niobate ou le tantalate de lithium, deux matériaux bien adaptés aux applications haute fréquence.

Ce nouveau type de transducteur polarisé périodiquement (TPP), fondé sur l'excitation et la détection d'ondes par l'intermédiaire de deux plans métalliques en regard, présente des avantages non négligeables comparés aux transducteurs à peignes interdigités (IDTs) classiques. En effet, cette méthode permet, d'une part, de s'affranchir des défauts de surface tels que les courts-circuits fréquemment rencontrés lors de la fabrication d'IDTs, et d'autre part, d'exciter des ondes dont la fréquence de synchronisme est deux fois plus élevée que celle obtenue avec des IDTs classiques pour une période mécanique identique. Après avoir démontré l'intérêt de telles structures, nous nous sommes donc concentrés sur les différentes méthodes d'inversion de domaines disponibles. Nous avons choisi la méthode consistant à appliquer un champ électrique sur le substrat via une électrode liquide en raison de plusieurs critères : elle permet, d'une part, de travailler à grande échelle (sur plaque de diamètre 3 pouces)

et d'autre part, nous avons eu l'opportunité d'acquérir le banc de polarisation, développé au laboratoire d'optique P.M. Duffieux durant la thèse d'A. Martinez, nous facilitant l'accès à cette technique. Plusieurs campagnes d'inversion de domaines sur niobate et tantalate de lithium ont ainsi été réalisées afin de calibrer le banc pour nos applications. De nombreux échantillons ont été fabriqués avec succès nous donnant ainsi la possibilité de les caractériser afin de valider notre concept.

Divers objets à base de domaines ferroélectriques inversés ont été fabriqués. La caractérisation des premiers transducteurs polarisés périodiquement a mis en avant l'excitation de deux ondes : une onde majoritairement elliptique et une onde longitudinale (non excitée par les IDTs classiques) et ce, pour le LiNbO_3 et le LiTaO_3 . Nous avons également démontré la faisabilité de guides d'ondes élastiques fondés sur des TPPs de LiNbO_3 reportés sur tranche de silicium. Toutes les étapes technologiques de mise en œuvre ont été stabilisées et les dispositifs s'avèrent résistants aux différents traitements. Les dispositifs de validation de principe ayant été fabriqués avec succès, nous nous sommes concentrés sur la fabrication de filtres. Malheureusement, malgré des premiers résultats encourageants nous démontrant qu'il y a échange d'énergie entre deux TPPs, nous ne sommes pas encore parvenus à mener à terme la fabrication de filtres plus élaborés. Le manque de temps ainsi que l'impossibilité de modéliser ces structures de façon à réaliser un motif en adéquation avec filtrage désiré en sont les principales causes. Un logiciel permettant ce genre de modélisation est en cours de développement dans notre laboratoire. Nous serons donc en mesure de simuler ces structures et d'ainsi déterminer les paramètres optimaux pour fabriquer nos filtres. Concernant les dispositifs électro-optiques, une limitation technologique, en l'occurrence l'étape de rodage/polissage, ne nous a pas permis de fabriquer un dispositif validant le principe de fonctionnement. Cependant, les études actuellement menées, au sein de notre département, sur le rodage/polissage devraient nous permettre, dans un avenir proche, d'effectuer cette étape sans avoir recours à une entreprise extérieure et d'ainsi pouvoir maîtriser la qualité de surface des nos substrats. Enfin, des premiers résonateurs à onde isolée ont été réalisés avec succès validant ainsi le concept. Ce premier travail n'est qu'une ébauche, des nombreuses configurations impliquant divers substrats de guidage, ainsi que des matériaux de transduction (niobate de lithium ou tantalate de lithium) d'épaisseurs variées restent à tester. Ces futures expériences font l'objet de la thèse de Florent Bassignot.

Parallèlement à ces développements technologiques, une étude théorique fondée sur l'utilisation de nos outils de simulation alliant calculs par éléments finis et calculs par éléments de frontière nous a permis de modéliser certaines de nos structures et ainsi de comparer les résultats théoriques aux mesures expérimentales. Ces dif-

férents calculs ont montré un accord théorie/expérience sans ambiguïté pour tous les dispositifs que nous avons été en mesure de simuler, c'est-à-dire les TPPs sur substrat épais, les guides d'ondes acoustiques et les résonateurs à onde isolée. Par ailleurs, un outils permettant de calculer les dérive thermiques de ces structures a été développé. Les premiers calculs sont concluants et nous donnent des résultats semblables à ceux obtenus expérimentalement. On a notamment pu constater que la dérive thermique du niobate de lithium diminuait de façon importante lorsque que cette couche était amincie est reportée sur silicium. Cette donnée est donc à prendre en compte dans le choix des matériaux de guidage. Une étude purement théorique a également été menée dans le but de déterminer des substrats de guidage pertinents pour chaque matériau de transduction de façon à obtenir des guides d'ondes monomodes.

De futurs développements concernant toutes ces structures peuvent être envisagés. En effet, jusqu'à présent, nous avons fabriqué des transducteurs dont la longueur d'onde varie entre 200 et 10λ mais il est possible d'obtenir des longueurs d'onde de l'ordre du micron grâce aux techniques de photolithographie classique. Nous pouvons, dans ce cas, fabriquer des dispositifs avec des fréquences de synchronisme supérieures à 3 GHz. Ces structures impliquent cependant un rapport cyclique proche de 50 % accessible en modifiant le rapport cyclique du masque ou en déterminant une structure isolante capable de modérer l'élargissement des domaines sous l'isolant. Dans le but d'augmenter considérablement la fréquence de synchronisme, il est également possible de structurer le masque définissant les domaines en lithographie électronique dont la résolution peut atteindre 50 nm. Enfin, divers composites exploitant les propriétés de substrats de guidage pertinents pour nos applications sont envisagés. Ces dispositifs nous permettront d'obtenir des guides d'ondes monomodes et certaines associations de matériaux pourront favoriser la diminution de la dérive thermique de nos substrats piézoélectriques. Des travaux sont actuellement développés dans le cadre du projet REI NOSFERATUS soutenu par la DGA pour le développement de sources hautes fréquences à grande stabilité et pureté spectrale.

Annexe A

Fonction de Green périodique

La fonction de Green périodique est une notion aisément manipulable pour le traitement par méthodes intégrales de condition de rayonnement. Elle permet entre autres de simuler les systèmes soumis à une excitation harmonique, l'approche la plus satisfaisante au sens de la physique et des mathématiques pour rendre compte des propriétés d'un guide d'ondes présentant un ou plusieurs périodicités infinies. Cette excitation harmonique permet de définir des conditions d'excitation de tout le réseau infini au travers d'un paramètre de phase noté γ défini de façon univoque sur l'intervalle $[0;1[$. Une excitation harmonique en déplacement u_i s'écrit de cette façon :

$$u_i^{(l)} = u_i^{(0)} e^{-j2\pi\gamma l}, \quad (\text{A.1})$$

où l représente la période courante sur laquelle on applique la condition d'excitation telle qu'imposée à la période de référence numérotée 0 et arbitrairement définie, à un terme de phase près. Cette condition peut également s'exprimer comme suit :

$$u_i(x + lp) = u_i(x) e^{-j2\pi\gamma l}. \quad (\text{A.2})$$

Nous considérons que la fonction de Green existe, qu'elle est linéaire et que ses conditions d'existence correspondent à un matériau rigide assimilable à un baffle infini. Ainsi, nous pouvons négliger les termes liés à la dérivée de la fonction de Green par principe. Considérons la fonction de Green reliant les contraintes généralisées (incluant le vecteur déplacement électrique) aux déplacements généralisés (où le potentiel électrique constitue le 4^{ème} terme), définie sur le domaine spatial et harmonique en temps. Il vient :

$$T_{ij} \cdot n_j = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} G_{ijk}(x - x', \omega) n_j u_k(x') dx', \quad (\text{A.3})$$

qui n'est autre que la définition de la fonction de Green qui convoluée avec l'excitation d'entrée donne au signal de sortie du système. Nous restreignons la démonstration à une seule variable d'espace, sans perte de généralité. Supposons maintenant le système distribué en un nombre infini de période identique de longueur p , de sorte que l'on puisse discrétiser l'intégrale continue de l'équation A.3 comme suit :

$$T_{ij}.n_j = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \int_{(2l-1)\frac{p}{2}}^{(2l+1)\frac{p}{2}} G_{ijk}(x - x', \omega) n_j u_k(x') dx'. \quad (\text{A.4})$$

Nous introduisons ainsi une première représentation de la nature périodique du problème. Effectuons maintenant le changement de variable $X' = x' - lp$. Nous pouvons alors écrire :

$$T_{ij}.n_j = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \int_{+\frac{p}{2}}^{-\frac{p}{2}} G_{ijk}(x - X' - lp, \omega) n_j u_k(X' + lp) dx'. \quad (\text{A.5})$$

Nous appliquons alors la condition d'excitation harmonique A.2, ce qui nous permet de regrouper les seuls termes concernés par la somme discrète infinie sous l'intégrale sur une période unique de sorte qu'il vienne, en considérant le changement de variable $X' = x - x'$:

$$T_{ij}.n_j = - \left(\int_{+\frac{p}{2}}^{-\frac{p}{2}} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} G_{ijk}(x - lp, \omega) n_j e^{-j2\pi\gamma l} \right) .u_k(x - x') dx'. \quad (\text{A.6})$$

Nous nous intéressons maintenant aux propriétés spécifiques de ce qui nous apparaît dès maintenant comme une fonction de Green périodique, soit :

$$G_{per}^{ijk}(x) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} G_{ijk}(x - lp, \omega) e^{-j2\pi\gamma l}. \quad (\text{A.7})$$

Arrivé à ce point, il est nécessaire de rappeler que nous n'avons accès facilement par calcul qu'à la transformée de Fourier de la fonction de Green définie en A.3, notée $\tilde{G}_{ijk}(k, \omega)$. On remplace donc la fonction de Green harmonique spatiale par en utilisant la définition suivante :

$$G_{per}^{ijk}(x, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{G}_{ijk}(k, \omega) e^{-jkx} dk. \quad (\text{A.8})$$

Après avoir injecté A.7 dans A.8, on obtient :

$$G_{per}^{ijk}(x) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{e^{j2\pi\omega l}}{2\pi} \int_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{G}_{ijk}(k, \omega) e^{-jk(x-lp)} dk \right). \quad (\text{A.9})$$

On peut dès lors regrouper les termes liés à la somme discrète sous l'intégrale continue [88], il vient alors :

$$G_{per}^{ijk}(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{G}_{ijk}(k, \omega) e^{-jkx} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \left(e^{-jlp\left(\frac{2\pi\gamma}{p} - k\right)} \right) dk. \quad (\text{A.10})$$

Posons maintenant $k' = \frac{2\pi\gamma}{p} - k$, on exploite les définitions de transformées de Fourier d'une série trigonométrique périodique et d'un peigne de fonction de Dirac.

Il vient :

$$\sum_{l=-\infty}^{+\infty} \left(e^{-j2\pi l \left(\frac{p}{2\pi} \right) k'} \right) = TF^{-1} \left(\sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta \left(x' - l \frac{p}{2\pi} \right) \right) = \frac{2\pi}{p} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta \left(k' - \frac{2\pi l}{p} \right) \quad (\text{A.11})$$

que l'on injecte dans A.10, ce qui donne la formule de convolution suivante :

$$G_{per}^{ijk}(x) = \frac{1}{p} \int_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{G}_{ijk}(k, \omega) e^{-jkx} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \left(\delta \left(\frac{2\pi\gamma}{p} - k - \frac{2\pi l}{p} \right) \right) dk. \quad (\text{A.12})$$

En effectuant cette convolution, on trouve finalement que :

$$G_{per}^{ijk}(x) = \frac{1}{p} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \tilde{G}_{ijk} \left(\frac{2\pi}{p}(\gamma - l), \omega \right) e^{-j \frac{2\pi}{p}(\gamma - l)x}. \quad (\text{A.13})$$

Annexe B

Orientations cristallines

La norme IEEE 1949 est une norme qui permet de repérer l'orientation de la coupe d'un substrat par rapport au repère cristallin. Une lame cristalline est caractérisée dans les normes IEEE par les angles de coupe du cristal φ et θ et par l'angle ψ définissant la direction de propagation pour les ondes de surface. La notation normalisée associée à une lame quelconque est du type :

$$(YXlwt) \quad \xi_1/\xi_2/\xi_3 \quad (\text{B.1})$$

Dans cette notation, on considère la lame caractérisée par trois dimensions, son épaisseur t (*thickness* en anglais), sa longueur l (*length*) et sa largeur w (*width*). La première lettre majuscule correspond à l'axe (avant toute rotation) suivant lequel on considère l'épaisseur de la plaque et la deuxième lettre majuscule, l'axe (avant toute rotation) suivant lequel on considère la longueur de la plaque. La figure B.1 présente les trois plaques non tournées généralement utilisées, YX en figure B.1 (a), YZ en figure B.1 (b) et XY en figure B.1 (c).

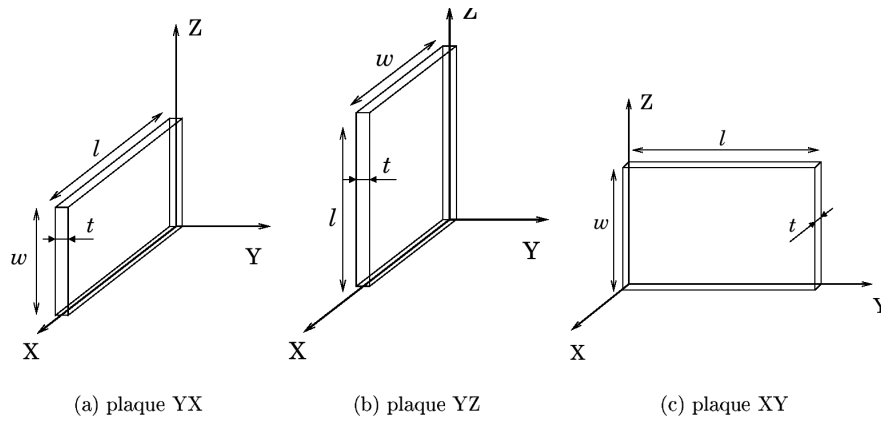


FIG. B.1 – Dénomination normalisée de lames cristallines non tournées

À chaque dimension de la plaque est associé un axe (propre à la plaque) référé par la même lettre l , w ou t (cf. figure B.2). La première lettre miniscule de la formule B.1 représente l'axe autour duquel sera effectuée la première rotation, la seconde lettre, l'axe autour duquel sera effectuée la deuxième rotation et la troisième lettre représente l'axe autour duquel sera effectuée la troisième rotation. Chaque rotation aura respectivement pour valeur ξ_1 , ξ_2 , et ξ_3 .

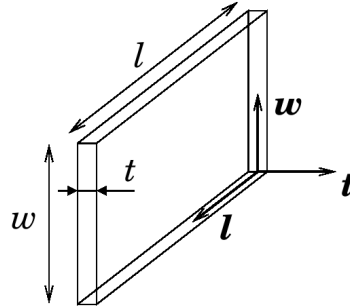


FIG. B.2 – Définition des axes propres d'une lame cristalline

Annexe C

Simulations

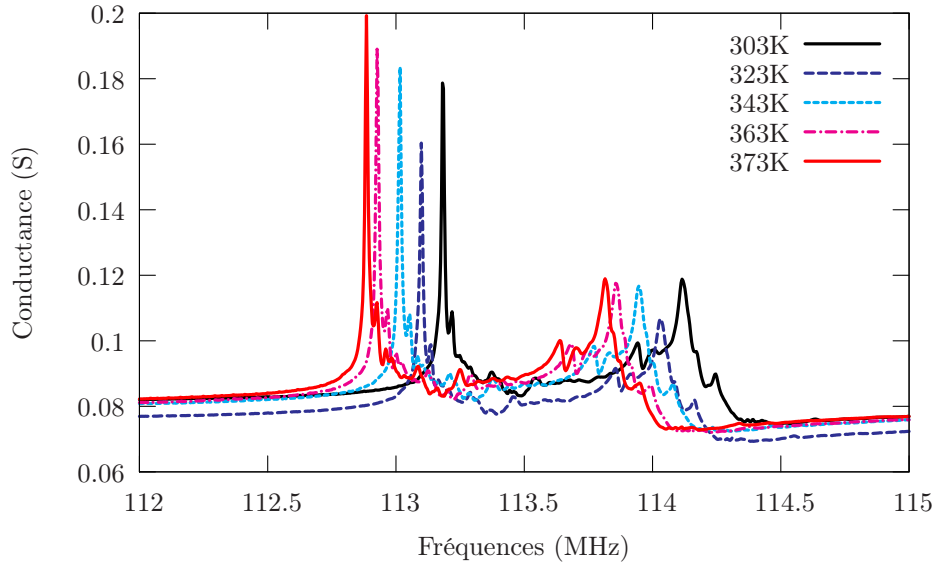


FIG. C.1 – Mesure de la conductance du mode longitudinal d'un transducteur sur LiNbO₃ épais pour des températures variant entre 303 K et 373 K ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 60 %, $e_{\text{LiNbO}_3} = 500 \mu\text{m}$)

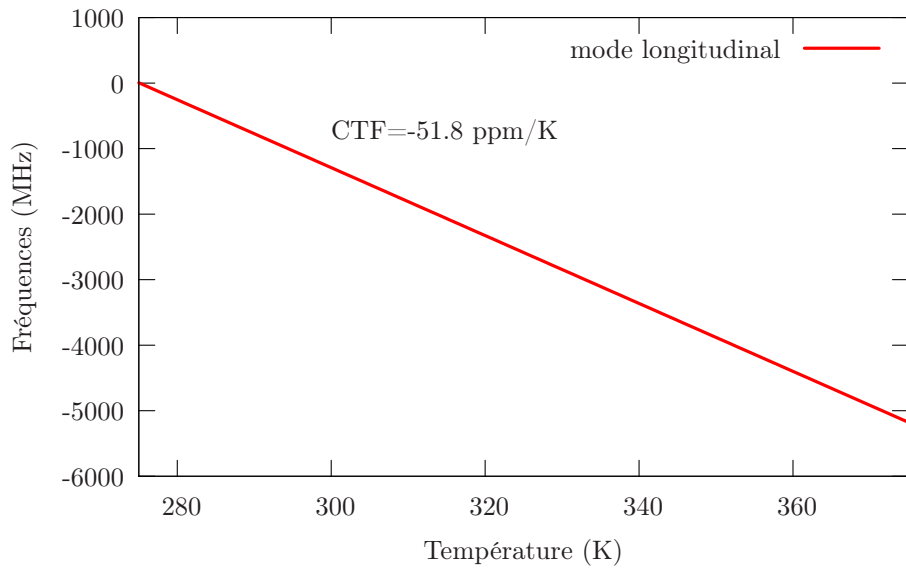


FIG. C.2 – Dérive en température du mode longitudinal sur tantalate de lithium ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, rapport cyclique = 50 %, $e = 500 \mu\text{m}$)

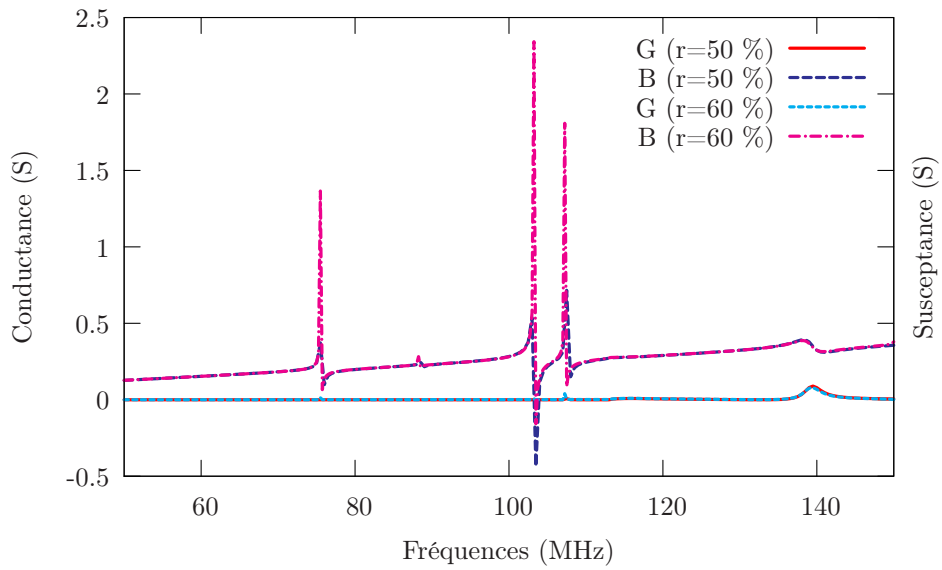


FIG. C.3 – Comparaison de la réponse d'un transducteur sur niobate de lithium aminci reporté sur silicium en fonction de deux rapports cycliques ($\lambda = 50 \mu\text{m}$, $r = 50 \%$ et 60% , $e = 30 \mu\text{m}$)

Bibliographie

- [1] G. C. CORAZZA : Marconi's history. *Proceedings of the IEEE*, 86:1307–1311, 1998.
- [2] H. SOBOL : Microwave communications - an historical perspective. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 9:1170–1181, 1984.
- [3] Q BI, G. L. ZYSMAN et H. MENKES : Wireless mobile communications at the start of the 21st century. *IEEE Communications Magazine*, 39:110–116, 2001.
- [4] F. G. HARRISON et P. BISHOP : Cellular radio—just ten short years. *Proceedings of the IEEE International Conference on 100 Years of Radio*, 1:193–198, 1995.
- [5] K. CHANG : *RF and Microwave Wireless Systems*. John Wiley and Sons, 2000.
- [6] L. D. OLAVARRIETA et A. A. NAVA : Wireless communications : a bird's eye view of an emerging technology. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies*, 1:541–546, 2004.
- [7] O. FRIQUI, F. HADDAD, L. ZAID et W. RAHAJANDRAIBE : Évolution des standards/architectures pour les communications sans fil : Application aux systèmes multi-standards en technologie CMOS. *Schedae*, fascicule n°2:79–86, 2007.
- [8] INTERNATIONAL ENGINEERING CONSORTIUM : Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) Protocols and Protocol Testing. <http://www.iec.org/online/tutorials/umts/topic02.asp>.
- [9] G. CARUYER : *Modélisation, conception et caractérisation de résonateurs et filtres à onde acoustique de volume pour le filtrage RF en téléphonie mobile*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2005.
- [10] P. CURIE et J. CURIE : Développement par pression de l'électricité polaire dans les cristaux hémicédres à faces inclinées. *Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des sciences*, XCI:294–295, 1880.
- [11] G. LIPPMANN : Principe de la conservation de l'électricité. *Annales de la chimie et de la physique*, 24:145, 1881.

- [12] P. CURIE et J. CURIE : Contractions et dilatations produites par des tensions électriques dans les cristaux hémihédres à faces inclinées. *Comptes rendus hebdomadaires de l'Académie des Sciences*, XCIII:1137, 1881.
- [13] Lord RAYLEIGH : On waves propagating along the plane surface of an elastic solid. *Proceedings of the London Mathematical Society*, 17:4–11, 1885.
- [14] H. LAMB : On waves in an elastic plate. *Proceedings of the Royal Society of London*, A 93:114–128, 1917.
- [15] R. STONELEY : The elastic waves at the interface of separation of two solids. *Proceedings of the Royal Society of London*, A 106:416–429, 1924.
- [16] W. VOIGT : *Lehrbuch der Kristallphysik*. Teubner, 1910.
- [17] W. P. MASON : Piezoelectricity, its history and applications. *Journal of the Acoustical Society of America*, 70:1561–1566, 1981.
- [18] A. BALLATO : Piezoelectricity : Old effects, new thrusts. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 42:916–926, 1995.
- [19] D. ROYER et E. DIEULESAINT : *Ondes élastiques dans les solides. Tome 1 : Propagation libre et guidée*. Masson, 1996.
- [20] L. SEVEYRAT : *Élaboration et caractérisation de films épais sérigraphiés sur aluminium, silicium, acier inoxydable et vitrocéramique*. Thèse de doctorat, Institut Nationale des Sciences Appliquées de Lyon, 2002.
- [21] K. K SHUNG, J. M. CANNATA et Q. F. ZHOU : Piezoelectric materials for high frequency medical imaging applications : A review. *Journal of Electroceramics*, 19:139–145, 2007.
- [22] N. SETTER et D. DAMJANOVIC : Ferroelectric thin films : Review of materials, properties and applications. *Journal of Applied Physics*, 100:051606.1–051606.46, 2006.
- [23] W. STEICHEN et S. BALLANDRAS : Composants acoustiques utilisés pour le filtrage. *Techniques de l'Ingénieur*, (E-2000), 2008.
- [24] R. M. WHITE et F. W. VOLTMER : Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied Physics Letters*, 7:314–316, 1965.
- [25] M. F. LEWIS et C. L. WEST : Use of acoustic transducers as generalised electrical circuit elements. *Electronics Letters*, 21:1211–1212, 1985.
- [26] J. HEIGHWAY, S. N. KONDRATIEV et V. P. PLESSKY : Balanced bridge SAW impedance element filters. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1:27–30, 1994.

- [27] W. G. CADY : The piezo-electric resonator. *Proceedings IRE*, 10:381–382, 1922.
- [28] L. ESPENSCHIELD : Electrical wave filter. Brevet n°1795204 (États-Unis), 1931.
- [29] C. W. HANSELL : Filter. Brevet n°2005083 (États-Unis), 1935.
- [30] W. P. MASON : Electrical wave filters employing quartz crystals as elements. *Bell System Tech Journal*, 13:405–452, 1934.
- [31] L. STORCH : Type NB Bandpass Crystal Filters. *Proceedings of the IEEE 12th Annual Symposium on Frequency Control*, 1:500–516, 1958.
- [32] D. SALT : *Handbook of quartz crystal devices*. Van Nostrand Reinhold, 1987.
- [33] A. BALLATO et T. LUKASZEK : Stacked-crystal filters. *Proceedings of the IEEE*, 61:1495–1496, 1973.
- [34] K. M. LAKIN : Equivalent circuit modeling of stacked crystal filters. *Proceedings of the 35th Annual Frequency Control Symposium*, 1:257–262, 1981.
- [35] N. F. FOSTER : Piezoelectricity in thin film materials. *Acoustical Society of America Journal*, 70:1609–1614, 1981.
- [36] G. J. COUSSOT : Bulk Wave Resonator for the 100-300 MHz Frequency Range. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1:590–591, 1974.
- [37] N. F. FOSTER : Ultra-high frequency cadmium-sulphide transducers. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, 11:63–67, 1964.
- [38] J. de KLERK et E. F. KELLY : Coherent phonon generation in the gigacycle range via insulating cadmium sulfide films. *Applied Physics Letters*, 5:2–3, 1964.
- [39] K. M. LAKIN et J. S. WANG : Acoustic Bulk Wave Composite Resonator. *Applied Physics Letters*, 38:125–127, 1981.
- [40] T. W. GRUDKOWSKI, J. F. BLACK, T. M. REEDER, D. E. CULLEN et R. A. WAGNER : Fundamental Mode VHF/UHF Bulk Acoustic Wave Resonators and Filters on Silicon. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1:829–833, 1980.
- [41] K. NAKAMURA, H. SASAKI et H. SHIMIZU : ZnO/SiO₂-diaphragm composite resonator on a silicon wafer. *Electronics Letters*, 17:507–509, 1981.
- [42] H. SATOH, Y. EBATA, H. SUZUKI et C. NARAHARA : An air-gap type piezoelectric composite thin film resonator. *Proceedings of the 39th Annual Symposium on Frequency Control*, 1:361–366, 1985.
- [43] J. D. LARSON III, R. C. RUBY et P. BRADLEY : Bulk acoustic wave resonator with improved lateral mode suppression. Brevet n°6 215 275 (États-Unis), 2001.

- [44] K.M. LAKIN, G.R. KLINE et K.T. MCCARRON : Development of miniature filters for wireless applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43:2933–2939, 1995.
- [45] W. E NEWELL : Face-mounted piezoelectric resonators. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 53:1305–1309, 1965.
- [46] R.B. STOKES et J.D. CRAWFORD : X-band thin film acoustic filters on GaAs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 41:1075–1080, 1993.
- [47] K. M. LAKIN, J. BELSICK, J. F. McDONALD et K. T. MCCARRON : High performance stacked crystal filters for GPS and wide bandwidth applications. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1:833–838, 2001.
- [48] C. KITTEL : *Physique de l'état du solide*. Dunod, 1983.
- [49] S. KIM, V. GOPALAN et A. GRUVERMAN : Coercive fields in ferroelectrics : A case study in lithium niobate and lithium tantalate. *Applied Physics Letters*, 80:2740–2742, 2002.
- [50] A. MARTINEZ : *Convertisseur en longueur d'onde intégré sur le niobate de lithium périodiquement inversé. Étude de la génération de fréquence différence indépendante de la polarisation*. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2002.
- [51] G. D. MILLER : *Periodically Poled Lithium Niobate : modeling, fabrication, and nonlinear-optical performance*. Thèse de doctorat, Université de Stanford, 1998.
- [52] M. YAMADA, N. NADA, M. SAITOH et K. WATANABE : First-order quasi-phase matched LiNbO₃ waveguide periodically poled by applying an external field for efficient blue second-harmonic generation. *Applied Physics Letters*, 62:435–436, 1993.
- [53] C. RESTOIN, C. DARRAUD-TAUPIAC, J. L. DECOSAS, J. C. VAREILLE, J. HAUDEN et A. MARTINEZ : Ferroelectric domain inversion by electron beam on LiNbO₃ and Ti :LiNbO₃. *Journal of Applied Physics*, 88:6665–6668, 2000.
- [54] A. FEISST et P. KOIDL : Current induced periodic ferroelectric domain structures in LiNbO₃ applied for efficient nonlinear optical frequency mixing. *Applied Physics Letters*, 47:1125–1127, 1985.
- [55] CRYSTAL TECHNOLOGIES : Lithium Niobate, optical crystals. <http://www.crystaltechnology.com/docs/LNopt.pdf>.
- [56] J. WEBJORN, F. LAURELL et G. ARVIDSSON : Blue light generated by frequency doubling of laser diode light in a lithium niobate channel waveguide. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1:316–318, 1989.

- [57] M. TASSON, H. LEGAL, J. C. PEUZIN et F. C. LISSALDE : Mécanismes d'orientation de la polarisation spontanée dans le niobate de lithium au voisinage du point de Curie. *Ferroelectrics*, 13:479–481, 1976.
- [58] J. WEBJORN, S. SIALA, D. W. NAM, R. G. WAARTS et R. J. LANG : Visible laser sources based on frequency doubling in nonlinear waveguides. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 33:1673–1686, 1997.
- [59] R. W. KEYS, A. LONI, R. M. de la RUE, C. N. IRONSIDE, J. H. MARSH, B. J. LUFF et P. D. TOWNSEND : Fabrication of domain reversed gratings for SHG in LiNbO₃ by electron beam bombardment. *Electronics Letters*, 26:188–190, 1990.
- [60] M. YAMADA et K. KISHIMA : Fabrication of periodically reversed domain structure for SHG in LiNbO₃ by direct electron beam lithography at room temperature. *Electronics Letters*, 27:828–829, 1991.
- [61] H. ITO, C. TAKYU et H. INABA : Fabrication of periodic domain grating in LiNbO₃ by electron beam writing for application of nonlinear optical processes. *Electronics Letters*, 27:1221–1222, 1991.
- [62] L. E. MYERS : *Quasi-phased matched optical parametric oscillator in bulk periodically poled lithium niobate*. Thèse de doctorat, Université de Stanford, 1994.
- [63] A. K. SARIN KUMAR, P. PARUCH, J.-M. TRISCONE, W. DANIAU, S. BALLANDRAS, L. PELLEGRINO, D. MARRÉ et T. TYBELL : High-frequency surface acoustic wave device based on thin-film piezoelectric interdigital transducers. *Applied Physics Letters*, 85:1757–1759, 2004.
- [64] L. E. MYERS, R. C. ECKARDT, M. M. FEJER, R. L. BYER, W. R. BOSENBERG et J. W. PIERCE : Quasi-phase-matched optical parametric oscillators in bulk periodically poled LiNbO₃. *Journal of the Optical Society of America B : Optical Physics*, 12:2102–2116, 1995.
- [65] L. E. MYERS et W. R. BOSENBERG : Periodically poled lithium niobate and quasi-phase-matched optical parametric oscillators. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 33:1663–1672, 1997.
- [66] V. GOPALAN, N. A. SANFORD, J. A. AUST, K. KITAMURA et Y. FURUKAWA : *Handbook of Advanced Electronic and Photonic Materials and Devices. Volume 4 : Ferroelectrics and dielectrics*. 2000.
- [67] J. H. RO et M. CHA : Subsecond relaxation of internal field after polarization reversal in congruent LiNbO₃ and LiTaO₃ crystals. *Applied Physics Letters*, 77:2391–2393, 2000.
- [68] D. ROYER et E. DIEULESAINT : *Ondes élastiques dans les solides. Tome 2 : Génération, interaction acousto-optique, applications*. Masson, 1999.

- [69] P. DEFRANOULD et P. WRIGHT : Filtres à ondes de surface. *Techniques de l'Ingénieur*, (E-2200), 2000.
- [70] J.-L. VERNEUIL : *Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [71] R. C. ALFERNESS : *Titanium-diffused lithium niobate waveguide devices*, in : *Guide-wave optoelectronics*. Springer, Berlin, 1990.
- [72] A. CARENCO : Composants actifs, Systèmes optiques. *Institut d'Etudes Scientifiques de Cargèse, Ecole d'été*, pages 93–143, 1991.
- [73] N. COURJAL : *Modulateurs LiNbO₃ à faible chirp par inversion de domaine ferro-électrique*. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2002.
- [74] A. C. BUSACCA, A. C. CINO, S. RIVA-SANSEVERINO, M. RAVARO et G. ASSANTO : Silica masks for improved surface poling of lithium niobate. *Electronics Letters*, 41:92–94, 2005.
- [75] S. GRILLI, C. CANALIAS, F. LAURELL, P. FERRARO et P. DE NATALE : Control of lateral domain spreading in congruent lithium niobate by selective proton exchange. *Applied Physics Letters*, 89:032902.1–032902.3, 2006.
- [76] E. SOERGEL : Visualization of ferroelectric domains in bulk single crystals. *Applied Physics B : Lasers and Optics*, 81:729–751, 2005.
- [77] Y. N. KORKISHKO, V. A. FEDOROV et F. LAURELL : The SHG-response of different phases in proton exchanged lithium niobate waveguides. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 6:132–142, 2000.
- [78] M. L. BORTZ, E. J. LIM et M. M. FEJER : Annealed proton-exchanged LiNbO₃ waveguides. *Optics Letters*, 16:1844–1846, 1991.
- [79] MICROCHEM CORPORATION : SU-8 2000 Permanent Epoxy Negative Photoresist, processing guideline for : SU-8 2000.5, SU-8 2002, SU-8 2005, SU-8 2007, SU-8 2010 and SU-8 2015. <http://www.microchem.com>.
- [80] R. F. WOLFFENBUTTEL : Low-temperature intermediate Au-Si wafer bonding ; eutectic or silicide bond . *Sensors and Actuators A : Physical*, 62:680–686, 1998.
- [81] G. R. DOHLE, J. J. CALLAHAN, K. P. MARTIN et T. J. DRABIK : A new bonding technique for microwave devices. *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, Part B : Advanced Packaging*, 19: 57–63, 1996.
- [82] K. TANAKA, T. KONISHI, M. IDE et S. SUGIYAMA : Wafer bonding of lead zirconate titanate to Si using an intermediate gold layer for microdevice application. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 16:815–820, 2006.

- [83] I. PEREZ-QUINTANA, G. OTTAVIANI, R. TONINI, L. FELISARI, M. GARAVAGLIA, L. OGGIONI et D. MORIN : An aluminum-germanium eutectic structure for silicon wafer bonding technology. *Physica Status Solidi*, 2:3706 – 3709, 2005.
- [84] F. LAERME, A. SCHILP, K. FUNK et M. OFFENBERG : Bosch deep silicon etching : improving uniformity and etch rate for advanced MEMS applications. *Proceedings of the Twelfth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 1:211–216, 1999.
- [85] X. MELLHAOUI : *Mécanismes physico-chimiques dans le procédé de gravure plasma du Silicium*. Thèse de doctorat, Université d'Orléans, 2006.
- [86] L. EL FISSI, J.-M. FRIEDT et S. BALLANDRAS : Modeling the RF acoustic behavior of Love-wave sensors loaded with organic layers. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1:484–487, 2007.
- [87] Site internet officiel de modulef. [http ://www-rocq.inria.fr/modulef/](http://www-rocq.inria.fr/modulef/).
- [88] M. WILM : *Étude et réalisation de transducteurs composites pour l'imagerie acoustique et le contrôle non-destructif*. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2004.
- [89] H. ALLIK et T. J. R. HUGHES : Finite element method for piezoelectric vibration. *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, 2:151–157, 1970.
- [90] T. PASTUREAUD, V. LAUDE et S. BALLANDRAS : Stable scattering-matrix method for surface acoustic waves in piezoelectric multilayers. *Applied Physics Letters*, 80:2544–2546, 2002.
- [91] A. REINHARDT, T. PASTUREAUD, S. BALLANDRAS et V. LAUDE : Scattering matrix method for modeling acoustic waves in piezoelectric, fluid, and metallic multilayers. *Journal of Applied Physics*, 94:6923–6931, 2003.
- [92] J. J. CAMPBELL et W. R. JONES : A method for estimating optimal crystal cuts and propagation directions for excitation of piezoelectric surface waves. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, 15:209–217, 1968.
- [93] LANDOLT-BÖRNSTEIN : *Numerical data and functional relationships in science and technology, Group III, Crystal and solid state physics*. Springer Verlag Berlin, 1979.
- [94] W. G. Cady : *Piezoelectricity*. McGraw-Hill Book Company, 1946.
- [95] E. COURJON, N. COURJAL, W. DANIAU, G. LENGAINNE, L. GAUTHIER-MANUEL, S. BALLANDRAS et J. HAUDEN : Lamb wave transducers built on periodically poled Z-cut LiNbO₃ wafers. *Journal of Applied Physics*, 102:114107.1–114107.6, 2007.

- [96] E. COURJON, J. MASSON, D. GACHON, L. GAUTHIER-MANUEL, W. DANIAU, N. BODIN, S. BALLANDRAS et J. HAUDEN : Pure longitudinal plate mode excited by poled domains transducers on LiNbO_3 . *Proceedings of the IEEE International Frequency Control Symposium, Joint with the 21st European Frequency and Time Forum*, 1:1073–1076, 2007.
- [97] G. KOVACS, M. ANHORN, H. E. ENGAN, G. VISINTINI et C. C. W. RUPPEL : Improved material constants for LiNbO_3 and LiTaO_3 . *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1:435–438, 1990.
- [98] E. COURJON, G. ULLIAC, F. BASSIGNOT, T. LAROCHE, J. GARCIA, S. QUESTE et S. BALLANDRAS : Fabrication and characterization of periodically poled transducers on single crystal lithium niobate layers bonded on silicon. *Proceedings of the International Meeting on Acoustic Wave Devices*, 1:47–51, 2008.
- [99] M. KADOTA, T. OGAMI, K. YAMAMOTO et Y. CHO : Acoustic Wave Devices using Periodical Poled Z-cut LiTaO_3 Plate. *Proceedings of the IEEE International Frequency Control Symposium*, 1:919–922, 2009.

Résumé

Depuis une vingtaine d'années, on assiste à l'essor de la téléphonie mobile. Ce mode de communication nécessite l'utilisation de filtres radiofréquences (RF) capables de sélectionner le signal utile à la réception comme à l'émission. La miniaturisation des téléphones a nécessité le développement de nouveaux types de filtres fondés sur l'utilisation d'ondes acoustiques et notamment les ondes de surface (SAW). Pour répondre aux enjeux modernes des filtres RF pour la téléphonie cellulaire (montée en fréquence, augmentation des puissances d'émission, réduction des dimensions), nous avons envisagé un autre type de transducteur fondé sur l'utilisation de domaines ferroélectriques alternés.

En effet, des matériaux ferroélectriques tels que le niobate de lithium (LiNbO_3) présentent une polarisation spontanée pouvant être inversée. De cette manière, les peignes interdigités classiquement utilisés dans les composants à ondes de surface peuvent être remplacés par des structures périodiques à domaines inversés. Ce travail de thèse a consisté à valider le principe de fonctionnement de ce nouveau type de transducteur et à prouver qu'il était possible de fabriquer des filtres à l'aide de ces Transducteurs Polarisés Périodiquement (TPPs).

Une étude théorique réalisée à l'aide d'un logiciel de simulation alliant calculs par éléments finis et éléments de frontière ainsi que la conception et la fabrication de ces dispositifs sont présentées. Ce type de structures à domaines inversés ayant prouvé son intérêt, d'autres objets exploitant ce principe ont été conçus et fabriqués (guides d'ondes acoustiques, dispositifs électro-optiques et dispositifs à onde isolée).

Mot-clés : Ferroélectricité, Inversion périodique de domaines ferroélectriques, Transducteurs Polarisés Périodiquement, Filtres RF, Guides d'ondes acoustiques.

Abstract

For about twenty years, mobile telephony has been booming. This mode of communication requires the use of radio frequency (RF) filters able to select the useful signal during reception and emission. Mobile phone miniaturization has needed the development of new filters based on the use of acoustic waves, especially surface acoustic wave (SAW). In order to meet the challenges of modern RF filters for cellphones (frequency increase, higher emission power, size reduction), a new kind of transducers based on the use of alternating ferroelectric domains has been considered.

In fact, ferroelectric materials such as lithium niobate (LiNbO_3) show a spontaneous polarization which can be reversed. In this way, the classical interdigital transducers (IDTs) usually used in the surface acoustic wave devices can thus be replaced by periodically poled transducers (PPTs). The aim of this thesis is to validate the principle of this new kind of transducers and to prove that it is possible to fabricate filters using such periodically poled transducers.

A theoretical study using a simulation tool combining finite element and boundary element analyses has been performed and the design and fabrication of those devices are presented. Periodically poled structures have been proved to be operational, that is why several objects exploiting this principle have been designed and manufactured (acoustic waveguides, electro-optical devices and isolated wave resonators).

Key words : Ferroelectricity, Poling, Periodically Poled Transducers, RF filters, Acoustic waveguide.