



# Résonateurs à domaines ferroélectriques périodiques sur coupes obliques de niobate de lithium pour les applications de filtrage radiofréquences

Alexandre Matic

## ► To cite this version:

Alexandre Matic. Résonateurs à domaines ferroélectriques périodiques sur coupes obliques de niobate de lithium pour les applications de filtrage radiofréquences. Acoustique [physics.class-ph]. Université Bourgogne Franche-Comté, 2020. Français. NNT : 2020UBFCD048 . tel-03141526

**HAL Id: tel-03141526**

**<https://theses.hal.science/tel-03141526>**

Submitted on 15 Feb 2021

**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.

**THESE DE DOCTORAT DE L'ETABLISSEMENT UNIVERSITE BOURGOGNE FRANCHE-COMTE**

**PREPAREE A l'Université de Franche-Comté**

Ecole doctorale n°37

Sciences Pour l'Ingénieur et Microtechniques

Doctorat de Sciences pour l'Ingénieur

Par

M. Alexandre Matic

Résonateurs à domaines ferroélectriques périodiques sur coupes obliques de niobate de lithium pour  
les applications de filtrage radiofréquences

Thèse présentée et soutenue à Besançon, le 5 Novembre 2020

**Composition du Jury :**

|                       |                                                         |                       |
|-----------------------|---------------------------------------------------------|-----------------------|
| Pr. AUBERT Thierry    | Professeur des Universités, Université de Lorraine      | Président, rapporteur |
| Pr. CERTON Dominique  | Professeur des Universités, Université de Tours         | Rapporteur            |
| Pr. LEBLOIS Thérèse   | Professeur des Universités, Université de Franche-Comté | Examinatrice          |
| Pr. PLESSKY Victor    | Director of Engineering, Resonant Inc.                  | Examineur             |
| Dr. MARGUERON Samuel  | Maître de Conférences HDR, ENSMM                        | Examineur             |
| Dr. BARON Thomas      | Ingénieur de Recherche HDR, ENSMM                       | Directeur de thèse    |
| Dr. BOY Jean-Jacques  | Ingénieur de Recherche HDR, ENSMM                       | Invité, co-directeur  |
| Dr. BASSIGNOT Florent | Ingénieur Recherche et Développement, Femto-Engineering | Invité                |



# Table des matières

|                                                                                                                         |           |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Introduction générale .....</b>                                                                                      | <b>11</b> |
| <b>Chapitre I : Etat de l'art des composants à ondes élastiques.....</b>                                                | <b>16</b> |
| 1.1) Composants piézoélectriques à ondes élastiques .....                                                               | 16        |
| 1.1.1) Principe de la piézoélectricité et résonateurs piézoélectriques .....                                            | 16        |
| 1.1.2) Filtres à éléments d'impédance .....                                                                             | 19        |
| 1.1.3) Principales architectures de résonateurs à ondes élastiques.....                                                 | 20        |
| a) Résonateurs à ondes élastiques de surface (SAW) .....                                                                | 20        |
| b) Résonateurs à ondes élastiques de volume (BAW).....                                                                  | 22        |
| 1.1.4) Performances actuelles des résonateurs SAW et BAW .....                                                          | 24        |
| 1.1.5) Evolutions technologiques des résonateurs à ondes élastiques .....                                               | 25        |
| 1.2) Structures ferroélectriques périodiquement polarisées .....                                                        | 28        |
| 1.2.1) Principe de la ferroélectricité .....                                                                            | 28        |
| 1.2.2) Présentation du matériau d'étude : le niobate de lithium.....                                                    | 29        |
| a) Structure et orientations cristallographiques .....                                                                  | 29        |
| b) Propriétés ferroélectriques du niobate de lithium .....                                                              | 31        |
| 1.2.3) Technologies de fabrication des structures périodiquement polarisées.....                                        | 32        |
| 1.2.4) Applications pour l'optique.....                                                                                 | 34        |
| 1.2.5) Applications pour la génération d'ondes élastiques .....                                                         | 36        |
| a) Principe de fonctionnement et description des modes générés.....                                                     | 36        |
| b) Avantages de l'architecture PPLN .....                                                                               | 38        |
| c) Travaux sur les structures périodiquement polarisées.....                                                            | 39        |
| 1.3) Orientation des travaux pour la réalisation de dispositifs PPLN destinés au filtrage                               | 42        |
| <b>Chapitre II : Définitions, simulations et procédés de fabrication des PPLN .....</b>                                 | <b>51</b> |
| 2.1) Structures et dimensions caractéristiques des résonateurs PPLN.....                                                | 51        |
| 2.2) Présentation des outils de simulation.....                                                                         | 53        |
| 2.2.1) Définition du maillage et des conditions limites .....                                                           | 54        |
| 2.2.2) Spécificités du logiciel Emmix2.....                                                                             | 55        |
| 2.2.3) Convergence du modèle.....                                                                                       | 56        |
| 2.2.4) Simulation des réponses électriques harmoniques et identification des contributions sur un dispositif PPLN ..... | 57        |



|                                                                                                                                |                                                                                                                                   |           |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.3)                                                                                                                           | Procédé de fabrication des structures PPLN.....                                                                                   | 59        |
| 2.3.1)                                                                                                                         | Détermination préalable de l'orientation de la polarisation spontanée des substrats (Etape 0) .....                               | 60        |
| 2.3.2)                                                                                                                         | Réalisation du masque par photolithographie (Etape 1).....                                                                        | 61        |
| 2.3.3)                                                                                                                         | Inversion des domaines par application de champ électrique (Etape 2) .....                                                        | 61        |
| 2.3.4)                                                                                                                         | Dépôt des électrodes (Etape 3 et 4).....                                                                                          | 64        |
| 2.4)                                                                                                                           | Caractérisations électriques des résonateurs PPLN .....                                                                           | 65        |
| 2.5)                                                                                                                           | Caractérisations à la sonde hétérodyne des modes élastiques .....                                                                 | 67        |
| 2.6)                                                                                                                           | Conclusion du chapitre .....                                                                                                      | 69        |
| <b>Chapitre III : Etude théorique des structures périodiquement polarisées de niobate de lithium sur coupes obliques .....</b> |                                                                                                                                   | <b>74</b> |
| 3.1)                                                                                                                           | Simulations des structures PPLN sur coupes obliques.....                                                                          | 74        |
| 3.1.1)                                                                                                                         | Introduction aux simulations .....                                                                                                | 74        |
| 3.1.2)                                                                                                                         | Simulations de structures PPLN sur coupe (YXl)/ $\theta$ .....                                                                    | 76        |
| a)                                                                                                                             | Identification et description des contributions élastiques générées .....                                                         | 76        |
| b)                                                                                                                             | Analyse de l'évolution des ondes élastiques en fonction de l'angle $\theta$ .....                                                 | 78        |
| 3.1.3)                                                                                                                         | Simulations de structures PPLN sur coupe (YXlt)/ $\theta/90^\circ$ .....                                                          | 80        |
| a)                                                                                                                             | Identification et description des contributions élastiques générés.....                                                           | 80        |
| b)                                                                                                                             | Evolution des contributions élastiques en fonction de l'angle $\theta$ .....                                                      | 82        |
| 3.1.4)                                                                                                                         | Conclusion sur les simulations des structures PPLN .....                                                                          | 84        |
| 3.2)                                                                                                                           | Influence des paramètres dimensionnels des transducteurs PPLN sur la réponse acoustique.....                                      | 85        |
| 3.2.1)                                                                                                                         | Influence de l'épaisseur de la structure .....                                                                                    | 85        |
| 3.2.2)                                                                                                                         | Influence du rapport d'inversion des PPLN .....                                                                                   | 87        |
| 3.2.3)                                                                                                                         | Conclusion sur l'influence des paramètres dimensionnels.....                                                                      | 89        |
| 3.3)                                                                                                                           | Conclusion sur l'étude théorique .....                                                                                            | 90        |
| <b>Chapitre IV : Ingénierie et faisabilité des réseaux PPLN sur coupes obliques .....</b>                                      |                                                                                                                                   | <b>95</b> |
| 4.1)                                                                                                                           | Contraintes spécifiques aux coupes obliques de niobate de lithium .....                                                           | 95        |
| 4.1.1)                                                                                                                         | Inversion des domaines sur les coupes obliques (YXl)/ $\theta$ et définition du champ coercitif apparent.....                     | 95        |
| 4.1.2)                                                                                                                         | Choix technologiques pour les substrats sur les coupes obliques.....                                                              | 96        |
| 4.2)                                                                                                                           | Etude de la conformation des domaines de niobate de lithium en fonction de l'orientation dans le plan (YXlt)/ $\theta/\psi$ ..... | 97        |
| 4.2.1)                                                                                                                         | Mécanisme de génération des domaines par application d'un champ électrique externe .....                                          | 97        |

|        |                                                                                |     |
|--------|--------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.2.2) | Présentation de l'étude .....                                                  | 99  |
| 4.2.3) | Conformation des domaines sur la coupe Z .....                                 | 101 |
| a)     | Observations des motifs à doubles barres sur la coupe Z .....                  | 101 |
| b)     | Observations des motifs à cercles concentriques sur la coupe Z .....           | 102 |
| c)     | Formes géométriques sur la coupe Z .....                                       | 103 |
| d)     | Analyse des résultats et conclusion de l'étude sur la coupe Z .....            | 105 |
| 4.2.4) | Conformation des domaines sur la coupe (YXl)/64° .....                         | 106 |
| a)     | Motifs à doubles barres sur la coupe (YXl)/64° .....                           | 106 |
| b)     | Motifs à cercles concentriques sur la coupe (YXl)/64° .....                    | 107 |
| c)     | Formes géométriques sur la coupe (YXl)/64° .....                               | 109 |
| d)     | Analyse des résultats et conclusion de l'étude sur la coupe (YXl)/64° .....    | 110 |
| 4.2.5) | Conformation des domaines sur la coupe (YXl)/128° .....                        | 111 |
| 4.2.6) | Conclusion de l'étude .....                                                    | 113 |
| 4.3)   | Régularité des réseaux PPLN en fonction du rapport de forme dans le plan ..... | 114 |
| 4.4)   | Conclusion sur l'ingénierie des réseaux PPLN sur les coupes obliques .....     | 117 |

## **Chapitre V : Performances des résonateurs PPLN et confinement des ondes élastiques 122**

|        |                                                                                                   |     |
|--------|---------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 5.1)   | Etude du confinement des ondes sur des résonateurs PPLN sur coupe (ZX) .....                      | 122 |
| 5.1.1) | Présentation et paramètres de l'étude .....                                                       | 123 |
| 5.1.2) | Impact de la largeur du réseau PPLN et de la longueur de l'électrode .....                        | 124 |
| a)     | Etude du mode elliptique .....                                                                    | 125 |
| b)     | Etude du mode longitudinal .....                                                                  | 126 |
| 5.1.3) | Confinement des modes dans la direction transverse .....                                          | 127 |
| 5.1.4) | Confinement des modes dans la direction sagittale .....                                           | 129 |
| a)     | Rôle du réseau PPLN extérieur .....                                                               | 129 |
| b)     | Mise à la masse du réseau PPLN extérieur .....                                                    | 130 |
| 5.1.5) | Etude des résonateurs double port .....                                                           | 133 |
| a)     | Exploitation du mode elliptique sur le résonateur double port à couplage sagittal<br>134          |     |
| b)     | Etude du confinement transverse du mode longitudinal .....                                        | 135 |
| 5.1.6) | Conclusion sur les résonateurs PPLN la coupe (ZX) et conception de<br>résonateurs monomodes ..... | 136 |
| 5.2)   | Résonateurs PPLN monolithiques amincis sur coupe (YXlt)/64°/0° .....                              | 138 |
| 5.2.1) | Choix technologiques et fabrication des résonateurs .....                                         | 138 |
| 5.2.2) | Caractérisation électrique des résonateurs .....                                                  | 140 |

|                                                         |                                                                     |            |
|---------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|------------|
| 5.2.3)                                                  | Caractérisation du mode elliptique à la sonde hétérodyne .....      | 143        |
| 5.2.4)                                                  | Conclusion de l'étude des résonateurs sur coupe (YXlt)/64°/0° ..... | 144        |
| 5.3)                                                    | Conclusion du chapitre .....                                        | 144        |
| <b>Conclusion et perspectives .....</b>                 |                                                                     | <b>148</b> |
| <b>Annexe A: Orientations cristallographiques .....</b> |                                                                     | <b>153</b> |
| <b>Annexe B: Liste des publications .....</b>           |                                                                     | <b>154</b> |

## Liste des abréviations et notations

|                    |                                                                                                                                       |
|--------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 5G                 | Cinquième génération des standards de téléphonie mobile                                                                               |
| AlN                | Nitride d'aluminium                                                                                                                   |
| $B$                | Susceptance                                                                                                                           |
| BAW                | <i>Bulk Acoustic Wave</i> (en français, onde élastique de volume)                                                                     |
| CMR                | <i>Contour Mode Resonator</i> (en français, résonateur à mode de contour)                                                             |
| $CTF_n$            | Coefficient d'ordre $n$ de sensibilité relative de la fréquence à la température                                                      |
| $\mathbf{D}$       | Champ de déplacement électrique                                                                                                       |
| $d_{ijk}$          | Tenseur des coefficients piézoélectriques                                                                                             |
| $d_{sep}$          | Distance de séparation                                                                                                                |
| $e$                | Épaisseur du substrat                                                                                                                 |
| $e/p$              | Rapport de forme épaisseur sur période                                                                                                |
| $\mathbf{E}$       | Champ électrique                                                                                                                      |
| $E_{app}$          | Champ électrique appliqué                                                                                                             |
| $E_c$              | Champ coercitif                                                                                                                       |
| $E_{c,\theta}$     | Champ coercitif apparent                                                                                                              |
| $f_a$              | Fréquence d'antirésonance                                                                                                             |
| $f_r$              | Fréquence de résonance                                                                                                                |
| FAV                | Face avant                                                                                                                            |
| FAR                | Face arrière                                                                                                                          |
| FBAR               | <i>Film Bulk Acoustic Resonator</i> (en français, résonateur à ondes élastiques de volume sur couche mince)                           |
| $G$                | Conductance                                                                                                                           |
| HBAR               | <i>High Overtone bulk Acoustic Resonator</i> (en français, résonateur à ondes élastiques de volume à harmoniques élevés)              |
| $k^2$              | Coefficient de couplage électromécanique                                                                                              |
| $L_{el}$           | Longueur de l'électrode excitatrice                                                                                                   |
| $L_{PPLN}$         | Longueur du réseau PPLN                                                                                                               |
| $L_{puce}$         | Longueur de la puce                                                                                                                   |
| LiCl               | Chlorure de lithium                                                                                                                   |
| LiNbO <sub>3</sub> | Niobate de lithium                                                                                                                    |
| LiTaO <sub>3</sub> | Tantalate de lithium                                                                                                                  |
| MEMS               | <i>Microelectromechanical system</i> (en français, microsystème électromécanique)                                                     |
| $p$                | Période mécanique                                                                                                                     |
| $\mathbf{P}$       | Vecteur polarisation                                                                                                                  |
| $P_s$              | Polarisation spontanée                                                                                                                |
| POI                | <i>Piezoelectric On Insulator</i> (en français, couche mince piézoélectrique sur isolant)                                             |
| PPLN               | <i>Periodically Poled Lithium Niobate</i> (en français, structure ferroélectrique périodiquement polarisée de niobate de lithium)     |
| PPLT               | <i>Periodically Poled Lithium Tantalate</i> (en français, structure ferroélectrique périodiquement polarisée de tantalate de lithium) |
| $Q$                | Facteur de qualité                                                                                                                    |

|                                     |                                                                                                            |
|-------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $Q_{\text{matériau}}$               | Facteur de qualité du matériau                                                                             |
| QPM                                 | <i>Quasi-Phase Matching</i> (en français, quasi-accord de phase)                                           |
| RF                                  | Radiofréquences                                                                                            |
| RI                                  | Rapport d'inversion des domaines                                                                           |
| $S_{ijkl}$                          | Tenseur des flexibilités                                                                                   |
| $S$                                 | Susceptance                                                                                                |
| $S_{11} / S_{12} / S_{21} / S_{22}$ | Paramètres S                                                                                               |
| $S_{ij}$                            | Tenseur des déformations                                                                                   |
| $S_{inv}$                           | Surface des domaines inversés                                                                              |
| SiO <sub>2</sub>                    | Dioxyde de silicium ou silice                                                                              |
| SAW                                 | <i>Surface Acoustic Wave</i> (en français, onde élastique de surface)                                      |
| SHG                                 | <i>Second Harmonic Generation</i> (en français, génération de seconde harmonique)                          |
| SMR                                 | <i>Solidly Mounted Resonator</i> (en français, résonateur à ondes élastiques de volume à miroirs de Bragg) |
| SOI                                 | <i>Silicon On Insulator</i> (en français, couche mince de silicium sur isolant)                            |
| $T_c$                               | Température de Curie                                                                                       |
| $T_{ij}$                            | Tenseur des contraintes                                                                                    |
| $v_\phi$                            | Vitesse de phase ou célérité de l'onde                                                                     |
| $w_{Z+} / w_{Z-}$                   | Largeur du domaine non inversé / du domaine inversé                                                        |
| $W_{el}$                            | Largeur de l'électrode excitatrice                                                                         |
| $W_{PPLN}$                          | Largeur du réseau PPLN                                                                                     |
| $W_{puce}$                          | Largeur de la puce                                                                                         |
| $W_{PPLN}/p$                        | Rapport de forme des domaines dans le plan                                                                 |
| $Y$                                 | Admittance                                                                                                 |
| $Z$                                 | Impédance                                                                                                  |
| $Z_0$                               | Impédance caractéristique                                                                                  |
| ZnO                                 | Oxyde de zinc                                                                                              |
| $\varepsilon_{ij}$                  | Tenseur des permittivités électriques                                                                      |
| $\theta$                            | Angle de rotation de la coupe autour de l'axe secondaire (selon la norme ANSI/IEEE Std 176-1987)           |
| $\lambda$                           | Longueur d'onde                                                                                            |
| $\psi$                              | Angle de rotation ou orientation dans le plan du substrat (selon la norme ANSI/IEEE Std 176-1987)          |

## Remerciements

Le doctorat est un long voyage dont vous connaissez le départ, mais pas l'arrivée. Vous naviguez bien souvent dans le brouillard et ce n'est qu'à la fin dont vous prendrez la mesure du chemin parcouru. C'est heureusement un voyage que vous n'effectuez pas seul, et c'est pourquoi je tiens, en préambule à la présentation de mes travaux, remercier toutes ces personnes.

Tout d'abord, je remercie très chaleureusement mon directeur de thèse Thomas Baron, pour m'avoir fait confiance, m'avoir porté et accompagné durant ces quatre années ! En tant que directeur remarquable, son aide et ses conseils m'ont été précieux pour ces travaux et je me souviendrai à jamais des enseignements de *Thomas-sensei*. Nos échanges tardifs le soir au laboratoire (mais aussi au bar) ont été décisifs ! Je remercie aussi chaleureusement mon co-directeur Jean-Jacques Boy, sans qui ces travaux n'auraient pas pu débuter.

Je souhaite ensuite remercier Florent Bassignot et Samuel Margueron pour leur accompagnement et leur bienveillance. Leur implication dans ces travaux, leur indéfectible soutien et leurs précieux conseils ont été déterminants !

Je tiens également à remercier Thierry Aubert, Dominique Certon, Victor Plessky, Thérèse Leblois et Samuel Margueron pour avoir accepté d'être les membres de mon jury et pour l'attention portée à mes travaux. J'ai pu avoir avec eux des échanges intéressants, qui m'ont permis d'avoir un regard nouveau sur certains de mes résultats.

Je remercie également Emilie Courjon, Florent Bassignot (encore lui) et Fabien Henrot. Les travaux de mes prédécesseurs sur les PPLN, réalisés sous la direction de Sylvain Ballandras, ont été une base précieuse pour mes travaux et sans leurs efforts dans cette thématique, la direction prise par ces travaux et leurs conclusions auraient sans doute été différentes !

J'aimerais aussi remercier le FEDER de Bourgogne-Franche-Comté pour avoir financé mes travaux, à travers le projet Smart-Inn et la bourse FC0001257-11002, ainsi que les entreprises partenaires du projet Smart-Inn.

Il y a ensuite de nombreux collègues que je tiens à remercier pour leur participation à ces travaux, parfois très active ! Un grand merci tout d'abord à Valérie Soumann, Ludovic Gauthier-Manuel et Florent Bassignot (encore lui, il est partout !) pour m'avoir aidé dans la réalisation et la caractérisation de mes dispositifs parfois farfelus ! Leur participation a été déterminante pour ces travaux. Un merci aussi à William Daniau pour son aide dans les simulations par éléments finis, à Bernard Dulmet et Ausrine Bartasyte pour leurs échanges sur certains aspects de mes travaux, ainsi qu'au personnel de la salle blanche Mimento pour m'avoir accompagné dans la réalisation de mes dispositifs. Parmi eux, un merci tout particulier à Laurent Robert, Marina Raschetti, Cyril Million, Merieme Ouhabaz, Anthony Courtot et Djaffar Belharet. Un petit coucou aussi à Jassem Safioui et Rabah Zeggari, toujours là en salle blanche pour me remonter le moral quand il le fallait !

Mes collègues de bureau ont été aussi d'un grand soutien dans cette épopée ! Merci à Lilia, Christophe, Nesrine, Guillaume, Melvin, François, Stefania, Mihaela, Hala, Damien, Arthur et Tung d'avoir été présents à mes côtés et de m'avoir supporté y compris dans mes moments de folies. Grâce à vous, ces années ont été inoubliables ! Nous avons réussi ensemble à

rendre notre bureau, notre « maison », remarquable à bien des égards (le Père Noël veille toujours) ! Un grand merci aussi aux autres doctorants, avec qui nous avons partagé des moments aux aussi inoubliables dans et en dehors du laboratoire. Alok, Etienne, Jérémy, Sabina, Grégoire, Gautier, Raya, Vincent, Anthony, Ishamol, Fatima, Kévin, Falzon, Shambo, Vincent, Coraline et Simon, merci à tous d'avoir été là !

Plus largement, je remercie l'ensemble des collègues du département Temps-Fréquence, avec qui j'ai passé de nombreux moments conviviaux et pu avoir des discussions très instructives. Je souhaite aussi remercier mes collègues du département d'Optique et de la SATT Sayens, qui m'ont accueilli à la fin de mon doctorat pour poursuivre sur de nouvelles aventures ! Un merci tout particulier à Jean-Charles Beugnot et à Isabelle Bisotto, qui m'ont fait confiance et m'ont aussi donné le temps nécessaire pour préparer la soutenance de mes travaux !

Ces années de doctorat ont été aussi l'occasion pour moi de croiser beaucoup de personnes en dehors de mes recherches et du laboratoire. Grâce à l'association A'Doc, j'ai pu rencontrer des personnes incroyables à bien des égards ! Merci à vous Marie Barbier, Jérôme, Djé, Marie Petitjean, Christophe, François, Nico Schmitt, Etienne, Grégoire, Guillaume, Jason, Romain, Julien, Alice et Nico Arroyo d'avoir été là et de m'avoir supporté en tant que président ! J'ai aussi rencontré des personnes grandioses à la CJC, et je remercie chaleureusement Livia, Clément, Manon, Mathieu, Carole, Yoann, Marie, Fil, Solène, Michael et Philippe. Je n'oublierai jamais votre détermination, votre sagesse et vos enseignements !

Je remercie aussi mes amis de m'avoir soutenu dans ce long voyage. Merci à Véronique, Jérémy, Esther, Thomas, Anna, Rappy, Célia, Annabel et Marion de m'avoir porté et supporté avant et pendant le doctorat ! Votre présence, déjà déterminante par le passé, l'a été encore plus dans ce périple !

Merci aussi à Ahri, Arclune, Ajjer, Alfrida, Zanatan, Eoa, Hengusse, Kayorn, Rai, Kao, Morrygane, Sowny, Elise, Vanie, Naoh, Lya, Azrou, Hozen, Y's et Ehnne pour m'avoir accompagné dans ces nombreuses soirées ponctuées de « Recule plus », « GG Ahri » et « J'ai perdu mon Enochien ». Ces moments divertissants que nous avons passés ensemble m'auront permis de ne pas sombrer dans la folie et de tenir bon !

Enfin, pour terminer, je remercie infiniment ma famille et en particulier mon père Milomir, ma mère Milena, mon frère Nikola, ma belle-sœur Renata, ma nièce Lenka et mon neveu Boris d'avoir été présents à chaque instant. Ils m'ont toujours encouragé et se sont sacrifiés sans cesse pour que je puisse poursuivre mes études. Je n'aurai jamais imaginé pouvoir en arriver jusque-là, et n'aurai très probablement jamais réussi à y parvenir sans leur indéfectible soutien. Хвала вам пуно !







# Introduction générale

Depuis les années 1990, l'évolution des standards de la téléphonie mobile a permis d'assister à une hausse continue des débits de données, qui donne lieu à une diversification des usages et l'ouverture à des applications toujours plus demandeuses de débits (réalité virtuelle, streaming vidéo haute définition, ...). Les filtres piézoélectriques à ondes élastiques de surface (SAW, de l'anglais *Surface Acoustic Wave*) et de volume (BAW, de l'anglais *Bulk Acoustic Wave*) ont permis, grâce à leur compacité et leurs performances, d'accompagner le développement de la téléphonie mobile et l'amélioration des performances à travers les différents standards.

La 5<sup>ème</sup> Génération de standard de téléphonie mobile (5G), développée et déployée dans les années 2010, permet d'atteindre des débits théoriques de l'ordre de  $1 \text{ Gbit.s}^{-1}$  et une latence de l'ordre de la milliseconde et s'ouvre à de nouvelles applications (conduite autonome, télémédecine, ...). La bande 300 MHz – 3 GHz, appelée bande UHF (*Ultra-Haute Fréquence*), actuellement utilisée pour les applications téléphoniques de 2<sup>nde</sup>, 3<sup>ème</sup> et 4<sup>ème</sup> génération, n'a pas la capacité suffisante pour accueillir toutes les applications 5G. Par conséquent, la montée en fréquences et l'utilisation de la bande SHF 3 GHz – 30 GHz (*Supra-Haute Fréquence*) est envisagée, notamment en France et en Europe sur la bande 3,4 GHz – 3,8 GHz. De plus, pour accompagner la hausse des performances nécessaire à la 5G, les filtres doivent être conçus sur des bandes plus larges, de meilleures réjections, présenter une meilleure stabilité en température et une meilleure tenue à la puissance.

L'obtention de filtres piézoélectriques à plus large bande passe par l'amélioration du coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  de l'onde exploitée, tandis que l'amélioration de la réjection passe par l'augmentation du facteur de qualité  $Q$  associé. Des travaux de recherche sont actuellement menés sur les composants BAW et SAW pour améliorer leurs caractéristiques  $k^2$  et  $Q$ , leur stabilité en température et leur tenue en puissance.

Dans ce manuscrit, une autre approche est explorée. Dans les années 2000, des études sont menées sur une architecture novatrice de composants piézoélectriques à base de domaines ferroélectriques périodiquement polarisés. Les composants basés sur cette architecture permettent, à résolution géométrique égale, un doublement de la fréquence de fonctionnement comparativement aux composants SAW et donc une montée en fréquence plus aisée. Par ailleurs, l'utilisation de configurations d'électrodes similaires à celles des composants BAW ainsi que l'excitation du réseau périodique de domaines dans le volume permettent d'envisager une tenue en puissance de ces composants comparable à celle des composants BAW.

Plusieurs travaux de recherche ont été menés ces dernières années sur ces dispositifs au sein de l'équipe « Composants et Systèmes Micro-Acoustiques » (CoSyMA) du département Temps-Fréquence de FEMTO-ST. Ces travaux ont démontré la faisabilité de composants à domaines ferroélectriques sur niobate de lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ) et tantalate de lithium ( $\text{LiTaO}_3$ ) à partir de cette technologie, suivant différentes architectures. Ils ont également permis de déterminer des solutions technologiques permettant d'améliorer la stabilité en température de ces composants.

Afin d'envisager l'utilisation de ces composants pour le filtrage radiofréquences et répondre aux besoins actuels de la téléphonie mobile, nous devons déterminer des solutions technologiques permettant d'améliorer le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  et le facteur de qualité  $Q$  de ces composants. Ces travaux se placent ainsi dans la poursuite des premiers travaux menés au sein de l'équipe CoSyMA sur les composants périodiquement polarisés (PP). Ils cherchent à proposer un composant avec des caractéristiques et performances adaptées aux besoins actuels du filtrage radiofréquences et à répondre aux questions suivantes :

- Quelle solution technologique permet d'obtenir un composant à domaines ferroélectriques périodiques présentant de meilleurs facteurs de qualité  $Q$  et coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  ?
- Quelles sont les contraintes technologiques et techniques associées à la solution choisie ?
- Comment concevoir un dispositif à domaines ferroélectriques performant et adapté à une application de type filtre large-bande ?

Afin de commencer à répondre à cette problématique et faire des choix sur les solutions possibles, un état de l'art sera réalisé dans le premier chapitre de ce manuscrit. Cet état de l'art reprend le fonctionnement des résonateurs et filtres à ondes élastiques, décrit les architectures de composants SAW et BAW et expose leurs performances et leurs limites technologiques. Il présente également les travaux en cours dans la communauté pour améliorer les performances des composants SAW et BAW. Dans un second temps, un état de l'art des composants à domaines ferroélectriques périodiquement polarisés est réalisé. Le principe de ces composants et les précédents travaux menés sur ceux-ci sont d'abord présentés. Puis nous exposerons les pistes permettant d'aboutir à une hausse du  $k^2$  et du  $Q$  et définir ainsi la direction de nos travaux.

Le deuxième chapitre décrira l'ensemble des outils nécessaires à l'ensemble des études et travaux de cette thèse. Nous présenterons ainsi l'outil de simulation des réponses électriques par éléments finis, les procédés de fabrication des réseaux de domaines ferroélectriques périodiques et les outils de caractérisation électrique et optique.

Le troisième chapitre portera sur l'étude des performances théoriques des dispositifs à domaines ferroélectriques étudiés au cours de cette thèse. Nous chercherons à déterminer l'évolution des contributions élastiques en fonction des paramètres géométriques du dispositif. Cette étude théorique nous permettra de sélectionner des configurations qui donnent lieu à des coefficients  $k^2$  plus importants que ceux accessibles jusqu'à présent sur les dispositifs à domaines ferroélectriques périodiques.

Une fois ces configurations choisies, nous devons nous assurer qu'elles soient technologiquement réalisables. Pour cela, le quatrième chapitre sera consacré à la faisabilité technologique de ces structures. Nous déterminerons les contraintes technologiques liées à l'utilisation des configurations sélectionnés au chapitre précédent. Cette étude nous permettra d'affiner notre sélection en expliquant les raisons des limitations technologiques rencontrées, et nous retiendrons pour la suite de notre étude une configuration technologiquement réalisable.

Le cinquième et dernier chapitre portera sur l'étude du confinement des ondes élastiques sur ce type de composants, dans un objectif d'améliorer le facteur de qualité  $Q$ . Nous ferons d'abord le choix de travailler sur la coupe (ZX), configuration connue et maîtrisée, pour cette étude du confinement. Nous chercherons ensuite à montrer que les règles de conception, obtenues avec la coupe (ZX), peuvent être transposées aux autres configurations. Les résultats de ces travaux seront ensuite utilisés pour la réalisation d'un démonstrateur sur la configuration choisie et décrite au cours des chapitres précédents.

Nous concluons enfin sur ces résultats encourageants pour les besoins du filtrage radiofréquences et nous ouvrirons sur des perspectives d'évolution de ces composants, en nous basant sur les travaux et perspectives actuels de la communauté.



# Chapitre I

## Etat de l'art des composants à ondes élastiques

|        |                                                                                      |    |
|--------|--------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1)   | Composants piézoélectriques à ondes élastiques .....                                 | 16 |
| 1.1.1) | Principe de la piézoélectricité et résonateurs piézoélectriques .....                | 16 |
| 1.1.2) | Filtres à éléments d'impédance .....                                                 | 19 |
| 1.1.3) | Principales architectures de résonateurs à ondes élastiques .....                    | 20 |
| a)     | Résonateurs à ondes élastiques de surface (SAW) .....                                | 20 |
| b)     | Résonateurs à ondes élastiques de volume (BAW) .....                                 | 22 |
| 1.1.4) | Performances actuelles des résonateurs SAW et BAW .....                              | 24 |
| 1.1.5) | Evolutions technologiques des résonateurs à ondes élastiques .....                   | 25 |
| 1.2)   | Structures ferroélectriques périodiquement polarisées .....                          | 28 |
| 1.2.1) | Principe de la ferroélectricité .....                                                | 28 |
| 1.2.2) | Présentation du matériau d'étude : le niobate de lithium .....                       | 29 |
| a)     | Structure et orientations cristallographiques .....                                  | 29 |
| b)     | Propriétés ferroélectriques du niobate de lithium .....                              | 31 |
| 1.2.3) | Technologies de fabrication des structures périodiquement polarisées .....           | 32 |
| 1.2.4) | Applications pour l'optique .....                                                    | 34 |
| 1.2.5) | Applications pour la génération d'ondes élastiques .....                             | 36 |
| a)     | Principe de fonctionnement et description des modes générés .....                    | 36 |
| b)     | Avantages de l'architecture PPLN .....                                               | 38 |
| c)     | Travaux sur les structures périodiquement polarisées .....                           | 39 |
| 1.3)   | Orientation des travaux pour la réalisation de dispositifs PPLN destinés au filtrage |    |

# Chapitre I : Etat de l'art des composants à ondes élastiques

Ce premier chapitre s'attache à présenter les filtres à ondes élastiques, à définir les grandeurs et caractéristiques utilisées au cours du manuscrit et à déterminer les principales orientations des travaux réalisés.

Dans une première partie, les composants piézoélectriques à ondes de surface et de volume seront présentés. Les principales caractéristiques des résonateurs et filtres à ondes élastiques y seront définies. Les principales architectures de composants à ondes élastiques seront décrites, en exposant notamment leurs performances, leurs limites et les évolutions technologiques envisagées.

Dans une seconde partie, nous réaliserons un état de l'art sur composants à base de structures ferroélectriques périodiquement polarisée de niobate de lithium (PPLN). Nous décrirons les techniques de fabrication de ces structures et leurs applications dans les domaines de l'optique et des ondes élastiques. Nous décrirons en particulier les spécificités et les avantages de cette architecture dans le domaine des ondes élastiques par rapport aux architectures existantes.

Dans une troisième et dernière partie, nous présenterons l'orientation de ces travaux pour répondre à la problématique posée dans l'introduction générale.

## 1.1) Composants piézoélectriques à ondes élastiques

### 1.1.1) Principe de la piézoélectricité et résonateurs piézoélectriques

L'effet piézoélectrique, découvert par les frères Curie en 1880 [1-1], [1-2], consiste en l'apparition dans un matériau donné d'une polarisation  $\mathbf{P}$  lorsque celui-ci est soumis à une contrainte  $\mathbf{T}$  (effet direct) ou inversement suivant l'application d'une polarisation/tension (effet indirect). Cet effet est permis dans la plupart des matériaux possédant une *maille non-centrosymétrique* : sous l'effet d'une contrainte, le barycentre des charges positives et négatives de la maille cristalline se dissocie et permet l'apparition d'une polarisation  $\mathbf{P}$ .

D'un point de vue mathématique, l'effet piézoélectrique peut être décrit à partir de l'équation d'état de la piézoélectricité, reliant la déformation  $\mathbf{S}_{ij}$  à la contrainte  $\mathbf{T}_{kl}$  et au champ électrique  $\mathbf{E}_k$  et le déplacement électrique  $\mathbf{D}_i$  au champ électrique  $\mathbf{E}_j$  et à la contrainte  $\mathbf{T}_{jk}$  [1-3] :

$$\begin{cases} \mathbf{S}_{ij} = s_{ijkl}^E \mathbf{T}_{kl} + d_{kij} \mathbf{E}_k \\ \mathbf{D}_i = \varepsilon_{ij}^T \mathbf{E}_j + d_{ijk} \mathbf{T}_{jk} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Les coefficients  $s_{ijkl}^E$ ,  $d_{ijk}$  et  $\varepsilon_{ij}^T$  correspondent respectivement aux composantes des tenseurs de flexibilités à champ électrique constant, de piézoélectricité et de permittivité électrique à contrainte constante.

Dans les années 1920, les chercheurs Nicolson, Cady et Pierce utilisent l'effet piézoélectrique pour fabriquer les premiers résonateurs piézoélectriques à ondes élastiques [1-4]–[1-6]. Ces résonateurs sont des dispositifs électromécaniques permettant de générer et confiner une onde élastique au sein d'une structure piézoélectrique. En fonction de l'architecture du composant, l'onde est confinée à la surface ou dans le volume du matériau.

Pour des fréquences précises du signal électrique appliqué, le résonateur entre en résonance et le système emmagasine l'énergie électrique sous forme mécanique : ce sont les *modes* du dispositif. Les fréquences de ces modes, dites fréquences de résonance  $f_r$ , sont déterminées en fonction des propriétés élastiques du matériau piézoélectrique et la géométrie du résonateur. La réponse électrique typique d'un résonateur autour de la résonance, en fonction de la fréquence du signal électrique, est donnée par la Figure 1 :

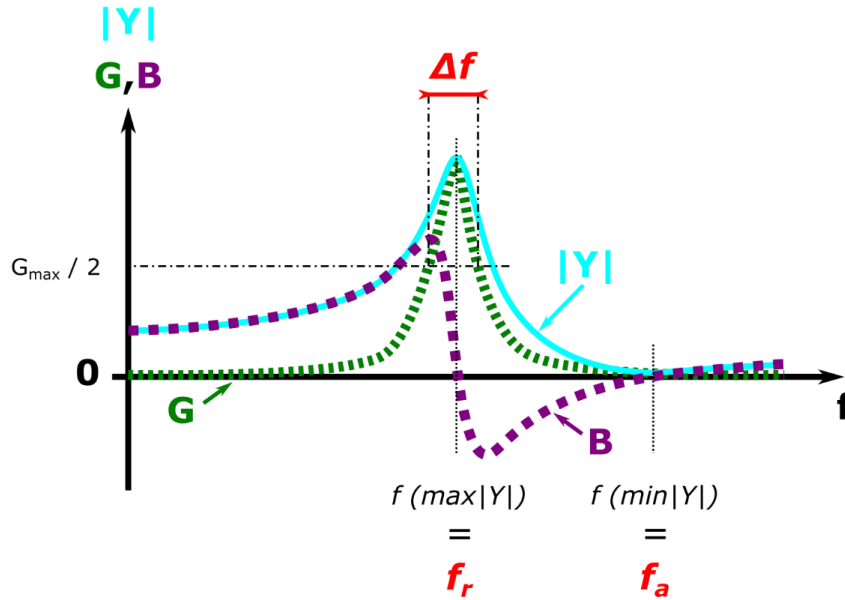


Figure 1 : Réponse électrique d'un résonateur simple port en module de l'admittance  $|Y|$ , en conductance  $G$  et susceptance  $B$  en fonction de la fréquence

Par usage, la réponse d'un tel dispositif est donnée en admittance, soit à travers son module ou soit en décomposant sa partie réelle et sa partie imaginaire. L'admittance  $Y$  d'un dispositif, exprimée en Siemens (S), et peut être décomposée de la façon suivante :

$$Y(f) = G(f) + iB(f) \quad (I.2)$$

Sa partie réelle est appelée conductance  $G$ , tandis que sa partie imaginaire est appelée susceptance  $B$ .

En première approximation, la fréquence de résonance  $f_r$  est déterminée à partir du maximum du module de l'admittance  $|Y|$  [1-7]. De la même manière, la fréquence d'antirésonance  $f_a$ , qui correspond à la fréquence pour laquelle l'énergie mécanique emmagasinée par le résonateur est minimale, est déterminée en première approximation à partir du maximum du



module de l'impédance  $|Z|$  [1-7]. Dans le cas de résonateurs simple port, celle-ci peut être déterminée à partir du minimum d'admittance  $|Y|$ .

La fréquence de résonance  $f_r$  du mode considéré dépend de la vitesse de phase  $v_\varphi$  de l'onde élastique associée (aussi appelée *célérité de l'onde*) et de la longueur d'onde  $\lambda$  :

$$f_r = \frac{v_\varphi}{\lambda} \quad (\text{I.3})$$

La célérité typique des ondes élastique est de l'ordre de  $1000 - 10000 \text{ m.s}^{-1}$ . Par conséquent, la longueur caractéristique d'un résonateur piézoélectrique fonctionnant à 1 GHz est comprise entre 1 et 10  $\mu\text{m}$ . L'utilisation des ondes élastiques (aussi appelées *ondes lentes*) permet ainsi d'obtenir des dispositifs, dans la bande 100 MHz – 5 GHz, de taille adaptée aux applications embarquées.

La réponse d'un résonateur est aussi caractérisée par :

- Son **facteur de qualité  $Q$** , défini à partir de la largeur à mi-hauteur  $\Delta f$  de la conductance  $G(f)$  ainsi que  $f_r$  à travers la formule suivante :

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (\text{I.4})$$

Le facteur de qualité donne des informations sur les pertes du résonateur pour ce mode. Celui-ci peut être défini à la résonance ou à l'antirésonance.

- Son **coefficient de couplage électromécanique  $k^2$**  pouvant être déterminé à partir des fréquences  $f_r$  et  $f_a$ . Dans le cas général, celui-ci vaut :

$$k^2 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_r}{f_a} \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_a - f_r}{f_a}\right) \quad (\text{I.5})$$

Le coefficient de couplage électromécanique décrit le taux de conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique du résonateur pour ce mode.

- La **sensibilité relative de la fréquence de résonance à la température**, définie sous la forme polynômiale suivante :

$$\frac{f_r(T) - f_r(T_0)}{f_r(T_0)} = CTF_1(T - T_0) + CTF_2(T - T_0)^2 + CTF_3(T - T_0)^3 \dots \quad (\text{I.6})$$

En pratique, l'estimation de la sensibilité relative de la fréquence à la température est faite grâce au coefficient de degré 1 ( $CTF_1$ ), exprimé en  $\text{ppm.K}^{-1}$ , et éventuellement au coefficient de degré 2 voire 3 pour les matériaux dont le  $CTF_1$  est proche de zéro comme le quartz.

Dans le cadre de résonateurs à ondes élastiques destinés aux applications de filtrage, le produit  $Q.k^2$  est utilisé comme point de comparaison des performances des résonateurs.

Un assemblage de plusieurs résonateurs en série et en parallèle permet de réaliser des fonctions de filtrage, notamment passe-bande. Le fonctionnement de ces filtres, appelés *filtres à éléments d'impédances*, seront décrits dans la partie suivante et nous décrirons comment les caractéristiques des résonateurs influent sur les performances de ces filtres.

### 1.1.2) Filtres à éléments d'impédance

De nombreuses architectures de filtres à éléments d'impédances permettent de réaliser une fonction de filtrage : filtres en « pi » ou en « té », filtres en échelles, filtres en pont équilibré [1-8].

Dans cette partie, nous prenons l'exemple d'un filtre passe-bande à deux éléments, appelé filtre « en L », afin d'expliquer le principe de ces filtres. Le filtre considéré est décrit par la Figure 2a : celui-ci est composé d'un résonateur parallèle de fréquence de résonance  $f_{r1}$  et d'antirésonance  $f_{a1}$  et d'un résonateur série placé en amont de fréquences respectives  $f_{r2}$  et  $f_{a2}$ .

Nous considérerons que les deux résonateurs de ce filtre possèdent des propriétés annexes similaires (même matériau, même mode, même  $k^2$ ) et vérifient les relations suivantes :

$$\begin{aligned} f_{r1} &< f_{r2} \\ f_{a1} &< f_{a2} \\ f_{a1} &= f_{r2} \end{aligned} \quad (I.7)$$

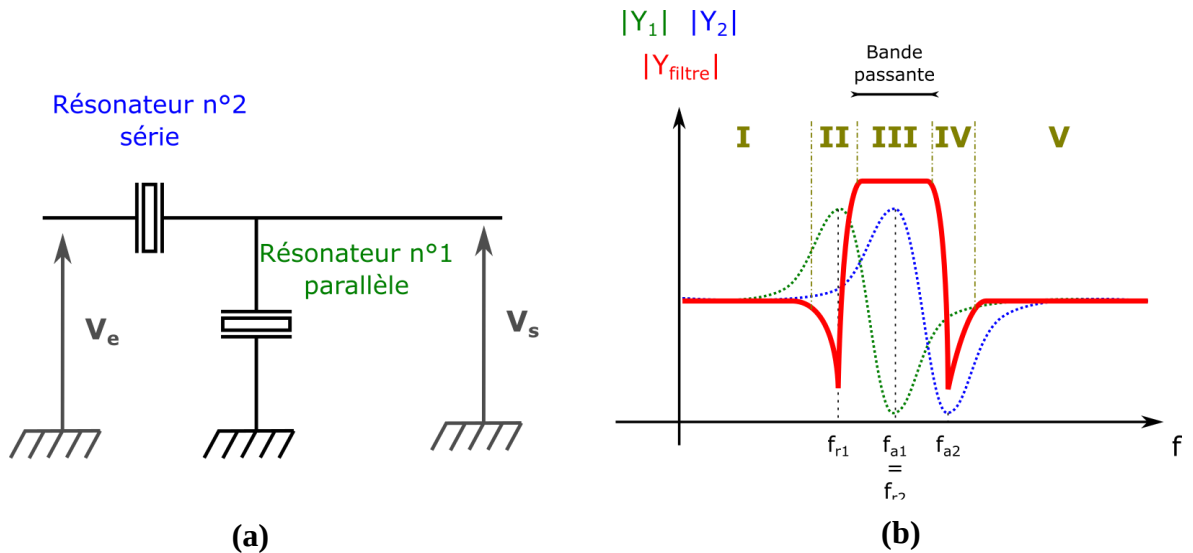


Figure 2 : Filtre à éléments d'impédances en L (a) et réponse en module de l'admittance de ce filtre (b)

La réponse d'un tel filtre est donnée par la Figure 2b : sur cette figure, cinq zones de fréquences sont délimitées afin de décrire le fonctionnement de ce filtre étape par étape :

- **Zone I :** Avant d'atteindre  $f_{r1}$ , les deux résonateurs sont purement capacitifs et la transmission du filtre est faible ;
- **Zone II :** Une fois  $f_{r1}$  atteint, le résonateur entre en résonance et son admittance est maximale : il peut alors être assimilable à un court-circuit. La sortie du filtre étant court-circuitée, sa transmission (et donc son impédance globale) est minimale ;
- **Zone III :** Autour du point  $f_{a1} = f_{r2}$ , le résonateur série entre en résonance (et équivaut à un circuit fermé) tandis que le résonateur parallèle entre en antirésonance (et équivaut à un circuit ouvert) : c'est la « bande passante » du filtre, caractérisée par un maximum de l'admittance sur cette bande de fréquences ;
- **Zone IV :** En s'approchant de  $f_{a2}$ , le résonateur série entre en antirésonance et s'assimile à un circuit ouvert. Le filtre sort de sa bande passante en passant par un second minimum en admittance ;
- **Zone V :** Le filtre reprend un fonctionnement similaire à celui de la Zone I.

Les performances des résonateurs ont une influence sur les caractéristiques des filtres à éléments d'impédance. Ainsi, la bande passante du filtre est liée à l'écartement entre les fréquences de résonance et d'antirésonance des résonateurs, elles-mêmes liées au coefficient de couplage électromécanique  $k^2$ . Par ailleurs, les pertes du filtre et la verticalité de ses flancs sont liées au facteur de qualité  $Q$  des résonateurs. Pour une fréquence donnée, la figure de mérite  $Q.k^2$  permet de comparer les performances des filtres à éléments d'impédance [1-9]. Plus cette figure de mérite est élevée, plus sa bande passante sera élevée et sera sélectif.

Maintenant que nous avons décrit le fonctionnement des filtres à éléments d'impédance utilisant des résonateurs piézoélectriques, nous détaillons dans les parties suivantes le principe et la construction des principales architectures de résonateurs.

### 1.1.3) Principales architectures de résonateurs à ondes élastiques

#### a) Résonateurs à ondes élastiques de surface (SAW)

Dans les années 1960, le développement des technologies de microfabrication par photolithographie permettent d'envisager la structuration de motifs particuliers en surface des substrats. En 1965, White et Voltmer développent les premiers transducteurs générant des ondes élastiques à l'aide de peignes métalliques interdigités [1-10].

La génération des ondes élastiques par ces dispositifs, schématisés par la Figure 3, repose sur le couplage entre deux électrodes structurées sous la forme de peignes interdigités. L'un de ces peignes est exposé au signal électrique radiofréquences et est appelé point chaud, l'autre est relié à la masse. Ceux-ci sont périodiquement espacés d'une longueur  $p$  appelée *période mécanique*.

Lors de l'excitation électrique de ces peignes, le matériau piézoélectrique se déforme en surface (effet piézoélectrique direct) et génère ainsi des ondes élastiques de surface. Les ondes générées par cette architecture peuvent être uniquement guidées par la surface dans le cas des ondes de Rayleigh, ou se propager en partie dans le volume dans le cas des pseudo-ondes de surface ou de Bleustein-Gulyaev [1-3]. Ces dispositifs sont nommés *composants à*

ondes élastiques de surface, ou par abus de langage de composants SAW (de l'anglais *Surface Acoustic Wave*).

Dans ces dispositifs, le confinement de l'onde est assuré par des réseaux métalliques de longueur d'onde  $\lambda$  identique à celle du transducteur central et sont appelés *miroirs* ou *réflecteurs de Bragg*. Chacun des doigts réfléchit partiellement l'onde et deux réseaux constitués d'une centaine de doigts, éventuellement reliés à la masse, permettent d'obtenir le confinement de l'onde.

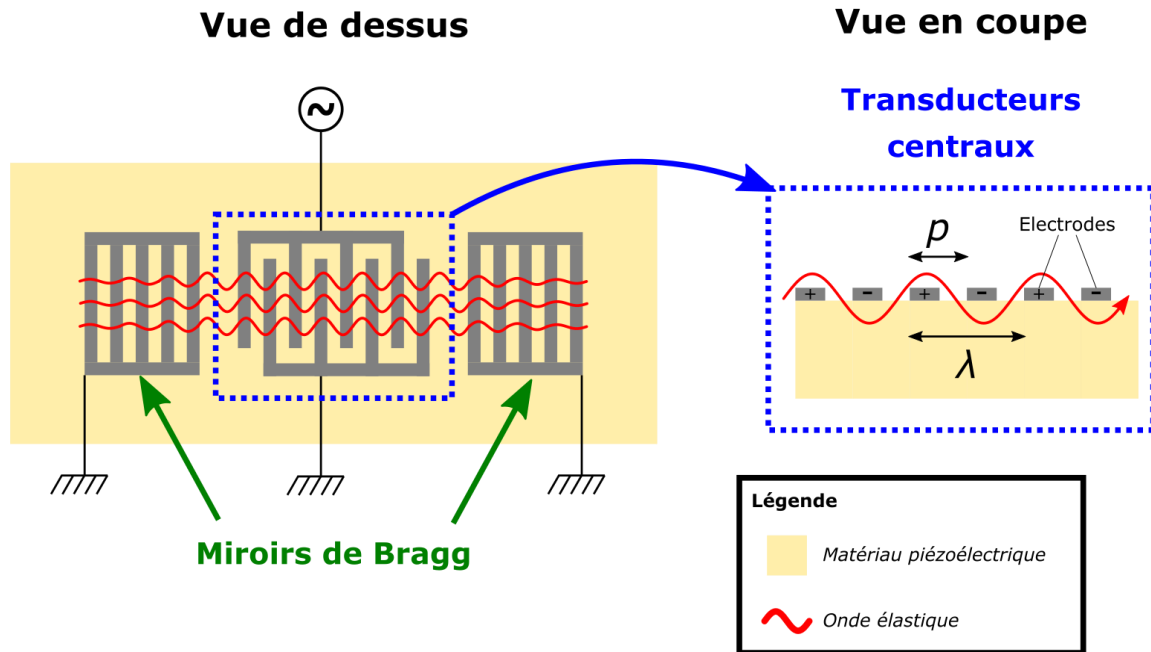


Figure 3 : Schéma de principe d'un résonateur à ondes élastiques de surface (résonateur SAW)

Comme indiqué par la Figure 3, du fait d'une succession de peignes de potentiels alternés, la longueur d'onde caractéristique  $\lambda$  du résonateur est égale à 2 fois sa période mécanique  $p$ . Par conséquent, pour un mode donné de célérité  $v_\phi$ , la fréquence de résonance  $f_r$  du mode associé pour un résonateur SAW vaut :

$$f_r = \frac{v_\phi}{2p} \quad (I.8)$$

L'ordre de grandeur des célérités des ondes de surface est de  $2000 - 10000 \text{ m.s}^{-1}$ . Ainsi, la génération d'une onde élastique à  $100 - 1000 \text{ MHz}$  requiert des dispositifs dont la période mécanique est de l'ordre de  $1 \text{ à } 10 \text{ }\mu\text{m}$ . La taille de ces dispositifs, en considérant quelques centaines de périodes, est donc réduite à quelques  $\text{mm}^2$ .

Les dispositifs SAW ont permis d'accompagner le développement des télécommunications mobiles dans les années 90 et 2000. La fabrication relativement simple (1 à 2 étapes de photolithographie et de dépôt), la surface réduite des dispositifs et la fabrication collective sur wafers permet de limiter les coûts de fabrication de ces composants. Ils sont aujourd'hui une solution de choix pour le filtrage entre  $50 \text{ MHz}$  et  $2 \text{ GHz}$  [1-11].

Pour les fréquences supérieures, les composants à ondes de volume seront privilégiés du fait de contraintes techniques et technologiques que nous détaillerons dans la partie (1.1.4). Le fonctionnement des composants à onde de volume est présenté dans la partie suivante.

### b) Résonateurs à ondes élastiques de volume (BAW)

La génération d'ondes élastiques de volume repose sur l'excitation d'un matériau piézoélectrique dans son épaisseur, à l'aide d'électrodes situées de part et d'autre du matériau piézoélectrique. Dans le cas de structures monolithiques (matériau piézoélectrique seul), cette onde reste confinée dans la structure, ce qui permet d'obtenir simplement un résonateur. La Figure 4 donne un schéma de principe des résonateurs à ondes de volume, appelés résonateurs BAW (de l'anglais *Bulk Acoustic Wave*) par abus de langage.

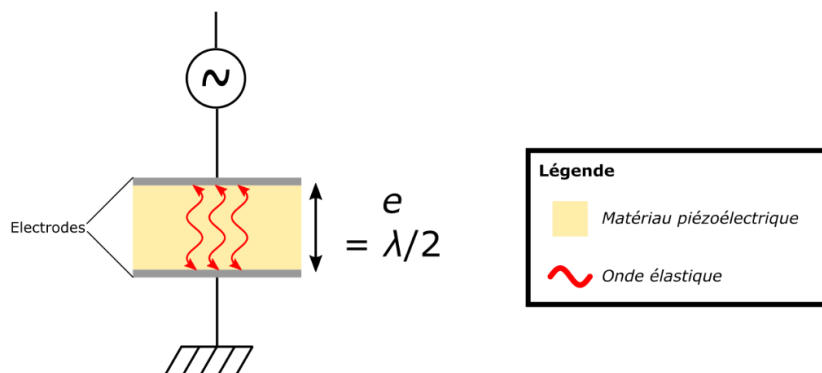


Figure 4 : Schéma de principe d'un résonateur à ondes élastiques de volume ou résonateur BAW

Dans le cas des résonateurs à ondes de volume, la longueur caractéristique du dispositif est égale à deux fois l'épaisseur du matériau piézoélectrique  $e$ . Par conséquent, pour un mode élastique donné, la fréquence de résonance dans une telle structure est égale à :

$$f_r = \frac{v_\varphi}{2e} \quad (\text{I.9})$$

Historiquement, les premiers résonateurs à ondes élastiques développés dans les années 1920 reposent sur la génération d'ondes de volume. Ces dispositifs présentent des épaisseurs de l'ordre du millimètre et sont adaptés au traitement des basses fréquences (inférieures à 100 MHz). À partir des années 1980, le développement des techniques de dépôt de couches minces ont permis de voir apparaître des dispositifs à ondes de volumes à plus hautes fréquences appelés résonateurs FBAR (de l'anglais *Film Bulk Acoustic Resonator*). Ces dispositifs, à base de couches minces piézoélectriques, doivent néanmoins faire face à des contraintes technologiques supplémentaires :

- Puisque ces couches sont déposées sur un support, l'onde n'est plus forcément auto-confinée dans le matériau piézoélectrique et il faut donc repenser le confinement de l'onde ;
- Les inhomogénéités en épaisseur, inhérentes aux procédés de dépôt de couche minces, ont une influence significative sur les performances des résonateurs, notamment sur le facteur de qualité ;

- Les grains de domaines impactent négativement le facteur de qualité des résonateurs. Par conséquent, il est nécessaire de travailler avec des couches de matériaux monocristallins.

Des structures ont été proposées pour assurer le confinement des ondes générées sur les couches minces piézoélectriques :

- La première consiste à graver le support, de façon à ouvrir la partie située sous la couche piézoélectrique pour obtenir un *résonateur FBAR à membrane* (Figure 5a) [1-12] ;
- La deuxième repose sur une couche piézoélectrique déposée au-dessus d'une couche de matériau dite « sacrificielle », qui est ensuite gravée et permet d'obtenir un *résonateur FBAR à lame d'air* (Figure 5b) [1-13] ;
- La troisième est constituée d'une couche mince piézoélectrique déposée sur une succession de couches métalliques de faible épaisseur. Ces couches successives permettent de réaliser un miroir de Bragg et de confiner l'onde dans la couche piézoélectrique. Ceux-ci sont appelés résonateurs à miroirs de Bragg ou résonateurs SMR (de l'anglais *Solidly Mounted Resonator*) (Figure 5c) [1-14] ;
- La dernière consiste à considérer le système résonant comme un ensemble constitué de la couche piézoélectrique et du support. Un tel système excite de très nombreux harmoniques et sont appelés résonateurs HBAR (de l'anglais *High overtone Bulk Acoustic Resonator*) (Figure 5d) [1-15].

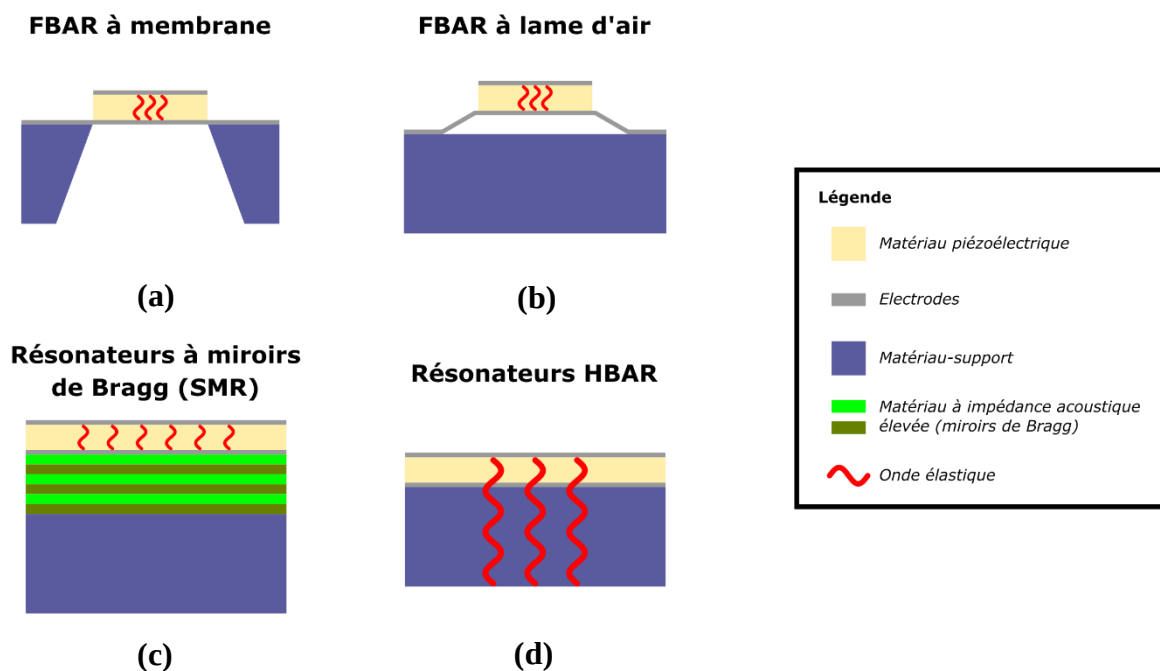


Figure 5 : Structures de résonateurs HBAR à couche mince piézoélectrique pour la génération d'ondes de volume

Les procédés de fabrication varient d'une structure à l'autre, mais sont globalement plus complexes à réaliser que les composants SAW : 9 à 13 niveaux de masques sont usuellement requis pour fabriquer ces composants [1-11]. Néanmoins et contrairement aux composants

SAW par les technologies de photolithographie classique, ils permettent de traiter le signal RF jusqu'à 5 GHz voire plus.

#### 1.1.4) Performances actuelles des résonateurs SAW et BAW

Dans cette partie, une comparaison des performances est effectuée, mettant en évidence les avantages et limites des deux principales structures de résonateurs décrites précédemment. Le Tableau 1 donne les principales performances et des figures de mérite atteintes par ces deux technologies :

|                                             | SAW                                                 | BAW                                            | Réf.              |
|---------------------------------------------|-----------------------------------------------------|------------------------------------------------|-------------------|
| Matériaux usuels                            | LiTaO <sub>3</sub> , LiNbO <sub>3</sub> ,<br>Quartz | ZnO, AlN                                       | [1-11]            |
| Fréquence de<br>fonctionnement              | f = 50 MHz – 3,5 GHz                                | f = 1 GHz – 5 GHz                              | [1-16]            |
| Q à 1,9 GHz                                 | Q = 300                                             | Q = 2700                                       | [1-9]             |
| Coefficient de couplage<br>électromécanique | $k^2 < 15\%$ sur LiNbO <sub>3</sub>                 | $k^2 < 7\%$ sur AlN<br>$k^2 < 12\%$ sur AlN:Sc | [1-17],<br>[1-18] |

Tableau 1 : Performances typiques des résonateurs SAW et BAW utilisés dans les filtres à éléments d'impédance

La technologie SAW est privilégiée pour le traitement du signal jusqu'à 1,5 GHz du fait de leur fabrication plus simple (et par conséquent leur coût de fabrication moindre) que celle des BAW. Par ailleurs, cette technologie permet d'exploiter n'importe quel substrat piézoélectrique dont notamment le niobate de lithium (LiNbO<sub>3</sub>) qui propose des coefficients de couplage électromécaniques théoriques supérieurs à 20%. Néanmoins, à partir de 1,5 – 2 GHz, ces composants font face à des pertes diélectriques plus importantes et des Q plus faibles. Par ailleurs, ces composants concentrent la puissance électrique à la surface et ont par conséquent une tenue en puissance moindre que celle des BAW [1-11]. Enfin, au fur et à mesure de la montée en fréquence, les peignes deviennent de plus en plus fins et des problématiques de lithographie apparaissent à partir de 3 GHz.

Pour les fréquences supérieures, la technologie BAW est privilégiée : le Q de ces dispositifs est meilleur à fréquence égale, le confinement des ondes élastiques dans le volume lui procure une meilleure tenue en puissance et cette technologie n'est pas confrontée aux problématiques de résolution. Les résonateurs BAW restent néanmoins plus complexes à réaliser, avec un nombre d'étapes critiques plus important que les SAW. Le contrôle de l'épaisseur des couches est primordial pour conserver un bon facteur de qualité Q.

Par ailleurs, les matériaux usuels utilisés pour ces filtres, l'oxyde de zinc (ZnO) et le nitrure d'aluminium (AlN), possèdent des  $k^2$  moindres que celui du niobate ou du tantalate de lithium. L'AlN dopé scandium (AlN:Sc) permet d'augmenter le  $k^2$  jusqu'à 12%, mais cela au prix d'un Q moindre, causé par la génération localisée de phases secondaires [1-19]. Or,

cette limitation du  $k^2$  devient problématique pour l'exploitation de larges bandes par les filtres à hautes fréquences [1-11].

### 1.1.5) Evolutions technologiques des résonateurs à ondes élastiques

Afin de dépasser les limites technologiques auxquelles sont confrontées les composants SAW et BAW, des pistes ont été proposées durant ces dernières années que nous détaillons dans cette partie.

Dans les dispositifs SAW, la tenue en puissance des composants est limitée par des phénomènes d'« *acousto-migration* » du matériau contenu dans les peignes [1-20]. Ces phénomènes provoquent un vieillissement prématuré des peignes (diminution du  $Q$ , dérive de  $f_r$ , ...), dont la vitesse est fonction de la puissance reçue par le composant, de la température ambiante mais aussi de la fréquence de fonctionnement [1-21]. Afin d'améliorer la tenue en puissance des dispositifs SAW, la réalisation d'électrodes épitaxiées a été étudiée [1-22], [1-23]. Les couches épitaxiées ne présentent pas de frontières de grains et limitent, par conséquent, les phénomènes d'acousto-migration et le vieillissement des peignes. Néanmoins, la réalisation de couches épitaxiées est technologiquement plus complexe car elle dépend de la structure cristallographique du matériau sur lequel est effectué le dépôt, ainsi que de la structure cristallographique du matériau déposé. Elle requiert généralement la présence de couches intermédiaires dite « tampon » ou de « réorientation » afin de réaliser avec succès l'épitaxie du matériau souhaité.

À partir des années 2010, l'utilisation de couches minces piézoélectriques de niobate ou tantalate de lithium fait son apparition dans le domaine des ondes élastiques [1-24], [1-25]. Ces couches minces, déposées ou reportées sur des substrats dits « de support », permettent d'entrevoir des évolutions notables pour les composants SAW et BAW :

- Pour les composants SAW, les couches minces permettent d'exploiter des ondes guidées par la couche elle-même. La célérité  $v_\phi$ , le  $Q$  et le  $k^2$  des ondes générées sur les couches minces sont plus importantes, ce qui permet d'envisager des applications à plus haute fréquence [1-26], [1-27].
- Pour les composants BAW, l'utilisation de ces couches minces permet d'exploiter des dispositifs dont les matériaux permettent intrinsèquement d'atteindre des  $k^2$  plus élevés

Par ailleurs, la dérive en température des composants exploitant des couches minces piézoélectriques ne dépend plus que du matériau piézoélectrique mais aussi du substrat-support et des éventuelles couches de liaison entre la couche piézoélectrique et le support [1-26]. L'adaptation de l'épaisseur de la couche piézoélectrique et du substrat-support ou l'utilisation de couches de liaison adaptées permettent ainsi de réduire voire annuler la dérive en température au premier ordre des modes élastiques [1-27].

À l'heure actuelle, trois principales techniques permettent d'obtenir de telles couches :

- La technique de report-amincissement, développée à l'institut FEMTO-ST, permet le report de couches minces de n'importe quel matériau piézoélectrique via le collage d'un wafer sur substrat-support grâce à une couche métallique et une étape de



compression, puis son amincissement jusqu'à  $1\text{ }\mu\text{m}$  [1-28]–[1-30] (Figure 6a). De plus, cette technique permet d'empiler plusieurs couches ou substrats de façon à obtenir des empilements de matériaux (par exemple  $\text{Si}/\text{LiNbO}_3/\text{Si}$ ). Néanmoins, l'uniformité en épaisseur de la couche mince dépend des caractéristiques physiques à la fois du substrat à amincir et du substrat-support ;

- Le dépôt de couches minces par épitaxie permet d'avoir des couches monocristallines d'épaisseur sub-micrométrique, avec une uniformité en épaisseur pouvant atteindre  $\pm 1\%$  en fonction des techniques de dépôt [1-24] (Figure 6b). L'épitaxie reste technologiquement complexe à réaliser et sa réussite dépend, de la même façon que pour les électrodes épitaxiées, de la structure cristallographique du substrat-support et de celle du matériau déposé.
- La technologie Smart-Cut, développée notamment par la société Soitec à l'origine des substrats SOI (*Silicium on Insulator*), a permis d'aboutir à la fabrication de substrats POI (*Piezoelectric On Insulator*) de tantalate de lithium sur silicium [1-31] (Figure 6c). L'obtention de la couche mince se fait par une implantation du matériau piézoélectrique, suivie d'un collage oxyde –oxyde sur un substrat support, puis d'un clivage au niveau de la zone implantée, et finalement d'un polissage. Cette technique permet d'obtenir des couches de quelques centaines de nanomètres de tantalate de lithium, avec une uniformité en épaisseur de l'ordre de  $\pm 3\%$ .

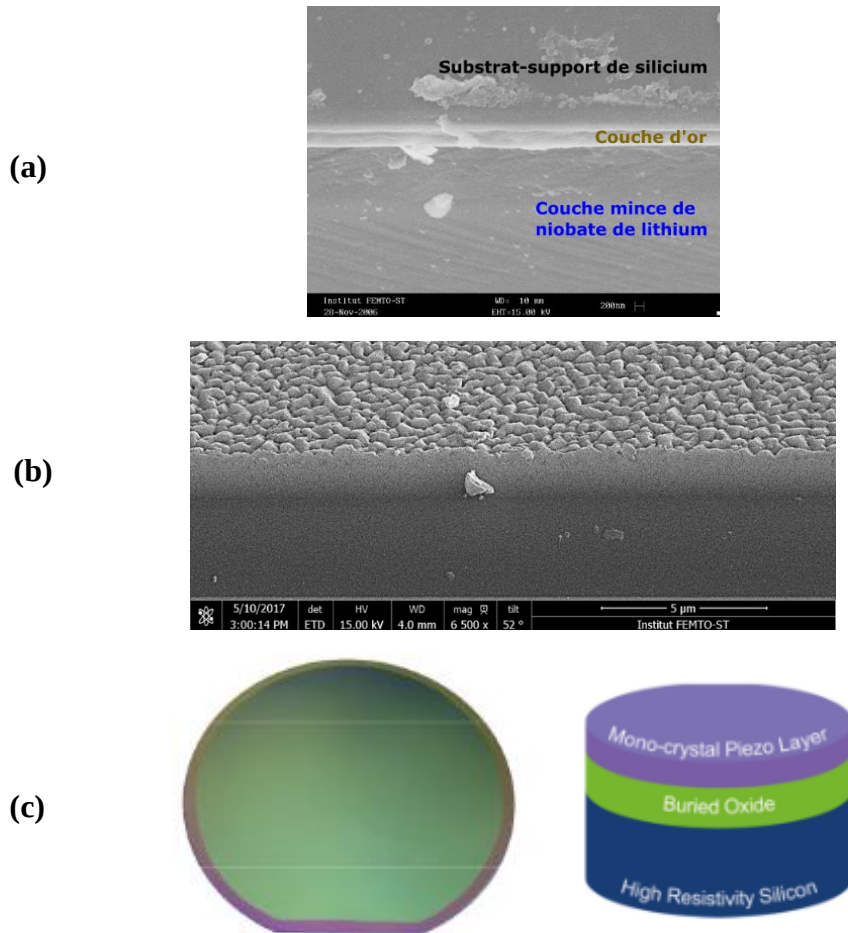


Figure 6 : Couche mince de niobate de lithium obtenue par technique de report-amincissement (a) [1-28], couche mince épitaxiée de niobate de lithium déposé sur saphir [1-24] (b) et couche mince de tantalate de lithium sur substrat "Piezoelectric on Insulator"(POI) obtenue par technologie Smart-Cut [1-31] (c)

Enfin, l'emploi de techniques de microfabrication issues des systèmes électromécaniques (MEMS) a permis de voir apparaître des résonateurs piézoélectriques micro-usinés à modes de contour ou CMR (de l'anglais *Contour-Mode Resonator*) [1-32] (Figure 7). Ces résonateurs exploitent des ondes de volume confinées dans les trois dimensions. Ce confinement permet d'adapter la fréquence de fonctionnement en fonction des dimensions en épaisseur, en largeur et en longueur des dispositifs. À fréquences égales, les performances de ces dispositifs restent encore en retrait par rapport à celles des BAW mais de nombreux travaux sont réalisés actuellement sur le sujet [1-33].

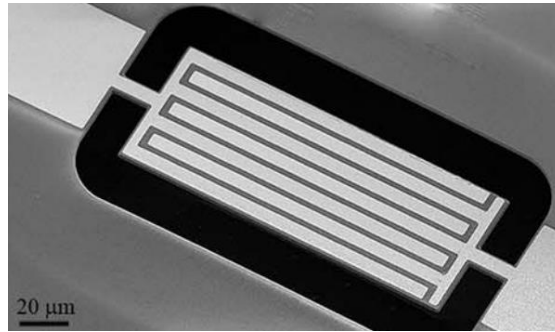


Figure 7 : Photographie MEB d'un résonateur CMR à base d'AlN:Sc fonctionnant à 479 MHz, d'après [1-33]

Si ces évolutions permettent de résoudre partiellement ou totalement la plupart des limites décrites précédemment, d'autres sont inhérentes aux technologies utilisées. Les difficultés technologiques liées à la résolution pour les composants SAW et la complexité de fabrication des composants BAW restent problématiques. Dans les années 2000, un nouveau type de composants à ondes élastiques est proposé, à base de domaines ferroélectriques périodiques [1-34]. Ces composants utilisent le principe de la ferroélectricité pour créer des structures périodiques qui permettent de générer des ondes élastiques. Leur structure est un hybride entre les SAW et les BAW : une structure périodique (comme pour les SAW) excitée dans le volume (comme pour les BAW). Cette nouvelle structure se positionne comme alternative à ces deux structures, en permettant notamment de dépasser leurs limites inhérentes.

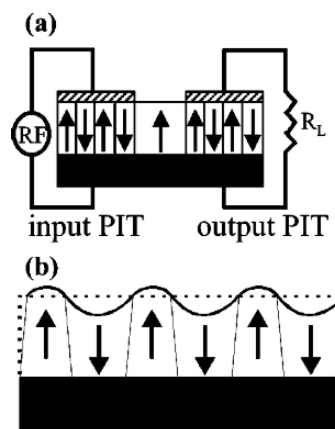


Figure 8 : Schéma de principe d'une structure ferroélectrique périodiquement polarisée de PZT (a) et mise en évidence de la déformation générée lors de l'application d'un champ électrique uniforme (b)

Ces structures périodiques peuvent être fabriquées dans tout matériau ferroélectrique, dont notamment le niobate de lithium et le tantalate de lithium. Les structures périodiques

réalisées dans ces matériaux sont appelées respectivement structures PPLN (de l'anglais *Periodically Poled Lithium Niobate*) et PPLT (de l'anglais *Periodically Poled Lithium Tantalate*). Au cours des dix dernières années, des travaux ont été menés au sein de l'institut FEMTO-ST pour créer des composants à ondes élastiques fondés sur des structures PPLN ou PPLT [1-35]–[1-37].

Dans la partie suivante, nous décrirons les principes physiques et les technologies permettant la fabrication de ces structures. Un état de l'art des applications de ces structures dans le domaine de l'optique et des ondes élastiques sera présenté. Enfin, à partir de cet état de l'art, nous proposerons une orientation des travaux permettant de répondre à la problématique de notre sujet.

## 1.2) Structures ferroélectriques périodiquement polarisées

### 1.2.1) Principe de la ferroélectricité

Parmi les matériaux piézoélectriques, les matériaux ferroélectriques possèdent une polarisation spontanée  $\mathbf{P}_s$  pouvant être inversée de façon sous l'effet d'un champ électrique. L'inversion de la polarité du matériau requiert l'application d'un champ électrique externe inverse à la polarisation du matériau et dépassant le champ coercitif  $E_c$ .

À l'échelle microscopique, l'application d'un champ inverse tel que  $E_{appl} > E_c$  conduit au déplacement d'ions de la maille cristalline d'une position d'équilibre vers une autre, et qui conduit à l'inversion du moment dipolaire  $\mathbf{p}_{dip}$ . La caractéristique  $P_s = f(E)$  présente alors une hystérésis caractéristique de la ferroélectricité dans un matériau (Figure 9).

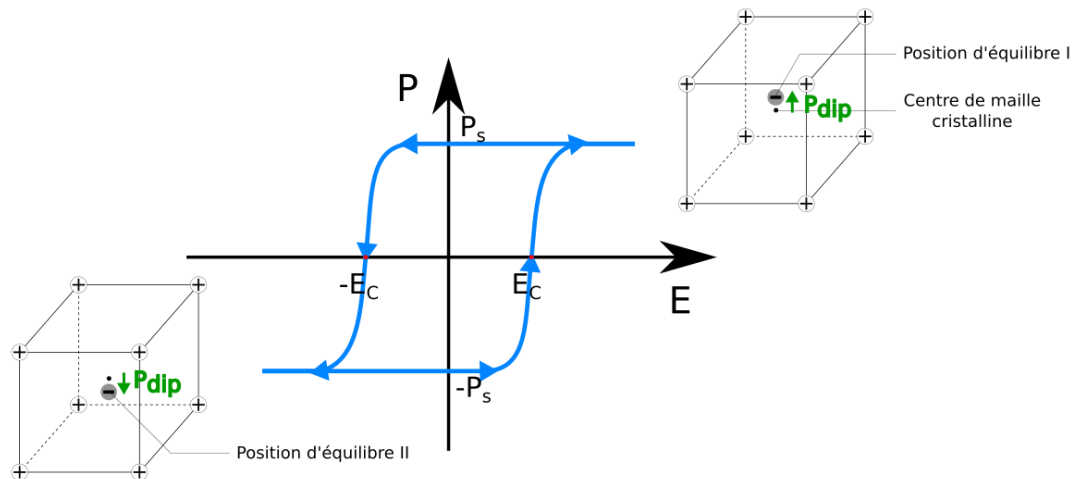


Figure 9 : Illustration de l'hystérésis caractéristique de la ferroélectricité, et illustration des conséquences à l'échelle de la maille cristalline

Par ailleurs, dans un matériau ferroélectrique, la valeur de la polarisation spontanée dépend de la température et diminue progressivement jusqu'à la température de Curie  $T_c$  ; au-delà de cette température, le matériau est dit « paraélectrique » (Figure 10).

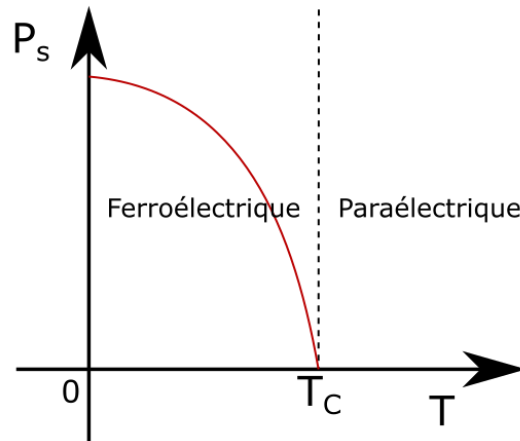


Figure 10 : Exemple de variation de la polarisation spontanée en fonction de la température dans un matériau ferroélectrique

Les premières applications notables de la ferroélectricité apparaissent dans les années 40 avec le premier transducteur à base de titanate de baryum ( $\text{BaTiO}_3$ ) réalisé par Gray [1-38]. L'utilisation des propriétés ferroélectriques des matériaux va se développer plus largement dans les années 60, dans le domaine de l'optique avec l'apparition de structures présentant des inversions périodiques de la polarisation spontanée : ces structures sont appelées structures périodiquement polarisées [1-39]. Le développement de ces structures s'est généralisé dans la fin des années 70, en utilisant notamment des structures périodiquement polarisées de niobate de lithium.

### 1.2.2) Présentation du matériau d'étude : le niobate de lithium

#### a) Structure et orientations cristallographiques

Le niobate de lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ) est un matériau diélectrique et ferroélectrique. Ses caractéristiques ferroélectriques ont été mises en évidence en 1949 par Matthias et Remeika [1-40], tandis que les premiers substrats monocristallins de niobate de lithium ont été fabriqués par Ballman en 1965 par tirage Czochralski [1-41].

La structure cristalline du  $\text{LiNbO}_3$  est trigonale à température et pression ambiante ( $T = 300 \text{ K}$  et  $P = 1 \text{ bar}$ ). Sa maille primitive est souvent représentée sous une forme hexagonale (Figure 11a). De par la présence de symétries miroirs et d'une symétrie par rotation d'ordre 3 ((Figure 11b), ce matériau appartient au groupe ponctuel  $3m$ .

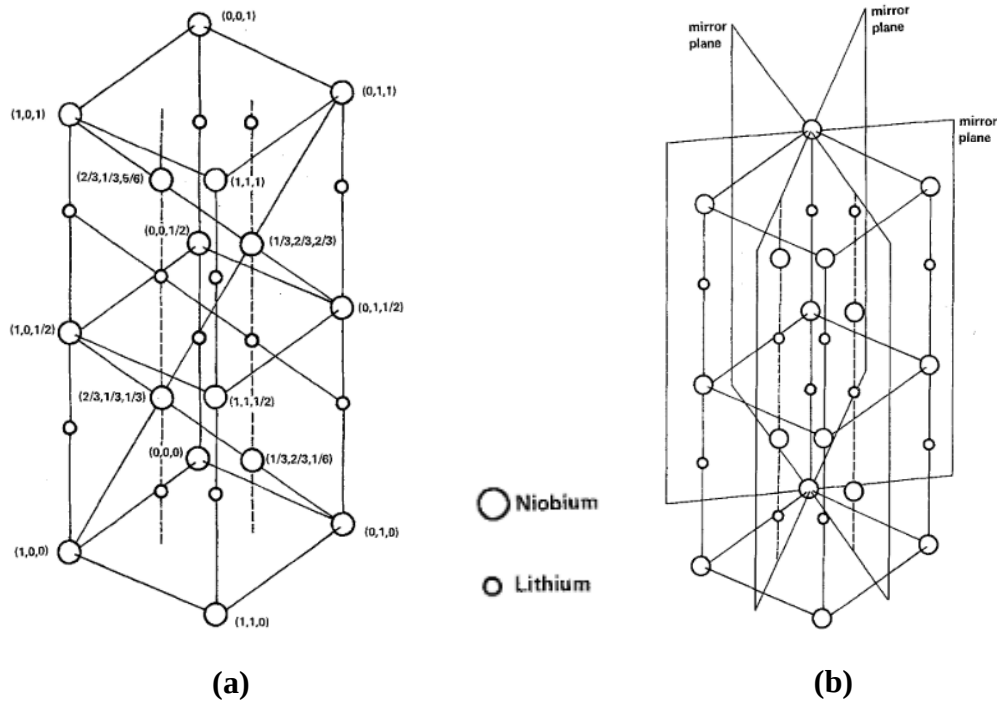


Figure 11 : Maille primitive hexagonale du niobate de lithium [1-42]. Les coordonnées des atomes sont renseignées dans la base hexagonale.

Dans le domaine de la piézoélectricité, la base « orthohéxagonale » (ou cartésienne) est conventionnellement pour décrire les orientations cristallographiques du niobate de lithium (*IEEE STD 176-1987*, [1-43]). Dans cette base, l'axe **X** est perpendiculaire aux plans de symétrie et l'axe **Y** est colinéaire à ces plans. L'axe **Z** correspond à l'axe *c* de la base hexagonale et est dirigé dans le sens de la polarisation spontanée  $P_s$  du matériau [1-42], [1-44]. Par commodité, pour un substrat de niobate de lithium, la face donnant accès à l'axe  $+Z$  sera définie comme la face  $Z^+$ , tandis que la face donnant accès à l'axe  $-Z$  sera définie comme la face  $Z^-$ . La Figure 12 décrit les relations entre la base hexagonale et la base cartésienne dans le niobate de lithium.

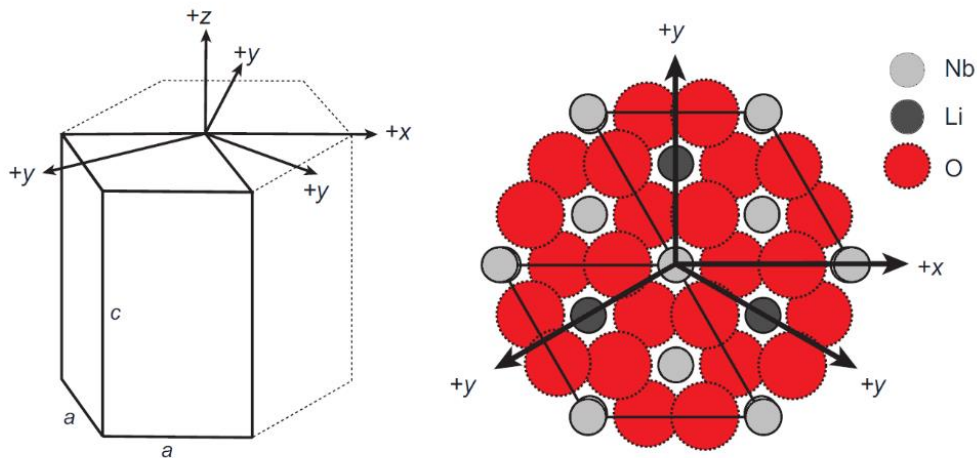


Figure 12 : Représentation de la base cartésienne (**X**, **Y**, **Z**) en fonction de la base hexagonale (**a**, **c**) et des directions cristallographiques d'après [1-45].

Comme le montre la Figure 12, du fait de la symétrie de rotation d'ordre 3, il existe trois directions cristallographiques équivalentes pour les axes cristallographiques **Y** et de façon analogue pour l'axe **X**. Par la suite et par convention, ces directions équivalentes seront distinguées les unes des autres. Ainsi, **X**, **X'** et **X''** seront définies comme étant les trois directions équivalentes de l'axe cristallographique **X** et **Y**, **Y'** et **Y''** les trois directions équivalentes de l'axe cristallographique **Y**.

Enfin, selon cette même convention, l'orientation des coupes du matériau est donnée sous la forme  $(YXwlt)/\varphi/\theta/\psi$ . La description de cette notation des coupes est donnée en Annexe.

### *b) Propriétés ferroélectriques du niobate de lithium*

Au sein de la structure de niobate de lithium, les atomes d'oxygène forment un empilement d'atomes de type *hcp* (*hexagonally close-packed structure*). Cet empilement est représenté sous forme de structures octaédriques empilées au sein desquelles se retrouvent successivement un atome de lithium, un atome de niobium et une vacance (Figure 13).

À température ambiante, les ions de niobium ( $\text{Nb}^{5+}$ ) sont excentrés par rapport au centre de l'octaèdre formé par les ions d'oxygène, tandis que les ions de lithium ( $\text{Li}^+$ ) sont désaxés du plan des ions oxygène. Cette asymétrie est à l'origine de la ferroélectricité dans le niobate de lithium et de la polarisation spontanée  $\mathbf{P}_s$  présente dans le matériau (Figure 13a et Figure 13c). Le déplacement des ions de niobium et de lithium est seulement permis selon l'axe **Z**.

Au-dessus de la température de Curie  $T_c$ , les ions de niobium et lithium se replacent dans une position d'équilibre par rapport au barycentre des charges négatives et le matériau devient paraélectrique (Figure 13b).

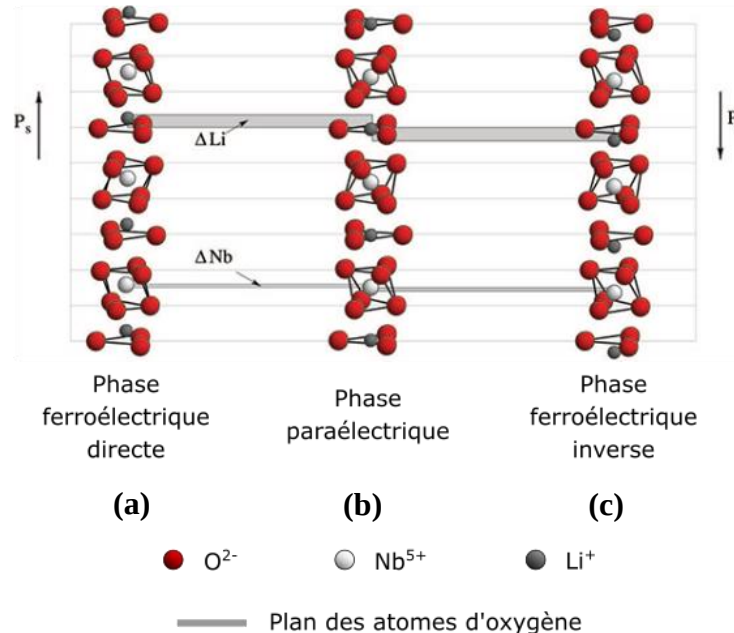


Figure 13 : Visualisation de l'empilement des atomes d'oxygène et position relative des atomes de Nb et Li dans les phases ferroélectriques (a), (c) et paraélectriques (b) d'après [1-46]

Les propriétés ferroélectriques, dont notamment la valeur de la polarisation spontanée  $P_S$  et du champ coercitif  $E_c$  à température ambiante, dépendent de la composition du matériau. Les substrats de niobate de lithium de grande taille sont usuellement produits par tirage Czochralski dans un bain de  $Nb_2O_5/Li_2O$  avec une concentration de  $Li_2O$  de 48,5-48,6% [1-47] : cette concentration est dite « congruente », en opposition à la composition « stœchiométrique », permet de fabriquer facilement des cristaux de grande taille avec une concentration stable à travers la boule.

Les substrats congruents sont ainsi plus répandus et moins coûteux, à diamètre égal, que leurs homologues stœchiométriques. Dans le cadre de ces travaux, seuls des substrats de niobate de lithium congruent ont été utilisés. Les principales propriétés ferroélectriques du niobate de lithium congruent se trouvent dans le Tableau 2.

| Propriétés                   | Valeur                                 |
|------------------------------|----------------------------------------|
| Température de Curie $T_c$   | $T_c = 1140^\circ\text{C}$             |
| Champ coercitif $E_c$        | $E_c = 21 \text{ kV.mm}^{-1}$          |
| Polarisation spontanée $P_S$ | $P_S = 71 \text{ }\mu\text{C.cm}^{-2}$ |

Tableau 2 : Principales propriétés ferroélectriques du niobate de lithium [1-44]

### 1.2.3) Technologies de fabrication des structures périodiquement polarisées

Le champ coercitif de  $21 \text{ kV.mm}^{-1}$  du niobate de lithium congruent a été pendant longtemps une contrainte importante empêchant l'obtention de structures PPLN.

La fabrication de la première structure PPLN par Feng *et al.* a été réalisée par dopage Yttrium lors de la croissance du cristal par tirage Czochralski [1-48]. En faisant varier périodiquement la concentration d'Yttrium pendant la croissance, une structure périodique peut être obtenue (Figure 14). En pratique, bien que cette technique ne requière pas l'application d'un champ électrique externe, celle-ci ne permet pas d'avoir un contrôle précis de la périodicité et de la forme des domaines.

En 1989, Lim *et al.* proposent une technique basé sur l'exodiffusion d'une couche périodique de titane déposée sur la surface  $Z^+$  du substrat [1-49] : en recuisant l'ensemble à une température de 1000 à  $1100^\circ\text{C}$ , les ions  $Ti^{2+}$  diffusent à travers la surface du substrat et provoquent l'inversion des domaines. Néanmoins, cette exodiffusion est limitée à quelques microns de la surface du substrat, et ne permet donc pas l'inversion de domaines sur toute l'épaisseur d'un échantillon épais. Par ailleurs, l'obtention de périodes micrométriques reste complexe à obtenir à travers cette méthode.



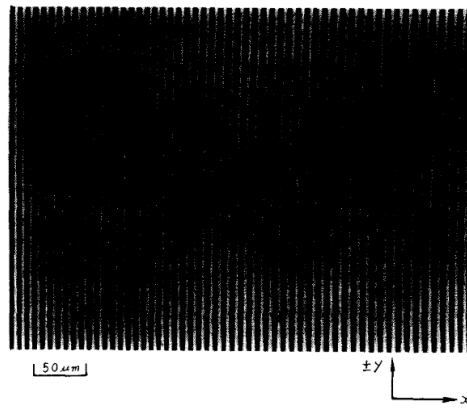


Figure 14 : Première structure PPLN obtenue par Feng *et al.*, via variation périodique de la concentration d'Yttrium dans le cristal, d'après [1-48]

Webjörn *et al.* proposent la même année une technique basée sur l'appauvrissement périodique de la surface du substrat [1-50] : en déposant une couche périodique de silice ( $\text{SiO}_2$ ) et en recuisant l'ensemble à plus de  $1000^\circ\text{C}$ , les surfaces découvertes du masque de  $\text{SiO}_2$  s'appauvrissent en oxyde de lithium ( $\text{Li}_2\text{O}$ ). Cet appauvrissement et le refroidissement de l'échantillon provoquent l'inversion des domaines dans les zones découvertes. Cette technique souffre cependant des mêmes défauts que celles fondées sur l'exodiffusion d'ions à la surface.

À partir des années 1990, les techniques d'inversion du niobate de lithium par application d'un champ externe à température ambiante se développent. Ainsi, Keys *et al.* obtiennent en 1990 une structure périodiquement polarisée via un bombardement ionique [1-51]. En protégeant préalablement les zones souhaitées avec un masque, les zones exposées au bombardement ionique voient apparaître un champ électrique suffisant pour provoquer à la surface l'inversion des domaines. De la même manière, l'utilisation d'un faisceau fin d'ions permet d'obtenir un résultat similaire sans avoir à utiliser un masque [1-52]. Cette technique permet l'obtention de domaines micrométriques, mais l'inversion reste cantonnée à la surface du substrat et se propage sur quelques microns. De plus, les surfaces inversées par cette technique restent faibles et il est difficile d'obtenir un réseau d'une centaine de périodes dans un temps raisonnable.

En 1993, Yamada *et al.* déposent un réseau périodique de peignes métalliques sur la surface d'un substrat de niobate de lithium et appliquent un champ électrique de  $24 \text{ kV} \cdot \text{mm}^{-1}$  à travers les électrodes [1-53]. Un schéma du montage est donné à la Figure 15. Contrairement aux techniques proposées jusqu'à présent, l'inversion est alors faite sur toute l'épaisseur de la couche piézoélectrique. Néanmoins, Yamada souligne que cette technique est confrontée à des problèmes de claquage avec l'air environnant pouvant endommager le niobate de lithium.



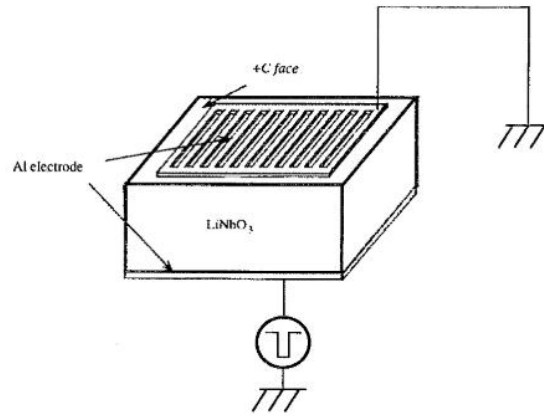


Figure 15 : Montage d'inversion par application d'un champ électrique externe à l'aide d'électrodes déposées sur le substrat, d'après [1-53]

En reprenant le principe d'application directe du champ électrique et en cherchant à résoudre le problème de claquage avec le milieu extérieur, Webjörn *et al.* proposent une technique d'inversion fondée sur l'utilisation d'un masque de résine photosensible et un électrolyte liquide de chlorure de lithium (LiCl). Les zones recouvertes par le masque sont isolées électriquement, tandis que l'électrolyte liquide sert de conducteur et permet l'inversion de domaines dans les zones découvertes du masque. L'utilisation de l'électrolyte permet ainsi d'éviter l'exposition à l'air et limite les risques de claquage.

De nos jours, l'utilisation de procédés d'inversion par application de champ externe est généralisée. D'autres montages ont été proposés au cours du temps [1-54], mais les montages à base d'électrolyte liquide sont majoritaires, de par la régularité des domaines obtenus et la maîtrise de l'ingénierie des domaines via ces procédés. Par conséquent, le choix d'un tel montage a été retenu dans le cadre de nos travaux ; celui-ci sera décrit en détail au cours du Chapitre (II).

#### 1.2.4) Applications pour l'optique

L'invention du laser par Maiman en 1960 ouvre la voie à l'étude des matériaux sous illumination intense et l'ouverture vers le domaine de l'optique non-linéaire. En 1961, Franken *et al.* montrent l'existence de relations non linéaires entre le champ électrique d'un faisceau lumineux et la polarisation d'un matériau, menant notamment au phénomène de doublage de fréquences, aussi appelé génération de seconde harmonique (*Second Harmonic Generation* ou SHG) [1-55].

L'utilisation combinée du laser et de matériaux fortement polaires, comme le niobate de lithium, permet de mettre en évidence ce phénomène. Néanmoins, du fait de la variation d'indice optique  $n$  des matériaux en fonction de la fréquence du signal optique, une décohérence de phase apparaît entre le signal de pulsation  $\omega$  et celui de pulsation  $2\omega$  :

$$\Delta k = k_{2\omega} - k_{\omega} = \frac{2\omega}{c} * (n_{2\omega} - n_{\omega}) \quad (\text{I.10})$$

Dans cette équation,  $c$  correspond à la vitesse de la lumière dans le vide. Ainsi, un signal de fréquence doublée présentant une décohérence de phase ne garde sa cohérence avec le signal de fréquence  $\omega$  que sur une longueur  $l_c$  définie par :

$$l_c = \frac{2\pi}{\Delta k} \quad (\text{I.11})$$

Cette décohérence de phase doit être la plus faible possible afin de rendre le double de fréquence performant.

La première solution consiste à trouver un matériau et des fréquences pour lesquelles  $n_\omega = n_{2\omega}$ . Celle-ci se révèle néanmoins limitée à des matériaux particuliers et n'est pas adaptée au niobate de lithium.

La seconde a été proposée par Armstrong *et al.* en 1962 [1-56] : en étudiant la théorie de l'optique non-linéaire et de la génération des harmoniques dans les matériaux diélectriques, les auteurs proposent la réalisation de matériaux périodiques, consistant en la succession périodique d'un domaine de largeur  $\delta_{dom}$  suivi d'un domaine inversé de même largeur. Afin de corriger la décohérence de phase associée au doublement de fréquences, la largeur des domaines doit être égale à :

$$2 * \delta_{dom} = \frac{2\pi}{\Delta k} = l_c \quad (\text{II.1})$$

Cette technique est appelée correction de la décohérence par quasi-accord de phase (*Quasi-Phase Matching* ou QPM). Les matériaux ferroélectriques, qui offrent la possibilité d'inverser localement la polarité et par conséquent l'orientation d'un matériau, ont très vite été étudiés pour la génération de seconde harmonique par QPM.

Les structures PPLN permettent d'envisager la SHG via QPM sur ce matériau. Les premières structures ont d'ailleurs été fabriquées dans ce but [1-48]. Les structures PPLN sont encore très largement étudiées et utilisées en conjonction avec des lasers Nd:YAG pour la génération de faisceaux doublés en fréquences à 532 nm. Plus largement, les PPLN sont utilisés pour la conversion de modes à travers les oscillateurs paramétriques optiques (OPO) [1-57].

Parmi les travaux récents, Hum *et al.* ont proposé durant les années 2000 l'utilisation de structures périodiques de tantalate de lithium (*Periodically Poled Lithium Tantalate* ou PPLT) sur des coupes autres que la coupe Z [1-58]–[1-60]. Le tantalate de lithium partage la structure cristalline du niobate de lithium et possède des propriétés physiques proches de celui-ci. Dans ces deux matériaux, la polarisation spontanée ne peut s'inverser que selon l'axe **Z** cristallographique. Par conséquent, l'inversion de domaines sur ces substrats présentera des domaines obliques comme le montre la Figure 16.

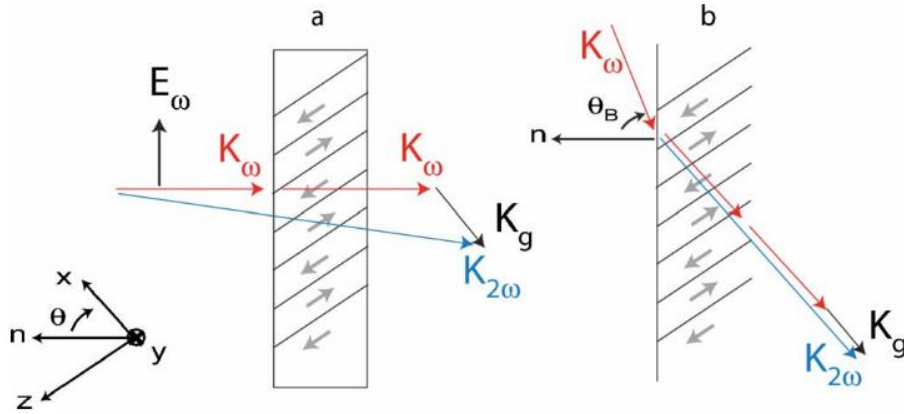


Figure 16 : Structures PPLT sur coupe (XY)/25°. L'inclinaison des domaines permet d'obtenir une ouverture optique plus importante

L'utilisation de ces coupes dites « obliques » de tantalate de lithium permet d'obtenir une plus grande ouverture et de travailler avec des faisceaux laser plus larges que sur coupe Z, l'ouverture étant limité à l'épaisseur du substrat sur cette dernière.

### 1.2.5) Applications pour la génération d'ondes élastiques

#### a) Principe de fonctionnement et description des modes générés

L'inversion de la polarisation implique aussi l'inversion du signe de certains coefficients piézoélectriques [1-34]. Ainsi, l'application d'un champ électrique de part et d'autre d'une structure PPLN permet de retrouver une périodicité électrique. Ainsi, par analogie avec les composants SAW qui génèrent des ondes élastiques de surface grâce à un réseau périodique d'électrodes, les structures périodiquement polarisées permettent de générer des ondes élastiques de volume. Dans le cas d'une structure à domaines ferroélectriques de période  $p$ , la fréquence de résonance  $f_r$  associée à un mode de célérité  $v_\varphi$  est donnée par la formule (I.12).

$$f = \frac{v_\varphi}{p} \quad (\text{I.12})$$

Les travaux d'Emilie Courjon ont ainsi montré que les ondes élastiques générées par ces structures sont des *ondes de Lamb* [1-61], [1-62] : ces ondes génèrent des déformations à travers une plaque et se propagent au sein de celle-ci. Pour une structure donnée, il existe une infinité de modes de Lamb répartis en deux catégories :

- Les modes symétriques : la déformation mécanique associée au mode présente un profil symétrique par rapport au plan médian de la plaque (Figure 17a) ;
- Les modes antisymétriques : la déformation mécanique associée au mode présente un profil antisymétrique par rapport au plan médian (Figure 17b).

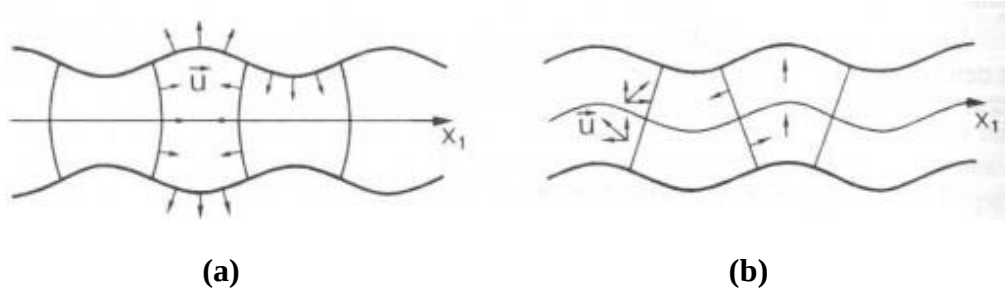


Figure 17 : Illustration des modes de Lamb symétriques (a) et antisymétriques (b), d'après [1-3]

Les courbes de dispersion en célérité  $v_\varphi$  et en coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  pour les premiers modes de Lamb générés par des structures à domaines ferroélectriques sont données par la Figure 18 :

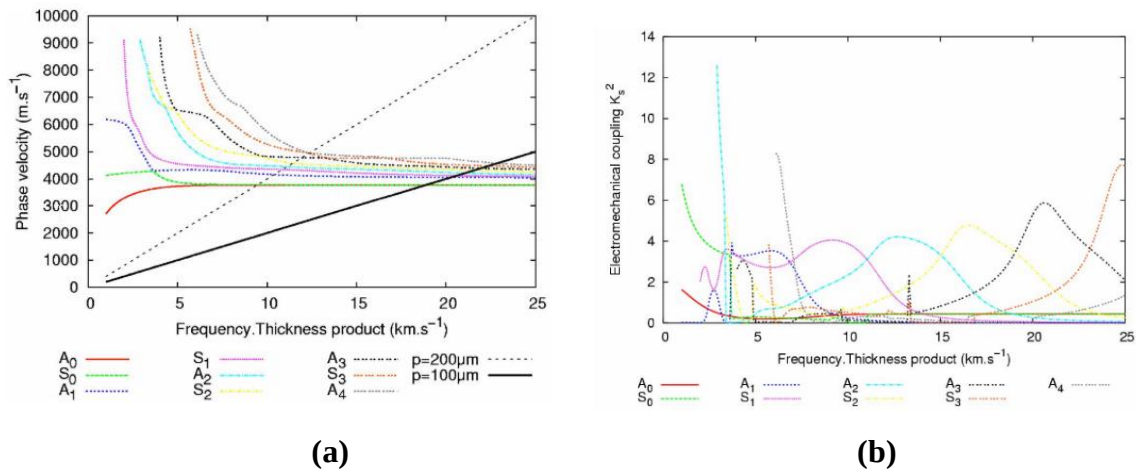


Figure 18 : Courbes de dispersion en célérité des premiers modes de Lamb dans les structures PPLN (a) et évolution du coefficient de couplage électromécanique des modes associés (b) en fonction du produit fréquence-épaisseur, d'après [1-62] et [1-63]

Chacun des modes possède un comportement bien particulier au niveau de sa dispersion en célérité. Nous appelons la dispersion en célérité la variation de célérité de l'onde  $v_\varphi$  en fonction des dimensions géométriques (épaisseur  $e$ , période  $p$ ) de la structure.

La courbe donnée par la Figure 18a peut se lire de la manière suivante : pour une épaisseur donnée, plus la période est faible, plus la fréquence de résonance  $f_r$  du mode sera élevée (cf. équation (I.12)), de même pour le produit fréquence épaisseur ( $f.e$ ). En parallèle, pour  $f.e > 15 \text{ km.s}^{-1}$ , la célérité de chacun des modes est proche l'une de l'autre et la dispersion en célérité est faible.

À l'inverse, plus la période sera grande, plus  $f_r$  et donc  $f.e$  sera faible pour chacun des modes. Ainsi pour  $f.e < 10 \text{ km.s}^{-1}$ , les modes d'ordre les plus élevés ( $A_4$  et  $S_3$  dans ce cas) subiront une dispersion de plus en plus importante lorsque le produit  $f.e$  diminue.

La courbe donnée par la Figure 18b permet de renseigner le  $k^2$  associé à chacun des modes en fonction des dimensions de notre structure. Celle-ci montre que le coefficient  $k^2$  de chaque mode varie en fonction des dimensions, et que celui-ci va atteindre un optimum pour des dimensions bien précises.

Les dispositifs PPLN génèrent donc plusieurs modes (*multimodes*), mais seuls quelques-uns présenteront un coefficient  $k^2$  suffisant pour être observable en pratique, en fonction des dimensions de la structure. De plus, ces modes peuvent présenter entre eux des similarités dans leur polarisation, permettant ainsi de les catégoriser ; cette catégorisation sera détaillée dans le Chapitre III.

### b) Avantages de l'architecture PPLN

Comparativement aux autres composants à ondes élastiques, les structures périodiquement polarisées en niobate de lithium présentent des avantages liés à leur architecture.

Tout d'abord, ces structures permettent l'égalité entre la période électrique  $p$ , qui détermine la fréquence des ondes élastiques générées, et la longueur d'onde  $\lambda$  de la structure. À l'opposé, pour les composants SAW, la période électrique est égale au double de la période mécanique (Figure 19). Ainsi, pour une période mécanique donnée, lorsqu'une onde élastique de célérité  $v_\phi$  est générée, la fréquence de résonance  $f_r$  de la réponse associée sera deux fois plus importante sur le dispositif PPLN que sur le dispositif SAW.

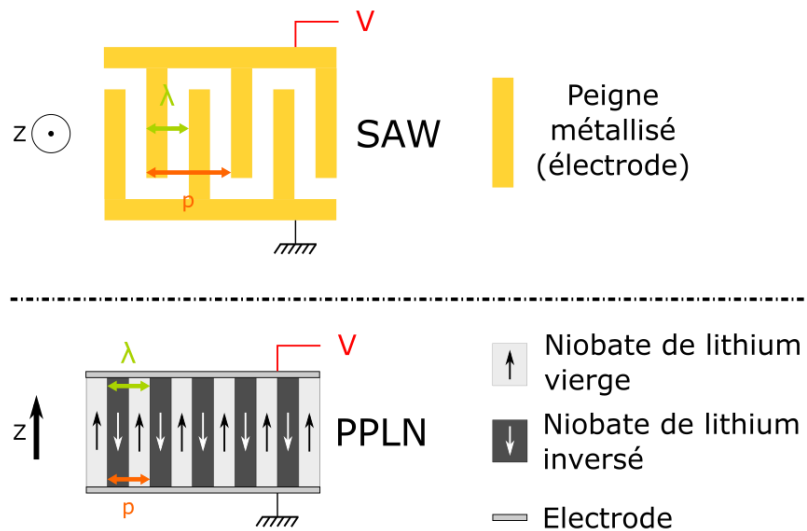


Figure 19 : Comparaison électrique et élastique entre les structures PPLN et SAW

Comparativement à la structure BAW, les structures PPLN bénéficient d'une fabrication plus simple : 2 étapes de photolithographie et 2 étapes de dépôt suffisent pour fabriquer un composant PPLN. Le procédé de fabrication utilisé dans le cadre de nos travaux sera présenté dans le chapitre (II).

Enfin, les travaux précédents ont montré la possibilité d'exploiter des dispositifs PPLN avec un film mince. De plus, les dispositifs PPLN sur couches minces bénéficient de la dispersion des ondes de Lamb, permettant d'exploiter des ondes élastiques plus rapides et mieux couplées [1-64].

### c) Travaux sur les structures périodiquement polarisées

À partir des années 80, les acousticiens vont ainsi s'intéresser aux structures périodiquement polarisées et leur interaction avec les ondes élastiques.

En 1986, Nakamura et Shimuzu fabriquent une structure hybride sur tantalate de lithium coupe Z et (YXI)/164°, présentant une structure de peignes SAW et un réseau périodiquement inversé [1-65]. Ils montrent que la structure périodiquement polarisée permet de générer des ondes élastiques de volume.

En 1988, Zhu et *al.* réalisent le premier transducteur à ondes élastiques fondé sur des PPLN fabriqués par la technique de dopage périodique d'Yttrium lors de la croissance du cristal par tirage Czochralski [1-66]. Ils parviennent ainsi à générer sur une structure PPLN de période  $9,6 \mu\text{m}$  une onde longitudinale de célérité  $v_\phi = 7300 \text{ m.s}^{-1}$  et obtenir ainsi un transducteur fonctionnant à 764 MHz. De cette façon, ils montrent la possibilité d'exploiter des composants à ondes élastiques à base de structures périodiquement polarisées de niobate de lithium. Par la suite et par souci de simplification, nous parlerons de composants PPLN.

Par la suite, Roshchupkin et *al.* ont montré en 1992 la possibilité de générer des ondes à polarisation de surface à partir des structures PPLN [1-67] : grâce à un réseau fabriqué lors de la croissance du cristal par tirage Czochralski, ils ont pu montrer que l'excitation du réseau PPLN produisait des ondes élastiques avec une polarisation de surface visibles au MEB. Quelques années plus tard, Roshchupkin et *al.* montreront que les frontières des domaines ferroélectriques interagissent avec les ondes élastiques produites par un dispositif SAW et les réfléchissent partiellement (Figure 20) [1-68].

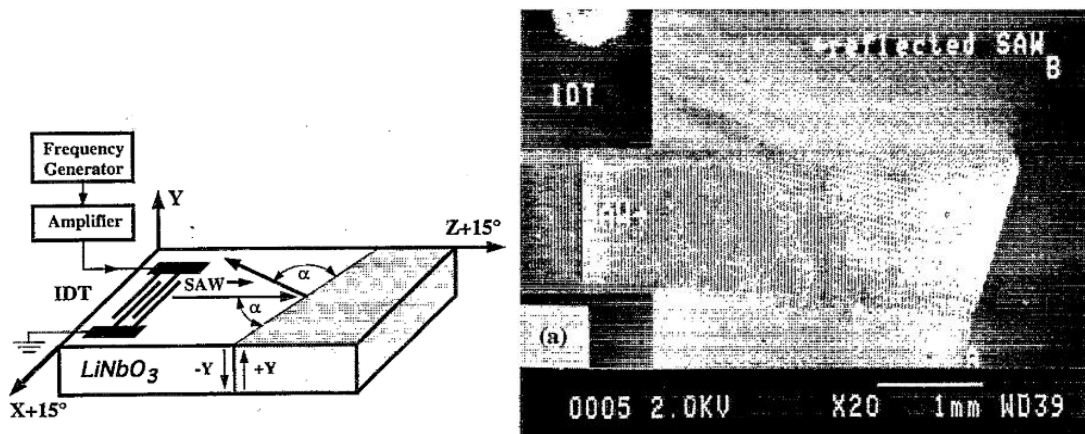


Figure 20 : Visualisation au MEB de la réflexion d'une onde élastique de surface produite par un dispositif SAW au niveau d'une frontière de domaine de niobate de lithium coupe Y

Les travaux précédents se focalisent essentiellement sur la génération et l'interaction des ondes élastiques produites par les structures PPLN, la plupart ne s'intéressent pas à l'aspect « composant » : en effet, les techniques de fabrication employées, notamment pour les PPLN et PPLT, ne permettent pas d'obtenir des structures avec des domaines réguliers, impactant de fait les performances d'un résonateur PPLN au travers du facteur de qualité  $Q$ . La mise en œuvre et la généralisation des techniques d'inversion par application de champ externe à partir de la toute fin des années 90 permet d'avoir accès à des structures beaucoup plus

régulières et permettent de voir émerger des applications technologiques autour de composants à base de structures périodiquement polarisées [1-34], [1-52].

Entre 2006 et 2009, Emilie Courjon propose, à travers ses travaux pour sa thèse de doctorat, des résonateurs PPLN et PPLT fabriqués sur des substrats de niobate et tantalate de lithium coupe Z, via application de champ externe avec un électrolyte liquide [1-35]. Suivant une architecture qui sera nommée par la suite « architecture monolithique » et qui est décrite via la Figure 21, elle réalise des résonateurs fonctionnant jusqu'à 650 MHz et présentant des facteurs de qualité  $Q$  jusqu'à 500 et des coefficients de couplage électromécanique  $k^2$  de l'ordre de 0,2 - 0,3%.

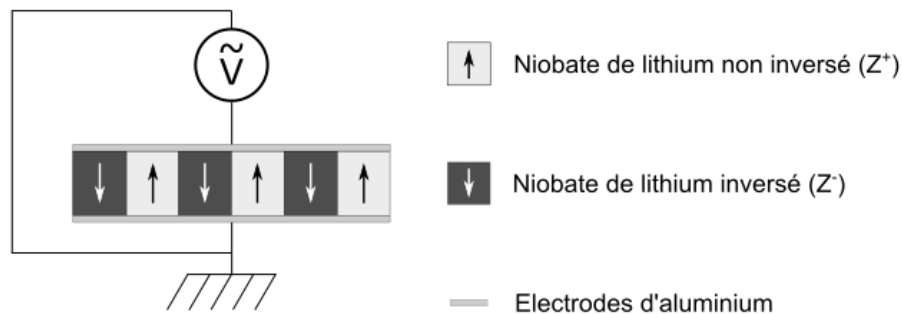


Figure 21 : Résonateurs PPLN / PPLT à architecture monolithique développés par Emilie Courjon [1-35]

Entre 2006 et 2008, Ovstrovskii et Nadtochiy proposent des transducteurs ultrasonores à base de PPLT de coupe Z et coupe (YXl)/42° [1-69], [1-70]. Ils fabriquent ainsi une série de dispositifs fonctionnant entre 53 et 347 MHz, en suivant une architecture proche de l'architecture monolithique. Le facteur de qualité de ces dispositifs n'est pas renseigné, néanmoins leurs caractérisations mettent en évidence un  $k^2$  deux fois plus élevé sur les dispositifs sur coupe (YXl)/42°, montant jusqu'à 7% sur ces dispositifs par rapport aux dispositifs sur coupe Z.

Entre 2008 et 2011, les travaux de thèse de Florent Bassignot sur les résonateurs PPLN et PPLT dits « auto-encapsulés » ont permis de montrer la possibilité d'obtenir des résonateurs Si/PPLN/Si, avec un  $Q$  supérieur à 10000 à 131 MHz pour un  $k^2$  de 0,25% [1-36]. Cette architecture, décrite par la Figure 22, a pu être obtenue par l'utilisation de la technique de report-amincissement (*cf* partie 1.1.5) : une couche mince de niobate de lithium est reportée-amincie sur un substrat de silicium, qui est ensuite périodiquement inversée, puis sur laquelle est reportée un second substrat de silicium. Le dispositif est ainsi isolé du milieu extérieur. Par ailleurs, cette architecture permet de n'exciter qu'un seul mode (dispositif *monomode*), évitant la présence d'autres modes potentiellement parasites. Une description complète de la fabrication de cette architecture et de la technique de report-amincissement est donnée dans la référence [1-71].



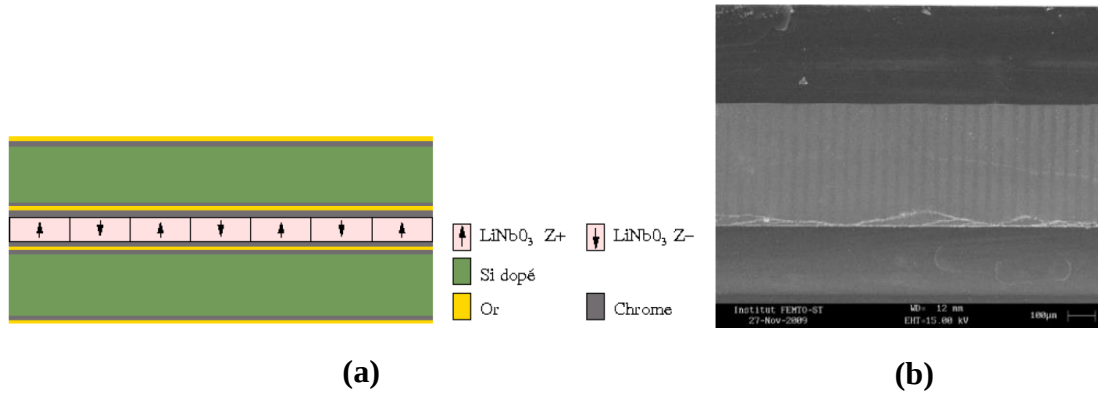


Figure 22 : Schéma de l'architecture de résonateurs PPLN encapsulés (a) et vue de coupe MEB d'une structure Si/PPLN/Si (b), d'après [1-36]

Les travaux de Florent Bassignot ont par ailleurs permis de montrer que des substrats reportés pouvaient ensuite être amincis jusqu'à une dizaine de microns. Les structures PPLN présentant ainsi des rapports épaisseur du substrat sur période du PPLN compris entre 0,4 et 1 voyaient apparaître une onde dite « isolée » dont le  $k^2$  atteint 0,7% sur coupe Z de niobate de lithium [1-64]. Il met ainsi en évidence un phénomène dispersif pour les ondes élastiques générées dans les structures PPLN et PPLT.

À partir de ces résultats, des travaux sont menés par Fabien Henrot entre 2011 et 2015, qui portent sur la réalisation et la caractérisation acoustique et optique de structures de type « PPLN ridge » [1-37], illustrées par la Figure 23. Cette architecture consiste en des barreaux à haut facteur de forme découpés dans un substrat préalablement inversé périodiquement de niobate de lithium coupe Z. Les électrodes sont alors déposées latéralement sur le barreau et changent ainsi l'orientation de l'excitation du réseau PPLN. Par ailleurs, une telle structure permet d'obtenir des rapports de forme épaisseur sur période (rapport  $e/p$ ) inférieurs à 1 et de profiter d'une célérité en hausse grâce à la dispersion des ondes.

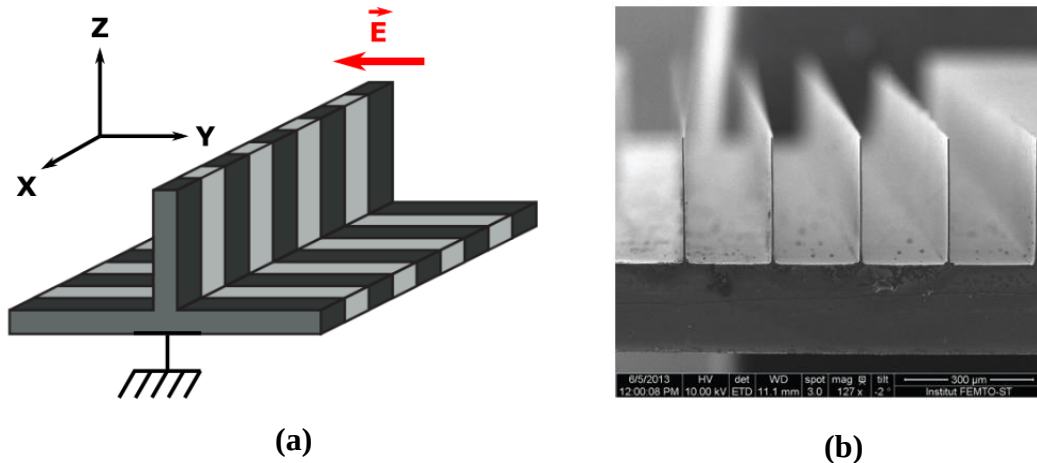


Figure 23 : Schéma de l'architecture ridge (a) et photographie MEB de barreaux PPLN de coupe Z (b), d'après [1-72]

Ses travaux ont montré que ces structures permettaient, grâce au changement d'orientation cristallographique permise par l'excitation latérale, d'augmenter significativement le  $k^2$  : celui-ci atteint théoriquement 20% pour une structure PPLN ridge sur coupe Z.



Fabien Henrot a pu démontrer expérimentalement la faisabilité d'un résonateur de type *ridge* présentant un mode avec un couplage de 3,1% et un facteur de qualité de 250. La principale contrainte de la structure *ridge* réside dans son procédé de fabrication. La présence de chanfreins et une irrégularité dans le parallélisme des flancs du barreau sont des défauts récurrents de cette architecture. Cela a pour conséquence de limiter le  $Q$  d'un résonateur à base de cette architecture.

### 1.3) Orientation des travaux pour la réalisation de dispositifs PPLN destinés au filtrage

La majorité des travaux effectués jusqu'à présents sur les structures et composants PPLN à ondes élastiques se sont essentiellement concentrés sur la coupe Z du niobate de lithium. Les travaux récents effectués sur le sujet montrent que cette coupe ne permet pas au  $k^2$  de dépasser les 0,3% sur les dispositifs monolithiques [1-62]. Les travaux sur les dispositifs à couches minces reportées amincies montrent que la diminution du rapport  $e/p$  augmentent le  $k^2$  des modes élastiques, mais celui-ci ne dépasse pas 0,7% sur coupe Z [1-36]. L'état de l'art montre que l'augmentation du  $k^2$  passe par l'utilisation d'orientations et de coupes autres que Z.

L'utilisation de structures à architecture *ridge* montre que l'excitation latérale de barreaux sur coupe Z, et donc le changement de direction de l'excitation du PPLN, permet d'augmenter significativement le  $k^2$ . Cependant les irrégularités géométriques de ces structures, causées par le procédé de fabrication, impactent négativement le facteur de qualité  $Q$  des résonateurs [1-37].

Par ailleurs, l'exploitation d'un transducteur PPLT à architecture monolithique sur coupe oblique a mis en évidence une augmentation du  $k^2$  comparativement à un dispositif similaire sur coupe Z [1-69], [1-70].

Ainsi à l'heure actuelle, l'état de l'art sur les composants PPLN à ondes élastiques ne propose pas de solutions techniques permettant d'exploiter des modes avec un  $k^2$  supérieur à 1% tout en conservant un  $Q$  suffisant. Néanmoins, ces conditions peuvent être réunies grâce à l'utilisation d'une orientation du matériau différente de la coupe Z et d'une architecture adaptée.

Par conséquent, dans le cadre de ces travaux, nous avons étudié le rôle de l'orientation des coupes de niobate de lithium sur les performances des résonateurs PPLN. L'objectif est de démontrer qu'il est possible d'augmenter le  $k^2$  grâce à des dispositifs PPLN réalisés sur des coupes  $(YXl)/\theta/\varphi$  autres que  $(YXl)/90^\circ$  (coupe Z). Nous chercherons ainsi à déterminer l'évolution du  $k^2$  des modes élastiques générés par les PPLN en fonction de l'orientation  $\theta$  autour de l'axe  $X$  et de l'orientation dans le plan du substrat  $\varphi$ .

Pour ces travaux, nous avons fait le choix de nous intéresser uniquement au niobate de lithium et de ne pas s'intéresser au tantalate de lithium : le premier permet d'obtenir des modes élastiques avec un  $k^2$  plus élevé comparativement au second [1-73].

L'état de l'art actuel sur la réalisation de structures PPLN sur coupe oblique ne permet pas de conclure sur la faisabilité de telles structures pour n'importe quelle coupe de niobate de lithium. Au cours de ces travaux, nous devons donc déterminer les contraintes techniques pesant sur la réalisation de ces structures, en fonction de la coupe  $(YXlt)/\theta/\varphi$ .

De plus, les résonateurs PPLN sont intrinsèquement multimodes (*cf* partie (1.2.5.c)). Dans le cas d'une application filtre, nous cherchons à travailler avec des dispositifs quasi-monomodes, afin d'éviter les modes parasites. Un tel dispositif peut être obtenu soit en sélectionnant une coupe n'excitant qu'un seul mode, soit en travaillant sur la conception du résonateur de façon à favoriser le confinement d'un mode particulier. Nous explorerons ces deux pistes aux cours de nos travaux.

Afin de soutenir notre démarche, les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse se sont orientés sur trois aspects :

- La démonstration de l'augmentation du  $k^2$  dans les dispositifs PPLN monolithiques sur coupes obliques via des simulations par éléments finis, afin de sélectionner les coupes présentant un intérêt par rapport à nos objectifs (Chapitre (III)) ;
- L'étude de la faisabilité des réseaux PPLN sur différentes coupes usuelles de niobate de lithium, afin d'identifier les contraintes technologiques liées à la coupe du matériau et à l'orientation dans le plan du réseau PPLN (Chapitre (IV)) ;
- La détermination des règles de conception permettant d'assurer le confinement des modes élastiques sur des dispositifs PPLN, afin d'obtenir des dispositifs monomodes et d'optimiser les performances ( $k^2$ ,  $Q$ ) du mode sélectionné (Chapitre (V)).

Les composants PPLN étudiés, fabriqués et testés au cours de ces chapitres sont basés sur l'architecture monolithique développée par Emilie Courjon. Bien que l'architecture hybride proposée par Florent Bassignot présente des performances plus intéressantes grâce à l'utilisation de couches minces, l'architecture monolithique a pour avantage d'être technologiquement plus simple à mettre en place. De plus, cette architecture convient pour démontrer le principe d'un résonateur PPLN sur coupes obliques à  $k^2$  plus élevé.

## Bibliographie

- [1-1] P. Curie and J. Curie, “Développement, par pression, de l’électricité polaire dans les cristaux hémiedres à faces inclinées,” *Comptes rendus l’Académie des Sci.*, vol. 91, p. 294, 1880.
- [1-2] P. Curie and J. Curie, “Contractions et dilatations produites par des tensions électriques dans les cristaux hémiedres à faces inclinées,” *Comptes rendus l’Académie des Sci.*, vol. 93, p. 1137, 1881.
- [1-3] D. Royer and E. Dieulesaint, *Ondes élastiques dans les solides - Tome 1 : Propagation libre et guidée*. Masson, 2000.
- [1-4] A. M. Nicolson, “Generating and transmitting electric currents,” Patent N°US2212845A, 1918.
- [1-5] W. G. Cady, “The piezo-electric resonator,” *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 10, no. 2, pp. 83–114, 1922.
- [1-6] G. W. Pierce, “Piezoelectric Crystal Resonators and Crystal Oscillators Applied to the Precision Calibration of Wavemeters,” *Proc. Am. Acad. Arts Sci.*, vol. 59, no. 4, p. 81, 1923.
- [1-7] IEEE, “IEEE 177-1966 - Standard Definitions and Methods of Measurements for Piezoelectric Vibrators.” 1966.
- [1-8] W. Steichen and S. Ballandras, “Composants acoustiques utilisés pour le filtrage - Revue des différentes technologies,” *Tech. l’ingénieur -Electronique*, Feb. 2008.
- [1-9] R. Ruby, “Review and comparison of bulk acoustic wave FBAR, SMR technology,” in *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 2007, pp. 1029–1040.
- [1-10] R. M. White and F. W. Voltmer, “Direct Piezoelectric Coupling To Surface Elastic Waves,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 7, no. 12, p. 314, Nov. 1965.
- [1-11] R. Aigner, “SAW and BAW technologies for RF filter applications: A review of the relative strengths and weaknesses,” in *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 2008, pp. 582–589.
- [1-12] K. M. Lakin, “Acoustic bulk wave composite resonators,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 38, no. 3, p. 125, Feb. 1981.
- [1-13] H. Satoh, Y. Ebata, H. Suzuki, and C. Narahara, “An Air-Gap Type Piezoelectric Composite Thin Film Resonator,” in *39th Annual Symposium on Frequency Control Proceedings*, 1985, pp. 361–366.
- [1-14] K. M. Lakin, K. T. McCarron, and R. E. Rose, “Solidly mounted resonators and filters,” in *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 1995, vol. 2, pp. 905–908.
- [1-15] J. T. Haynes, M. S. Buchalter, R. A. Moore, H. L. Salvo, S. G. Shepherd, and B. R. McAvoy, “Stable Microwave Source Using High Overtone Bulk Resonators,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1985, vol. 85, pp. 243–246.
- [1-16] C. S. Lam, “A review of the timing and filtering technologies in smartphones,” in *IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings*, 2016, pp. 1–6.

- [1-17] H. Nakamura, H. Nakanishi, T. Tsurunari, K. Matsunami, and Y. Iwasaki, "A small-sized SAW Duplexer on a SiO<sub>2</sub>/IDT/LiNbO<sub>3</sub> structure for wideband CDMA application," in *Proceedings - IEEE Ultrasonics Symposium*, 2007, pp. 488–491.
- [1-18] M. Schneider *et al.*, "Scandium Aluminium Nitride-Based Film Bulk Acoustic Resonators," in *Euroensors Proceedings*, 2017, vol. 1, no. 4, p. 305.
- [1-19] C. S. Sandu *et al.*, "Abnormal Grain Growth in AlScN Thin Films Induced by Complexion Formation at Crystallite Interfaces," *Phys. Status Solidi Appl. Mater. Sci.*, vol. 216, no. 2, Jan. 2019.
- [1-20] N. Shibagaki, K. Asai, T. Tabuchi, T. Hirashima, and M. Hikita, "Acoustically-induced migration of thin film electrodes in SAW-resonator-coupled filters," in *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 1991, pp. 439–443.
- [1-21] C. Eberl, "Fatigue of Al thin films at ultra high frequencies," Universität Stuttgart, 2005.
- [1-22] O. Nakagawara *et al.*, "High power durable SAW antenna duplexers for W-CDMA with epitaxially grown aluminum electrodes," in *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 2002, pp. 43–46.
- [1-23] O. Nakagawara *et al.*, "Epitaxially grown aluminum films with titanium intermediate layer on  $\theta$  rotated Y–X LiNbO<sub>3</sub> piezoelectric single crystal substrates," *J. Cryst. Growth*, vol. 249, no. 3–4, pp. 497–501, Mar. 2003.
- [1-24] A. Bartasyte, S. Margueron, T. Baron, S. Oliveri, and P. Boulet, "Toward High-Quality Epitaxial LiNbO<sub>3</sub> and LiTaO<sub>3</sub> Thin Films for Acoustic and Optical Applications," *Adv. Mater. Interfaces*, vol. 4, no. 8, p. 1600998, Apr. 2017.
- [1-25] M. Pijolat *et al.*, "Large electromechanical coupling factor film bulk acoustic resonator with X-cut LiNbO<sub>3</sub> layer transfer," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, no. 18, p. 182106, Nov. 2009.
- [1-26] T. Pastureaud *et al.*, "High-frequency surface acoustic waves excited on thin-oriented LiNbO<sub>3</sub> single-crystal layers transferred onto silicon," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 54, no. 4, pp. 870–876, Apr. 2007.
- [1-27] T. Takai *et al.*, "I.H.P. SAW technology and its application to microacoustic components (Invited)," in *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2017.
- [1-28] E. Courjon *et al.*, "Periodically poled transducers built on single crystal lithium niobate layers bonded onto silicon," in *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 2007, pp. 268–271.
- [1-29] F. Bassignot *et al.*, "New radio-frequency resonators based on periodically poled lithium niobate thin film and ridge structures," in *IEEE International Frequency Control Symposium, IFCS 2016 - Proceedings*, 2016.
- [1-30] FEMTO Engineering, "Single-crystal thin films on wafer." <http://www.femto-engineering.fr/en/news/single-crystal-thin-films-wafer>.
- [1-31] M. Gorisse *et al.*, "Oriented Single-Crystal LiTaO<sub>3</sub> Thin Film on Silicon for High Performances SAW Components," in *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2018, pp. 1–4.
- [1-32] G. Piazza, P. J. Stephanou, and A. P. Pisano, "Piezoelectric aluminum nitride

- vibrating contour-mode MEMS resonators,” *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 15, no. 6, pp. 1406–1418, Dec. 2006.
- [1-33] A. Lozzi, E. Ting-Ta Yen, P. Muralt, and L. G. Villanueva, “Al<sub>0.83</sub>Sc<sub>0.17</sub>N Contour-Mode Resonators with Electromechanical Coupling in Excess of 4.5%,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 66, no. 1, pp. 146–153, Jan. 2019.
- [1-34] A. K. Sarin Kumar *et al.*, “High-frequency surface acoustic wave device based on thin-film piezoelectric interdigital transducers,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 85, no. 10, p. 1757, Sep. 2004.
- [1-35] E. Courjon, “Transducteurs à domaines ferroélectriques alternés pour composants à ondes de surface appliqués au traitement du signal radio-fréquence par composants passifs,” Université de Franche-Comté, 2010.
- [1-36] F. Bassignot, “Nouveau type d’oscillateur exploitant des transducteurs à domaines ferroélectriques alternés et des matériaux de guidage pour l’excitation d’ondes ultrasonores d’interface,” Université de Franche-Comté, 2011.
- [1-37] F. Henrot, “Composants à hauts facteurs de forme pour les résonateurs acousto-électriques et les dispositifs électro-optiques sur substrats mono-cristallins,” Université de Franche-Comté, 2015.
- [1-38] R. B. Gray, “Transducer and method of making the same,” Patent N°US2486560A, 1946.
- [1-39] R. C. Miller, D. A. Kleinman, and A. Savage, “Quantitative Studies of Optical Harmonic Generation in CdS, BaTiO<sub>3</sub>, and KH<sub>2</sub>PO<sub>4</sub> Type Crystals,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 11, no. 4, pp. 146–149, Aug. 1963.
- [1-40] B. T. Matthias and J. P. Remeika, “Ferroelectricity in the Ilmenite Structure,” *Phys. Rev.*, vol. 76, no. 12, pp. 1886–1887, Dec. 1949.
- [1-41] A. A. Ballman, “Growth of Piezoelectric and Ferroelectric Materials by the Czochralski Technique,” *J. Am. Ceram. Soc.*, vol. 48, no. 2, pp. 112–113, Feb. 1965.
- [1-42] R. S. Weis and T. K. Gaylord, “Lithium niobate: Summary of physical properties and crystal structure,” *Appl. Phys. A Solids Surfaces*, vol. 37, no. 4, pp. 191–203, Aug. 1985.
- [1-43] IEEE, “ANSI/IEEE Std 176-1987,” *IEEE Standards*. IEEE, 1988.
- [1-44] T. Volk and M. Wöhlecke, *Lithium Niobate*, Springer S., vol. 115. Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [1-45] V. Gopalan, V. Dierolf, and D. A. Scrymgeour, “Defect–Domain Wall Interactions in Trigonal Ferroelectrics,” *Annu. Rev. Mater. Res.*, vol. 37, no. 1, pp. 449–489, Aug. 2007.
- [1-46] P. R. S. Prezas and M. P. F. Graça, “Structural Characterization of Lithium Niobate Nanoparticles Prepared by the Sol-Gel Process, Using X-Ray and Raman Spectroscopy and Scanning Electron Microscopy,” in *Applications of Molecular Spectroscopy to Current Research in the Chemical and Biological Sciences*, InTech, 2016.
- [1-47] M. Thirumavalavan *et al.*, “Growth of large diameter lithium niobate single crystals by czochralski method,” *Ferroelectrics*, vol. 102, no. 1, pp. 15–22, Feb. 1990.

- [1-48] D. Feng *et al.*, “Enhancement of second-harmonic generation in LiNbO<sub>3</sub> crystals with periodic laminar ferroelectric domains,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 37, no. 7, p. 607, Jul. 1980.
- [1-49] E. J. Lim, M. M. Fejer, R. L. Byer, and W. J. Kozlovsky, “Blue light generation by frequency doubling in periodically poled lithium niobate channel waveguide,” *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 11, pp. 731–732, May 1989.
- [1-50] J. Webjörn, F. Laurell, and G. Arvidsson, “Blue light generated by frequency doubling of laser diode light in a lithium niobate channel waveguide,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 1, no. 10, pp. 316–318, Oct. 1989.
- [1-51] R. W. Keys *et al.*, “Fabrication of domain reversed gratings for SHG in LiNbO by electron beam bombardment,” *Electronics Letters*, vol. 26, no. 3. IET Digital Library, pp. 188–190, 01-Feb-1990.
- [1-52] S. V. Tkachev, D. N. Frantsev, and D. V. Roshchupkin, “Formation of the Regular Domain Structures in LiNbO<sub>3</sub> and LiTaO<sub>3</sub> Crystals and SAW Perspectives,” in *IV International Symposium on surface waves in solid and layered structures*, 1998, pp. 245–248.
- [1-53] M. Yamada, N. Nada, M. Saitoh, and K. Watanabe, “First-order quasi-phase matched LiNbO<sub>3</sub> waveguide periodically poled by applying an external field for efficient blue second-harmonic generation,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 62, no. 5, p. 435, Feb. 1993.
- [1-54] V. Y. Shur, A. R. Akhmatkhanov, and I. S. Baturin, “Micro- and nano-domain engineering in lithium niobate,” *Appl. Phys. Rev.*, vol. 2, no. 4, Dec. 2015.
- [1-55] P. A. Franken, A. E. Hill, C. W. Peters, and G. Weinreich, “Generation of Optical Harmonics,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 7, no. 4, pp. 118–119, Aug. 1961.
- [1-56] J. A. Armstrong, N. Bloembergen, J. Ducuing, and P. S. Pershan, “Interactions between light waves in a nonlinear dielectric,” *Phys. Rev.*, vol. 127, no. 6, pp. 1918–1939, 1962.
- [1-57] L. E. Myers and W. R. Bosenberg, “Periodically poled lithium niobate and quasi-phase-matched optical parametric oscillators,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 33, no. 10, pp. 1663–1672, 1997.
- [1-58] D. S. Hum, R. K. Route, R. C. Miller, and M. M. Fejer, “Quasi-phase-matched second harmonic generation using 42° rotated Y-cut near-stoichiometric lithium tantalate,” in *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, 2004.
- [1-59] D. S. Hum, R. K. Route, and M. M. Fejer, “Quasi-phase-matched second-harmonic generation of 532 nm radiation in 25°-rotated, x-cut, near-stoichiometric, lithium tantalate fabricated by vapor transport equilibration,” *Opt. Lett.*, vol. 32, no. 8, p. 961, Apr. 2007.
- [1-60] D. S. Hum, “Frequency conversion in near-stoichiometric lithium tantalate fabricated by vapor transport equilibration,” Stanford University, 2007.
- [1-61] H. Lamb, “On Waves in an Elastic Plate,” *Proc. R. Soc. A Math. Phys. Eng. Sci.*, vol. 93, no. 648, pp. 114–128, Mar. 1917.
- [1-62] E. Courjon *et al.*, “Lamb wave transducers built on periodically poled Z-cut LiNbO<sub>3</sub> wafers,” *J. Appl. Phys.*, vol. 102, no. 11, p. 114107, Dec. 2007.

- [1-63] E. Courjon *et al.*, “Pure longitudinal plate mode excited by poled domains transducers on LiNbO<sub>3</sub>,” in *IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 21st European Frequency and Time Forum*, 2007, pp. 1073–1076.
- [1-64] F. Bassignot, E. Courjon, G. Ulliac, S. Ballandras, J.-M. Lesage, and R. Petit, “Acoustic resonator based on periodically poled transducers: Concept and analysis,” *J. Appl. Phys.*, vol. 111, no. 6, p. 064106, Mar. 2012.
- [1-65] K. Nakamura and H. Shimizu, “Planar Ultrasonic Transducers Using LiTaO<sub>3</sub> Poled with Interdigital Electrodes,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 25, no. S1, p. 139, Jan. 1986.
- [1-66] Y. Zhu, N. Ming, W. Jiang, and Y. Shui, “Acoustic superlattice of LiNbO<sub>3</sub> crystals and its applications to bulk-wave transducers for ultrasonic generation and detection up to 800 MHz,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 53, no. 15, pp. 1381–1383, Oct. 1988.
- [1-67] D. V. Roshchupkin, T. Fournier, M. Brunel, O. A. Plotitsyna, and N. G. Sorokin, “Scanning electron microscopy observation of excitation of the surface acoustic waves by the regular domain structures in the LiNbO<sub>3</sub> crystals,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 60, no. 19, pp. 2330–2331, May 1992.
- [1-68] D. V. Roshchupkin, M. Brunel, R. Tucoulou, E. Bigler, and N. G. Sorokin, “Reflection of surface acoustic waves on domain walls in a LiNbO<sub>3</sub> crystal,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 64, no. 2, pp. 164–165, Jan. 1994.
- [1-69] I. V. Ostrovskii and A. B. Nadtochiy, “Free vibration of periodically poled ferroelectric plate,” *J. Appl. Phys.*, vol. 99, no. 11, p. 114106, Jun. 2006.
- [1-70] I. V. Ostrovskii and A. B. Nadtochiy, “Multidomain ultrasonic transducers,” *J. Appl. Phys.*, vol. 103, no. 10, p. 104107, May 2008.
- [1-71] F. Bassignot, E. Courjon, G. Ulliac, S. Ballandras, J. M. Lesage, and R. Petit, “Acoustic resonator based on periodically poled transducers: Fabrication and characterization,” *J. Appl. Phys.*, vol. 112, no. 7, p. 074108, 2012.
- [1-72] F. Henrot, F. Bassignot, J. Rauch, G. Ulliac, and S. Ballandras, “Ridge-shaped periodically poled transducer for wide band R- F filter,” in *European Frequency and Time Forum Proceedings*, 2014.
- [1-73] A. W. Warner, M. Onoe, and G. A. Coquin, “Determination of Elastic and Piezoelectric Constants for Crystals in Class (3m),” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 42, no. 6, p. 1223, 1967.





# Chapitre II

## Définitions, simulations et procédés de fabrication des PPLN

|        |                                                                                                                  |    |
|--------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1)   | Structures et dimensions caractéristiques des résonateurs PPLN .....                                             | 51 |
| 2.2)   | Présentation des outils de simulation .....                                                                      | 53 |
| 2.2.1) | Définition du maillage et des conditions limites.....                                                            | 54 |
| 2.2.2) | Spécificités du logiciel Emmix2 .....                                                                            | 55 |
| 2.2.3) | Convergence du modèle .....                                                                                      | 56 |
| 2.2.4) | Simulation des réponses électriques harmoniques et identification des contributions sur un dispositif PPLN ..... | 57 |
| 2.3)   | Procédé de fabrication des structures PPLN.....                                                                  | 59 |
| 2.3.1) | Détermination préalable de l'orientation de la polarisation spontanée des substrats (Etape 0) .....              | 60 |
| 2.3.2) | Réalisation du masque par photolithographie (Etape 1).....                                                       | 61 |
| 2.3.3) | Inversion des domaines par application de champ électrique (Etape 2) .....                                       | 61 |
| 2.3.4) | Dépôt des électrodes (Etape 3 et 4).....                                                                         | 64 |
| 2.4)   | Caractérisations électriques des résonateurs PPLN .....                                                          | 65 |
| 2.5)   | Caractérisations à la sonde hétérodyne des modes élastiques .....                                                | 67 |
| 2.6)   | Conclusion du chapitre .....                                                                                     | 69 |

## Chapitre II : Définitions, simulations et procédés de fabrication des PPLN

Avant de présenter les résultats de nos travaux aux chapitres suivants, nous présentons dans ce chapitre l'ensemble des définitions, les outils et les procédés utilisés.

Dans une première partie (2.1), nous définissons les différentes grandeurs caractéristiques des résonateurs à architecture monolithique.

Dans une seconde partie (2.2), nous présentons les outils numériques qui permettent de calculer les réponses électriques et élastiques de transducteurs PPLN et de déterminer les caractéristiques associées à ces réponses.

Dans une troisième partie (2.3), nous détaillons le procédé de fabrication des réseaux PPLN par inversion de domaines par électrodes liquides. Celui-ci est à la base de l'ensemble des réseaux et structures PPLN réalisés dans ces travaux.

Enfin, dans les parties (2.4) et (2.5), nous terminerons ce chapitre par la description des outils de caractérisations électriques et d'imagerie hétérodyne du déplacement hors plan des ondes. Ces outils permettront de caractériser électriquement et élastiquement les résonateurs PPLN fabriqués dans le cadre de ces travaux.

Un résonateur PPLN, dit « modèle » et fondé sur l'architecture monolithique, sera utilisé dans ce chapitre pour illustrer l'utilisation des différents outils. Les dimensions de ce résonateur sont précisées dans la partie (2.1).

### 2.1) Structures et dimensions caractéristiques des résonateurs PPLN

L'architecture monolithique, développée initialement par Emilie Courjon [2-1], repose sur un réseau de domaines de période  $p$ , inversés sur toute l'épaisseur  $e$  d'un substrat de niobate de lithium. La Figure 24 donne une représentation schématique d'un résonateur et définit les dimensions caractéristiques de nos résonateurs PPLN :

- L'électrode en face avant, de longueur  $L_{el}$  et de largeur  $W_{el}$ , recouvre partiellement ou totalement le réseau PPLN, de longueur  $L_{PPLN}$  et de largeur  $W_{PPLN}$ . Une fois découpé, les dimensions de la puce (ou dispositif), de longueur et de largeur respectives  $L_{puce}$  et  $W_{puce}$ , pourront être supérieures à celles du réseau PPLN.
- L'électrode en face arrière recouvre quant à elle l'intégralité de la face arrière du dispositif. Un report électrique de celle-ci est fait sur la face avant grâce à deux électrodes, reliées électriquement à l'électrode en face arrière et situées de part et d'autre du réseau PPLN.

Les différents paramètres utiles pour la caractérisation ou la fabrication des réseaux PPLN sont définis de la façon suivante :

- La direction dans laquelle se répète le réseau périodique est appelée la *direction de propagation* du réseau.

- Le rapport d'inversion  $RI$  d'une structure correspond au rapport entre la largeur du domaine inversé  $w_{Z-}$  et la période  $p$  :

$$RI = \frac{w_{Z-}}{w_{Z-} + w_{Z+}} = \frac{w_{Z-}}{p} \quad (II.2)$$

Par analogie,  $w_{Z+}$  correspond à la largeur du domaine non inversé. Dans le cas idéal où  $w_{Z-} = p/2$ , le rapport d'inversion  $RI$  vaut 50%.

- La surface des domaines inversés  $S_{inv}$  correspond à l'aire occupée par les domaines inversés. Celle-ci vaut :

$$S_{inv} = RI * W_{PPLN} * L_{PPLN} \quad (II.3)$$

Ce paramètre permet de déterminer la quantité de charges nécessaire pour achever l'inversion de domaines. L'utilisation de ce paramètre sera détaillée dans la partie (2.3) de ce chapitre.

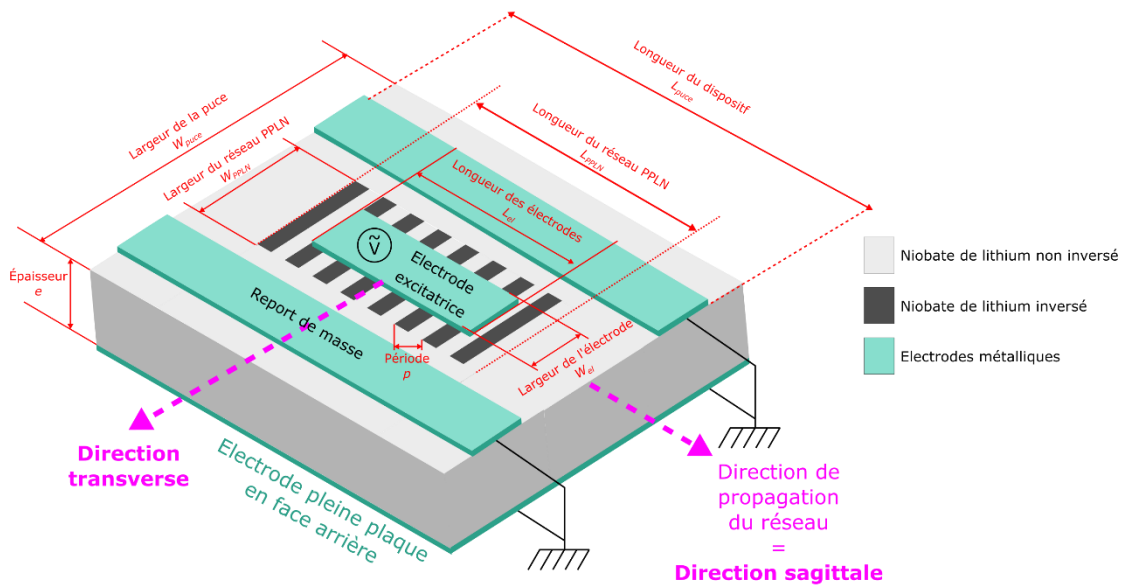


Figure 24 : Schéma de principe d'un résonateur PPLN et les dimensions caractéristiques associées

Le résonateur PPLN « modèle », utilisé comme support d'illustration des outils et procédé dans ce chapitre, possède les dimensions décrites dans le Tableau 3 :

| Coupe                 | Substrat coupe Z, propagation du réseau selon X (Coupe (ZX)) |
|-----------------------|--------------------------------------------------------------|
| $p$                   | 20 $\mu\text{m}$                                             |
| $e$                   | 512 $\mu\text{m}$                                            |
| $L_{el} / W_{el}$     | 3 mm / 1 mm                                                  |
| $L_{PPLN} / W_{PPLN}$ | 5 mm / 1 mm                                                  |
| $RI$                  | 50%                                                          |

Tableau 3 : Dimensions du résonateur « modèle » utilisé au cours de ce chapitre

## 2.2) Présentation des outils de simulation

Des simulations seront réalisées pour déterminer les réponses électromécaniques des dispositifs PPLN et calculer le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  et la célérité  $v_\phi$  associés à ces réponses. Ainsi, cela nous permettra au cours du chapitre (III) de déterminer l'évolution de ces caractéristiques en fonction de la coupe de niobate de lithium.

Les simulations par éléments finis sont réalisées avec un logiciel développé en interne *Emmix2* [2-2]. Ce logiciel est basé sur la bibliothèque *Modulef* de l'INRIA [2-3]. Celui-ci permet de simuler le comportement électrique et mécanique des transducteurs à ondes élastiques de volume ou de surface en fonction de la fréquence d'excitation électrique. Deux logiciels supplémentaires sont également utilisés : *Majax* et *GraphX*, qui permettent respectivement de créer le maillage du problème et d'observer le comportement élastique du dispositif à la résonance. La Figure 25 présente les liens entre ces différents logiciels ainsi que les informations qui pourront être tirées de ceux-ci.

Afin d'illustrer la démarche suivie pour les simulations, nous décrivons par la suite la simulation d'un transducteur PPLN réalisé sur un substrat de coupe Z et se propageant selon la direction X (coupe (ZX)). La période  $p$ , le rapport d'inversion  $RI$  et l'épaisseur  $e$  de ce transducteur sont égales à celles de notre résonateur « modèle ». Nous mettrons ainsi en évidence les résultats qui peuvent être tirés des simulations de transducteurs PPLN et leur utilité.

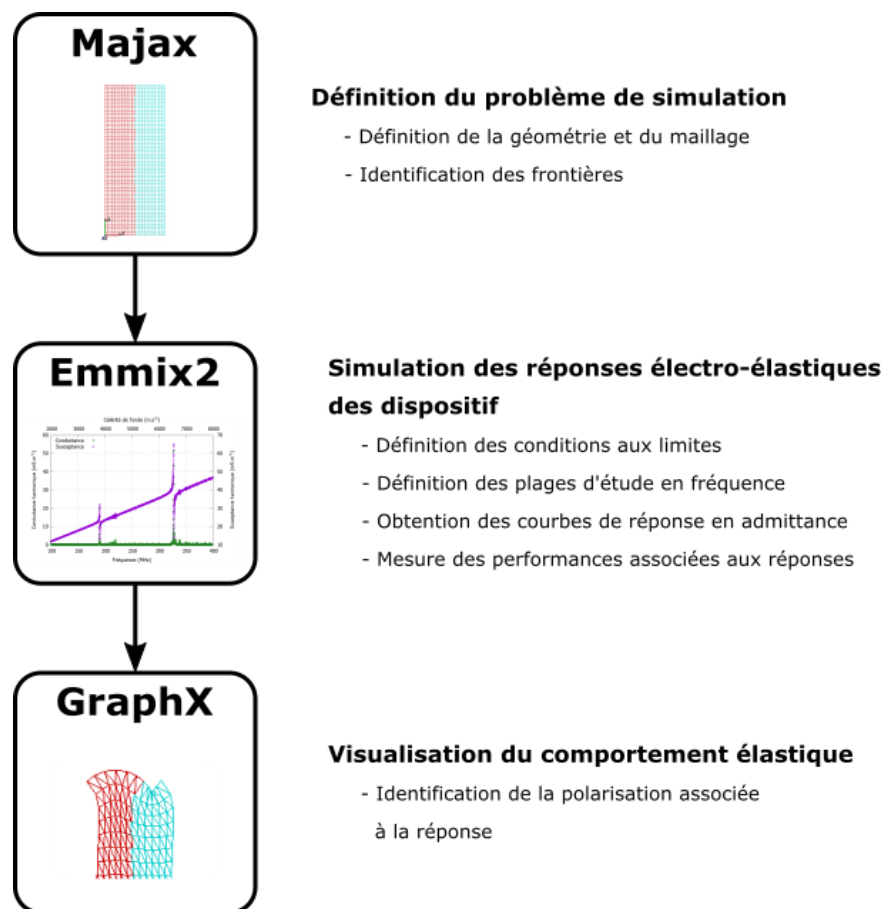


Figure 25 : Diagramme présentant les liaisons et l'usage des outils de simulations

### 2.2.1) Définition du maillage et des conditions limites

Le maillage d'un transducteur PPLN est constitué de deux domaines de niobate de lithium (Figure 26). Celui-ci est réalisé avec le logiciel *Majax*. Chaque domaine est composé de niobate de lithium, d'orientation identique mais de sens opposé. Ceci se définit en réalisant une rotation de  $180^\circ$  sur toutes les propriétés tensorielles. Dans notre cas, seuls les coefficients piézoélectriques sont affectés par cette étape (les coefficients élastiques ne sont pas sensibles à cette opération).

L'orientation cristallographique de ces domaines est définie dans le logiciel selon la norme IEEE-STD-176 [2-4] (voir Annexe). Dans le cas du maillage d'un transducteur PPLN sur coupe (ZX) :

- La première lettre Z, définie comme l'axe normal à la plaque selon la norme IEEE, est colinéaire à l'axe  $\mathbf{u}_3$  du maillage ;
- La seconde lettre X, définie comme l'axe colinéaire à la longueur de notre plaque, est colinéaire à l'axe  $\mathbf{u}_1$  du maillage. Cet axe est aussi l'axe de propagation du réseau PPLN.

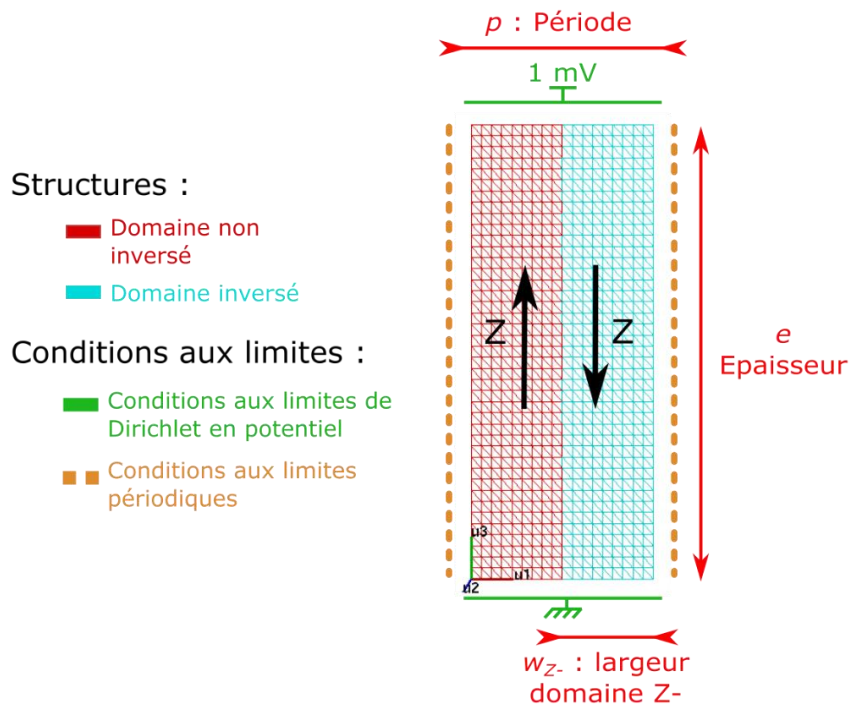


Figure 26 : Exemple d'un maillage et conditions aux limites d'une structure PPLN sur coupe (ZX)

Le maillage interne des domaines est constitué de quadrilatères réguliers et identiques, définis à l'aide de points intermédiaires placés sur les frontières de nos domaines. Le logiciel place alors automatiquement les éléments et nœuds intérieurs du maillage à partir de ces points intermédiaires de frontières.

Le nombre de points intermédiaires  $N_{pts\_inter}$  présent sur chaque frontière de domaines est défini dans les simulations à l'aide d'un paramètre appelé distance de référence  $d_{ref}$ , définissant la distance minimale entre deux points. Pour une frontière de longueur  $L_{frontière}$ , le nombre de points intermédiaires placés sur celle-ci vaut :

$$N_{pts\_inter} = \text{int}\left(\frac{L_{frontière}}{d_{ref}}\right) - 1 \quad (\text{II.4})$$

La fonction *int* de cette formule correspond à la fonction partie entière. Ainsi, le nombre total de points dans notre maillage est de l'ordre de l'inverse du carré de  $d_{ref}$ .

Une référence est associée aux frontières de domaines, permettant de définir des conditions aux limites. Les conditions aux limites périodiques sont définies sur les points et éléments de frontières latéraux. Le logiciel considère ainsi que la structure est infiniment périodique, répétant le motif défini par notre maillage. Des conditions aux limites de Dirichlet en potentiel sont fixées sur les points et les éléments de frontières situés en haut et en bas de la structure. L'amplitude de l'excitation électrique est fixée à 1 mV sur l'ensemble du transducteur.

La période  $p$  et l'épaisseur  $e$  du transducteur PPLN sont les principales variables de la géométrie de la structure. La largeur du dispositif, selon la direction  $\mathbf{u}_2$  de notre maillage (transverse) est normalisée à 1 m par le logiciel.

La largeur des domaines non inversés  $w_{Z+}$  et inversés  $w_{Z-}$  sera considérée comme égale afin d'obtenir un rapport d'inversion  $RI$  de 50%, sauf mention contraire.

### 2.2.2) Spécificités du logiciel Emmix2

Le logiciel Emmix2 permet de simuler le comportement d'un transducteur PPLN à partir d'un maillage d'une seule période en deux dimensions. Comparés aux systèmes réels, des conditions aux limites périodiques (structure infinie) sont simulées. Le maillage se limite ainsi à une seule période du dispositif en deux dimensions. Du fait la structure supposée périodiquement infinie, une admittance dite « harmonique » est calculée [2-5], [2-6]. Cette approximation permet ainsi de limiter la géométrie du dispositif, pour le calcul, à une seule période  $p$ .

Les simulations sont réalisées sur une plage de fréquences fixée initialement, par pas fixe. À chaque point de fréquence, la réponse électrique en admittance  $Y$  de la structure est calculée. La partie réelle (la conductance  $G$ ) est distinguée de la partie imaginaire, la susceptance  $B$ . La présence de pics en admittance  $Y$  traduit la génération d'une onde élastique à la fréquence  $f$  donnée. Ainsi, nous nous intéresserons à étudier ces pics en caractérisant la réponse élastique associée.

Dans la suite de cette partie ainsi que pour le chapitre (III), nous appellerons « contribution » toute réponse acousto-électrique issue du transducteur PPLN et calculée par la simulation. Cette définition est à distinguer de celle du « mode », terme que nous utilisons notamment dans le chapitre (V) et qui correspond à la réponse acousto-électrique d'un résonateur et associée à une onde élastique confinée par ce résonateur.

Avant d'étudier dans le détail la réponse électrique d'un transducteur, nous devons veiller à la justesse de notre modèle de simulation par éléments finis et étudier la convergence du modèle.

### 2.2.3) Convergence du modèle

Dans le cadre des simulations, la densité du maillage joue un rôle essentiel sur la fréquence de résonance  $f_r$  des réponses obtenues. Plus un maillage est fin, plus la fréquence  $f_r$  mesurée converge vers la solution réelle  $f_{r,\infty}$  ; dans le même temps, le temps de simulation augmente. Afin de s'assurer de l'exactitude des résultats tout en conservant un temps de simulation maîtrisé, nous nous intéressons à la convergence du modèle étudié.

Tout d'abord, l'interpolation des solutions joue un rôle significatif sur cet aspect. Au sein du logiciel, celle-ci se fait à l'aide de polynômes de Lagrange d'ordre 1 ou 2. Pour un même nombre de points de maillage, il a été montré que l'utilisation de polynômes d'ordre 2 permet d'améliorer sensiblement la convergence du modèle par rapport à une interpolation faite avec des polynômes d'ordre 1 [2-7]. Par conséquent, l'ensemble des simulations effectuées utilise une interpolation à polynôme de Lagrange d'ordre 2.

Ensuite, nous suivons l'évolution de la fréquence de résonance  $f_r$  d'une réponse du transducteur PPLN « modèle » en fonction de la distance de référence  $d_{sep}$  (cf. partie (2.2.1)). La fréquence de cette réponse est comparée à celle d'un maillage très fin ( $d_{sep} = 0,4 \mu\text{m}$ ) et qui est considérée dans ce cas comme étant égale à  $f_{r,\infty} = 190,2 \text{ MHz}$ . Nous définissons ainsi l'erreur relative de la simulation de la façon suivante :

$$\text{Erreur relative} = \frac{f_r - f_{r,\infty}}{f_{r,\infty}} \quad (\text{II.5})$$

La Figure 27 donne l'évolution de l'erreur relative en fonction de la distance de référence  $d_{sep}$  pour la réponse étudiée.

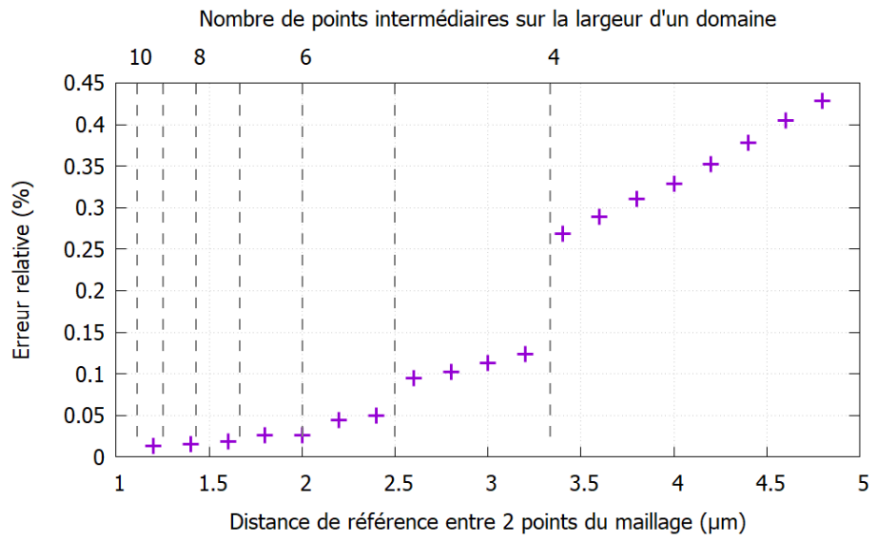


Figure 27 : Evolution de l'erreur relative entre la fréquence de résonance  $f_r$  mesurée et la solution réelle  $f_{r,\infty} = 190,2 \text{ MHz}$  en fonction de  $d_{sep}$

Conformément aux attentes, la diminution de  $d_{sep}$  (= augmentation du nombre de points du maillage) s'accompagne d'une erreur relative plus faible. Pour  $d_{sep} < 2,5 \mu\text{m}$ , l'erreur relative en fréquence est inférieure à 0,1%. Ce seuil d'erreur est considéré comme

acceptable, car il est négligeable devant la variabilité technologique de notre procédé de fabrication, de l'ordre de  $\pm 1\%$ .

Par ailleurs, de brusques variations de l'erreur relative sont constatées. Celles-ci correspondent à des paliers de  $d_{sep}$  pour lesquels un point supplémentaire est rajouté sur les frontières en largeur du PPLN, comme le montre l'échelle secondaire en abscisse situé sur le haut de la Figure 27. Le faible nombre de points intermédiaires sur ces frontières fait que le rajout d'un seul point provoque une diminution nette et visible de l'erreur relative.

De façon plus générale, le maillage de la partie la plus fine de la structure aura un effet prédominant pour la convergence du modèle. Ainsi, si nous avons fait le choix pour cette étude de convergence de motifs carrés réguliers et d'une  $d_{sep}$  égale en largeur et en épaisseur, la valeur de  $d_{sep}$  peut être augmentée sur l'épaisseur dans le cas où  $e \gg p$  sans impact significatif sur la convergence du modèle.

Par la suite, nous veillerons de façon préalable à étudier la convergence des modèles étudiés et à maintenir l'erreur relative inférieure à 0,1%.

#### 2.2.4) Simulation des réponses électriques harmoniques et identification des contributions sur un dispositif PPLN

La convergence de notre modèle étant confirmée, la réponse électrique de notre transducteur PPLN de référence peut maintenant être déterminée sur une plage de fréquences donnée.

La Figure 28 montre une simulation de la réponse du transducteur PPLN « modèle » entre 50 et 500 MHz. Une telle plage permet de relever les réponses issues d'ondes élastiques de célérité comprise entre 1000 et 10000 m.s<sup>-1</sup>, ce qui correspond à l'ordre de grandeur des célérités des ondes de Lamb générées par ces structures (cf. partie (1.2.5.a)). La réponse électrique est donnée en admittance harmonique réelle (conductance) et imaginaire (susceptance).

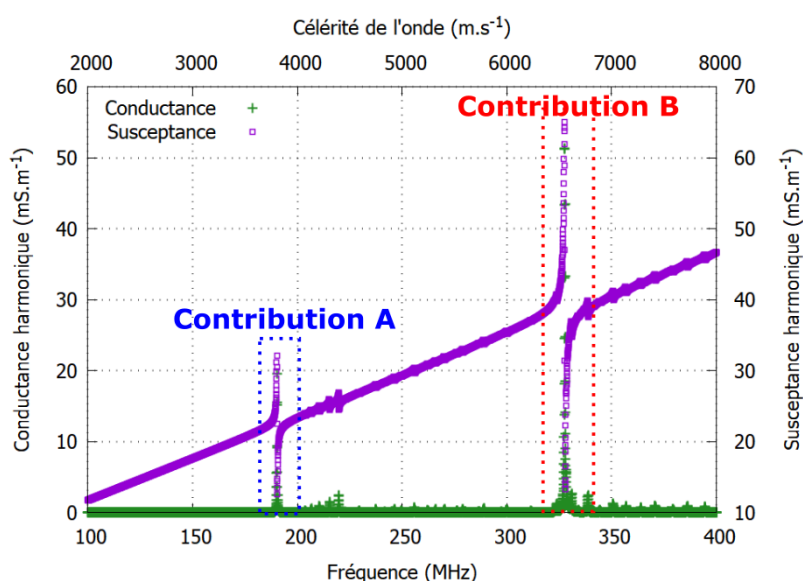


Figure 28 : Conductance et susceptance simulées d'un transducteur PPLN sur coupe (ZX) de période  $p = 20 \mu\text{m}$  et d'épaisseur  $e = 512 \mu\text{m}$



Deux réponses sont identifiées, avec des fréquences de résonance à 190,2 MHz et à 327,5 MHz. Ces calculs permettent de remonter à la célérité de l'onde  $v_\varphi$  et au coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  associés à chacune des réponses. Les caractéristiques des contributions pour le dispositif simulé (Figure 28) sont données dans le tableau suivant :

| Contribution   | Résultats théoriques             |           |
|----------------|----------------------------------|-----------|
|                | $v_\varphi$ (m.s <sup>-1</sup> ) | $k^2$ (%) |
| Contribution A | 3804                             | 0,25      |
| Contribution B | 6550                             | 0,3       |

Tableau 4 : Caractéristiques des contributions générés par le transducteur PPLN de coupe (ZX) se propageant selon X

Ces simulations ne permettent pas de simuler les pertes éventuelles d'un dispositif fini et de déterminer le coefficient de qualité  $Q$ . Afin d'obtenir des réponses d'amplitude finie, des pertes associées au matériau sont prises en comptes à travers un *facteur de qualité du matériau*  $Q_{\text{matériau}}$ . Ce facteur de qualité fictif limite le facteur de qualité  $Q$  des réponses élastiques à la valeur fixée de  $Q_{\text{matériau}}$ . Pour ces simulations, le  $Q_{\text{matériau}}$  est fixé à 1000, ce qui correspond à l'ordre de grandeur obtenu pour ce type de dispositifs [2-1].

Afin de compléter l'analyse électrique du transducteur, une étude de l'onde élastique associée à chacune des contributions est effectuée grâce au logiciel *GraphX*. Ce logiciel permet de visualiser la polarisation de l'onde élastique générée pour une contribution donnée. La polarisation des ondes générés sur le transducteur PPLN coupe (ZX) peut être observée sur la Figure 29 :

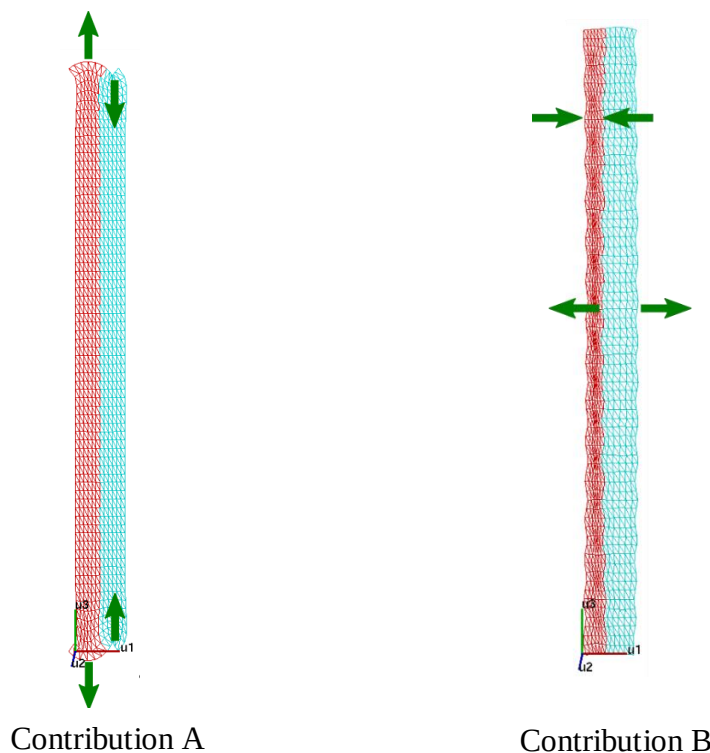


Figure 29 : Visualisation sous GraphX de la polarisation de l'onde associée à la contribution A et à la contribution B (vue rapprochée du maillage)

La contribution A fait apparaître une onde dont la polarisation est hors-plan selon  $u_3$  et localisée au niveau des deux surfaces. Cette contribution est liée à une onde de Lamb symétrique  $S_0$ , aussi appelée onde elliptique [2-1].

La contribution B fait quant à elle apparaître une polarisation de l'onde majoritairement selon  $u_1$ , sous la forme d'un mouvement de type « piston » typique d'une onde longitudinale [2-1].

La détermination de la polarisation des ondes élastiques permettra de suivre l'évolution des caractéristiques d'une contribution ou d'un ensemble de contributions en fonction de la coupe sélectionnée. La polarisation des différentes contributions sera détaillée au chapitre (III), en fonction des géométries étudiées.

### 2.3) Procédé de fabrication des structures PPLN

Dans cette partie, nous présentons le procédé de fabrication utilisé pour fabriquer des résonateurs PPLN monolithiques. Cette fabrication repose pour l'essentiel sur des techniques de microfabrication en salle blanche réalisée au sein de la plateforme MIMENTO (Microfabrication pour la MEcanique, les Nanosciences, la Thermique et l'Optique) à Besançon, et d'un banc d'inversion de domaines au sein de l'équipe CoSyMA.

Différentes techniques expérimentales permettent d'obtenir l'inversion locale de la polarisation spontanée  $P_s$  du matériau. Parmi celles-ci, la technique d'inversion par masque en résine et électrolyte liquide conducteur à température ambiante a été retenue [2-8]. En effet, cette technique, utilisée au laboratoire depuis plus d'une dizaine d'années sur les substrats de niobate et tantalate de lithium coupe Z, présente de nombreux points forts. Elle permet d'inverser la totalité de l'épaisseur de wafers de 500  $\mu\text{m}$  ou de films reportés-amincis à 10  $\mu\text{m}$ , de réaliser des motifs de l'ordre du micron et s'intègre parfaitement aux procédés de fabrication de la salle blanche MIMENTO. Sur la Figure 30, les étapes du procédé utilisé, dans le cas de la coupe Z de niobate de lithium, est décrit. Le diagramme de fabrication est marqué par différentes étapes (1 à 4) qui seront détaillées par la suite.

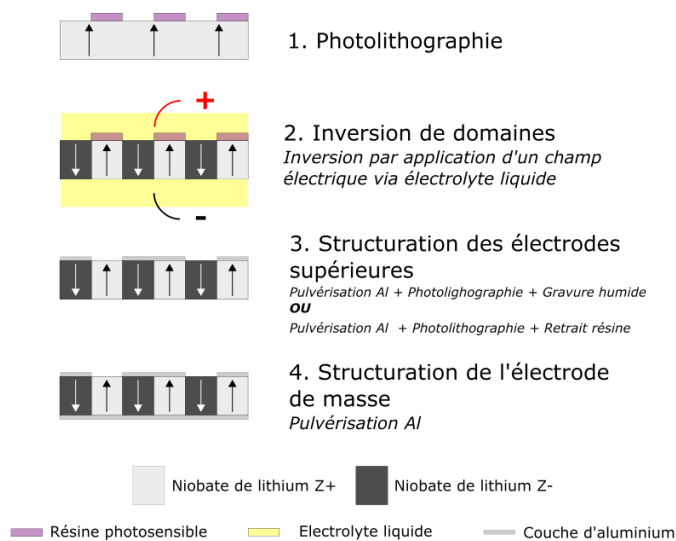


Figure 30 : Diagramme de fabrication (flow-chart) de nos résonateurs PPLN

### 2.3.1) Détermination préalable de l'orientation de la polarisation spontanée des substrats (Etape 0)

Avant de procéder à la fabrication de nos structures, il est d'abord nécessaire de s'assurer de la polarité des substrats. En effet, si la plupart des fournisseurs de substrats précisent dans leur documentation l'orientation des substrats, certains ne précisent que l'orientation du méplat principal. Par ailleurs, en cas d'erreur, l'application d'un champ électrique dans la même direction que celui de la polarisation spontanée ne permet pas l'inversion des domaines.

La polarité du substrat est définie par l'orientation de la polarisation spontanée  $\mathbf{P}_S$  de notre substrat de niobate de lithium. Elle est dite « face + » quand le vecteur  $\mathbf{P}_S$  est sortant, et « face - » dans le cas contraire.

L'orientation de la polarisation spontanée a été déterminé en utilisant la pyroélectricité du niobate de lithium. Sous l'effet d'une variation de température, la polarisation spontanée varie dans les matériaux pyroélectriques. Dans le cas du niobate de lithium, le coefficient pyroélectrique est négatif [2-9] : une augmentation de la température induit une diminution de la polarisation spontanée  $\mathbf{P}_S$ .

Si l'échantillon est relié à un ampèremètre, la variation de  $\mathbf{P}_S$  consécutive à la variation de température  $\Delta T$  provoque un mouvement des charges et l'apparition d'un courant  $I$  mesurable. Le signe de ce courant permet de renseigner l'orientation de  $\mathbf{P}_S$ , comme expliqué sur la Figure 31.

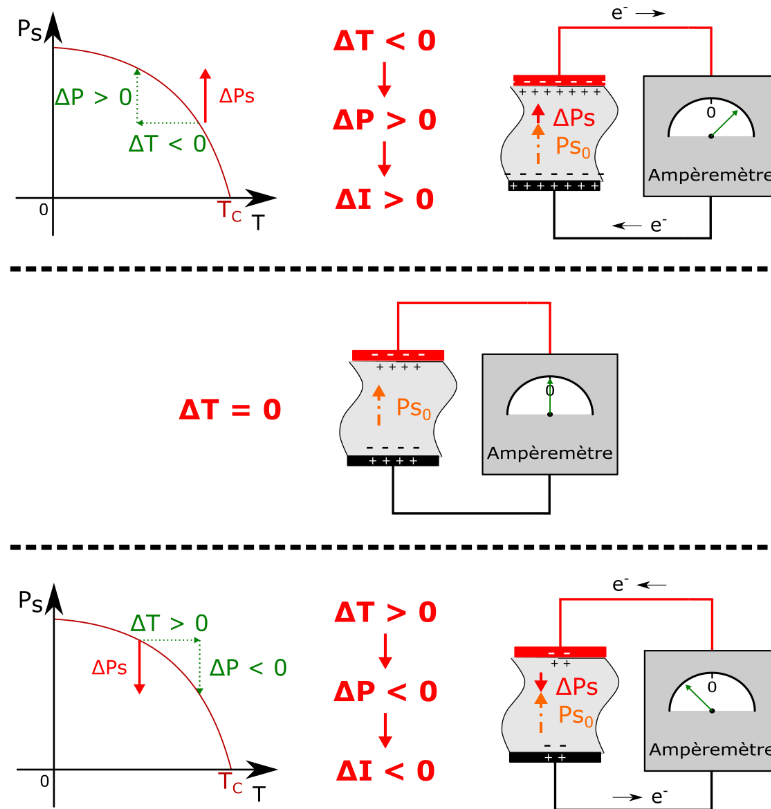


Figure 31 : Schéma de principe de la détermination de l'orientation des faces par effet pyroélectrique dans le niobate de lithium

L'ordre de grandeur des courants est de l'ordre de 100 pA pour des variations de température de l'ordre de 40°C. Dans le cadre de ces travaux, un banc de caractérisation qualitatif du signe du courant pyroélectrique a été monté. Celui-ci utilise un module Peltier  $\Delta T \sim 20^\circ\text{C}$  commandé par un contrôleur PID et un multimètre Keysight 34465A avec enregistrement temporel relié aux faces avant et arrière du wafer. A la suite de plusieurs cycles de montée et de descente en température, la polarité du substrat est déterminée sans ambiguïté.

### 2.3.2) Réalisation du masque par photolithographie (Etape 1)

La première étape de ce procédé consiste à concevoir les motifs de notre réseau PPLN via un masque de résine photosensible conçu par photolithographie. Les étapes décrites ci-dessous ont été réalisées à MIMENTO et organisées de la manière suivante :

- i. **Nettoyage du substrat** : acide sulfochromique pendant 2 min.
- ii. **Enduction de résine** : résine positive *Shipley S1828* d'une épaisseur nominale de 2,8  $\mu\text{m}$  déposée sur la face Z+, recuite à 90°C pendant 30 minutes. Cette résine a été sélectionnée lors des précédents travaux de l'équipe du fait de sa bonne isolation électriques [2-1], permettant de masquer efficacement les zones recouvertes lors de l'application du champ électrique pour l'inversion ultérieure. D'autres résines ont été utilisées dans différents travaux portant sur l'inversion de domaines par électrolyte liquide [2-10].
- iii. **Recuit** : Le recuit est effectué en étuve (afin de limiter les gradients thermiques comparé à une plaque chauffante). Par ailleurs, la pyroélectricité du niobate de lithium peut être une cause de détérioration des échantillons, car la création de charges lors du recuit peut entraîner des claquages.
- iv. **Exposition et développement** : Les zones exposées à la lumière UV reçoivent une dose égale à 90  $\text{mJ.cm}^{-2}$ . La résine est ensuite développée dans un bain de *MF26A* pendant 45 secondes. Le masque présente une succession d'ouvertures périodiques. L'obtention d'un réseau périodiquement inversé sera obtenu lors du procédé d'inversion

### 2.3.3) Inversion des domaines par application de champ électrique (Etape 2)

L'inversion des domaines est réalisée en appliquant un champ électrique  $E_{app}$  supérieur au champ coercitif  $E_c$  du matériau. Afin de réaliser cette étape technologique, un banc d'inversion de domaines a été développé au sein du laboratoire (présenté sur la Figure 32).

Ce banc a été initialement développé au début des années 2000 et a été modernisé en 2018 afin de permettre un contrôle et un suivi plus précis et efficace du procédé d'inversion. Celui-ci est composé d'une cellule physique en polycarbonate permettant de fixer notre substrat et de verser l'électrolyte liquide de chlorure de lithium de part et d'autre réalisant le contact électrique avec les zones découvertes du substrat. Une représentation schématique de cette cellule est donnée par la Figure 33.

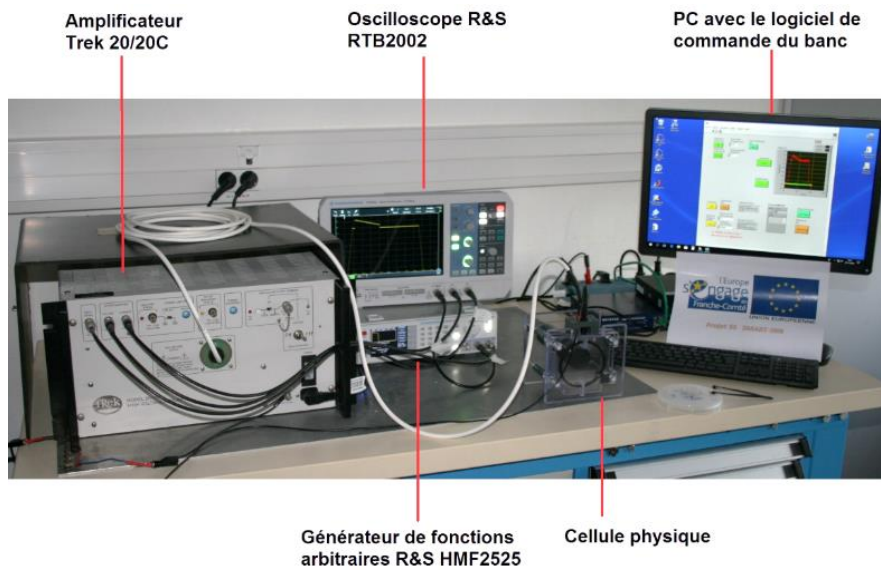


Figure 32 : Banc d'inversion des domaines ferroélectriques développé au sein du laboratoire FEMTO-ST

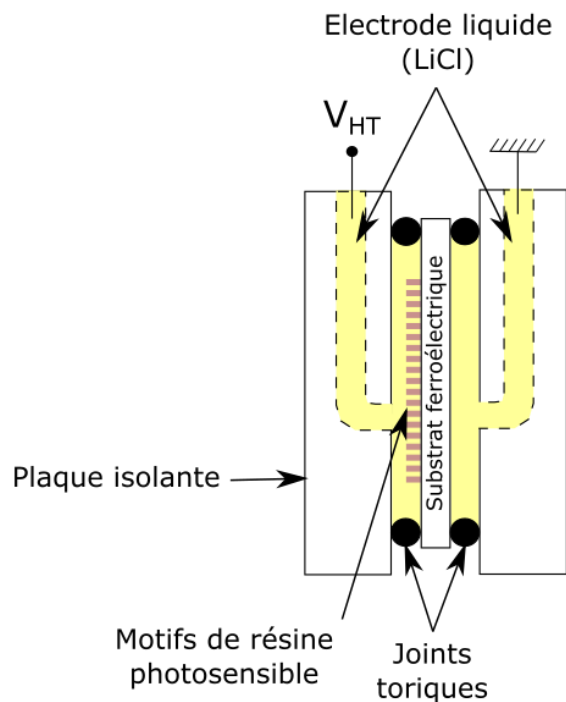


Figure 33 : Représentation schématique de la cellule d'inversion de domaines de notre banc

Le signal électrique appliqué à notre échantillon est généré par un générateur de fonctions programmables (Rohde & Schwarz HMF2525) et amplifié à haute tension (générateur Trek 20/20C, multiplication par 2000 de la tension). L'ordre de grandeur des tensions appliquées en sortie de l'amplificateur est de l'ordre de 1-10 kV. Un oscilloscope (Rohde & Schwarz RTB2002) relié à l'amplificateur permet d'enregistrer les signaux en tension et en intensité en sortie du générateur. La commande du banc est programmée sous Labview.

Sur la Figure 34, un exemple de signal en tension appliqué à un échantillon de niobate de lithium :

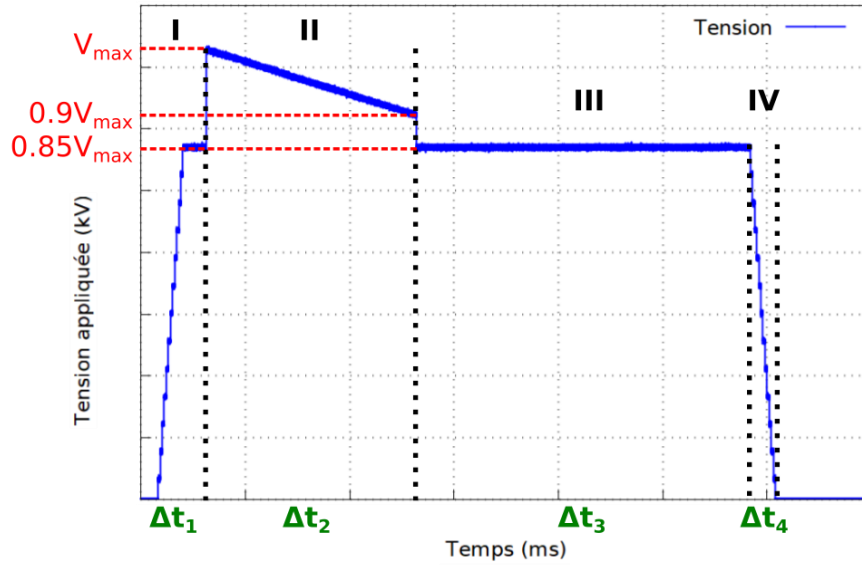


Figure 34 : Courbe en tension appliquée à un échantillon de niobate de lithium pour l'inversion de domaines

La rampe de tension est réalisée en quatre différentes étapes :

- **Etape (I)** : Pendant une durée totale de  $\Delta t_1 = 25$  ms, une rampe ascendante (15 ms) et une stabilisation (10 ms) à 85% de la tension maximale appliquée  $V_{max}$  permettent d'éviter une montée trop brusque de la tension.
- **Etape (II)** : Le signal passe alors en quelques microsecondes à  $V_{max}$  et décroît progressivement jusqu'à 90% de  $V_{max}$  pendant une durée  $\Delta t_2$ . Cette étape permet d'initier la génération et la nucléation des domaines comme décrit dans le chapitre (IV). La valeur de  $V_{max}$  est fixée de telle façon à ce que :

$$V_{max} < E_c * e < 0,9 V_{max} \quad (II.6)$$

La durée  $\Delta t_2$  de la rampe est quant à elle déterminée en fonction de la surface à inverser  $S_{inv}$  sur le substrat, la polarisation spontanée  $P_s$  et l'intensité maximale  $I_{max}$  possible en sortie de l'amplificateur :

$$\Delta t_2 = 2 * \frac{2 * P_s * S_{inv}}{I_{max}} = 2 * \frac{Q_{th}}{I_{max}} \quad (II.7)$$

$Q_{th}$  correspond ici à la quantité de charge théorique nécessaire pour inverser une surface  $S_{inv}$  d'un matériau ferroélectrique de polarisation spontanée  $P_s$ . Le facteur 2 correspond à un facteur de sécurité permettant de s'assurer de l'inversion complète des domaines.

- **Etape (III)** : Une étape de stabilisation de l'inversion à 85% de  $V_{max}$  permet d'éviter le phénomène de *backswitching* des domaines [2-11]. La durée de cette étape de stabilisation dépend du matériau inversé : pour le niobate de lithium congruent, celle-ci est au moins égale à 10 - 30 ms [2-10], [2-12]. Dans le cadre de nos travaux et pour s'assurer d'une stabilisation complète, la durée de cette étape est allongée et portée à  $\Delta t_3 = 150$  ms.

- **Etape (IV)** : Une descente de la tension se fait en  $\Delta t_4 = 15$  ms et marque la fin du procédé d'inversion.

Lors de l'inversion de domaines (Etape (II)), un courant est mesuré à travers l'amplificateur et est relevé sur notre oscilloscope. Une courbe issue d'une inversion de domaines réussie sur un échantillon de  $488 \pm 1 \mu\text{m}$  de niobate de lithium est donnée sur la Figure 35a. La présence d'un courant électrique mesuré pendant l'étape II de génération de domaine entre 50 et 80 ms (Figure 35a) dénote l'effectivité de l'inversion de domaines dans le matériau. Le calcul de l'intégrale du courant mesuré  $Q_{mes}$  (équation (II.8)) et sa comparaison par rapport à  $Q_{th}$  permet de vérifier si l'inversion a été réalisée de façon totale ou partielle. Dans le second cas, il sera nécessaire de répéter l'opération d'inversion.

$$Q_{mes} = \int_{\Delta t_1}^{\Delta t_1 + \Delta t_2} I dt \quad (II.8)$$

En cas d'échec, la tension redescend rapidement à 0 V tandis que l'intensité monte brusquement à 22 mA et se stabilise ensuite autour de 13 mA comme le montre la Figure 35b. Ce fonctionnement témoigne d'une mise en sécurité du générateur haute tension à la suite d'un court-circuit, qui indique que l'échantillon s'est fracturé pendant l'étape d'inversion.

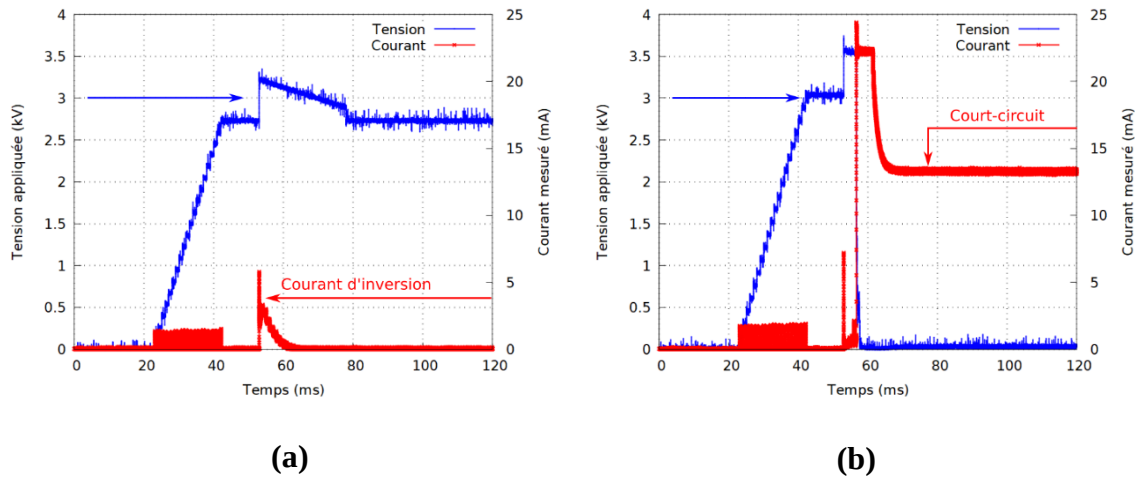


Figure 35 : Zoom sur la zone d'intérêt en tension et d'intensité mesurée lors d'une inversion de domaines réussie (a) et d'une inversion échouée (b) sur un substrat de niobate de lithium coupe Z

### 2.3.4) Dépôt des électrodes (Etape 3 et 4)

Une fois l'inversion des domaines réalisée de façon complète, le masque de résine photosensible est retiré par un nettoyage à l'acétone. Les domaines sont observés au microscope optique. Ceux-ci sont visibles, dans le niobate de lithium congruent, du fait d'une différence d'indice optique entre la zone non inversée et la zone inversée [2-13]. Cette différence d'indice n'est pas présente sur le niobate de lithium stœchiométrique et plus difficile à observer sur les structures PPLN sur coupes obliques en fonction de leur



orientation dans le plan. La Figure 36a donne la structure PPLN de coupe (ZX) observée sur le résonateur « modèle » grâce au microscope optique Leica DM8000.

Les électrodes en face avant du substrat sont réalisées via un dépôt de 200 nm d'aluminium par pulvérisation cathodique, suivi de la réalisation d'un masque en résine photosensible positive *Shipley S1813* permettant de concevoir les électrodes souhaitées. A la suite de la gravure humide du métal (mélange 83%  $\text{H}_3\text{PO}_4$  + 14%  $\text{C}_2\text{H}_4\text{O}_2$  + 3%  $\text{HNO}_3$  pendant 2-5 min), la résine est retirée dans un bain d'acétone. Le motif d'électrodes dessiné sur le résonateur PPLN « modèle » est présenté sur la Figure 36b.

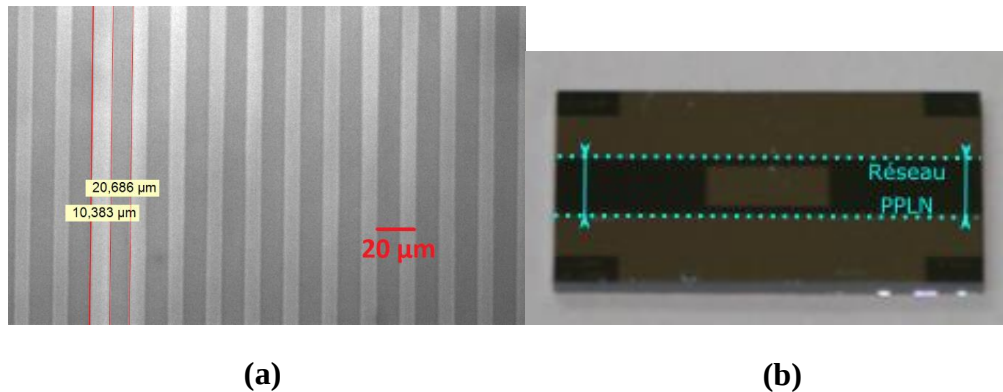


Figure 36 : Exemple d'une structure PPLN de coupe (ZX) de période  $20,68 \pm 0,5 \mu\text{m}$  observée au microscope optique (a) et de motifs d'électrodes en aluminium sur la face avant d'un résonateur PPLN (b)

## 2.4) Caractérisations électriques des résonateurs PPLN

Afin de pouvoir valider nos modèles de simulations pour les dispositifs PPLN, la caractérisation électrique des résonateurs PPLN sur coupes obliques est effectuée sur un testeur sous pointes radiofréquences, présenté par la Figure 37.

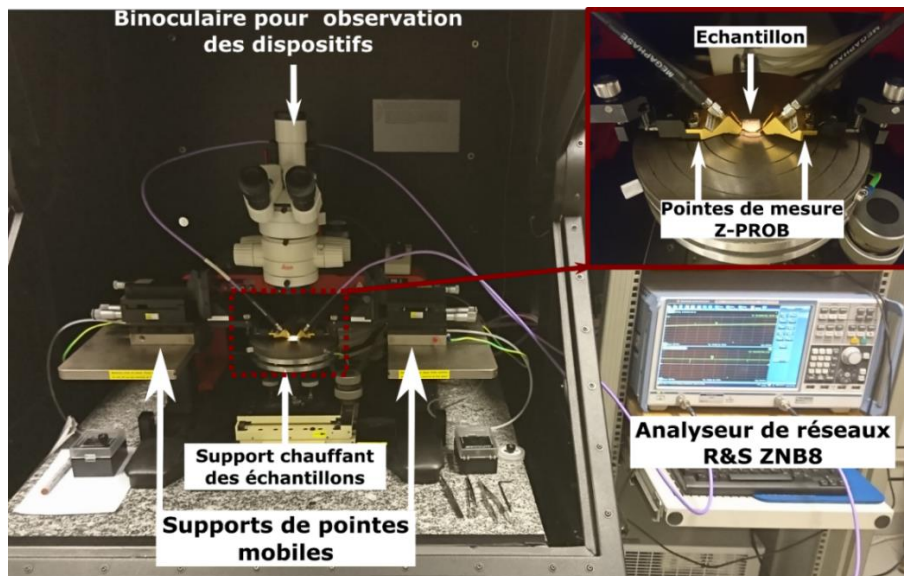


Figure 37 : Photographie du testeur sous pointes du département Temps-Fréquence, destiné à la caractérisation électrique des dispositifs RF



Les mesures électriques sont réalisées et enregistrées à l'aide de l'analyseur de réseaux Rohde & Schwarz ZNB8, caractérisant le comportement en réflexion  $S_{11}/S_{22}$  et en transmission  $S_{12}/S_{21}$  des dispositifs en fonction de la fréquence d'excitation. Les réponses des dispositifs sont exprimées sous la forme des paramètres  $S$  [2-14], ces paramètres peuvent ensuite être convertis en paramètres  $Y$  ou  $Z$ , traduisant respectivement la réponse en admittance et celle en impédance du dispositif.

L'ensemble du circuit de mesure, comprenant l'analyseur de réseaux, les câbles et les pointes de mesures Z-PROBE, est préalablement calibré pour une impédance caractéristique  $Z_0 = 50 \Omega$ . La calibration est réalisée à l'aide d'un kit adapté et de la méthode « Reflection Open-Short-Match » pour la mesure des dispositifs simple port, ou « Through-Open-Short-Match » pour les dispositifs double port.

Dans le cadre de nos travaux, des résonateurs PPLN simple-port, fonctionnant en réflexion, et des résonateurs PPLN à double-port, fonctionnant en transmission et en réflexion, ont été réalisés. Le comportement des résonateurs simple port sera décrit à l'aide du paramètre admittance en réflexion  $Y_{11}$  exprimé via sa forme réelle, la conductance  $G$ , et sa forme imaginaire, la susceptance  $B$ . Le comportement des résonateurs double-port est décrit quant à lui à l'aide des quatre paramètres  $S$  : deux décrivent le comportement en réflexion pour le port 1 ( $S_{11}$ ) et le port 2 ( $S_{22}$ ), les deux autres ( $S_{12}$ ) et ( $S_{21}$ ) décrivent le comportement en transmission. Ceux-ci sont exprimés en amplitude et en phase. Dans le cadre de ces travaux, nous nous intéresserons en particulier aux paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$  des résonateurs double port.

Nous illustrons l'utilisation de ce banc de mesure avec la caractérisation électrique du résonateur PPLN « modèle » sur la Figure 38.

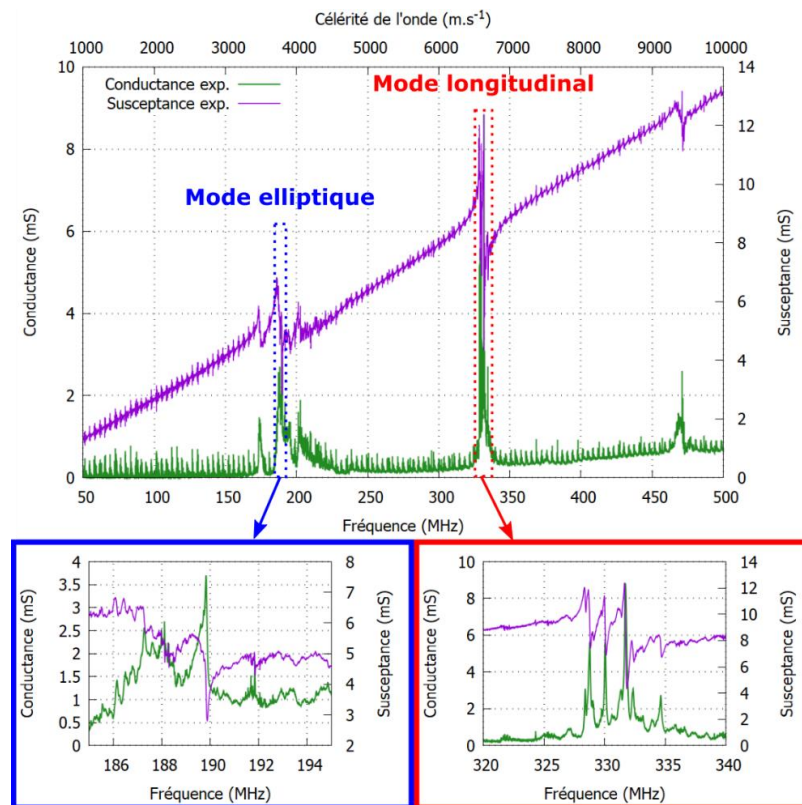


Figure 38 : Réponse sur substrat typique mesurée d'un résonateur PPLN de coupe (ZX) et zoom sur les modes elliptiques et longitudinal

La caractérisation électrique de ce dispositif montre la présence de modes, à des fréquences proches de celles calculées (voir partie (2.2.2), p.57). Ces caractérisations permettent de relever la fréquence de résonance  $f_r$  et d'antirésonance  $f_a$  des modes élastiques associés, qui permettent de retrouver la célérité  $v_\varphi$  et le  $k^2$  associé à ces réponses. Les résultats de la caractérisation électrique sont relevés dans le Tableau 5, et sont comparés aux résultats donnés par la simulation.

| Mode élastique | Résultats calculés par la simulation (Figure 28) |           | Résultats expérimentaux (Figure 38) |           |
|----------------|--------------------------------------------------|-----------|-------------------------------------|-----------|
|                | $v_\varphi$ (m.s <sup>-1</sup> )                 | $k^2$ (%) | $v_\varphi$ (m.s-1)                 | $k^2$ (%) |
| Elliptique     | 3804                                             | 0,25      | 3796                                | 0,06      |
| Longitudinal   | 6550                                             | 0,3       | 6634                                | 0,09      |

Tableau 5 : Caractéristiques du résonateur « modèle » comparées aux caractéristiques attendues à travers la simulation

Les résultats expérimentaux montrent des célérités mesurées proches de celles calculées, avec une erreur relative entre 0,2 et 1,2% qui s'explique par la variabilité technologique. Une erreur relative plus importante est constatée pour le  $k^2$  : celle-ci s'explique par le fait que nos simulations tiennent compte d'un dispositif idéal (périodiquement infini et de largeur très grande) et non d'un dispositif réel. Nous verrons ainsi dans le chapitre (V) que la conception du résonateur et de ses éléments constitutifs (réseau, électrodes) peuvent modifier le  $k^2$  de l'ordre de  $\pm 0,2\%$ .

Par ailleurs, les caractérisations électriques permettent de mesurer le facteur de qualité  $Q$  des dispositifs réels. Pour le dispositif caractérisé dans cette partie, le  $Q$  est égal à 430 pour le mode elliptique et 1341 pour le mode longitudinal : ces valeurs valident l'hypothèse d'un  $Q$  égal à 1000 dans le cadre des simulations (cf. partie (2.2.2)).

Enfin, des modes plus faiblement couplés, dont la conductance est de l'ordre de 0,5 mS, apparaissent à de nombreuses reprises sur les caractérisations des dispositifs étudiés, pour l'intervalle en fréquences étudié. Ces modes correspondent à des harmoniques de modes de volume, dont la génération est permise par l'excitation en volume du matériau via l'architecture monolithique. Les conséquences potentielles de ces modes seront discutées ultérieurement dans les chapitres (III) et (V).

Ces caractérisations permettent de mesurer les performances en termes de  $Q$  et  $k^2$  de résonateurs réels et déterminer ainsi l'impact de la conception des résonateurs sur ces performances. De cette façon, nous pouvons spécifier les règles de conception adaptées à chacun des modes.

## 2.5) Caractérisations à la sonde hétérodyne des modes élastiques

Des caractérisations optiques de la polarisation des ondes ont été réalisées grâce au banc de caractérisation à sonde hétérodyne. Un tel banc de caractérisation a été mis en place au sein du département Temps-Fréquence (Figure 39) et permet de mesurer l'amplitude et la phase de mouvements hors-plan à la surface d'un échantillon. Pour plus d'informations sur le

principe de la mesure interférométrique hétérodyne, le lecteur pourra se référer à l'article de D. Teyssieux *et al.* [2-15].

Dans le cas des résonateurs à ondes élastiques, les mesures permettent d'observer où et comment sont confinées les ondes élastiques présentant une composante hors-plan. Cette caractérisation ne peut pas être réalisée sur des modes dont la polarisation est majoritairement dans le plan du substrat.

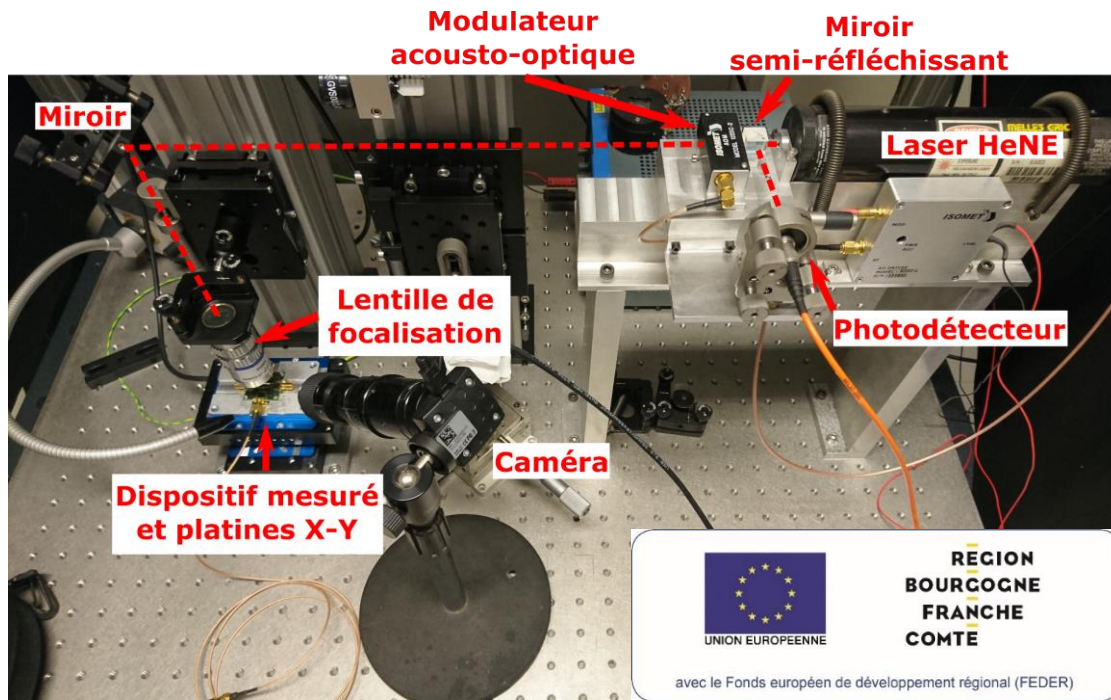


Figure 39 : Photographie du banc optique de la sonde hétérodyne du département Temps-Fréquence

La base de ce système repose sur un montage interférométrique permettant de mesurer l'amplitude de la polarisation hors-plan d'une onde de fréquence  $f$  générée par un dispositif à ondes élastiques. Le signal LASER est préalablement modulé par un modulateur acousto-optique (MAO) à une fréquence  $f_0$ . L'analyse de Fourier des signaux reçus en sortie du montage par un photodétecteur montre la présence d'une raie à la fréquence  $f_0$  appelée « porteuse » provenant directement de la modulation par le MAO et deux raies latérales à la fréquence  $f_0 \pm f$  provenant de la modulation conjointe du signal avec le MAO et l'onde élastique de fréquence  $f$ .

L'analyse comparée des raies latérales avec la porteuse permet de remonter à l'amplitude et à la phase de l'onde élastique. Le signal de la porteuse seule permet de visualiser la topographie de l'échantillon (présence d'électrodes, de marches...).

Nous illustrons l'utilisation de cet outil avec la caractérisation du mode elliptique à 189,8 MHz du résonateur « modèle ». Comme nous l'avons montré dans la partie (2.2.4), le mode elliptique généré par un résonateur PPLN possède une composante hors-plan : il peut donc être caractérisé grâce à la sonde hétérodyne. La cartographie de la porteuse, de l'amplitude et de la phase de la raie latérale mesurée sur ce dispositif est donnée par la Figure 40.

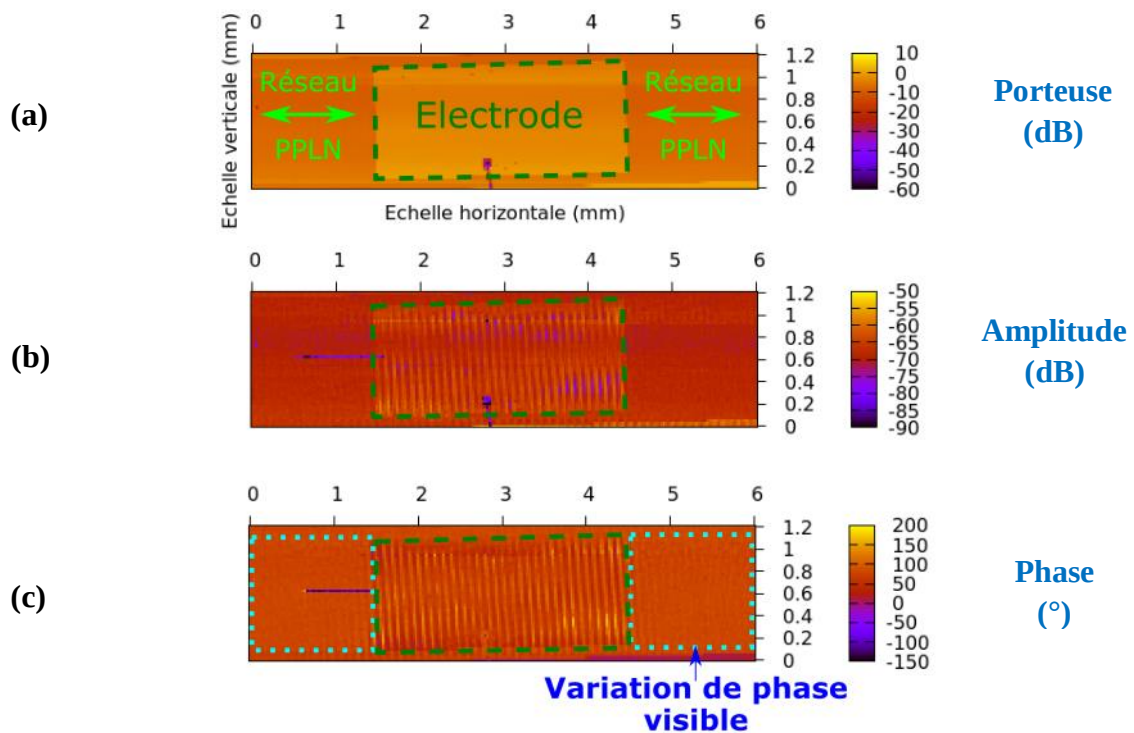


Figure 40 : Observations à la sonde hétérodyne du mode elliptique (190,2 MHz) et courbes de la porteuse (a), de l'amplitude de l'onde (b) et de la phase de l'onde (c) avec une résolution de 25  $\mu\text{m}$

La cartographie de la porteuse du signal permet de repérer la position de l'électrode excitatrice. Nous avons indiqué par ailleurs la présence d'un réseau PPLN à l'extérieur de l'électrode, bien que celui-ci soit non visible sur la porteuse.

Les courbes en amplitude et en phase permettent d'observer et d'étudier la propagation de l'onde. Dans cet exemple, la présence du mode elliptique est clairement mise en évidence sous l'électrode, avec la présence de variations périodiques de l'amplitude et de la phase. Par ailleurs, des variations plus faibles en amplitude et en phase sont repérées en dehors de l'électrode. Ce mode semble donc se propager en dehors de l'électrode. Les conclusions et conséquences sur le confinement du mode elliptique seront discutées plus en détail dans le chapitre (V).

## 2.6) Conclusion du chapitre

L'ensemble des procédés de fabrication et des outils de simulation et de caractérisation utilisés dans ces travaux ont été présentés au cours de ce chapitre.

Les simulations permettent ainsi de calculer et identifier les contributions électromécaniques générées par les transducteurs PPLN. Dans le chapitre (III), le suivi de ces contributions en fonction de la coupe de niobate de lithium et l'évolution de leurs caractéristiques ( $k^2$ ,  $v_\phi$ ) permettront de déterminer les dispositifs pouvant présenter un intérêt dans le cadre de ces travaux.

Une fois les coupes d'intérêt identifiées, nous pourrions fabriquer sur ces coupes des réseaux PPLN en suivant le procédé de fabrication décrit la partie (2.3). Ce procédé a été néanmoins

décrit pour un dispositif sur coupe (ZX) : il doit être adapté aux autres coupes, en mettant en évidence les contraintes technologiques liées à l'orientation et la coupe du substrat. Ce point sera l'objet du chapitre (IV) du manuscrit.

Le dépôt d'électrodes sur ces réseaux permet d'achever la fabrication des résonateurs PPLN, qui pourront ensuite être caractérisés électriquement et élastiquement. Dans le chapitre (V), ces caractérisations permettront de montrer comment la conception du résonateur affecte la réponse des différents modes du résonateur.



## Bibliographie

- [2-1] E. Courjon, “Transducteurs à domaines ferroélectriques alternés pour composants à ondes de surface appliqués au traitement du signal radio-fréquence par composants passifs,” Université de Franche-Comté, 2010.
- [2-2] S. Ballandras *et al.*, “A mixed finite element/boundary element approach to simulate complex guided elastic wave periodic transducers,” *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no. 1, p. 014911, Jan. 2009.
- [2-3] Inria, “Site de la bibliothèque Modulef,” 1991. <https://www.rocq.inria.fr/modulef/>.
- [2-4] IEEE, “ANSI/IEEE Std 176-1987,” *IEEE Standards*. IEEE, 1988.
- [2-5] S. Ballandras *et al.*, “A FEA/BEM approach to simulate complex electrode structures devoted to guided elastic wave periodic transducers,” in *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings.*, 2002, pp. 321–324.
- [2-6] K. Blotekjaer, K. A. Ingebrigtsen, and H. Skeie, “A method for analyzing waves in structures consisting of metal strips on dispersive media,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 20, no. 12, pp. 1133–1138, Dec. 1973.
- [2-7] W. Daniau, M. Lenczner, T. Laroche, J. Garcia, E. Carry, and S. Ballandras, “On the convergence of 2D and 3D finite element/boundary element analysis for periodic acoustic waveguides,” in *IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 22nd European Frequency and Time forum*, 2009, pp. 430–434.
- [2-8] J. Webjörn, F. Laurell, and G. Arvidsson, “Blue light generated by frequency doubling of laser diode light in a lithium niobate channel waveguide,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 1, no. 10, pp. 316–318, Oct. 1989.
- [2-9] S. B. Lang, “Pyroelectricity: From Ancient Curiosity to Modern Imaging Tool,” *Phys. Today*, vol. 58, no. 8, pp. 31–36, Aug. 2005.
- [2-10] V. Y. Shur, A. R. Akhmatkhanov, and I. S. Baturin, “Micro- and nano-domain engineering in lithium niobate,” *Appl. Phys. Rev.*, vol. 2, no. 4, Dec. 2015.
- [2-11] V. Shur, E. Rumyantsev, R. Batchko, G. Miller, M. Fejer, and R. Byer, “Physical basis of the domain engineering in the bulk ferroelectrics,” *Ferroelectrics*, vol. 221, no. 1–4, pp. 157–167, 1999.
- [2-12] V. Gopalan, V. Dierolf, and D. A. Scrymgeour, “Defect–Domain Wall Interactions in Trigonal Ferroelectrics,” *Annu. Rev. Mater. Res.*, vol. 37, no. 1, pp. 449–489, Aug. 2007.
- [2-13] S. Kim and V. Gopalan, “Optical index profile at an antiparallel ferroelectric domain wall in lithium niobate,” *Mater. Sci. Eng. B*, vol. 120, no. 1–3, pp. 91–94, Jul. 2005.
- [2-14] K. Kurokawa, “Power Waves and the Scattering Matrix,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, no. 2, pp. 194–202, Mar. 1965.
- [2-15] D. Teyssieux, T. Baron, J.-M. Friedt, G. Martin, and P. Vairac, “Absolute phase and amplitude mapping of Surface Acoustic Wave fields,” in *Joint European Frequency and Time Forum & International Frequency Control Symposium (EFTF/IFCS)*, 2013, pp. 73–76.



# Chapitre III

## Etude théorique des structures périodiquement polarisées de niobate de lithium sur coupes obliques

|        |                                                                                                  |    |
|--------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.1)   | Simulations des structures PPLN sur coupes obliques .....                                        | 74 |
| 3.1.1) | Introduction aux simulations .....                                                               | 74 |
| 3.1.2) | Simulations de structures PPLN sur coupe (YXl)/ $\theta$ .....                                   | 76 |
| a)     | Identification et description des contributions élastiques générées .....                        | 76 |
| b)     | Analyse de l'évolution des ondes élastiques en fonction de l'angle $\theta$ .....                | 78 |
| 3.1.3) | Simulations de structures PPLN sur coupe (YXlt)/ $\theta/90^\circ$ .....                         | 80 |
| a)     | Identification et description des contributions élastiques générés .....                         | 80 |
| b)     | Evolution des contributions élastiques en fonction de l'angle $\theta$ .....                     | 82 |
| 3.1.4) | Conclusion sur les simulations des structures PPLN .....                                         | 84 |
| 3.2)   | Influence des paramètres dimensionnels des transducteurs PPLN sur la réponse<br>acoustique ..... | 85 |
| 3.2.1) | Influence de l'épaisseur de la structure .....                                                   | 85 |
| 3.2.2) | Influence du rapport d'inversion des PPLN .....                                                  | 87 |
| 3.2.3) | Conclusion sur l'influence des paramètres dimensionnels .....                                    | 89 |
| 3.3)   | Conclusion sur l'étude théorique .....                                                           | 90 |



# Chapitre III : Etude théorique des structures périodiquement polarisées de niobate de lithium sur coupes obliques

Le transducteur à domaines ferroélectriques périodiquement polarisés de niobate de lithium (PPLN) présente des avantages par rapport aux architectures SAW et BAW actuellement utilisées. Toutefois, dans l'objectif de concevoir des filtres radiofréquences à large bande, le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  des ondes élastiques générées dans ces structures se révèle insuffisant sur la coupe (ZX).

L'état de l'art a montré que l'excitation de structures périodiquement inversées de niobate et tantalate de lithium sur des coupes différentes de (ZX) permettent d'exploiter des ondes élastiques avec des coefficients  $k^2$  au moins 10 fois supérieurs à ceux de la coupe (ZX). Par conséquent, en se servant des outils de simulations présentés dans le chapitre (II), nous cherchons à confirmer l'intérêt des coupes obliques pour augmenter le coefficient  $k^2$ .

Dans ce chapitre, nous allons ainsi chercher à répondre aux problématiques suivantes : comment évolue le coefficient  $k^2$  des différentes contributions élastiques générées en fonction de la coupe du matériau, l'orientation dans le plan et la géométrie des domaines ? Dans l'optique de réaliser un filtre monomode, est-ce que la variation de ces paramètres permet l'obtention d'un transducteur monomode avec un coefficient  $k^2$  suffisant ?

Dans une première partie, des simulations sont menées sur les structures PPLN sur coupes obliques (YXl $\theta$ )/ $\psi$ . En fonction de l'angle  $\theta$  et pour deux orientations dans le plan  $\varphi$ , nous étudions l'évolution des caractéristiques associées aux contributions élastiques générées dans ces structures.

Dans une seconde partie, l'évolution des réponses électriques en fonction des paramètres géométriques des structures PPLN est étudiée. Il s'agit de déterminer l'influence de l'épaisseur du substrat et du rapport d'inversion sur les caractéristiques des différentes contributions, et de déterminer la géométrie adaptée à l'exploitation d'une contribution particulière.

En tenant compte des problématiques énoncées précédemment, nous présenterons les coupes, géométries, orientations et types de contributions pouvant potentiellement répondre à l'application visée pour ces travaux.

## 3.1) Simulations des structures PPLN sur coupes obliques

### 3.1.1) Introduction aux simulations

Dans le cadre de cette étude, nous suivons l'évolution des caractéristiques associées aux contributions acousto-électriques générées par un transducteur PPLN, en fonction de la coupe (YXl $\theta$ )/ $\psi$  de niobate de lithium. L'objectif est de déterminer l'évolution de deux caractéristiques associées à ces contributions, en fonction de la coupe de niobate de lithium :

le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  et la célérité  $v_\phi$ . Cela permettra d'identifier et sélectionner des coupes présentant des caractéristiques intéressantes pour nos travaux.

La période du transducteur est fixée à  $50\ \mu\text{m}$  et son épaisseur  $e$  à  $115\ \mu\text{m}$ . L'angle  $\theta$  de la coupe varie entre  $30^\circ$  et  $150^\circ$  par pas de  $5^\circ$ . L'étude est limitée à deux orientations  $\psi$  dans le plan :  $0$  et  $90^\circ$ . Ces orientations présentent l'avantage d'être facilement repérables à l'aide du méplat principal du substrat.

La simulation de transducteurs PPLN sur coupe obliques oblige d'adapter le maillage en fonction de l'orientation cristallographique  $(YXl)/\theta/\psi$  du transducteur. En effet, sur ces coupes, l'axe cristallographique  $Z$  n'est plus colinéaire à la normale à la surface  $\mathbf{n}$  et le profil des domaines suivant l'épaisseur n'est pas le même en fonction de l'orientation dans le plan  $\psi$ . Afin de tenir compte de cet aspect, deux types de maillage sont proposés (Figure 41) :

- Pour les transducteurs PPLN sur coupe  $(YXl)/\theta/0^\circ$  (se propageant selon  $\mathbf{X}$ ), le profil des domaines reste rectangulaire quel que soit l'angle  $\theta$  et le maillage proposé est constitué de deux domaines rectangulaires et droits, de polarité opposée ;
- Pour les transducteurs PPLN sur coupe  $(YXl)/\theta/90^\circ$  (se propageant selon  $\text{Proj}_n \mathbf{Y}$ ), le profil des domaines présente une inclinaison qui dépend de l'angle  $\theta$  de la coupe. Le maillage est alors constitué de deux domaines parallélogrammatiques de polarité opposée.

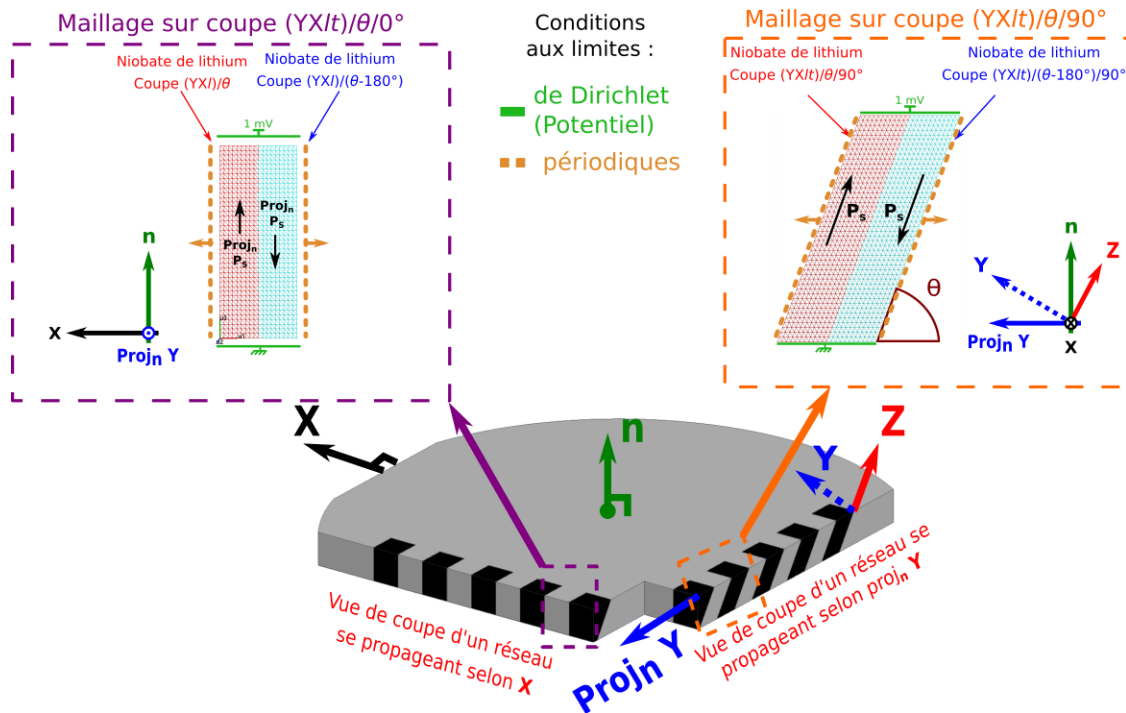


Figure 41 : Maillages des transducteurs PPLN en fonction de la coupe  $(YXl)\theta$  de niobate de lithium et de l'orientation  $\psi$  dans le plan

Dans les deux sous-parties suivantes, l'évolution des caractéristiques associées aux contributions élastiques des transducteurs PPLN est étudiée séparément pour chacun des deux modèles décrits ci-dessus.

L'admittance harmonique des transducteurs PPLN est calculée entre  $0$  et  $300\ \text{MHz}$  afin d'identifier les contributions associées aux ondes élastiques de célérité comprise entre  $0$  et

15000 m.s<sup>-1</sup>. Les contributions présentant un  $k^2$  inférieur à 0,1% seront négligées. L'évolution de  $v_\phi$  et  $k^2$  en fonction des coupes sera ensuite illustrée à l'aide de courbes, qui permettent d'identifier les coupes présentant des contributions avec un  $k^2$  potentiellement intéressant dans le cadre d'une application de type filtres.

### 3.1.2) Simulations de structures PPLN sur coupe (YXI)/ $\theta$

#### a) Identification et description des contributions élastiques générées

Les transducteurs PPLN sont des structures multimodes pouvant générer théoriquement une infinité d'ondes de Lamb (cf. partie (1.2.5.a)). Entre 50 et 300 MHz, les simulations sur coupe (YXI)/ $\theta$  mettent en évidence la présence d'une dizaine de contributions associées à différentes ondes de Lamb. Néanmoins, ces différentes contributions peuvent présenter des similitudes dans la polarisation de l'onde élastique associée.

Afin de faciliter la lecture et l'analyse des résultats, les contributions issues d'un transducteur PPLN sont catégorisées en fonction de leur polarisation. L'identification des contributions est illustrée sur la Figure 42 avec la simulation d'un transducteur PPLN de coupe (YXI)/100°.

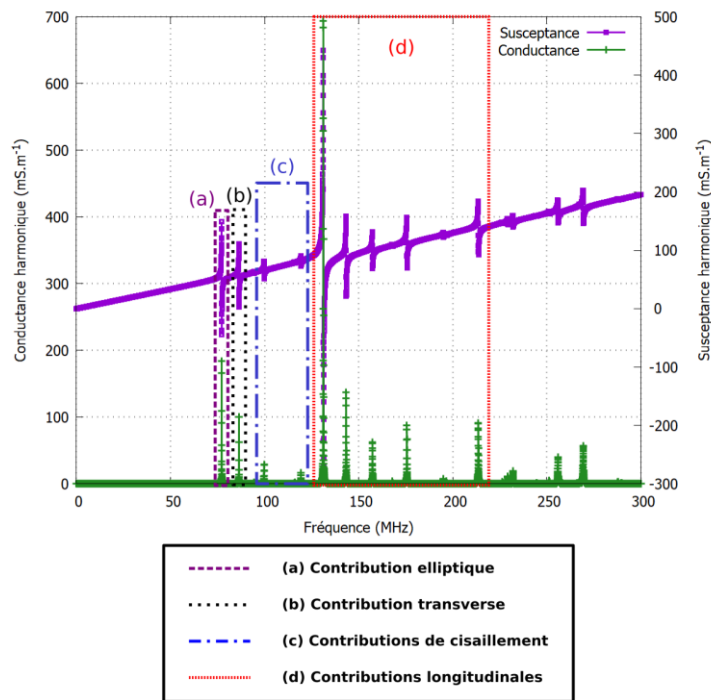


Figure 42 : Réponse simulée d'un transducteur PPLN sur coupe (YXI)/100° et mise en évidence des différentes polarisations. Les préfixes (a), (b), (c) et (d) font référence aux polarisations observées sur GraphX, données en Figure 43

Les simulations sur coupe (YXI)/ $\theta/0^\circ$  ont ainsi permis d'identifier quatre catégories de contributions :

- **Contribution elliptique** : la polarisation de l'onde est principalement orientée selon la normale  $\mathbf{n}$  et est localisée au niveau de la surface du réseau PPLN (Figure 43a).

La polarisation et la célérité de ces contributions correspond à celle du mode  $S0$  de Lamb, déjà identifié sur la coupe (ZX) [3-1].

- **Contribution transverse** : l'onde présente une polarisation perpendiculaire à  $X$  (dite « transverse » principalement localisée au niveau de la surface (Figure 43b).
- **Contributions de cisaillement** : ces ondes de Lamb présentent une polarisation biaxiale localisée dans le volume (Figure 43c). Leur polarisation est majoritairement située dans le plan ( $OXn$ ).
- **Contributions longitudinales** : la polarisation des ondes associées est principalement uniaxiale, elle s'établit dans le volume et est située dans le plan ( $OXn$ ) (Figure 43d). Ces contributions avaient aussi été identifiées sur la coupe (ZX) [3-1].

Parmi ces contributions, la contribution elliptique possède une polarisation hors-plan et pourra être observée avec la sonde hétérodyne. Sur chacune des coupes  $(YXI)/\theta$  étudiées, au moins trois des quatre types de contributions sont présents et mis en évidence.

L'identification montre deux catégories d'ondes supplémentaires à celles rencontrées sur la coupe (ZX). Les contributions situées au-delà de 230 MHz sur la Figure 42 ne sont pas classées : elles correspondent essentiellement à des harmoniques des contributions fondamentales identifiées précédemment.

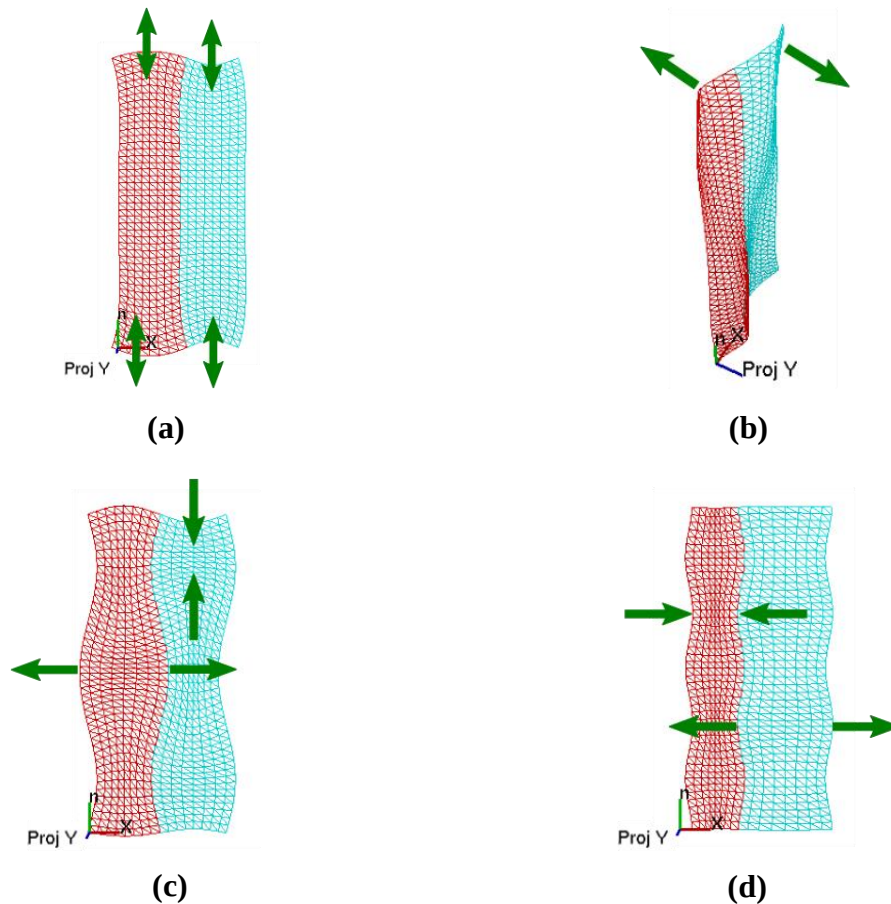


Figure 43 : Visualisation de la contribution elliptique à 77,2 MHz (a), transverse à 86,4 MHz (b), de cisaillement à 99,7 MHz(c) et longitudinale à 131,2 MHz (d) identifiées sur la coupe  $(YXI)/100^\circ$ . Les flèches vertes indiquent la polarisation associée aux contributions.

b) *Analyse de l'évolution des ondes élastiques en fonction de l'angle  $\theta$*

L'évolution de la célérité  $v_\phi$  et du coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  en fonction de l'angle  $\theta$  de la coupe (YXI)/ $\theta$  sont données respectivement par les Figure 44 et Figure 45, pour chaque catégorie de contributions. Dans un souci de visibilité, nous présentons uniquement les deux principales contributions des ondes de cisaillement et la principale contribution longitudinale, c'est-à-dire celles présentant les  $k^2$  les plus élevés. L'absence de points signifie qu'aucune contribution présentant un  $k^2 > 0,1\%$  n'a pu être relevée pour la catégorie considérée.

La Figure 44 montre que les variations en célérité  $v_\phi$  calculées par la simulation ne dépassent pas  $\pm 5\%$  par rapport à la moyenne calculée sur l'ensemble des coupes. Ces variations et leur évolution en fonction de la coupe sont cohérentes avec celle des ondes élastiques de surface et de volume générées dans le niobate de lithium [3-2], [3-3].

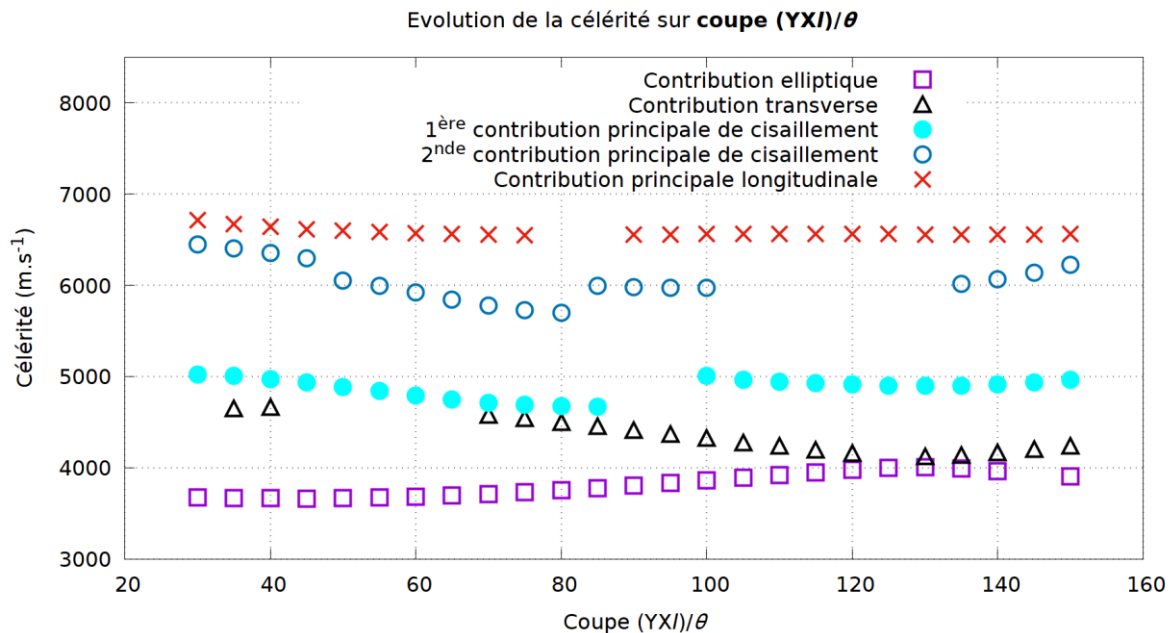


Figure 44 : Evolution de la célérité des principales contributions, en fonction de l'angle  $\theta$  de la coupe (YXI)/ $\theta$  du niobate de lithium

La Figure 45 met systématiquement en évidence une augmentation du  $k^2$  sur les coupes obliques par rapport à la coupe (YXI)/ $90^\circ$  (coupe (ZX)). Par ailleurs, le  $k^2$  pour les contributions elliptiques et longitudinales tend à augmenter au fur et à mesure de l'augmentation de l'inclinaison par rapport à l'axe **Z**. Toutefois, cette évolution n'est pas symétrique : la principale contribution longitudinale présente un  $k^2$  plus important sur les coupes (YXI)/ $95^\circ$  à  $150^\circ$  que sur les coupes (YXI)/ $30^\circ$  à  $85^\circ$ . Le résultat inverse est trouvé pour la contribution elliptique.

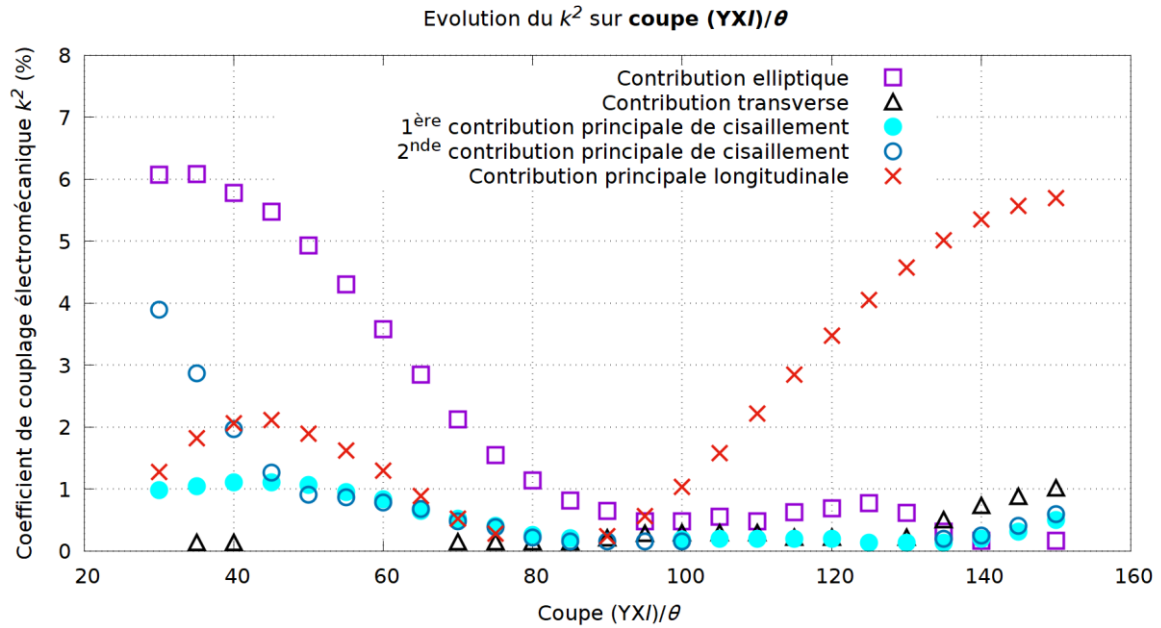


Figure 45 : Evolution du coefficient de couplage électromécanique des principales contributions, en fonction de l'angle  $\theta$  de la coupe (YXI)/ $\theta$  du niobate de lithium

Nous souhaitons exploiter des contributions qui présentent un  $k^2$  dix fois supérieures à celles des transducteurs sur coupe (YXI)/90° d'architecture similaire (pour rappel 0,2-0,3%, cf. partie (2.2.4)). Ainsi, nous nous focalisons sur trois types de contributions qui répondent à cet objectif :

- La contribution elliptique pour les coupes comprises entre (YXI)/30° et (YXI)/65° ;
- Les contributions longitudinales pour les coupes comprises entre (YXI)/115° et (YXI)/150° ;
- Les contributions de cisaillement pour les coupes comprises entre (YXI)/30° et (YXI)/35°.

La contribution transverse présente un  $k^2$  inférieur à 1%. Celle-ci est même négligeable pour les coupes comprises entre (YXI)/45° et (YXI)/65° ainsi que la coupe (YXI)/125°.

Parmi les coupes commercialement disponibles de niobate de lithium [3-4] et par rapport à l'objectif fixé d'un  $k^2 > 3\%$ , nous identifions quatre transducteurs PPLN présentant un intérêt pour une application de type filtres. Nous listons ces dispositifs dans le Tableau 6, avec les contributions exploitées et leurs  $k^2$  respectifs.

Aucune coupe ne permet d'exploiter un seul et unique type de contributions. Sur chacune des coupes étudiées, au moins trois catégories de contributions sont relevées.

| Dispositif      | Contribution exploitée | $v_\varphi$ attendue   | $k^2$ attendu |
|-----------------|------------------------|------------------------|---------------|
| PPLN (YXl)/36°  | Elliptique             | 3700 m.s <sup>-1</sup> | 6,0%          |
| PPLN (YXl)/41°  | Elliptique             | 3700 m.s <sup>-1</sup> | 5,7%          |
| PPLN (YXl)/64°  | Elliptique             | 3800 m.s <sup>-1</sup> | 2,9-3,0%      |
| PPLN (YXl)/128° | Longitudinale          | 6800 m.s <sup>-1</sup> | 4,3%          |

Tableau 6 : Dispositifs PPLN retenus d'après les simulations effectuées sur coupe (YXl)/ $\theta$

Pour conclure, des transducteurs présentant des  $k^2$  atteignant 6% ont été identifiés. Les simulations confirment la possibilité d'exploiter des dispositifs PPLN monolithiques présentant des contributions avec un  $k^2$  supérieur à 3%.

Dans la partie suivante, nous reproduisons cette étude sur les transducteurs de coupe (YXlt)/ $\theta$ /90°. Il s'agit de déterminer l'influence du changement d'orientation dans le plan et de l'inclinaison des domaines sur la nature et les caractéristiques des contributions élastiques.

### 3.1.3) Simulations de structures PPLN sur coupe (YXlt)/ $\theta$ /90°

#### *a) Identification et description des contributions élastiques générés*

Tout d'abord, nous rappelons que les transducteurs sur coupe (YXlt)/ $\theta$ /90° présentent une inclinaison des domaines qui dépend de l'angle  $\theta$  de la coupe.

Les simulations sur coupe (YXlt)/ $\theta$ /90° permettent d'identifier une dizaine de contributions sur l'ensemble des coupes étudiées, pouvant être classées en trois catégories selon leur polarisation : les contributions elliptiques, de cisaillement ou longitudinales. Les contributions transverses sont absentes des transducteurs de coupe (YXlt)/ $\theta$ /90°.

La réponse simulée d'un transducteur PPLN sur coupe (YXlt)/65°/90° est donnée sur la Figure 46 et la polarisation des contributions est illustrée par la Figure 47. De la même façon que pour la partie (3.1.2.a), les contributions non-classées correspondent à nouveau à des harmoniques des contributions fondamentales.



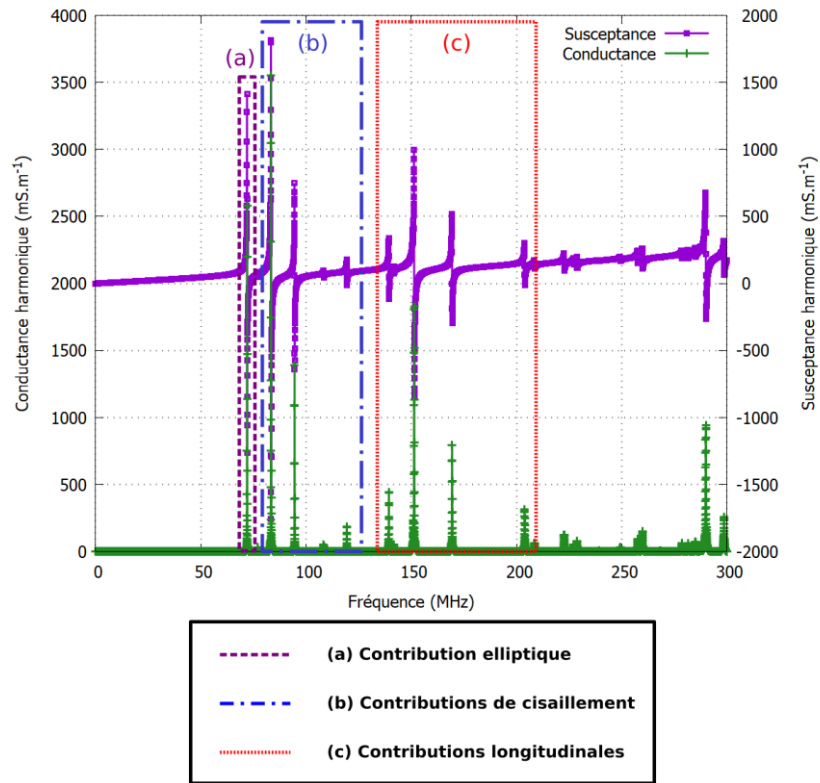


Figure 46 : Réponse simulée d'un transducteur PPLN sur coupe (YXlt)/65°/90° et mise en évidence des différentes polarisations. Les préfixes (a), (b) et (c) font référence aux polarisations observées sur GraphX et données en Figure 47

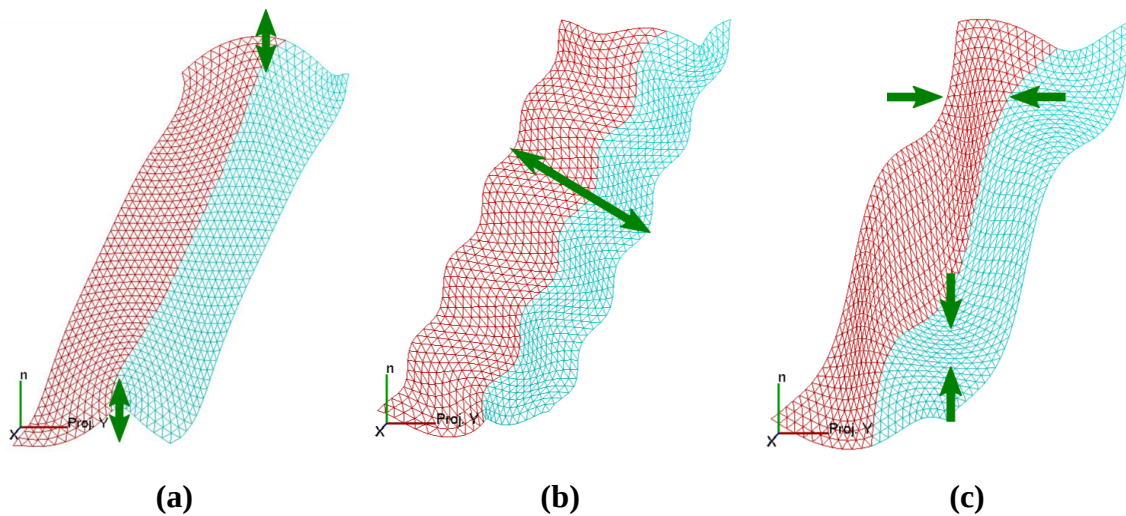


Figure 47 : Visualisation de la contribution elliptique à 72,0 MHz (a), de cisaillement à 83,4 MHz (b) et longitudinale à 151,4 MHz (c) identifiées sur la coupe (YXlt)/65°/90°. Les flèches vertes indiquent la polarisation de ces contributions.

Comparativement aux simulations sur les transducteurs de coupe (YXlt)/ $\theta$ /0°, nous notons à ce stade trois différences :

- L'absence de la contribution transverse ;
- La génération de deux contributions elliptiques : une symétrique (mode de Lamb S0) pour les coupes comprises entre (YXlt)/80°/90° et (YXlt)/100°/90°, et une antisymétrique (onde de Lamb A0) pour l'ensemble des coupes, à l'exception de la coupe (YXlt)/100°/90° (Coupe (ZY)) ;



- La non-colinéarité de la polarisation des contributions longitudinales avec la surface du transducteur : leur polarisation dépend de l'inclinaison des domaines et donc de la coupe  $(YXlt)/\theta/90^\circ$ .

Il reste maintenant à voir si d'autres différences sont à noter sur les caractéristiques associées aux modes identifiés.

### *b) Evolution des contributions élastiques en fonction de l'angle $\theta$*

L'évolution des caractéristiques des principales contributions en célérité  $v_\varphi$  et en coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  sont données sur la Figure 48 et la Figure 49 respectivement. De façon analogue aux simulations sur coupe  $(YXI)/\theta$ , nous suivrons uniquement la contribution de cisaillement et la contribution longitudinale qui présentent le  $k^2$  le plus élevé pour chacune des coupes. L'absence de points signifie qu'aucune contribution présentant un  $k^2 > 0,1\%$  n'a pu être relevée, pour la catégorie considérée.

Les courbes en célérité (Figure 48) montrent des dynamiques distinctes entre les contributions dont la polarisation est localisée à la surface (elliptique  $S0$  et  $A0$ ) et celles dont la polarisation est volumique (cisaillement et longitudinale) :

- La variation de la célérité des contributions elliptiques sur les coupes étudiées est de l'ordre de  $\pm 5\%$  par rapport à la moyenne. Ces variations sont similaires à celles mesurées pour cette catégorie de contributions sur les transducteurs de coupe  $(YXI)/\theta$
- La célérité des principales contributions de cisaillement et longitudinales double entre la coupe  $(ZY)$  et les coupes les plus extrêmes  $((YXlt)/30^\circ/90^\circ$  et  $(YXlt)/150^\circ/90^\circ$ ). Ces variations ne sont pas comparables à celles observées dans le cas des transducteurs de coupe  $(YXI)/\theta$ .

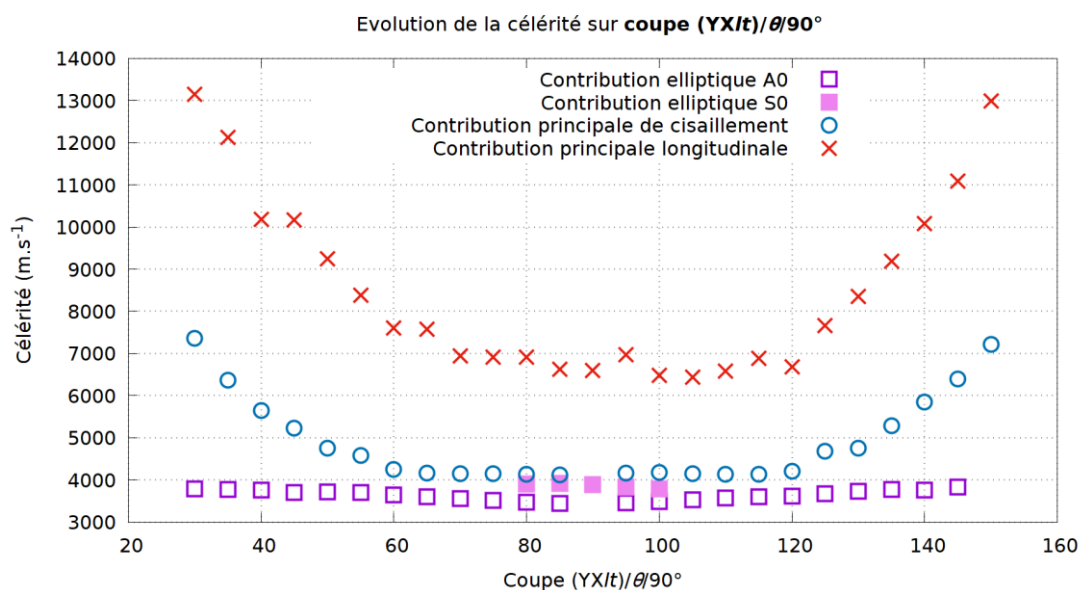


Figure 48 : Evolution de la célérité des principales contributions, en fonction de l'angle  $\theta$  de la coupe  $(YXlt)/\theta/90^\circ$  de niobate de lithium

Les courbes du coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  (Figure 49) montrent des tendances similaires à celles relevées dans la partie (3.1.2.b) : le coefficient de couplage tend à augmenter pour au moins une catégorie de contributions, au fur et à mesure que l'on s'écarte de la coupe (YXlt)/90°/90° (coupe (ZY)). En revanche, les  $k^2$  relevés peuvent dépasser les 15% pour les contributions de cisaillement, ceci est à comparer aux 6% maximums obtenus sur la coupe (YXI)/35°.

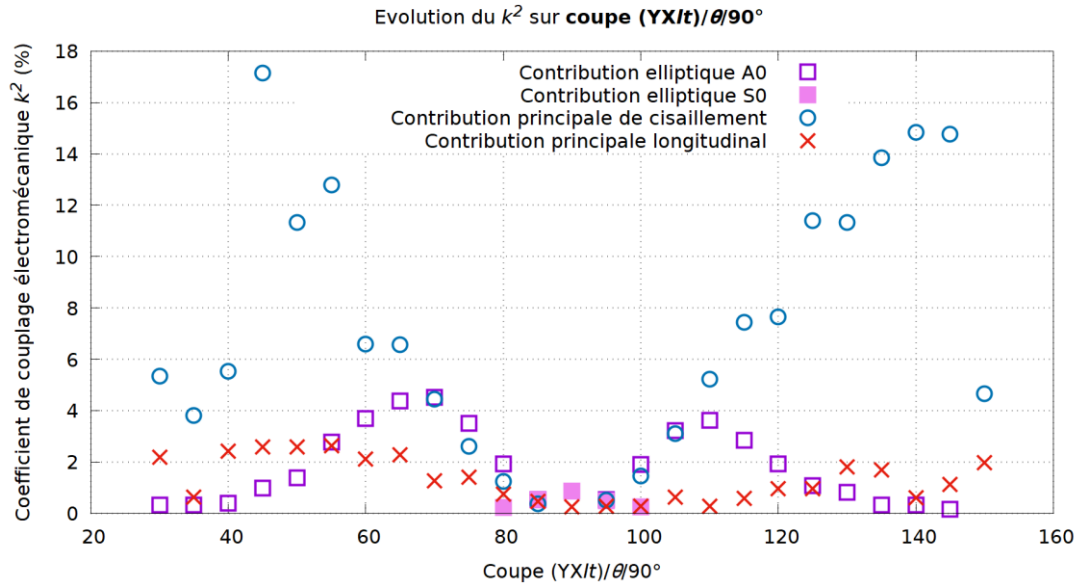


Figure 49 : Evolution du  $k^2$  des principales contributions, en fonction de l'angle  $\theta$  de la coupe (YXlt)/ $\theta$ /90° de niobate de lithium

En reprenant notre objectif formulé dans la partie (3.1.2.b), deux types de contributions présentent un  $k^2$  supérieur à 3% :

- La contribution elliptique pour les coupes comprises entre (YXlt)/55°/90° et (YXI)/75°/90°, ainsi qu'entre (YXlt)/105°/90° et (YXlt)/115°/90° ;
- La principale contribution de cisaillement pour les coupes comprises entre (YXI)/30° et (YXI)/75°, ainsi qu'entre (YXlt)/105°/90° et (YXlt)/150°/90°.

La principale contribution longitudinale peut aussi présenter un intérêt entre les coupes (YXlt)/40°/90° et (YXlt)/65°/90°, avec un  $k^2$  compris entre 2 et 2,5% dans cette gamme de coupes.

Ainsi, parmi les coupes usuelles de niobate de lithium, nous identifions dans le Tableau 7 quatre transducteurs en mesure de répondre à l'objectif d'un  $k^2$  supérieur à 3% :

| Dispositif           | Contribution exploitée | $v_\phi$ attendue      | $k^2$ attendu |
|----------------------|------------------------|------------------------|---------------|
| PPLN (YXlt)/36°/90°  | Cisaillement           | 6300 m.s <sup>-1</sup> | 3,9%          |
| PPLN (YXlt)/41°/90°  | Cisaillement           | 5700 m.s <sup>-1</sup> | > 6%          |
| PPLN (YXlt)/64°/90°  | Elliptique             | 3600 m.s <sup>-1</sup> | 4,4%          |
|                      | Cisaillement           | 4200 m.s <sup>-1</sup> | 6,5%          |
| PPLN (YXlt)/128°/90° | Cisaillement           | 8000 m.s <sup>-1</sup> | 11,4%         |

Tableau 7 : Dispositifs PPLN retenus d'après les simulations effectuées sur coupe (YXlt)/ $\theta$ /90°

En conclusion, les dispositifs sur coupes (YXlt)/ $\theta$ /90° présentent des contributions avec des célérités  $v_\phi$  dépassant les 10000 m.s<sup>-1</sup> et des coefficients de couplage électromécaniques  $k^2$  supérieurs à 15%. Comparativement aux simulations sur coupe (YXI)/ $\theta$ , les transducteurs présentent des contributions avec des  $v_\phi$  doublées et des  $k^2$  deux fois à trois fois supérieurs. La hausse de la célérité permet d'accompagner plus facilement la montée en fréquences des dispositifs, tandis que la hausse du  $k^2$  permet d'obtenir des dispositifs PPLN mieux couplés à plus large bande passante. Par conséquent, l'orientation dans le plan et l'inclinaison des domaines a une influence significative sur le comportement en célérité des modes de volume.

### 3.1.4) Conclusion sur les simulations des structures PPLN

Les simulations réalisées sur les transducteurs PPLN de coupe (YXI)/ $\theta$  et de coupe (YXlt)/ $\theta$ /90° ont montré que l'utilisation de coupes obliques de niobate de lithium permet effectivement d'obtenir des contributions élastiques avec un  $k^2$  supérieur à celles de la coupe (ZX). Ainsi, des coefficients de couplage électromécanique jusqu'à 6% ont été relevés sur les transducteurs de coupe (YXI)/ $\theta$ , alors que celui-ci peut dépasser les 15% sur les transducteurs de coupe (YXlt)/ $\theta$ /90°.

Par ailleurs, les simulations ont permis de démontrer que l'orientation dans le plan peut avoir un impact significatif sur le  $k^2$  mais aussi la célérité mesurée pour l'onde élastique associée. L'amplitude de ces changements, en particulier ceux pour la célérité, ne peuvent être expliqués par le seul changement d'orientation cristallographique [3-2], [3-3]. La variation de la géométrie des domaines en fonction de l'orientation dans le plan peut expliquer ces changements.

Les simulations ont ainsi permis d'identifier plusieurs dispositifs sur les coupes usuelles permettant d'exploiter des contributions elliptique, de cisaillement et longitudinale présentant des  $k^2$  supérieurs à 3%. Les dispositifs PPLN sur coupes usuelles (YXI)/36°, (YXI)/41°, (YXI)/64° et (YXI)/128° présentent chacun une contribution elliptique ou longitudinale selon l'orientation  $t = 0^\circ$  et une voire deux contributions elliptique ou de cisaillement selon l'orientation  $t = 90^\circ$  pouvant répondre à ce critère.

La contribution transverse ne semble pas pouvoir être exploitée pour ces travaux du fait d'un  $k^2$  trop faible. Sa présence est en revanche problématique, du fait d'une célérité proche de la contribution elliptique et pouvant parasiter cette contribution. Nous allons ainsi chercher à minimiser la présence de cette contribution, en travaillant sur des transducteurs où cette contribution est absente.

Enfin, aucune coupe ne permet d'exploiter un seul type de contributions : sur chacune des coupes, au moins trois types de contributions sont générées par les transducteurs PPLN. La seule sélection d'une coupe de niobate de lithium ne permet pas d'obtenir un dispositif monomode.

Les travaux de cette première partie ont ainsi permis de mettre en évidence les coupes présentant un intérêt pour les transducteurs PPLN. Nous avons jusqu'à présent réalisé les simulations sur un transducteur avec des dimensions particulières d'épaisseur, de période et de rapport d'inversion  $RI$ . Les précédents travaux sur les transducteurs PPLN coupe (ZX) avaient montré que ces paramètres avaient une influence sur les performances de ces transducteurs [3-5], [3-6]. Par conséquent, dans la partie suivante, nous étudierons l'effet et l'impact de ces paramètres dans le contexte particulier des transducteurs PPLN sur coupes obliques.

### 3.2) Influence des paramètres dimensionnels des transducteurs PPLN sur la réponse acoustique

Du fait de la nature dispersive des modes de Lamb, les travaux de Florent Bassignot [3-5] et Fabien Henrot [3-6] ont montré que la géométrie des structures, en particulier le rapport  $e/p$ , a une influence sur les caractéristiques des différentes contributions. La présence, dans les transducteurs PPLN sur coupes obliques, de contributions de nature différentes à celle des dispositifs de coupe (ZX) amène à étudier à nouveau cette question.

Nous nous intéresserons à l'effet de deux paramètres dimensionnels sur la réponse des transducteurs PPLN sur coupes obliques : le *rapport épaisseur/période* (rapport  $e/p$ ) ainsi que le *rapport d'inversion* ( $RI$ ). Il s'agit ici d'étudier les effets dispersifs des ondes de Lamb et de savoir quels sont les effets de la géométrie sur la célérité  $v_\phi$  et le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  des contributions.

#### 3.2.1) Influence de l'épaisseur de la structure

Tout d'abord, nous souhaitons étudier l'effet du rapport  $e/p$  sur un transducteur PPLN particulier. Pour cette étude, nous avons considéré un transducteur PPLN de coupe (YXlt)/64°/0°. Nous verrons, dans la suite de ce manuscrit, que cette coupe est importante pour nos travaux. Ce transducteur présente une contribution elliptique avec un  $k^2$  supérieur à 3%, et une contribution de cisaillement et une longitudinale avec des  $k^2$  de l'ordre de 1% (cf partie (3.1.2.b)). L'effet du rapport  $e/p$  pourra ainsi être étudié sur ces trois catégories de contributions. De plus, la contribution transverse est absente sur ce transducteur.

Un ensemble de simulations a été réalisé sur une structure présentant un maillage similaire à celui décrit dans la partie (3.1.3). Pour ces simulations, la période  $p$  est fixée à 50  $\mu\text{m}$  et l'épaisseur  $e$  varie entre 15 et 250  $\mu\text{m}$ . Le rapport  $e/p$  varie ainsi entre 0,3 et 5.

Pour chacune des contributions étudiées (elliptique, cisaillement et longitudinale), la simulation a été réalisée sur une plage fixée de fréquences fixée et nous suivons l'évolution de  $v_\phi$  et  $k^2$ . Pour le suivi des contributions de cisaillement et longitudinales, seules les caractéristiques de la contribution présentant le  $k^2$  le plus élevé est reportée. Les résultats de ces calculs sont donnés par la Figure 50.

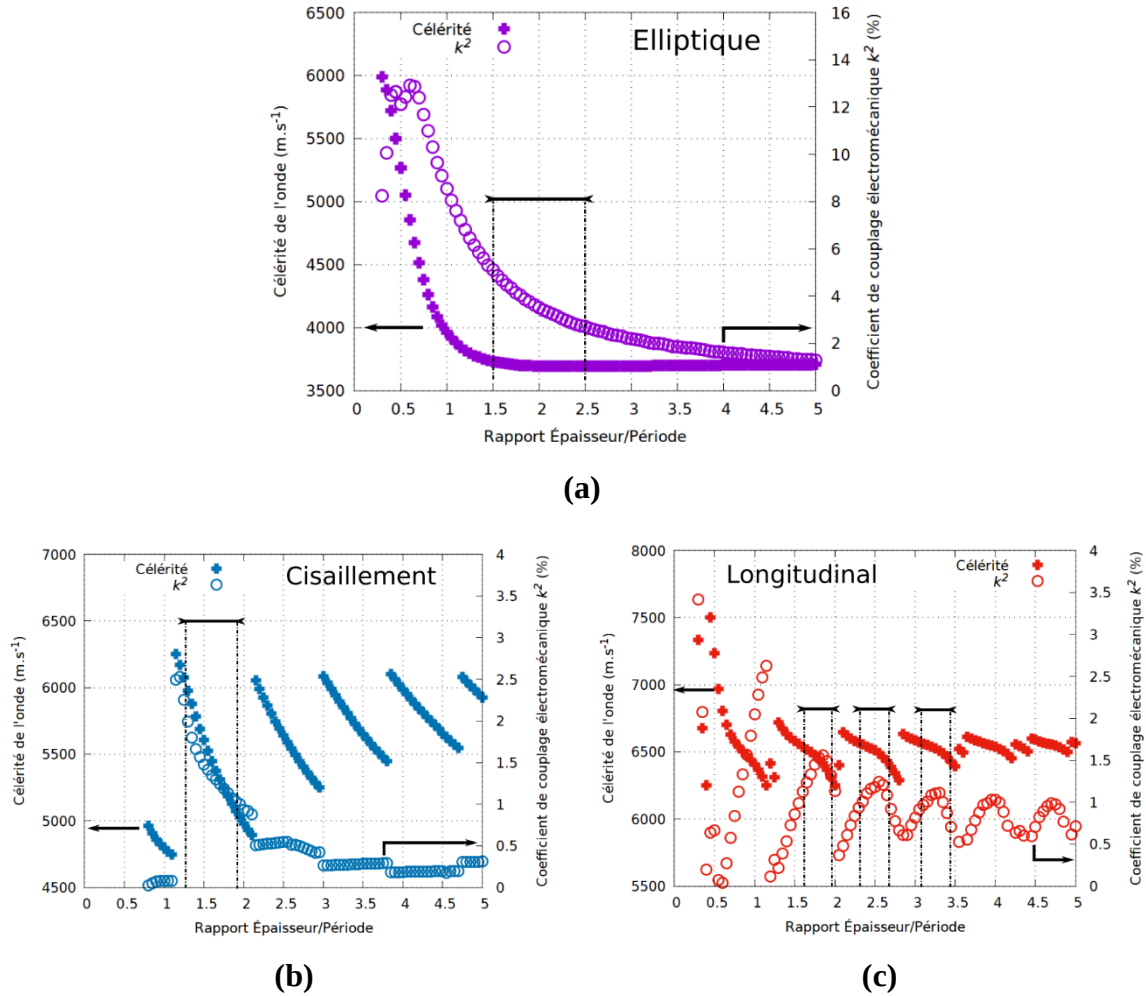


Figure 50 : Évolution de la célérité et du  $k^2$  pour les contributions principales elliptique (a), de cisaillement (b) et longitudinales (c) en fonction de l'épaisseur pour un dispositif PPLN sur coupe (YXlt)/64°/90°

Pour la contribution elliptique (Figure 50a), un effet dispersif est clairement observé avec la variation du  $k^2$  et de la célérité en fonction du rapport  $e/p$ . Le comportement dispersif en célérité de ce mode se rapporte directement à celui du mode  $S_0$  de l'onde de Lamb [3-1], avec une augmentation continue de  $v_\phi$  lorsque  $e/p$  tend vers 0. Un optimum en termes de  $k^2$  est atteint pour  $e/p = 0,6$ . En-dessous de cette valeur, le  $k^2$  de la contribution diminue très rapidement. Pour des valeurs supérieures de  $e/p$ , le  $k^2$  décroît progressivement sans atteindre d'asymptote. Pour des rapports supérieurs à 5, il est probable que le  $k^2$  de la contribution elliptique continue à décroître.

Afin d'exploiter au mieux cette contribution, il est important de travailler sur une plage du rapport  $e/p$  où la dispersion en célérité est la plus faible, pour éviter une trop forte sensibilité à la variabilité technologique, tout en maintenant un  $k^2$  le plus élevé. Bien que le  $k^2$  dépasse les 10%, la dispersion de la contribution elliptique est trop importante pour  $e/p < 1,5$ . Travailler sur une plage de  $e/p$  comprise entre 1,5 et 2,5 permet de maintenir une faible dispersion et d'obtenir un  $k^2$  compris entre 2,5 et 5%. Il reste possible de travailler avec des structures avec un  $e/p$  supérieur à 2,5, mais au prix d'un  $k^2$  plus faible.

Pour le suivi des contributions de cisaillement (Figure 50b) et longitudinales (Figure 50c), des sauts dans la célérité et du  $k^2$  sont observés. Ces sauts dénotent le changement de contribution principale (pour rappel, celle présentant le  $k^2$  le plus élevé). Ce phénomène avait déjà été relevé par Florent Bassignot [3-7], lors de son étude du comportement du mode longitudinal sur coupe (ZX), et est cohérente avec l'évolution du  $k^2$  des modes de Lamb en fonction des dimensions géométriques (cf. partie (1.2.5.a), Figure 18b, p.37). De plus, ces contributions subissent une forte dispersion, faisant varier sensiblement  $v_\phi$  et  $k^2$  pour le moindre changement d'épaisseur. Cette dispersion est la plus marquée pour des rapports  $e/p$  inférieurs à 1. Il est à noter que pour des rapports  $e/p$  inférieurs à 0,7, la contribution de cisaillement devient négligeable

Pour des rapports  $e/p$  supérieurs à 4, le  $k^2$  tend à se stabiliser pour ces deux contributions, tout comme la célérité. Néanmoins, du fait de la faible différence en célérité, les contributions annexes tendent à se rapprocher de la contribution principale, au risque de la perturber.

Bien que complexe, l'exploitation de ces contributions peut se faire pour certains intervalles identifiés sur les Figure 50b et Figure 50c. Ces intervalles se situent à l'écart des sauts en  $v_\phi$  et  $k^2$ , pour éviter la présence de deux contributions concurrentes avec des  $k^2$  similaires, et dans une plage où la dispersion en célérité est la plus faible. De plus, ces plages permettent par ailleurs d'obtenir des  $k^2$  supérieurs à 1% pour ces contributions. Pour la contribution longitudinale, ces intervalles se situent autour de maximums locaux du  $k^2$ , permettant ainsi d'obtenir des  $k^2$  stables dans ces intervalles. Pour la contribution de cisaillement, le seul intervalle exploitable ne présente pas de maximum local en termes de  $k^2$ .

Cette étude a ainsi permis de valider la présence d'un effet dispersif pour les différentes catégories de contributions, de façon analogue à la coupe (ZX). L'étude de l'évolution des caractéristiques en fonction du rapport  $e/p$  permet ainsi d'identifier des plages préférentielles pour l'exploitation des différentes contributions.

### 3.2.2) Influence du rapport d'inversion des PPLN

Nous avons supposé jusqu'à présent que le rapport d'inversion ( $RI$ ) de nos structures simulées était considéré comme idéal et égal à 50 %. Dans les faits, ce rapport peut varier en fonction des paramètres technologiques. Émilie Courjon avait étudié l'effet de ce rapport d'inversion sur des structures PPLN de coupe (ZX) et avait conclu que celui-ci pouvait influencer le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  des contributions [3-8]. Néanmoins, le faible couplage de celles-ci sur la coupe (ZX) rend difficile la quantification de cet effet.

L'effet de ce rapport est étudié cette fois-ci sur un transducteur PPLN de coupe (YXlt)/64°/0°, de période 50  $\mu\text{m}$  pour une épaisseur de 85  $\mu\text{m}$ . Le rapport  $e/p = 1,7$  est adapté pour l'ensemble des contributions (cf. partie précédente). Nous calculons la réponse du dispositif pour des rapports d'inversion  $RI$  variant entre 50 et 35% par pas de 5%. Il est à noter que l'effet de ce paramètre est symétrique : la réponse d'un transducteur est égale pour  $RI = 55\%$  et  $RI = 45\%$ . Nous étudions ensuite l'effet du  $RI$  sur l'admittance harmonique des différentes contributions (elliptique, cisaillement et longitudinales) et les caractéristiques associées. L'évolution de l'admittance harmonique des trois contributions en fonction du  $RI$  est donnée par la Figure 51. L'évolution des caractéristiques  $f_r$  et  $k^2$  est donnée dans le Tableau 8.

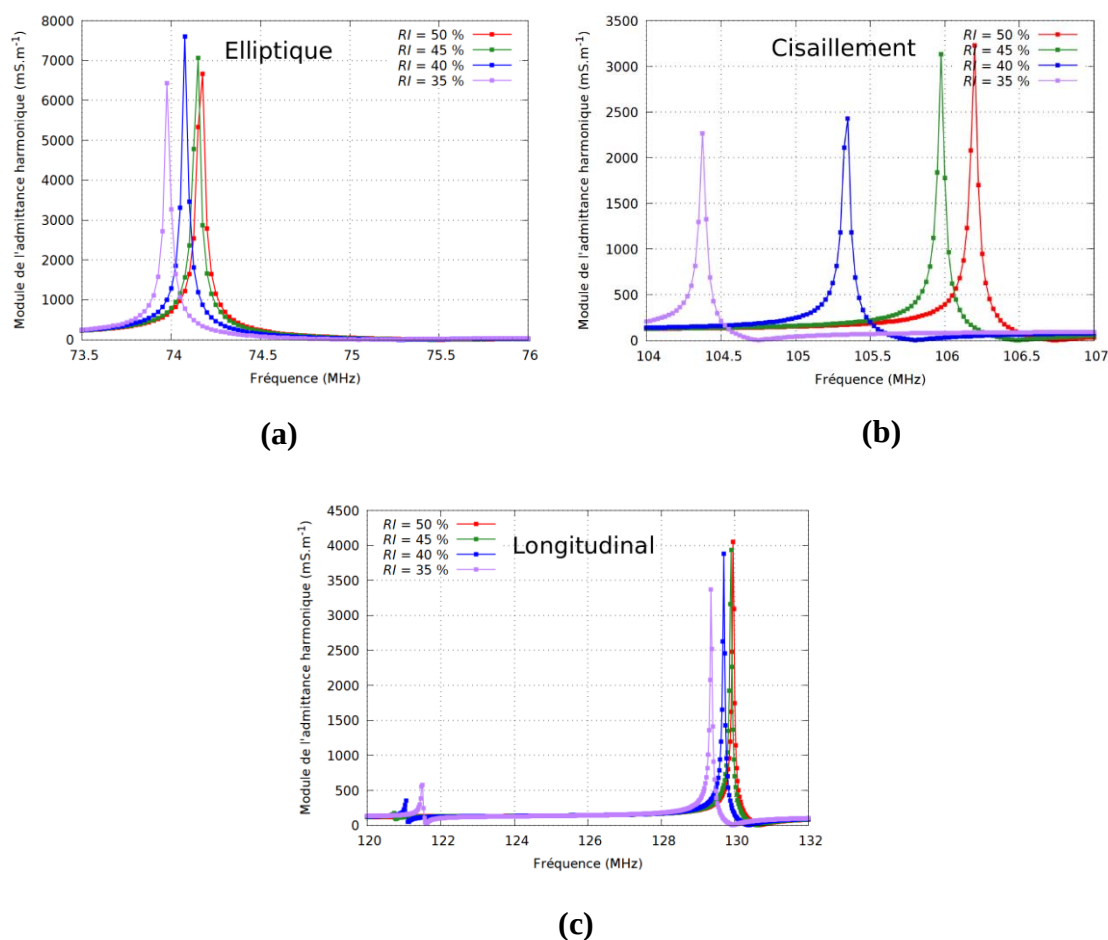


Figure 51 : Effet du rapport d'inversion ( $RI$ ) sur la contribution elliptique (a), la contribution de cisaillement (b) et la contribution longitudinale (c)

| $RI$ | Contribution elliptique |           | Contribution principale de cisaillement |           | Contribution principale longitudinale |           |
|------|-------------------------|-----------|-----------------------------------------|-----------|---------------------------------------|-----------|
|      | $f_r$ (MHz)             | $k^2$ (%) | $f_r$ (MHz)                             | $k^2$ (%) | $f_r$ (MHz)                           | $k^2$ (%) |
| 50 % | 74,18                   | 4,33      | 106,20                                  | 1,26      | 129,95                                | 1,36      |
| 45 % | 74,15                   | 4,17      | 105,98                                  | 1,21      | 129,9                                 | 1,32      |
| 40 % | 74,08                   | 3,94      | 105,35                                  | 1,04      | 129,7                                 | 1,22      |
| 35 % | 73,98                   | 3,48      | 104,38                                  | 0,88      | 129,35                                | 1,13      |

Tableau 8 : Influence du rapport d'inversion ( $RI$ ) sur les caractéristiques des contributions elliptique, de cisaillement et longitudinale



La variation du  $RI$  entraîne un décalage en fréquences et une diminution du  $k^2$  pour l'ensemble des contributions étudiées. L'impact du  $RI$  sur le  $k^2$  varie entre 17 et 30% en fonction de la contribution considérée. Ces effets tendent à s'accroître au fur et à mesure que le  $RI$  s'écarte de la valeur idéale de 50%.

Par ailleurs, l'analyse des contributions annexes longitudinales montre que les effets du  $RI$  sont inégaux. Sur la Figure 51c, nous constatons l'émergence d'une contribution annexe vers 121 MHz lors de la diminution du  $RI$ , qui voit  $f_r$  et  $k^2$  augmenter.

Si ce dernier effet n'est pas problématique pour la contribution elliptique qui est unique et relativement isolée, elle l'est en revanche pour les multiples contributions de cisaillement et longitudinales. Pour ces dernières, les variations du  $RI$  provoquent des variations inégales de  $f_r$  et  $k^2$  sur les différentes contributions annexes. Celles-ci peuvent alors se croiser et se parasiter mutuellement. De plus, sur les structures présentant un rapport  $e/p$  élevé, la proximité en célérité, et donc en fréquence, des différentes contributions de cisaillement et des contributions longitudinales rend incontournable la maîtrise du  $RI$ .

Pour conclure, cette étude montre l'importance d'obtenir un  $RI$  égal à 50%. En premier lieu, celui-ci impacte à la baisse le  $k^2$  des contributions principales. De plus, pour les contributions de cisaillement et longitudinales, la maîtrise de ce paramètre est d'autant plus critique pour éviter le croisement de contributions et des effets de parasitage.

### 3.2.3) Conclusion sur l'influence des paramètres dimensionnels

Les simulations réalisées dans cette partie ont permis de confirmer l'influence significative des paramètres géométriques sur la réponse du transducteur. Du fait de la nature dispersive des ondes de Lamb, le rapport  $e/p$  influe sur la célérité  $v_\phi$  et le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  des contributions. L'ajustement du rapport  $e/p$  peut permettre de se placer dans une zone où nous maximisons le  $k^2$  d'une contribution particulière tout en limitant sa dispersion en célérité  $v_\phi$ . Le rapport d'inversion  $RI$  influe lui aussi sur les caractéristiques associées aux contributions. Ce paramètre devra autant que possible se rapprocher de 50%, pour éviter des variations non souhaitées de  $v_\phi$  et une diminution du  $k^2$ .

L'étude de la contribution elliptique révèle de nombreux intérêts pour l'exploitation de cette contribution : augmentation significative du  $k^2$  pour des rapports  $e/p$  proches de 1, faible dispersion en célérité pour des rapports  $e/p > 1,5$  et unicité de la contribution. En travaillant sur des structures avec un  $RI$  de 50% et un rapport  $e/p$  proche de 1,5, un  $k^2$  intéressant est obtenu tout en conservant une dispersion en célérité quasi-nulle.

L'étude des contributions de cisaillement et longitudinales montre en revanche la complexité de leur exploitation. Tout d'abord, elles sont intrinsèquement nombreuses. Pour chacune des catégories (cisaillement ou longitudinale), pour un rapport  $e/p$  donné, une seule contribution sera privilégiée en termes de  $k^2$  au détriment des autres. Le changement de rapport  $e/p$  aboutit au changement de contribution principale, ou *privilégiée*, expliquant ainsi les sauts en célérité observés dans cette étude. Ces multiples contributions annexes peuvent se perturber mutuellement, en particulier lorsque le rapport  $e/p$  est inadapté ou que le  $RI$  dévie fortement



des 50%. Seules des structures à rapport  $e/p$  de l'ordre de 1,5 à 3,5 permettent de limiter le nombre de ces contributions annexes, au prix d'une dispersion importante en célérité.

Néanmoins, l'utilisation de structures PPLN à rapport  $e/p$  de l'ordre de 1,5 à 3,5 et basés sur une architecture monolithique pose des contraintes techniques et technologiques particulières. Tout d'abord, l'architecture monolithique est envisageable pour des épaisseurs de substrat supérieures à 100  $\mu\text{m}$ . A partir de là, la plage visée pour le rapport  $e/p$  ne permet de travailler que sur des structures de période comprise entre 29 et 67  $\mu\text{m}$ , limitant par conséquent la montée en fréquences sur cette architecture. L'utilisation d'architectures à base de couches minces de niobate de lithium, présentées dans la partie (1.1.5), est alors requise pour travailler sur de plus petites périodes et pouvoir monter en fréquences.

Par ailleurs, dans les résonateurs réels, des modes élastiques de volume peuvent venir perturber les contributions issues du transducteur PPLN, bien que ces modes de volume soient faiblement couplés. Si ces contributions n'apparaissent pas dans nos simulations, il faut rappeler que le modèle se limite à calculer la réponse du transducteur PPLN seul, sans tenir compte de son voisinage. Ainsi, la présence de niobate de lithium non inversé autour du transducteur n'est pas prise en compte et peut potentiellement être à l'origine de ces modes de volume.

Enfin, l'ajustement des paramètres géométriques des transducteurs PPLN ne permet pas non plus d'obtenir un dispositif monomode. L'ajustement de la géométrie permet effectivement de privilégier la réponse d'une contribution particulière, mais sans pouvoir se soustraire de la présence des autres contributions.

### 3.3) Conclusion sur l'étude théorique

Les simulations ont montré que l'exploitation de coupes obliques de niobate de lithium permet effectivement d'améliorer le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  des contributions acousto-électriques générées par les structures PPLN. De plus, les simulations mettent en évidence l'importance de l'orientation dans le plan de nos structures PPLN : le comportement des contributions et leurs caractéristiques peuvent changer significativement en fonction de l'orientation dans le plan du transducteur. Les simulations ont ainsi permis d'identifier sur les coupes (YXI)/36°, (YXI)/41°, (YXI)/64° et (YXI)/128° une à deux contributions élastiques présentant un  $k^2$  supérieur à 3%, sur chacune des orientations dans le plan que nous avons étudié.

Par ailleurs, l'étude des paramètres géométriques des transducteurs PPLN, qui comprend le rapport  $e/p$  et le rapport d'inversion  $RI$ , confirme l'existence d'effet dispersifs. Elle démontre aussi l'importance de fixer convenablement ces paramètres pour maximiser les caractéristiques associées aux contributions élastiques et limiter la présence de contributions annexes potentiellement parasites. Ainsi, il est préférable de travailler sur des structures présentant des rapports d'inversion  $RI$  les plus proches possibles de 50% et des rapports  $e/p$  compris entre 1,5 et 3,5. Néanmoins, les contraintes technologiques imposées par l'architecture monolithique et les contraintes techniques, telles que la présence des modes de volume à faible rapport  $e/p$ , doivent aussi être prises en compte.

Enfin, cette étude théorique a permis de montrer que la seule sélection de coupe et de géométrie de domaines ne permet pas d'obtenir un dispositif monomode. Les dispositifs PPLN sont intrinsèquement multimodes et génèrent différentes contributions.

Dans le cadre de nos travaux et en tenant compte de notre problématique initiale, la contribution elliptique est celle qui présente le plus d'intérêt : contribution unique, hausse importante du  $k^2$  lors de la diminution de  $e/p$  et faible dispersion pour  $e/p > 1,5$ . Les dispositifs sur coupe (YXlt)/36°/0°, (YXlt)/41°/0°, (YXlt)/64°/0° et (YXlt)/64°/90° présentent ainsi le plus grand intérêt pour nos travaux. Les contributions de cisaillement et longitudinales présentent aussi des avantages, notamment avec des  $k^2$  et  $v_\varphi$  parfois 2 à 3 fois plus importants en fonction de la coupe et de la géométrie. Ces deux types de contributions sont néanmoins plus complexes à exploiter, du fait de la présence de contributions annexes.

Maintenant que nous avons sélectionné des contributions et des coupes d'intérêt, nous devons maintenant répondre à la problématique intermédiaire suivante : peut-on fabriquer un réseau PPLN sur toutes les coupes et orientations du plan ? Si non, quelles sont les limites technologiques et techniques ? Pour répondre à ces questions, une étude portant sur l'ingénierie et la faisabilité des réseaux PPLN de niobate de lithium sera présentée dans le chapitre (IV).

De plus, puisque la sélection de la coupe ne permet pas d'obtenir un dispositif monomode, il faut trouver d'autres voies pour sélectionner des contributions particulières, notamment en travaillant sur la conception du résonateur dans sa globalité. Dans le chapitre (V), à partir de l'étude de résonateurs PPLN de coupe (ZX), nous chercherons à montrer comment la conception des électrodes et du réseau PPLN permet de répondre à cette problématique.

## Bibliographie

- [3-1] E. Courjon *et al.*, “Lamb wave transducers built on periodically poled Z-cut LiNbO<sub>3</sub> wafers,” *J. Appl. Phys.*, vol. 102, no. 11, p. 114107, Dec. 2007.
- [3-2] A. W. Warner, M. Onoe, and G. A. Coquin, “Determination of Elastic and Piezoelectric Constants for Crystals in Class (3m),” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 42, no. 6, p. 1223, 1967.
- [3-3] I. E. Kuwictsova, B. D. Zaitsev, S. G. Joshi, and I. A. Borodina, “Investigation of acoustic waves in thin plates of lithium niobate and lithium tantalate,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 48, no. 1, pp. 322–328, Jan. 2001.
- [3-4] Roditi International Corporation, “Lithium Niobate Wafers - Applications and Specifications.” <http://www.roditi.com/SingleCrystal/LiNbO3/LiNbO3-Wafers.html>.
- [3-5] F. Bassignot, E. Courjon, G. Ulliac, S. Ballandras, J.-M. Lesage, and R. Petit, “Acoustic resonator based on periodically poled transducers: Concept and analysis,” *J. Appl. Phys.*, vol. 111, no. 6, p. 064106, Mar. 2012.
- [3-6] F. Henrot, F. Bassignot, J. Rauch, G. Ulliac, and S. Ballandras, “Ridge-shaped periodically poled transducer for wide band R- F filter,” in *European Frequency and Time Forum Proceedings*, 2014.
- [3-7] F. Bassignot, “Nouveau type d’oscillateur exploitant des transducteurs à domaines ferroélectriques alternés et des matériaux de guidage pour l’excitation d’ondes ultrasonores d’interface,” Université de Franche-Comté, 2011.
- [3-8] E. Courjon, “Transducteurs à domaines ferroélectriques alternés pour composants à ondes de surface appliqués au traitement du signal radio-fréquence par composants passifs,” Université de Franche-Comté, 2010.



# Chapitre IV

## Ingénierie et faisabilité des réseaux PPLN

|        |                                                                                                                                  |     |
|--------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.1)   | Contraintes spécifiques aux coupes obliques de niobate de lithium .....                                                          | 95  |
| 4.1.1) | Inversion des domaines sur les coupes obliques (YXl)/ $\theta$ et définition du champ coercitif apparent.....                    | 95  |
| 4.1.2) | Choix technologiques pour les substrats sur les coupes obliques .....                                                            | 96  |
| 4.2)   | Etude de la conformation des domaines de niobate de lithium en fonction de l'orientation dans le plan (YXl)/ $\theta/\psi$ ..... | 97  |
| 4.2.1) | Mécanisme de génération des domaines par application d'un champ électrique externe                                               | 97  |
| 4.2.2) | Présentation de l'étude .....                                                                                                    | 99  |
| 4.2.3) | Conformation des domaines sur la coupe Z .....                                                                                   | 101 |
| a)     | Observations des motifs à doubles barres sur la coupe Z .....                                                                    | 101 |
| b)     | Observations des motifs à cercles concentriques sur la coupe Z.....                                                              | 102 |
| c)     | Formes géométriques sur la coupe Z .....                                                                                         | 103 |
| d)     | Analyse des résultats et conclusion de l'étude sur la coupe Z .....                                                              | 105 |
| 4.2.4) | Conformation des domaines sur la coupe (YXl)/64° .....                                                                           | 106 |
| a)     | Motifs à doubles barres sur la coupe (YXl)/64° .....                                                                             | 106 |
| b)     | Motifs à cercles concentriques sur la coupe (YXl)/64° .....                                                                      | 107 |
| c)     | Formes géométriques sur la coupe (YXl)/64° .....                                                                                 | 109 |
| d)     | Analyse des résultats et conclusion de l'étude sur la coupe (YXl)/64° .....                                                      | 110 |
| 4.2.5) | Conformation des domaines sur la coupe (YXl)/128° .....                                                                          | 111 |
| 4.2.6) | Conclusion de l'étude .....                                                                                                      | 113 |
| 4.3)   | Régularité des réseaux PPLN en fonction du rapport de forme dans le plan .....                                                   | 114 |
| 4.4)   | Conclusion sur l'ingénierie des réseaux PPLN sur les coupes obliques .....                                                       | 117 |

## Chapitre IV : Ingénierie et faisabilité des réseaux PPLN sur coupes obliques

Les simulations réalisées dans le chapitre précédent ont permis de montrer l'intérêt des coupes obliques de niobate de lithium autour de l'axe **X** pour l'augmentation du coefficient de couplage électromécanique. Elles ont notamment mis en évidence une différence de comportement et de performances des modes générés dans les réseaux PPLN en fonction de l'orientation dans le plan, celle-ci modifiant la géométrie des domaines sur les coupes obliques. Ce chapitre expérimental cherche à identifier les conditions et limites technologiques associées au procédé d'inversion de domaines sur différentes coupes de niobate de lithium.

Dans une première partie, nous aborderons les spécificités des coupes obliques et les contraintes technologiques liées à l'angle  $\theta$  des coupes (YXl)/ $\theta$  de niobate de lithium.

Dans une seconde partie, grâce à des motifs spécifiquement dédiés, une étude sur l'effet de l'orientation dans le plan des motifs inversés sera effectuée. Il s'agit d'étudier, sur différentes coupes de niobate de lithium, la génération dans le domaine en fonction de l'orientation des motifs.

Dans une troisième et dernière partie, une étude spécifique de réseaux réalisés selon une orientation privilégiée d'un substrat coupe Z sera exposée. L'effet de la régularité des réseaux PPLN en fonction de leur géométrie plane sera abordé.

À l'issue de ce chapitre, nous pourrions conclure sur la possibilité ou non de réaliser les réseaux PPLN pour les orientations et coupes sélectionnées dans le chapitre (III).

### 4.1) Contraintes spécifiques aux coupes obliques de niobate de lithium

Dans le chapitre (I), l'étude de la cristallographie du niobate de lithium et de ses propriétés ferroélectriques ont permis de constater que la polarisation spontanée  $\mathbf{P}_s$  était colinéaire à l'axe cristallographique **Z** du matériau.

Sur les coupes obliques (YXl)/ $\theta$  avec  $\theta \neq 90^\circ$ , l'axe **Z** n'est pas colinéaire à la normale du substrat. Cela apporte des contraintes technologiques particulières que nous décrivons dans cette première partie.

#### 4.1.1) Inversion des domaines sur les coupes obliques (YXl)/ $\theta$ et définition du champ coercitif apparent

En utilisant un procédé d'inversion par application de champ externe, l'inversion de la polarisation spontanée  $\mathbf{P}_s$  du niobate de lithium est obtenue grâce à l'application d'un champ électrique  $\mathbf{E}_{app}$ , colinéaire à la normale **n** du substrat. Du fait des propriétés ferroélectriques

niobate de lithium, seule la composante  $E_{app,Z}$  du champ électrique  $E_{app}$  suivant  $Z$  agit de façon effective sur la polarisation du matériau. Ainsi, l'inversion n'est effective que si  $E_{app,Z}$  est supérieure au champ coercitif du matériau  $E_c$  (Figure 52b).

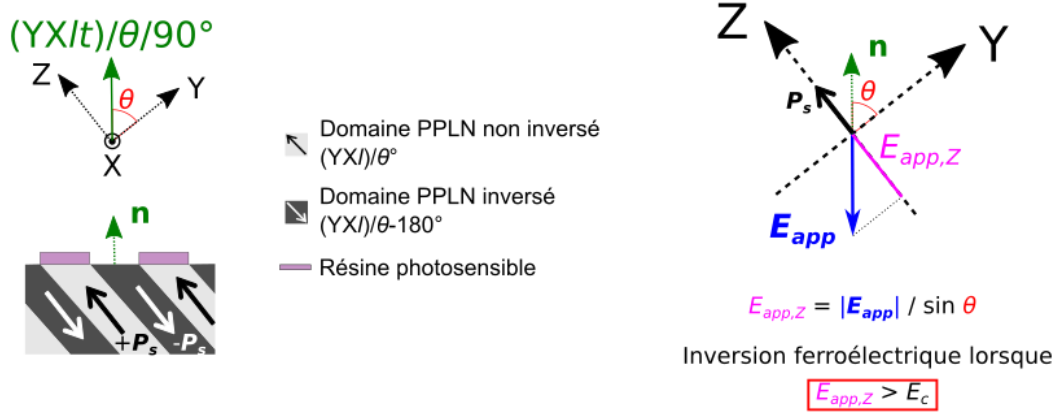


Figure 52 : Illustration de la non-colinéarité du champ électrique appliqué  $E_{app}$  et de la polarisation spontanée  $P_s$  sur les coupes obliques (b)

De ce fait, le champ électrique à appliquer  $E_{app}$  pour l'inversion de domaines est supérieur sur les coupes obliques que sur les substrats de coupe Z ou (YXl)/ $90^\circ$ .

Le *champ coercitif « apparent »*  $E_{c,\theta}$  est défini comme la valeur minimale du champ électrique  $E_{app}$  à appliquer selon la normale  $n$  pour réaliser l'inversion de domaines sur un échantillon de niobate de lithium de coupe (YXl)/ $\theta$  [4-1]. Dans le cas d'une géométrie plane, celui-ci est égal à :

$$E_{c,\theta} = \frac{E_c}{\sin \theta} \quad (II.9)$$

Puisque  $\sin \theta \leq 1$ , la valeur du champ électrique nécessaire pour réaliser l'inversion de domaines sur les coupes obliques est supérieur au champ coercitif  $E_c$  du niobate de lithium Z. Ainsi, le champ coercitif apparent  $E_{c,\theta}$  pour la coupe (YXl)/ $128^\circ$  de niobate de lithium est de l'ordre de  $26.6 \text{ kV.mm}^{-1}$ . Pour la coupe (YXl)/ $36^\circ$ , celui-ci atteint  $35,7 \text{ kV.mm}^{-1}$ .

#### 4.1.2) Choix technologiques pour les substrats sur les coupes obliques

L'augmentation du champ électrique à appliquer est technologiquement problématique : elle suppose soit d'augmenter la tension à appliquer, soit de diminuer l'épaisseur de nos substrats comparativement à des substrats de coupe Z.

Pour ces travaux, nous avons fait le choix de travailler sur des substrats amincis, afin de travailler avec des tensions les plus faibles possibles. Par ailleurs et dans un premier temps, nous faisons le choix d'écarter les coupes présentant une inclinaison supérieure à  $45^\circ$  par rapport à la coupe Z, qui présentent un  $E_{c,\theta}$  supérieur à  $30 \text{ kV.mm}^{-1}$ . Ce critère exclut ainsi les coupes (YXl)/ $36^\circ$  et (YXl)/ $41^\circ$ , et nous étudierons ainsi les coupes (YXl)/ $90^\circ$  (Coupe Z), (YXl)/ $64^\circ$  et (YXl)/ $128^\circ$  par la suite.

En gardant une architecture monolithique (Figure 53a), le substrat brut peut être aminci jusqu'à une centaine de microns tout en restant suffisamment rigide être manipulé. Toutefois, il convient de réduire la surface des échantillons à quelques  $\text{cm}^2$  (Figure 53b).

Pour les dispositifs sur couples  $(YXl)/64^\circ$  et  $(YXl)/128^\circ$ , des échantillons d'épaisseur comprise entre 100 et 150  $\mu\text{m}$  seront utilisés. La surface de ces échantillons est comprise entre  $1,8 \times 2,2 \text{ cm}^2$  et  $2,5 \times 2,5 \text{ cm}^2$ .

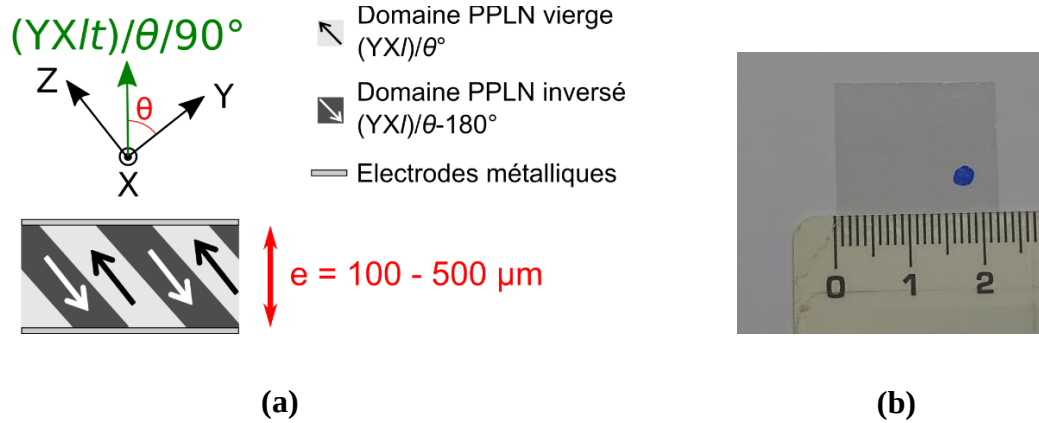


Figure 53 : Schéma descriptif de l'architecture monolithique (a) et photographie d'un échantillon de substrat de niobate de lithium aminci à 131  $\mu\text{m}$  et de dimension  $18 \times 22 \text{ mm}^2$  (b)

Pour conclure, le champ électrique nécessaire pour l'inversion de domaines dépend de l'angle  $\theta$  des structures sur coupe  $(YXl)/\theta/\psi$ . Cela nous amène à faire des premiers choix technologiques et à écarter les coupes les plus inclinées.

En revanche, l'orientation  $\psi$  dans le plan n'a pas d'influence sur le champ électrique requis pour l'inversion. Dans la partie suivante, nous allons cette fois-ci étudier l'influence de l'orientation  $\psi$  sur la fabrication des structures PPLN sur des substrats de coupe Z,  $(YXl)/64^\circ$  et  $(YXl)/128^\circ$ .

## 4.2) Etude de la conformation des domaines de niobate de lithium en fonction de l'orientation dans le plan $(YXl)/\theta/\psi$

Le chapitre (III) a permis de mettre en évidence que les caractéristiques des dispositifs PPLN dépendaient de l'orientation du réseau dans le plan. Il est par conséquent important de savoir s'il est techniquement possible d'obtenir un réseau PPLN selon une direction arbitraire de celle-ci dans le plan. Cette partie traitera de l'étude de la géométrie des domaines pour des motifs en fonction de leur orientation dans le plan, et plus particulièrement de leur conformation par rapport au motif initial du masque.

### 4.2.1) Mécanisme de génération des domaines par application d'un champ électrique externe

Les travaux de Miller et Shur [4-2], [4-3] ont permis d'identifier le mécanisme aboutissant à la génération des domaines dans le niobate et tantalate de lithium, dans le cas d'une



inversion par application de champ externe. La génération des domaines créés par application d'un champ électrique externe consiste en un mécanisme de 6 étapes illustré par la Figure 54 :

- (a) Lorsque le champ électrique appliqué  $E_{app}$  dépasse le champ coercitif  $E_c$  du matériau, la nucléation des domaines s'amorce sous formes de pointes au niveau de la face Z+. Cette amorce est localisée au niveau du bord des électrodes déposées ou du motif de résine photosensible, via les plans (OYZ) du matériau ;
- (b) Ces pointes se propagent rapidement vers la face arrière du substrat
- (c) Une fois la face arrière atteinte, ces pointes se régularisent et forment des frontières planes, colinéaires aux plans (OYZ) ;
- (d) Une rapide coalescence du domaine est observée dans la zone exposée au champ  $E_{app}$  ;
- (e) Une fois la coalescence achevée, le domaine se propage de part et d'autre, dans la direction  $\pm X$ . La distance de propagation dépend du temps de maintien de  $|E_{app}| > |E_c|$  et de la vitesse de propagation des domaines, cette dernière étant fonction de  $E_{app}$  ;
- (f) Lorsque  $|E_{app}| < |E_c|$ , la propagation des domaines s'arrête. Afin d'éviter le phénomène de « *backswitching* » des domaines, causés par des champs internes résiduels, une tension de stabilisation est appliquée à l'échantillon pendant quelques dizaines de millisecondes.

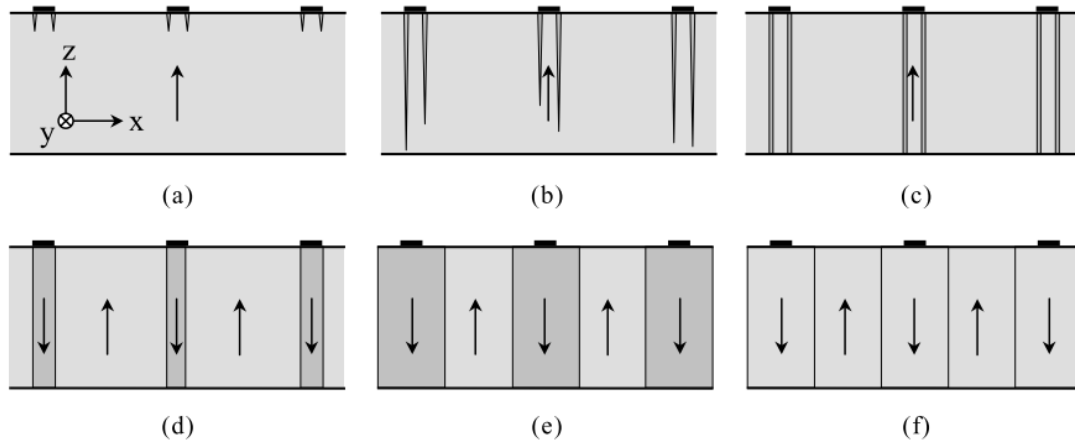


Figure 54 : Mécanisme de génération des domaines par application de champ électrique d'après le modèle de Miller [4-2], décrit en 6 étapes : Amorce de la nucléation (a), propagation des pointes vers la face arrière (b), terminaison des pointes (c), coalescence rapide des domaines (d), propagation des domaines (e), arrêt du champ électrique et stabilisation des domaines (f).

De façon plus générale, les domaines s'initient et se stabilisent sur des plans énergétiquement stables. Scrymgeour *et al.* ont ainsi montré, dans le cas du niobate de lithium stœchiométrique, que les frontières des domaines inversés observées depuis la surface des échantillons étaient préférentiellement orientées selon **Y**, car l'énergie libre totale du système était minimisée [4-4]. Les travaux de Lee *et al.* montrent que cette orientation restait énergétiquement privilégiée dans le niobate de lithium congruent [4-5].

Le modèle de Miller et Shur a été initialement développé et validé pour des réseaux PPLN fabriqués sur coupe (YXlt)/90°/0° de niobate de lithium et le tantalate. La littérature montre

que ce modèle pourrait être transposé pour les autres coupes de ces matériaux, dont notamment la coupe (YXl)/36° [4-6]. Néanmoins, à notre connaissance, aucune étude n'a été réalisée dans le cas de réseaux PPLN fabriqués sur d'autres orientations  $\psi$  du plan.

En se basant sur ce modèle, nous allons étudier les possibilités et éventuelles contraintes de fabrication de réseaux PPLN en fonction de leur orientation  $\psi$  dans le plan, sur différentes coupes de niobate de lithium.

#### 4.2.2) Présentation de l'étude

La *conformation d'un domaine* sera définie comme l'adéquation géométrique entre le motif initialement donnée par le motif du masque et le motif à la suite du procédé d'inversion. Afin d'étudier la conformation des domaines inversés de niobate de lithium, des motifs spécifiques ont été réalisés sur des échantillons de différentes coupes cristallographiques.

Ces motifs sont conçus à partir d'un masque de résine photosensible fabriqué à partir du procédé décrit dans le chapitre (II). De la même manière et pour l'ensemble de l'étude, la résine photosensible sera déposée sur la face Z+ du substrat et sera identifiée comme étant la face avant (FAV) de nos échantillons. La face arrière (FAR) correspondra à la face Z- du substrat. Nous décrivons par la suite les différents motifs réalisés sur nos échantillons.

**Motifs à « barres doubles » :** La première série de motifs est composée de deux domaines rectangulaires successifs tournés dans le plan et séparés de 10  $\mu\text{m}$ . Les motifs rectangulaires ont une largeur de 10  $\mu\text{m}$  et une longueur de 50  $\mu\text{m}$ . Ce motif sera référencé par la suite comme motif à « barres doubles ». Le rapport de forme dans le plan, défini comme le rapport longueur sur largeur du domaine, est égal à 5. Ces motifs permettront de repérer la conformation du domaine inversé pour un nombre discret d'orientations et un unique motif dans le plan. Une photographie du masque de résine de ces motifs est donnée sur la Figure 55.

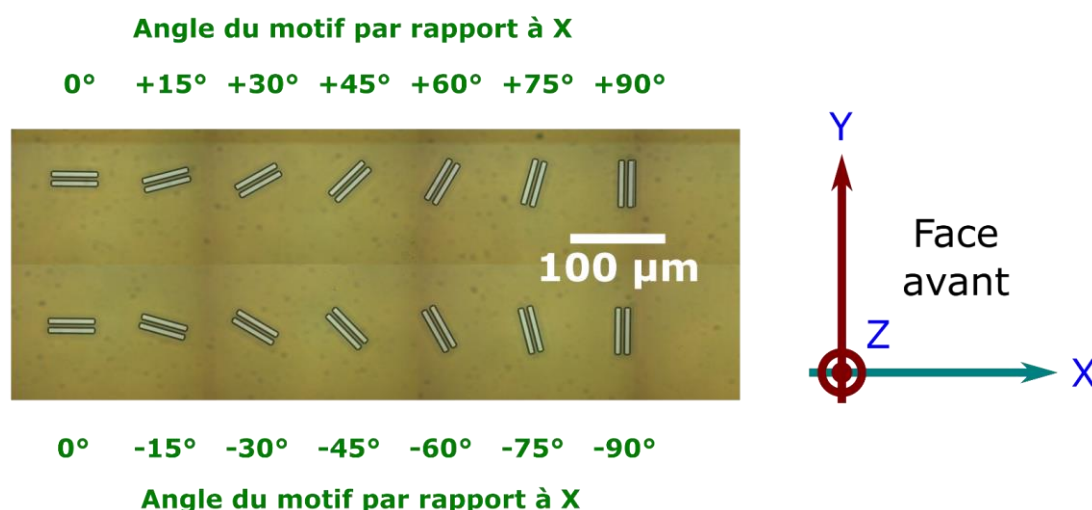


Figure 55 : Image au microscope des motifs de résine "barres doubles" en face avant (FAV)

Les directions des axes cristallographiques X et Y (ou Y' pour les coupes obliques) sont indiqués par rapport aux méplats de notre substrat. L'*angle du motif* est défini comme étant

l'angle formé entre la direction parallèle à la longueur du motif et l'axe cristallographique **X** (axe de rotation) du substrat. Les motifs sont ainsi tournés entre  $-90^\circ$  et  $+90^\circ$  par pas de  $15^\circ$ .

**Motifs à « cercles concentriques » :** Un motif de franges concentriques de largeur  $10\ \mu\text{m}$  et de pas  $20\ \mu\text{m}$  permet de généraliser l'étude dans à toutes les orientations du plan. Il permet d'identifier plus précisément les directions privilégiées de propagation du réseau PPLN. De plus, ce motif permet d'étudier l'effet de la courbure des domaines sur la stabilité des domaines. Une photographie du masque à cercles concentriques est donnée sur la Figure 56.

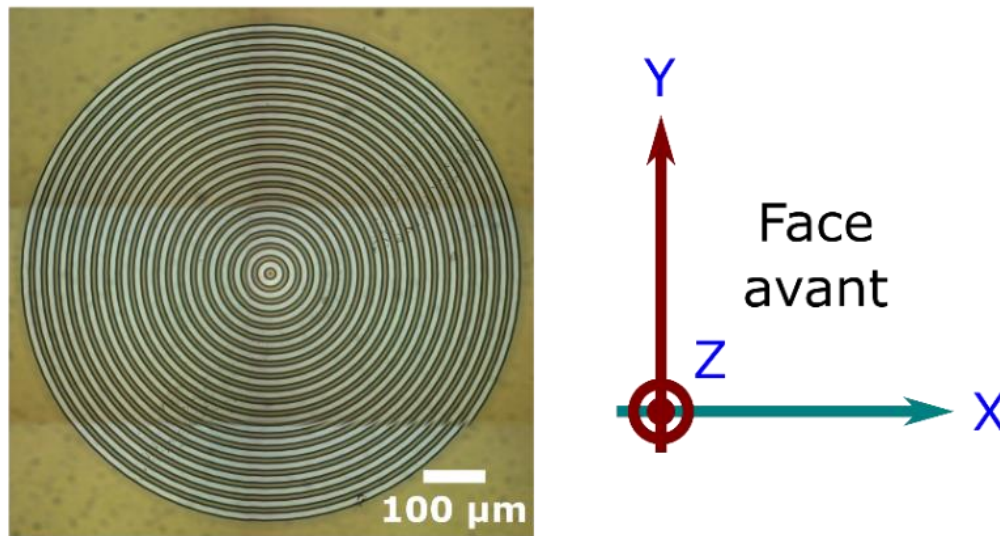


Figure 56 : Image au microscope des motifs de résine "cercles concentriques" en face avant (FAV)

**Motifs « géométriques » :** Enfin, la conformation de domaines générés à partir de formes géométriques particulières (carrés, cercles, triangles, hexagones) sera étudiée. Ces formes présentent des dimensions de l'ordre de  $20\ \mu\text{m}$  et sont tournées dans le plan. Cette étude pour des courbures de domaines importantes permet d'étudier les effets de bord. La Figure 57 présente quelques-uns des motifs réalisés sur notre masque de résine.

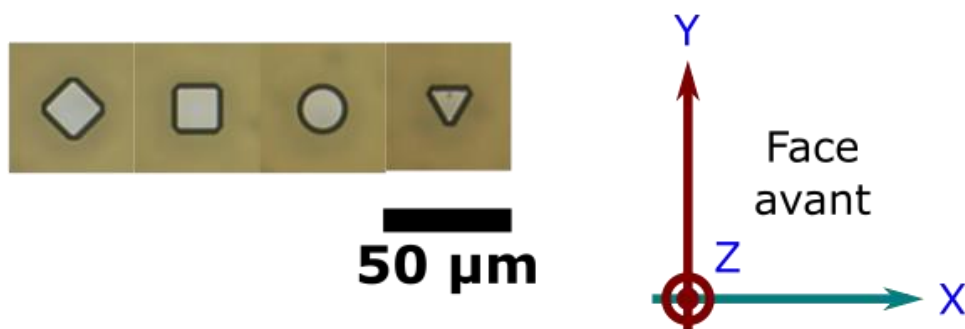


Figure 57 : Image au microscope des motifs de résine "géométriques" en face avant (FAV)

Cette étude sera effectuée sur trois coupes différentes de niobate de lithium : les coupes Z, (YXI)/ $64^\circ$  et (YXI)/ $128^\circ$ . Pour la coupe Z, notre étude a été réalisée sur un substrat d'épaisseur  $488\ \mu\text{m} \pm 1\ \mu\text{m}$  poli double face de qualité optique (*optical grade*) fourni par Yamaju. Pour les coupes obliques, afin de diminuer les tensions d'inversion, l'étude a été réalisée sur des échantillons amincis à environ  $136\ \mu\text{m} \pm 1\ \mu\text{m}$  et de dimension  $18 \times 22\ \text{mm}$ .

Une fois l'inversion de domaines effectuée et le masque de résine photosensible retiré, nos échantillons ont été plongés dans un bain d'acide fluorhydrique pendant 10 à 20 min afin de révéler les domaines ferroélectriques. La vitesse de gravure étant supérieure selon la direction Z-, une différence de marche est obtenue à l'issue de la gravure, permettant de voir directement la géométrie du domaine sur les coupes obliques.

Dans les parties suivantes, les résultats de conformation des domaines pour chacune des coupes sélectionnées sont analysés, à partir des images des domaines réalisées au microscope optique, pris en face avant et en face arrière de nos échantillons. Du fait du retournement des substrats pour les observations en face arrière, les images des motifs seront inversées (miroir) pour faire correspondre les images prises sur les deux faces.

### 4.2.3) Conformation des domaines sur la coupe Z

#### a) Observations des motifs à doubles barres sur la coupe Z

Dans un premier temps, la conformation des domaines sur la coupe Z est étudiée pour des motifs à doubles barres. Le résultat de l'inversion de domaines de ces motifs sur coupe Z est donné sur la Figure 58.

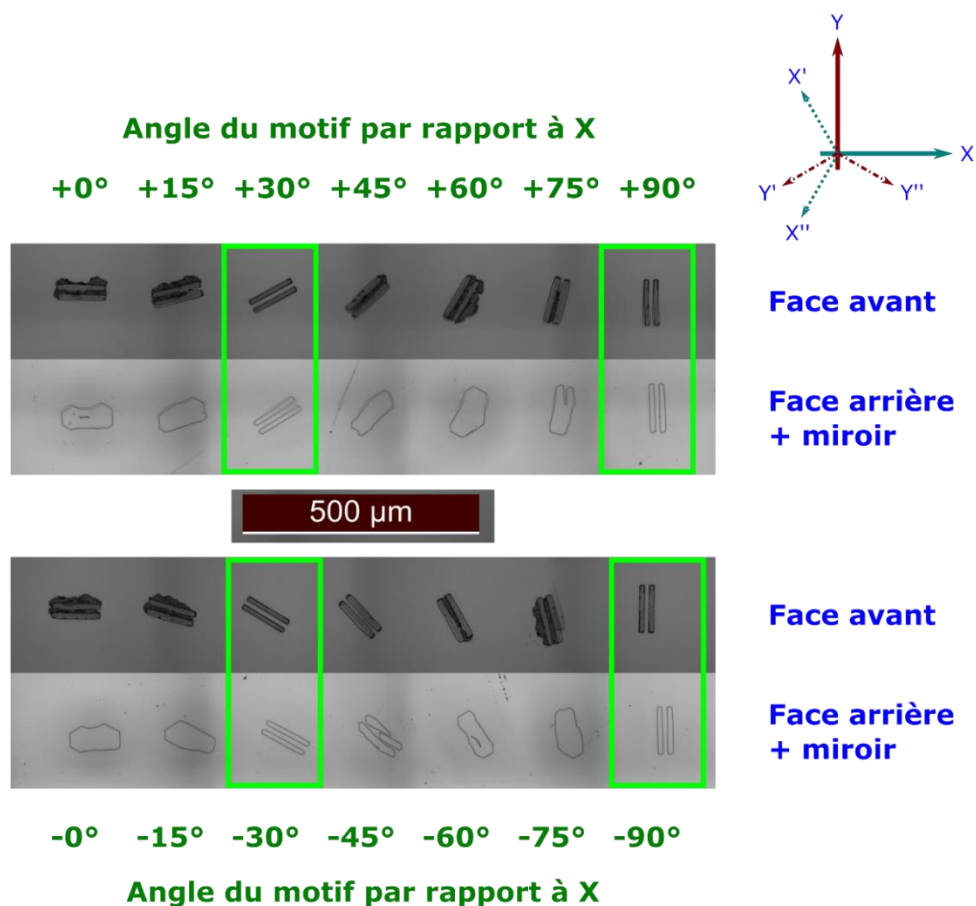


Figure 58 : Photographies au microscope optique de motifs inversés de barres doubles selon différentes orientations dans le plan sur coupe Z. Les motifs entourés (en vert) indiquent les orientations pour lesquelles la conformation des doubles barres est bonne.

Les images révèlent que les motifs inversés à  $\pm 30^\circ$  et  $\pm 90^\circ$  possèdent une géométrie très proche de celle définie par le masque de résine. Pour ces orientations, la longueur du motif est colinéaire aux plans (OYZ) du niobate de lithium et la génération du domaine vérifie le modèle de Miller et Shur de la génération des domaines.

Pour les autres directions, en revanche, la conformation des domaines inversés par rapport au motif initial est imparfaite. Une photographie plus détaillée d'un motif à double barre orienté à  $0^\circ$  par rapport à **X** est donnée en Figure 59. Cette image révèle que l'initiation du domaine sur la face avant, repérée par le contour noir du domaine sur la Figure 59a, respecte approximativement la géométrie du motif initial de résine. En revanche, la présence de zones sombres dans la profondeur du matériau, indiquée en rouge sur la Figure 59a, est observée.

Ces zones sombres traduisent à la fois l'apparition de défauts d'inversion et la propagation dans le volume du motif inversé en dehors du motif initial. Cette observation est confirmée par le cliché du domaine en face arrière donné en Figure 59b : les barres se sont étendues préférentiellement selon +Y et finissent par fusionner sur la face arrière.

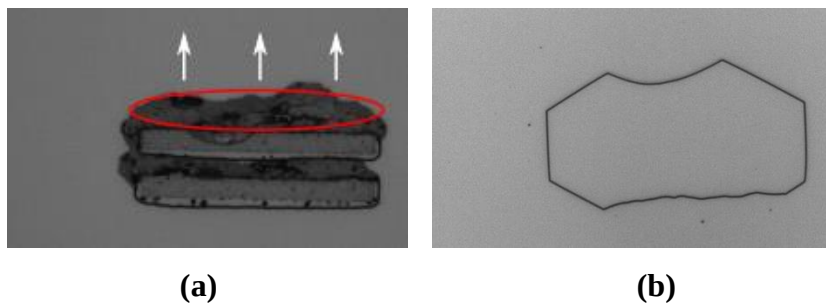


Figure 59 : Photographie du motif inversé à  $-0^\circ$  par rapport à l'axe **X** cristallographique en face avant (a) et en face arrière (b)

#### *b) Observations des motifs à cercles concentriques sur la coupe Z*

La conformation des domaines issus de l'inversion des motifs de cercles concentriques est présentée sur la Figure 60. Six (3x2) plans privilégiés (indiqués en pointillés bleus) de formation des domaines et 6 (3x2) directions privilégiées (indiquées par des flèches vertes en pointillés) de propagation du réseau PPLN sont identifiés. Ces résultats sont cohérents avec ceux obtenus sur les motifs à barres doubles. Les motifs sont réguliers lorsque les frontières des domaines sont orientées à  $\pm 30^\circ$  et  $\pm 90^\circ$  par rapport à l'axe **X**.

L'écart angulaire entre chacune des directions de propagation est égal à  $120 \pm 1^\circ$ . En se référant à la définition des axes cristallographiques dans le niobate de lithium donné dans le chapitre (I), ces trois directions sont équivalentes et correspondent à chaque fois à l'axe **X** cristallographique.

En se référant aux plans privilégiés, la formation du domaine est régulière si les frontières du motif sont parallèles aux axes cristallographiques **Y**, **Y'** et **Y''**. Dans le cas contraire, le domaine est déformé et tend à se propager dans les directions +Y, +Y' et +Y''.

Enfin, ces résultats sont cohérents avec la structure cristallographique du niobate de lithium et la symétrie par rotation d'ordre 3 du matériau.



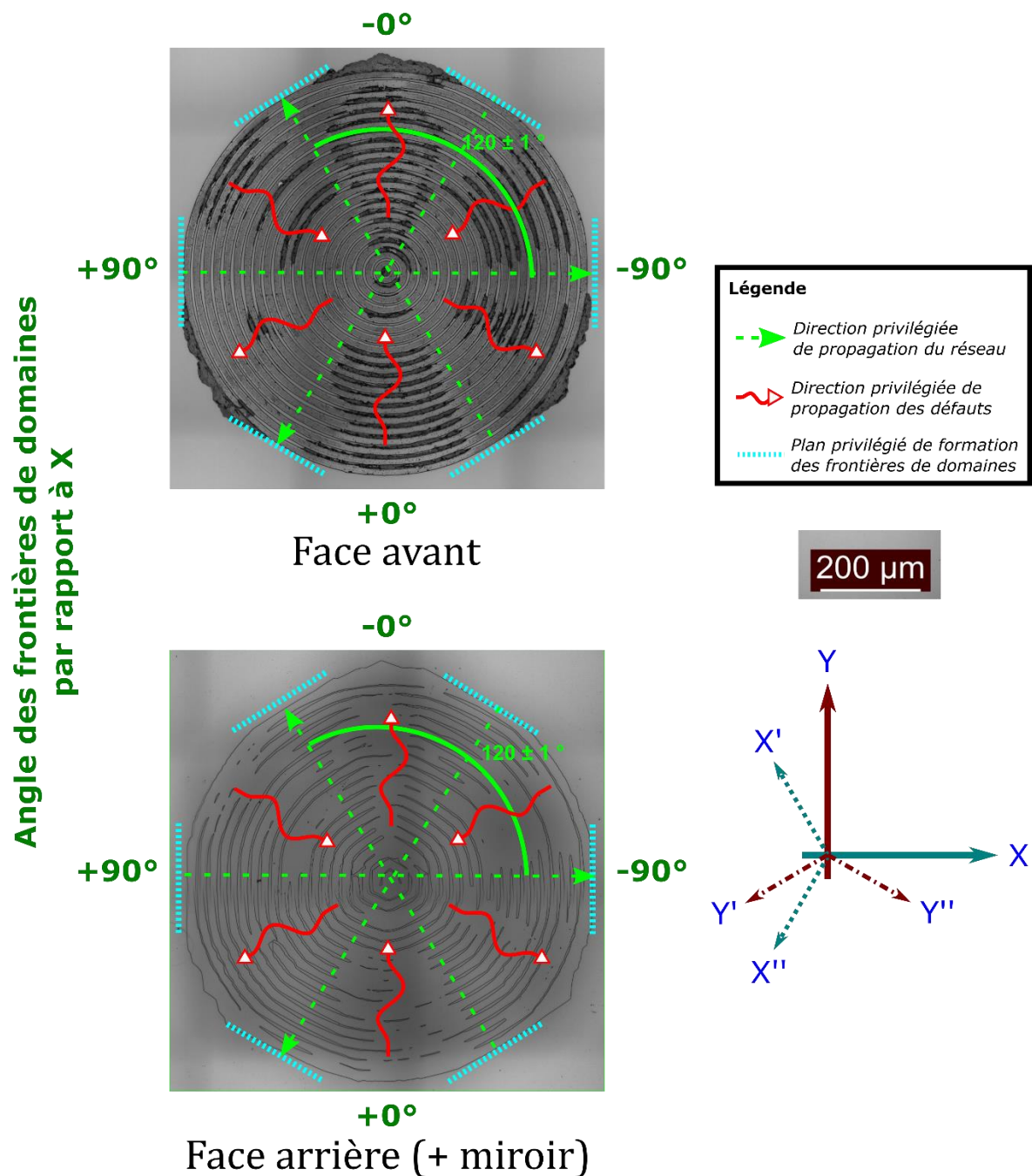


Figure 60 : Photographie des domaines de franges sur coupe Z et mise en valeur des directions de propagation et plan de formation privilégiés des domaines

### c) Formes géométriques sur la coupe Z

Les motifs géométriques particuliers dont le rapport de forme dans le plan est proche de 1 sont présentés sur la Figure 61. Il est présenté deux motifs hexagonaux et deux motifs triangulaires avec deux orientations différentes et un motif circulaire.

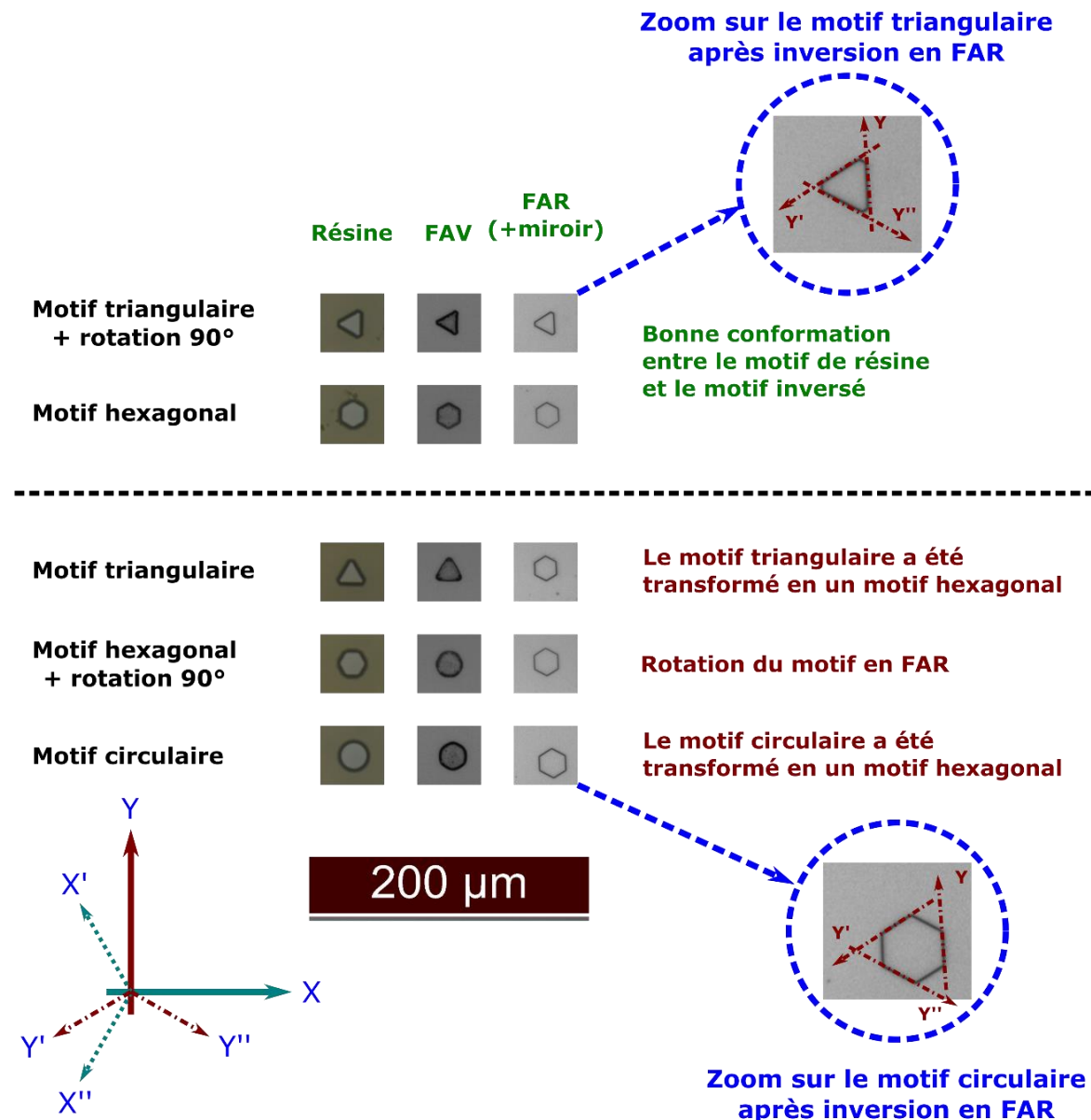


Figure 61 : Analyse de l'inversion de différentes formes géométriques sur coupe Z à travers les photographies du motif conçu dans la résine avant inversion, puis du motif inversé obtenu en face avant (FAV) et en face arrière (FAR)

Une bonne conformation est obtenue pour le motif triangulaire tourné à 90° et le motif hexagonal jusqu'en face arrière.

Pour les motifs présentant une mauvaise conformation, la création de nouvelles faces et/ou la rotation du motif est observée en face arrière. Les faces ainsi créées sont colinéaires aux axes cristallographiques **Y**.

Ces résultats confirment à nouveau les conclusions précédentes : la bonne conformation des structures ne peut être obtenue que dans le cas où les motifs présentent des frontières colinéaires aux axes **Y**. Dans le cas contraire, pour des motifs à faible rapport de forme dans le plan, de nouvelles faces colinéaires à **Y**, **Y'** ou **Y''** sont créées.

#### d) Analyse des résultats et conclusion de l'étude sur la coupe Z

Les résultats précédents ont montré que l'inversion de domaines s'effectue avec une bonne conformation par rapport au motif initial dans le cas où les frontières de domaines sont colinéaires aux axes cristallographiques **Y** du matériau. Dans les autres directions du plan, la conformation du motif inversé par rapport au masque de résine n'est plus assurée.

Le modèle de Miller et Shur décrit dans la partie (4.1) montre que la génération des domaines s'initiait au niveau des plans (OYZ) du matériau. Nos résultats montrent que, dans les cas où les motifs présentent des frontières situées dans ces plans, les motifs inversés sont réguliers et uniformes dans le volume, respectant ainsi le modèle décrit par Miller et Shur (Figure 62a).

En revanche, dans les autres cas, ce modèle ne suffit plus pour décrire la formation des domaines. Durant la génération du domaine dans une orientation non privilégiée, la création de nouvelles faces dans les plans (OYZ) est observée pour des motifs à faible rapport de forme, tandis qu'une extension non maîtrisée et non uniforme dans la direction +Y est observée pour les motifs à haut rapport de forme (Figure 62b).

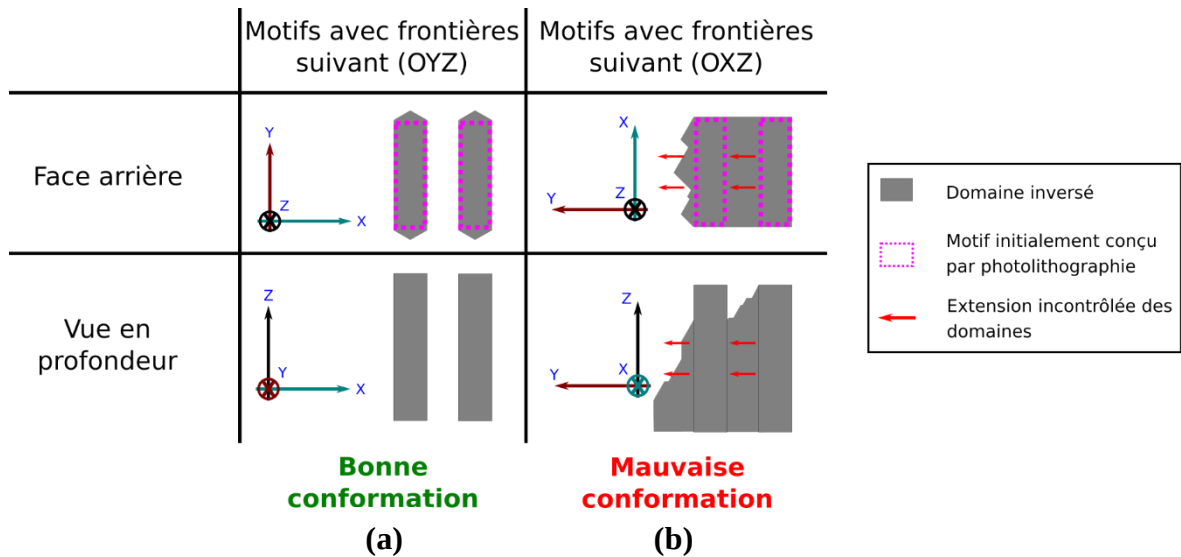


Figure 62 : Illustration de domaines conformes lorsqu'ils présentent des frontières suivant (OYZ) (a) et non conformes lorsqu'ils présentent des frontières suivant d'autres directions dont (OXZ) (b)

Ainsi, sur coupe Z de niobate de lithium, il ne sera possible d'obtenir un réseau régulier que si les réseaux se propagent selon les axes **X** du matériau. Selon la norme IEEE, les orientations possibles pour la réalisation de réseaux PPLN sur coupe Z sont (YXlt)/90°/0°, (YXlt)/90°/±60° et (YXlt)/90°/±120°



#### 4.2.4) Conformation des domaines sur la coupe (YXI)/64°

##### a) Motifs à doubles barres sur la coupe (YXI)/64°

L'étude de la génération des domaines ferroélectriques sur les motifs à doubles barres sur la coupe (YXI)/64° est présenté sur la Figure 63. Il est à noter que l'axe cristallographique **X** est par convention vers le haut (comparé à la coupe Z, vers la droite). Nous repérons le projeté orthogonal de l'axe **Y** dans le plan du substrat via l'axe  $proj_{Y64} Y$  ; une démarche similaire est appliquée pour par les axes **X'**, **Y'**, **X''**, **Y''**.

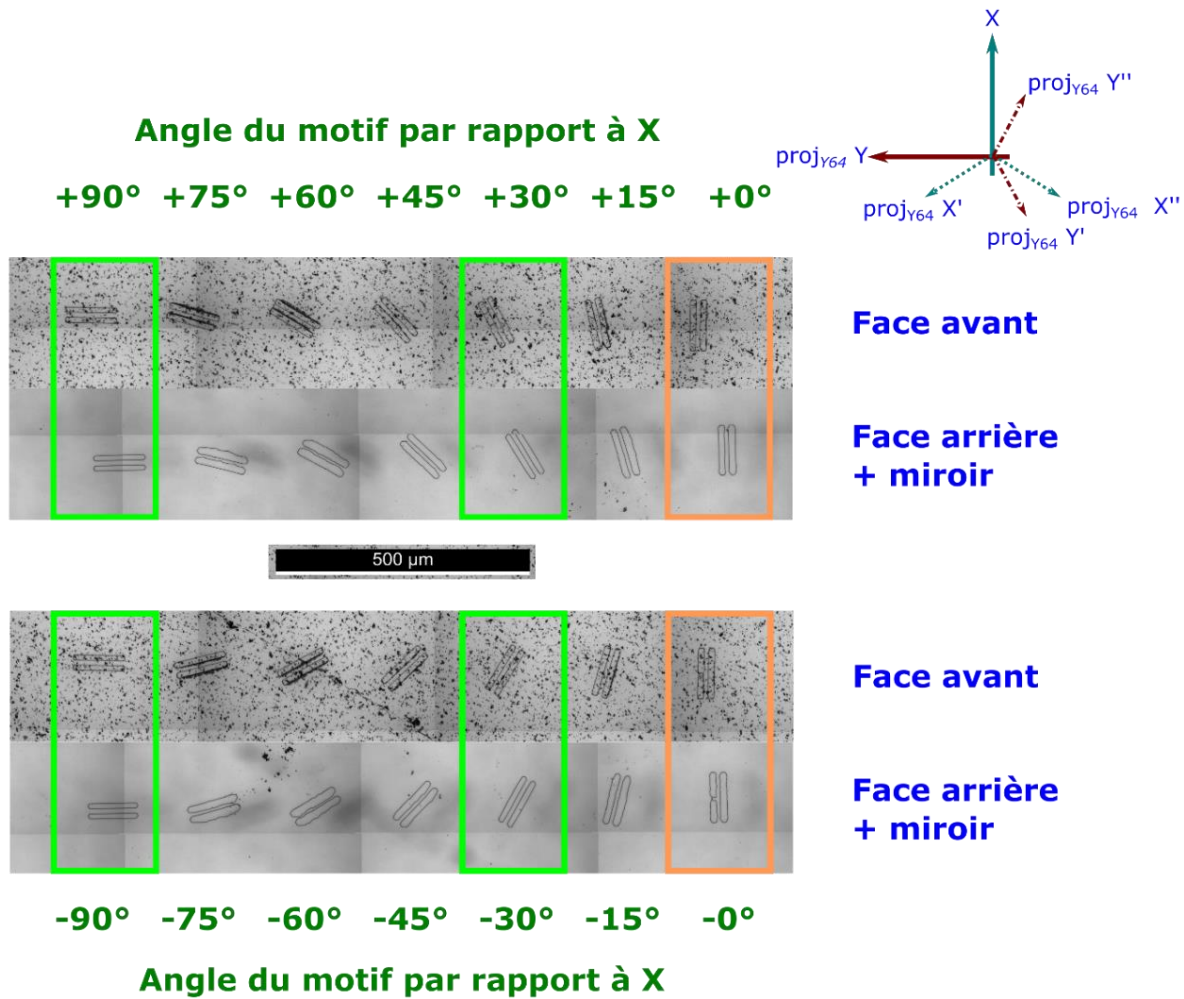


Figure 63 : Photographies au microscope optique de motifs inversés de barres doubles selon différentes orientations dans le plan sur coupe (YXI)/64°. Les carrés verts indiquent les orientations pour lesquelles la conformation des doubles barres est bonne, le carré orange met en évidence une orientation pour laquelle les domaines sont « pseudo-conformes ».

Comparativement à la coupe Z, deux différences sont à noter dans les directions non privilégiées. Sur la face avant, la génération de fissures sur la face avant est observée, générées sur un bord particulier du domaine (Figure 64a). Ensuite, sur la face arrière, la déformation des domaines est moindre et la fusion des domaines n'est pas constatée (Figure 64b).

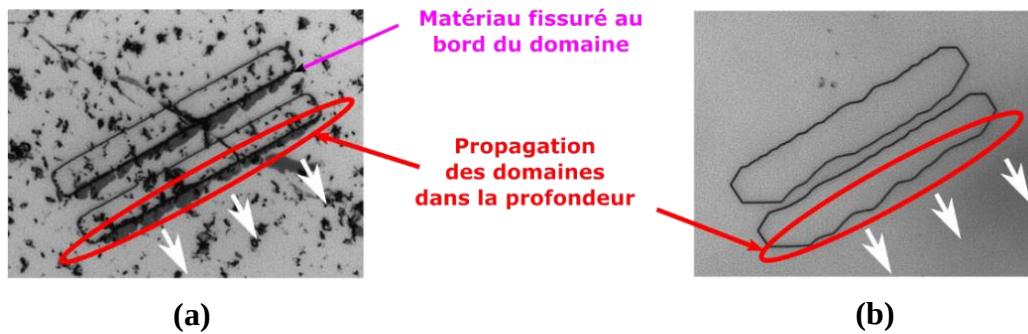


Figure 64 : Photographie du motif inversé à  $-60^\circ$  en face avant (a) et en face arrière (b) et mise en évidence des défauts

À partir de ces photographies, nous pouvons constater que :

- les motifs présentant une bonne conformation sont orientés à  $\pm 30^\circ$  et  $\pm 90^\circ$  par rapport à l'axe **X**.
- les motifs situés à  $\pm 15^\circ$ ,  $\pm 45^\circ$ ,  $\pm 60^\circ$  et  $\pm 75^\circ$  présentent des irrégularités similaires à celles observées sur la coupe Z : l'initiation des domaines en face avant respecte la géométrie initiale du motif avant de s'élargir de façon non régulière dans le volume dans la projection de la direction  $+Y$ .
- le domaine orienté à  $\pm 0^\circ$  possède une conformation non idéale : les domaines en face arrière ne sont pas parfaitement rectangulaire et la frontière du domaine est en dents de scies. En revanche les domaines dans cette orientation ne présentent ni fractures en face avant, ni extension significative dans le projeté de  $+Y$ . Ces domaines seront qualifiés de « pseudo-conformes ».

#### *b) Motifs à cercles concentriques sur la coupe (YXI)/ $64^\circ$*

L'inversion du motif à cercles concentriques sur coupe (YXI)/ $64^\circ$  est présentée sur la Figure 65. La présence de 6 directions privilégiées de formation d'un réseau PPLN et de 6 plans privilégiés de formation des frontières de domaines est constatée. Néanmoins la symétrie de rotation d'ordre 3 n'est pas retrouvée à travers cette figure : en effet l'écart angulaire entre les directions privilégiées est soit égal à  $122 \pm 1^\circ$ , soit à  $116 \pm 1^\circ$ .

Angle des frontières de domaines  
par rapport à X

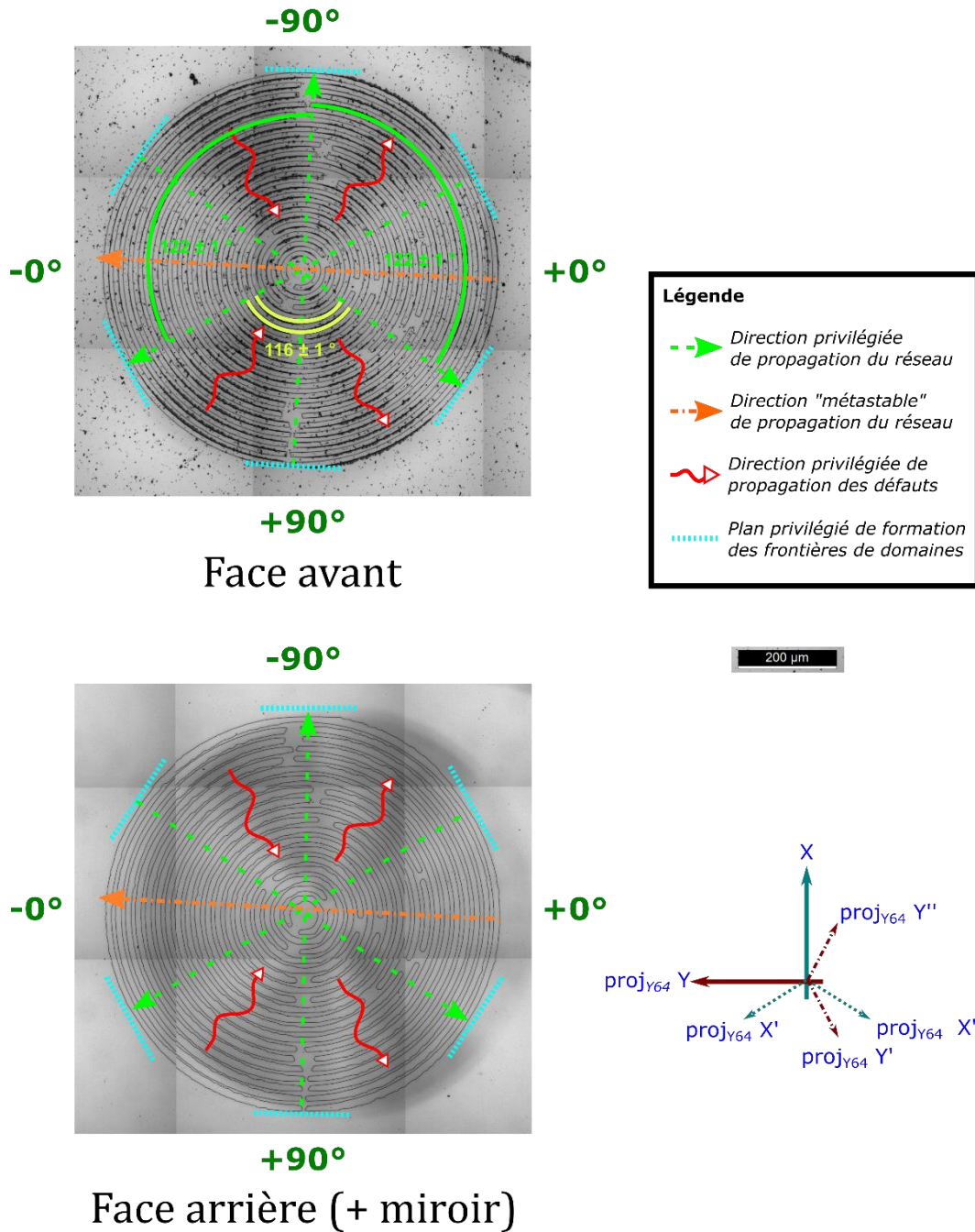


Figure 65 : Photographie des domaines à franges concentriques sur coupe (YX1)/64° et mise en valeur des directions de propagation et plans de formation privilégiés des domaines

Nous utilisons le logiciel Winwulff, développé par JCrystalSoft, pour simuler et tracer les projections stéréographiques des plans ( $hkl$ ) de n'importe quelle structure cristalline [4-7]. Avec ce logiciel, nous mesurons un écart angulaire de  $122,715^\circ$  entre l'axe  $X$  et les projetés orthogonaux des axes  $X'$  et  $X''$ . L'écart angulaire entre ces deux derniers est quant à lui égal à  $114,57^\circ$ . Par conséquent, au vu de la direction de l'axe  $X$  indiquée par le méplat et l'écart angulaire mesuré, les directions privilégiées de propagation d'un réseau PPLN sont donc colinéaires à l'axe  $X$  et aux projetés orthogonaux des axes  $X'$  et  $X''$ .

Ainsi, les plans privilégiés de formation des domaines sont colinéaires aux projetés des axes  $Y$ ,  $Y'$  et  $Y''$  : les domaines possèdent des frontières de domaines régulières lorsque leur

orientation est égale à  $\pm 32^\circ$  et  $\pm 90^\circ$  par rapport à l'axe **X**. Ces résultats sont cohérents avec ceux obtenus avec les motifs à barres doubles. Il existe cependant un léger décalage angulaire, mais celui-ci n'impacte pas significativement la conformation des domaines.

En dehors des orientations privilégiées, une extension irrégulière des domaines est observée dans les directions  $+Y'$  et  $+Y''$  dans la partie inférieure et supérieure des franges. Ce comportement est analogue à celui observé sur la coupe Z, bien que moins marqué. Cette extension est néanmoins moins perceptible dans les parties latérales de la figure de frange, dans un cône situé entre  $-32^\circ$  et  $+32^\circ$ . La présence de défauts, notamment des fissures superficielles en face avant, y est décelée mais de façon moindre que dans les autres zones. Cela permet l'émergence d'une direction de propagation dite « métastable », colinéaire au projeté de l'axe **Y** et permettant la réalisation de domaines périodiques pseudo-conformes comme l'ont montré les motifs inversés de barres doubles.

### c) Formes géométriques sur la coupe (YXl)/64°

L'analyse de l'inversion des domaines ferroélectriques sur la coupe (YXl)/64° des formes géométriques est présentée sur la Figure 66.

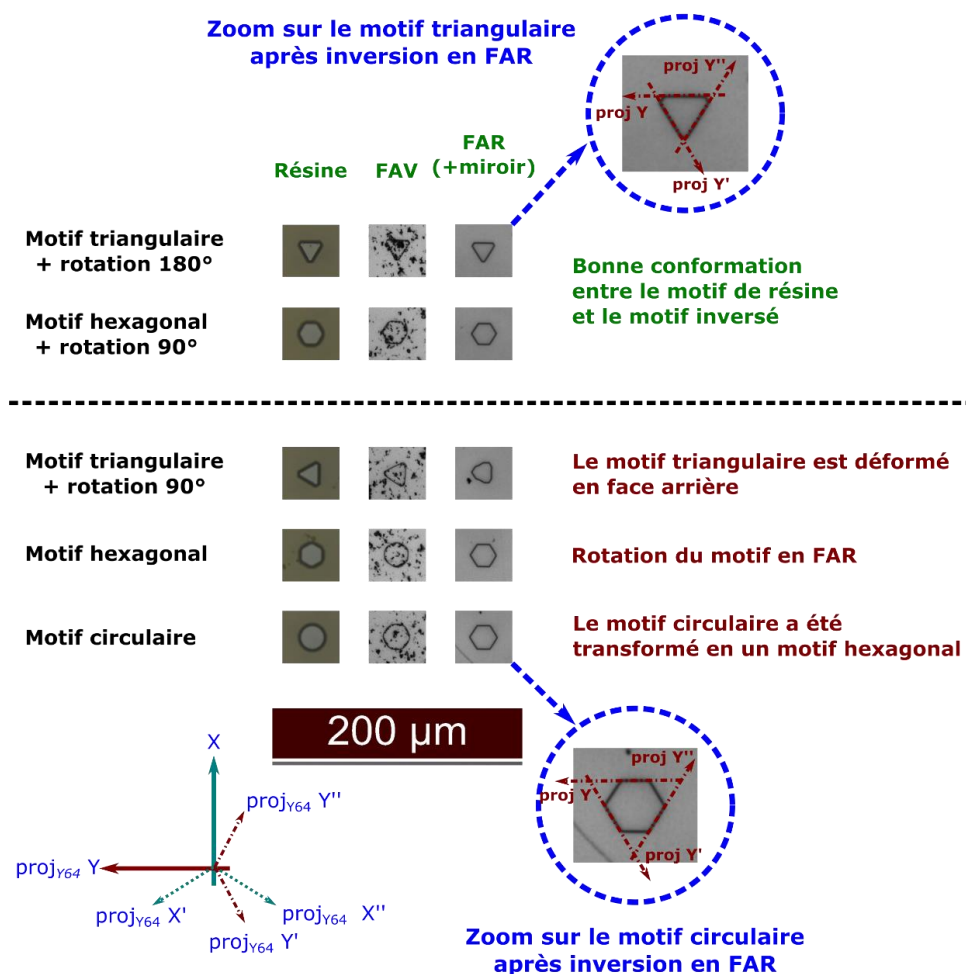


Figure 66 : Analyse de l'inversion de différentes formes géométriques sur la coupe (YXl)/64° à travers les photographies du motif conçu dans la résine avant inversion, puis du motif inversé obtenu en face avant (FAV) et en face arrière (FAR)

La conformation du motif triangulaire tourné à  $180^\circ$  ainsi que du motif hexagonal tourné à  $90^\circ$  est bonne, du fait que les frontières de ces motifs sont colinéaires aux projetés des axes  $Y$ ,  $Y'$  et  $Y''$ . En revanche pour les 3 autres motifs, nous observons, de façon similaire aux motifs sur coupe Z, une transformation des motifs à travers la création de nouvelles faces et/ou la rotation du motif visible en face arrière du substrat. Les résultats sont qualitativement analogues à ceux obtenus sur la coupe Z.

*d) Analyse des résultats et conclusion de l'étude sur la coupe (YXl)/64°*

Les résultats et leur analyse montrent que la conformation des motifs sur coupe (YXl)/64° de niobate de lithium se faisait selon des mécanismes analogues à ceux de la coupe Z. La génération de domaines conforme au motif initial n'est possible que dans le cas où les frontières de domaines sont colinéaires à la projection orthogonale par rapport au plan du substrat des axes cristallographiques  $Y$ .

La réalisation de domaines présentant des frontières non colinéaires à ces axes aboutit à une déformation du motif inversé et une mauvaise conformation du motif. Les motifs ont tendance à s'aligner dans le volume à la direction du projeté de  $+Y$  pour les motifs à rapport de forme dans le plan plus élevés.

Par conséquent, le mécanisme de génération des domaines est similaire à celui décrit pour la coupe Z : amorce des domaines selon les plans (OYZ) du matériau et propagation des domaines parallèlement à ces plans.

Néanmoins, trois différences sont à noter pour la coupe (YXl)/64° :

- Du fait de la rotation de la coupe et donc des axes cristallographiques, la symétrie de rotation d'ordre 3 n'est plus retrouvée sur les figures inversées. Pour les coupes obliques, les axes de référence pour la conformation des domaines sont les projetés orthogonaux des axes cristallographiques  $X$ ,  $Y$  et leurs équivalents, dont la direction dans le plan varie en fonction de la coupe. Il faudra, à partir des informations existantes comme l'orientation des méplats du substrat, déterminer avec précision les projetés des différents axes pour chacune des coupes. Cependant, une différence de quelques degrés par rapport à l'orientation idéale n'a pas d'influence significative sur la conformation des domaines.
- Les domaines réalisés selon l'orientation (YXl)/64°/90° présentent des défauts moindres que ceux réalisés dans les autres orientations non privilégiées. La réalisation de réseaux PPLN, dits « pseudo-conformes », selon cette orientation est techniquement envisageable.
- Enfin, la génération de domaines dans des orientations non privilégiées aboutit à une moindre extension des domaines dans les directions  $+Y$ ,  $+Y'$  et  $+Y''$  comparativement à la coupe Z. Cette moindre extension des domaines est néanmoins énergétiquement compensée par la génération des fissures superficielles, ou « macles » à la frontière du domaine. Ces fissures sont d'autant plus problématiques qu'elles risquent de perturber la génération des ondes élastiques. Le mécanisme conduisant, sur cette coupe, à la génération de ces fissures reste à déterminer.

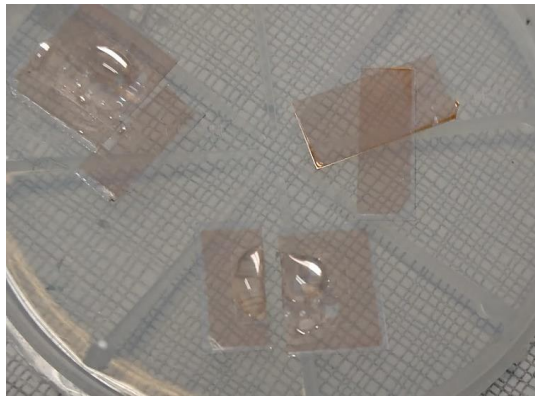


Ainsi, sur la coupe (YXl)/64° du niobate de lithium, les réseaux PPLN peuvent être réalisés de façon régulière selon (YXlt)/64°/± 57,29°, (YXlt)/64°/± 122,72°. Les motifs à barres doubles montrent qu'une tolérance de quelques degrés est permise.

Par ailleurs, des réseaux pseudo-conformes peuvent être réalisés selon (YXlt)/64°/0°, néanmoins des irrégularités de domaines apparaissent et sont susceptibles de générer des pertes dans les résonateurs finaux.

#### 4.2.5) Conformation des domaines sur la coupe (YXl)/128°

Lors de la réalisation des motifs inversés sur la coupe (YXl)/128°, les échantillons se sont fissurés de manière systématique lors de l'étape d'inversion des domaines (Figure 67).



*Figure 67 : Echantillons de niobate de lithium de coupe (YXl)/128° utilisés pour cette étude, cassés lors de l'étape d'inversion de domaines. Le liquide présent sur les échantillons correspond à l'électrolyte de LiCl utilisé pour le procédé d'inversion de domaines*

L'étude des courbes en tension et en intensité enregistrées pendant l'inversion de domaines montrent que les échantillons se sont fracturés à deux moments précis : soit lors de l'étape de génération et propagation des domaines (Etape (e), cf. partie (4.2.1) et Figure 54), soit pendant l'étape de stabilisation des domaines (Etape (f)).

L'analyse visuelle au microscope des échantillons fracturés montre que la rupture s'initie au niveau des motifs, plus particulièrement à la frontière entre la résine et la partie découverte du substrat. Le phénomène de fissuration en bordure des motifs, observé sur coupe (YXl)/64°, s'est probablement reproduit de la même façon sur coupe (YXl)/128° mais a abouti sur cette coupe à une rupture du matériau.

Par conséquent, seuls des échantillons partiellement inversés de coupe (YXl)/128° ont été obtenus et étudiés. La photographie sur la Figure 68b montre un motif partiellement inversé et à partir duquel s'est initié la rupture.

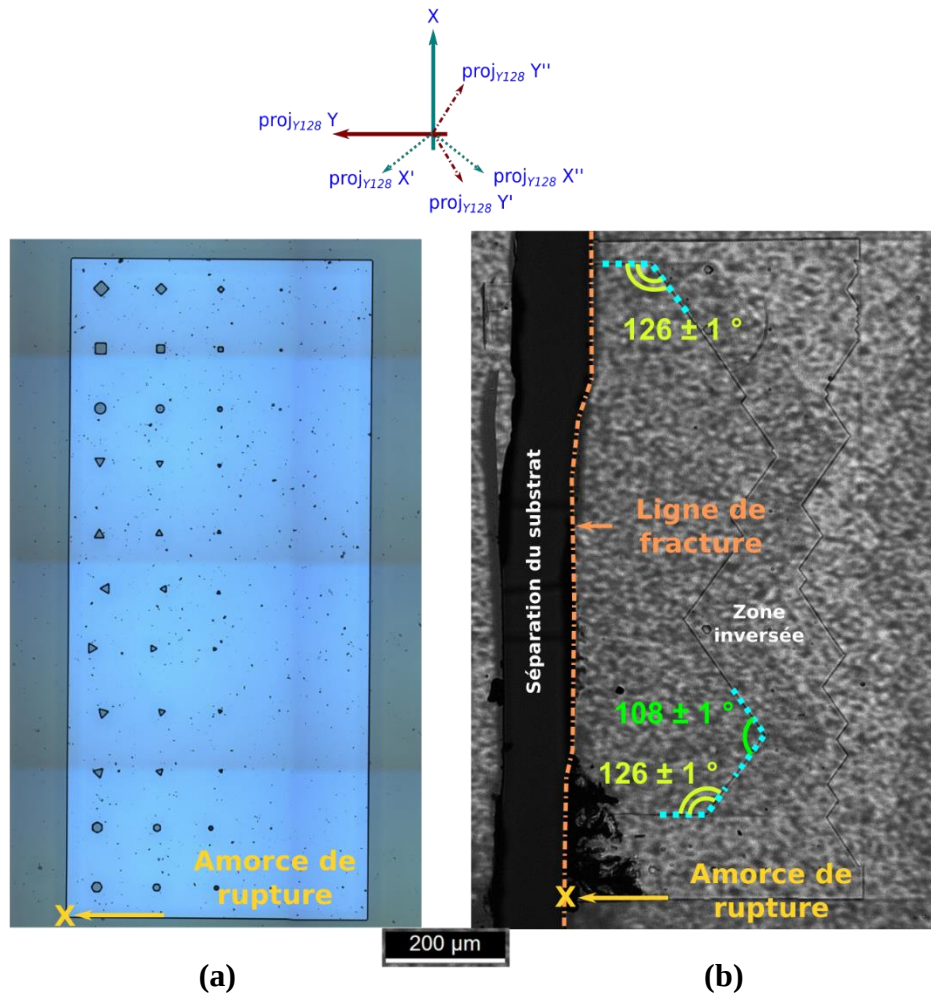


Figure 68 : Photographie en face avant d'un motif avant inversion (a) puis après inversion partielle sur coupe (YXI)/128°. L'amorce de rupture est donnée de façon indicative et approximative sur le motif avant inversion.

L'inversion s'est propagée et s'est stoppée suivant des orientations particulières. Les mesures donnent des angles entre les frontières égaux à  $108 \pm 1^\circ$  et  $126 \pm 1^\circ$ . Les projections stéréographiques obtenues avec le logiciel Winwulff montrent que les angles formés entre les projections des axes cristallographiques **Y**, **Y'** et **Y''** sont égaux à  $107,542^\circ$  et  $126,229^\circ$ .

Nous pouvons ainsi conclure que l'inversion de domaines s'est interrompue brusquement en formant des domaines avec des frontières colinéaires aux projetés des axes cristallographiques **Y**. L'arrêt des domaines au niveau de directions colinéaires à **Y**, **Y'** et **Y''** montre que les plans (OYZ) sont à nouveau privilégiés pour la formation des domaines, car ceux-ci sont favorisés d'un point de vue énergétique.

Par ailleurs, sur ce même cliché, une ligne de fracture et l'amorce de la rupture sont observées sur cet échantillon. Cette amorce est repérée par la structure dendritique typique d'une amorce dans le niobate de lithium. L'analyse des autres échantillons inversés de coupe (YXI)/128° montrent que cette amorce s'est initiée systématiquement au niveau des bordures de larges motifs colinéaires à l'axe cristallographique **X**. Par ailleurs, cette analyse montre les lignes de fractures se propagent régulièrement selon l'axe **X**.

Sur ce même échantillon, nous étudions quelques motifs inversés à formes géométriques. La présence de fissures en face avant de notre substrat est constatée. Celles-ci sont observées sur les frontières des motifs colinéaires à l'axe **X** (Figure 69).

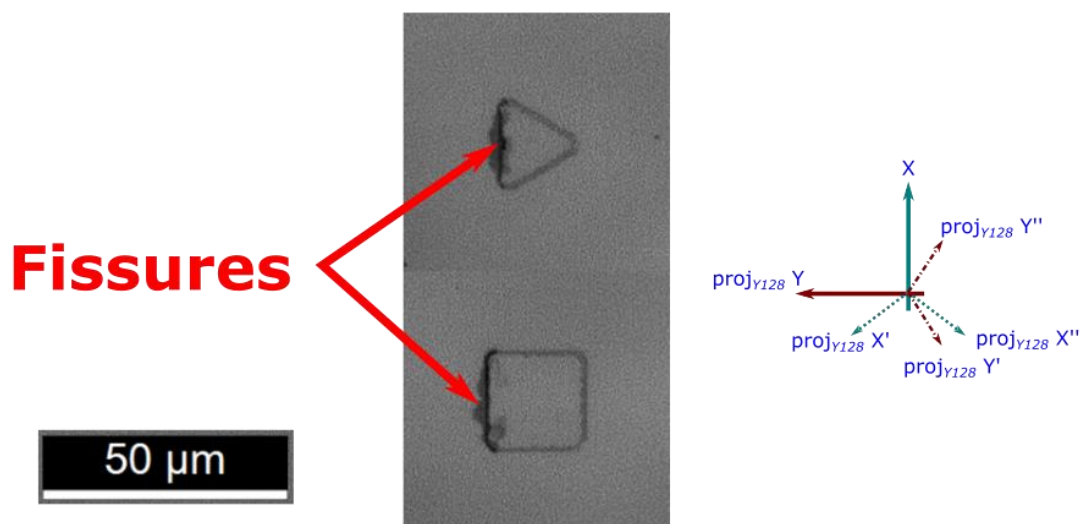


Figure 69 : Mise en évidence de fissures sur des motifs géométriques à faible rapport de forme dans le plan sur coupe (YXl)/128°

Comparativement à la coupe (YXl)/64°, des fissures sont générées de façon identique sur coupe (YXl)/128° dans les directions non privilégiées. En revanche, ces fissures semblent se propager plus facilement sur la coupe (YXl)/128° et aboutissent à une fracture de l'échantillon. Le champ coercitif apparent plus élevé et, par conséquent, l'application de contraintes plus élevées lors de l'inversion de domaines sur coupe (YXl)/128° peut expliquer cette différence. Ces résultats confortent par ailleurs notre choix initial d'exclure de notre étude les coupes les plus inclinées : la maîtrise de l'orientation des domaines dans le plan sera d'autant plus critique pour les coupes les plus inclinées.

En conclusion, les résultats obtenus sur coupe (YXl)/128° suggèrent que la bonne conformation des domaines est obtenue sur des motifs présentant des frontières colinéaires aux projetés orthogonaux des axes cristallographiques **Y**, **Y'** et **Y''**. La réalisation de réseaux PPLN conformes est donc théoriquement possible selon (YXl)/128°/0°, (YXl)/128°/±53,77° et (YXl)/128°/±126,23°. La réalisation de motifs présentant des frontières colinéaires à l'axe cristallographique **X** est à éviter : ceux-ci sont susceptibles de générer des fissures qui peuvent se propager suffisamment pour fracturer le substrat sur toute son épaisseur.

#### 4.2.6) Conclusion de l'étude

L'étude de la conformation dans le plan des domaines inversés sur coupe Z, (YXl)/64° et (YXl)/128° de niobate de lithium a permis de montrer que l'orientation du motif dans le plan du substrat avait une influence significative sur le motif obtenu après inversion de domaines. Sur nos différents substrats, seul un nombre discret d'orientations permet d'obtenir une conformation idéale entre le motif défini par la résine photosensible et le motif obtenu après inversion des domaines.



Pour chacune des coupes observées, la bonne conformation des motifs est obtenue lorsque les frontières du motif défini par la résine est colinéaire aux plans (OYZ) du matériau : ces plans sont privilégiés pour l'amorce, la génération et la propagation des domaines.

Dans les autres orientations, la conformation n'est plus assurée et une propagation non maîtrisée et non uniforme du domaine inversé est observée. Cette extension est particulièrement visible sur la face arrière, ou face Z-, de nos échantillons. De plus, sur les coupes obliques, cette mauvaise conformation s'accompagne de la génération de fissures superficielles sur la face Z+. Sur la coupe (YXI)/128° en particulier, ces fissures se propagent sur toute l'épaisseur et aboutissent à la fracture du substrat si les orientations ne sont pas respectées.

Dans le cas des réseaux PPLN, il est donc primordial de réaliser nos domaines selon des orientations permettant une bonne conformation des domaines. Afin d'obtenir des domaines réguliers, la direction de propagation du réseau PPLN devra être colinéaire aux axes  $X$ ,  $X'$  et  $X''$  ou à ses projections orthogonales pour les coupes obliques. Pour la coupe (YXI)/64°, l'axe  $Y$  permet aussi d'obtenir un réseau pseudo-régulier avec des domaines « métastables ». Les réseaux PPLN réalisés dans d'autres orientations du plan présenteront des défauts rédhibitoires qui ne permettront pas leur exploitation.

Il est à souligner que cette étude a été réalisée intégralement sur une structure monolithique, dans le but d'observer la conformation des domaines de part et d'autre du substrat. Par ailleurs, le masque de résine a été appliqué à chaque fois sur la face Z+ du matériau et le procédé d'inversion réalisé est décrit dans le chapitre (II). L'application du masque sur la face Z- au lieu de la face Z+ n'a pas été testé mais une influence sur la qualité de la conformation des domaines n'est pas à exclure ; cependant cela ne modifierait ni les directions privilégiées de conformation des domaines qui dépend de la structure cristallographique du matériau, ni le mécanisme global de génération des domaines, ces derniers s'initiant toujours sur la face Z+ du matériau.

De plus, cette forte dépendance de la formation des domaines en fonction de l'orientation dans le plan  $\psi$  est spécifique au niobate de lithium. En effet, il semble que le tantalate de lithium, contrairement au niobate, présente une moindre anisotropie dans l'énergie associée à la formation des frontières de domaines [4-5]. Ainsi, le comportement de l'inversion de domaines en fonction de l'orientation dans le plan pourrait présenter de nettes différences sur le tantalate de lithium. La présence de défauts dans les directions non privilégiées serait bien moins importante et la réalisation de réseaux dans ces directions non privilégiées pourrait même être envisagée.

### 4.3) Régularité des réseaux PPLN en fonction du rapport de forme dans le plan

L'étude précédente a montré que la réalisation de réseaux PPLN exploitables ne pouvait se faire que pour des orientations bien précises du plan. Nous souhaitons maintenant savoir si, dans ces directions privilégiées, les domaines sont réguliers quel que soit leur rapport de forme dans le plan.

Nous avons jusqu'à présent travaillé avec des motifs présentant des rapports de forme dans le plan atteignant 5 pour les motifs à doubles barres. Nous souhaitons compléter notre étude de la régularité des domaines pour des motifs périodiques de rapport de forme dans le plan supérieur à 5 et pouvant atteindre 200.

Pour cela, des réseaux PPLN de largeur  $W_{PPLN}$  comprise entre 0,2 et 2 mm, de période  $p = 20 \pm 0,5 \mu\text{m}$  et de rapport d'inversion  $RI = 43 \pm 3 \%$  ont été réalisés sur un substrat coupe Z d'épaisseur  $512 \mu\text{m}$ . Ces réseaux se propagent de façon colinéaire à **X**, selon une orientation privilégiée du plan. À la suite de l'inversion de domaines, la caractérisation des réseaux PPLN de coupe (ZX) permet de mettre en évidence que le rapport d'inversion des domaines  $RI$  diffère. La présence de ces défauts de périodicité est mise en évidence sur la Figure 70a sur un réseau PPLN de coupe (ZX) de largeur  $W_{PPLN} = 2 \text{ mm}$ . Or le masque de photolithographie correspondant et réalisé avant l'inversion de domaines ne présente pas de tels défauts, comme le montre la Figure 70b.

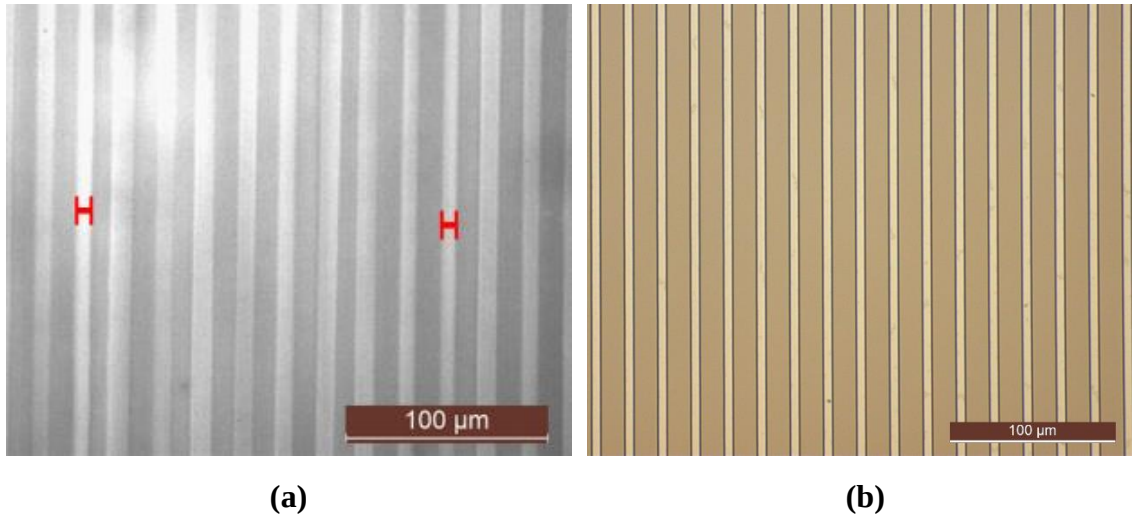


Figure 70 : Photographies au microscope optique d'une structure PPLN de largeur 2 mm (a) et du masque de photolithographie correspondant avant l'inversion de domaines (b). Les marques rouges sur la Figure 70a mettent en évidence des défauts de périodicité et des domaines inversés plus fins que leurs homologues.

De plus, une augmentation de ces défauts a été constatée avec l'augmentation du rapport de forme dans le plan, égal à  $W_{PPLN}/p$ , du réseau. Une analyse quantitative est donnée sur la Figure 71. A partir d'images de réseaux PPLN de coupe (ZX) de largeurs 0,2 mm, 0,5 mm, 1 mm et 2 mm et des masques de photolithographie correspondants, une transformée de Fourier rapide spatiale est réalisée sous Octave suivant une section de l'image, prise le long de la direction de propagation du réseau. Le réseau est assimilable à un signal carré. Chaque pixel d'image de l'image est converti en niveaux de gris, correspondant en une valeur numérique comprise entre 0 et 255. La réalisation d'une transformée de Fourier Rapide sur cette section permet d'obtenir le spectre en fréquence spatiale correspondant.

Sur la Figure 71, l'analyse spectrale montre que le fondamental est situé à  $f_0 = 0,05 \mu\text{m}^{-1}$  et correspond à la période de nos réseaux PPLN. La présence d'ordres supérieurs pairs et impairs est cohérente avec la transformée de Fourier d'un signal carré avec un rapport cyclique différent de 50%. Les spectres de Fourier des sections d'images de masques de photolithographie (Figure 71a) sont relativement similaires pour les différentes largeurs

$W_{PPLN}$  sélectionnées. En revanche, des différences sont notées sur les spectres de Fourier des sections d'images réseaux PPLN en fonction de  $W_{PPLN}$  : l'amplitude des harmoniques tend à décroître et leur largeur à croître lorsque  $W_{PPLN}$  augmente, ce qui témoignent d'une augmentation des défauts de périodicité du réseau PPLN.

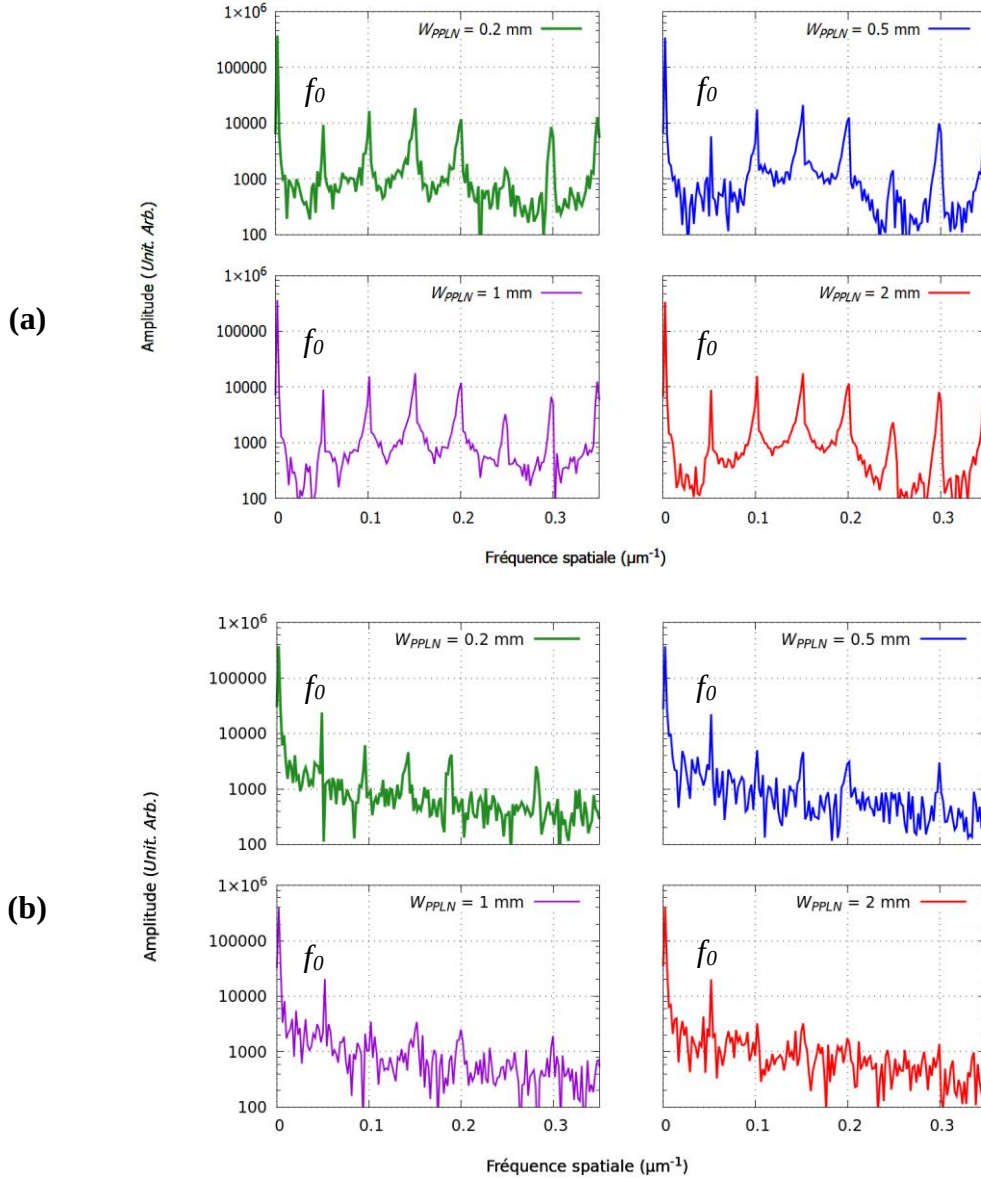


Figure 71 : Analyse par FFT de sections d'images de masques de photolithographie avant inversion (a) et de réseaux PPLN sur coupe (ZX) (b) de période 20  $\mu\text{m}$  et de largeur 0,2 / 0,5 / 1 / 2 mm

Ces résultats démontrent que des défauts de périodicité des domaines sont générés lors du procédé d'inversion des domaines et dont l'occurrence augmente en fonction du rapport de forme dans le plan  $W_{PPLN}/p$ . L'origine de ces défauts de périodicité des domaines est probablement statistique : les domaines les plus larges ont statistiquement plus de chances de subir des défauts de nucléation des domaines et d'être irréguliers. Expérimentalement, la présence de ces défauts est imperceptible pour des motifs ayant un rapport de forme dans le plan inférieur à 35.

En pratique pour les résonateurs PPLN, les défauts de périodicité du réseau aboutissent à la dégradation du facteur de qualité  $Q$  et des filtres à éléments d'impédance. En veillant à garder des réseaux les plus périodiques possibles et en tenant compte des résultats de cette partie, le rapport de forme dans le plan  $W_{PPLN}/p$  du réseau PPLN de nos résonateurs doit être inférieur à 35 pour éviter une dégradation des performances.

#### 4.4) Conclusion sur l'ingénierie des réseaux PPLN sur les coupes obliques

Ce chapitre a permis d'étudier les effets de l'orientation des coupes de niobate de lithium autour de l'axe  $X$  et des effets dans le plan sur la génération de structures inversées de niobate de lithium. À partir de nos travaux, trois contraintes technologiques ont été mises en évidence pour la fabrication de structures PPLN.

La première est liée à l'augmentation du champ électrique appliqué pour l'inversion des domaines ferroélectriques en fonction de l'orientation autour de l'axe  $X$  de l'angle  $(\theta-90^\circ)$  de la coupe. L'augmentation de ce champ oblige à réduire l'épaisseur du substrat de niobate de lithium afin de conserver une tension d'inversion raisonnable et compatible avec notre procédé.

La deuxième est liée au nombre limité d'orientations dans le plan permettant la réalisation d'un réseau PPLN régulier et conforme au masque initial de résine photosensible. Les observations et nos analyses montrent que la génération des domaines était favorisée selon les trois plans (OYZ) du matériau, ce qui par conséquent limite la propagation du réseau PPLN dans les directions des projetés orthogonaux de  $\pm X$ ,  $X'$  et  $X''$  du substrat.

La troisième contrainte est liée au facteur de forme dans le plan des structures inversées. L'étude de la périodicité de structures PPLN de largeur différente a montré une augmentation de la présence de défauts en fonction de son facteur de forme. Ces défauts de périodicité induisent des pertes et des performances moindres de nos dispositifs. Par conséquent, le rapport de forme dans le plan  $W_{PPLN}/p$  des réseaux de nos résonateurs doit rester inférieur à 35, limitant ainsi la largeur de nos dispositifs.

Cette deuxième contrainte rend particulièrement difficile l'exploitation de réseaux PPLN se propageant selon  $\pm Y$  (ou son projeté orthogonal le cas échéant), d'orientation  $(YXIt)/\theta/90^\circ$ . La présence de fissures à la surface ainsi que la déformation des domaines dans l'épaisseur altéreront les réponses et les performances des dispositifs à base de ces réseaux.

Par ailleurs, cette étude nous amène à réfléchir sur le cas d'une onde ne se propageant pas dans la direction du réseau. En effet, si le vecteur de Poynting d'une onde n'est pas colinéaire à la direction de propagation du réseau, le réseau PPLN ne pourra pas être facilement réorienté pour faire correspondre leurs directions respectives.

Enfin, le choix du tantalate de lithium comme matériau pourrait être envisagée par la suite. Si ce matériau génère des ondes élastiques avec un  $k^2$  moindre que celui du niobate de lithium, son anisotropie pour la génération des domaines en fonction de l'orientation dans le

plan semble moindre. Par conséquent, le tantalate de lithium pourrait permettre l'exploitation d'orientations dans les plans inaccessibles pour le niobate de lithium.

Par conséquent, en reprenant les résultats de notre étude théorique du chapitre (III), les résultats de ce chapitre (IV) nous permettent d'affiner la sélection. Tout d'abord, les réseaux PPLN sur coupe  $(YXl)/\theta/90^\circ$  ne peuvent être réalisés convenablement et sont donc exclus. De plus, nous avons fait le choix dans la partie (4.1) d'exclure les coupes les plus inclinées,  $(YXl)/36^\circ$  et  $(YXl)/41^\circ$ , du fait de la hausse du champ électrique à appliquer pour l'inversion de domaines.

Seules les orientations  $\psi$  égales à  $0^\circ$ ,  $57^\circ$  et  $123^\circ$  sur coupe  $(YXl)/64^\circ$  et  $0^\circ$ ,  $54^\circ$  et  $126^\circ$  sur coupe  $(YXl)/128^\circ$  permettent d'obtenir des réseaux réguliers et faisables. À partir de nos connaissances tirées des simulations et des résultats de ce chapitre, les résonateurs  $(YXl)/64^\circ/0^\circ$  sont les meilleurs candidats technologiquement réalisables pour exploiter un mode élastique avec le  $k^2$  le plus élevé possible.

Il reste maintenant à traiter la question de la sélection des modes dans les résonateurs PPLN pour obtenir des dispositifs monomodes. Cette problématique sera traitée dans le prochain chapitre. Nous chercherons par ailleurs à fabriquer et caractériser un résonateur sur coupe  $(YXl)/64^\circ/0^\circ$ , pour mettre en évidence la hausse du  $k^2$  des résonateurs sur coupe oblique.

## Bibliographie

- [4-1] D. S. Hum, “Frequency conversion in near-stoichiometric lithium tantalate fabricated by vapor transport equilibration,” Stanford University, 2007.
- [4-2] G. D. Miller, “Periodically Poled Lithium Niobate: Modeling, fabrication, and nonlinear-optical performance,” Stanford University, 1998.
- [4-3] V. Y. Shur, A. R. Akhmatkhanov, and I. S. Baturin, “Micro- and nano-domain engineering in lithium niobate,” *Appl. Phys. Rev.*, vol. 2, no. 4, Dec. 2015.
- [4-4] D. A. Scrymgeour, V. Gopalan, A. Itagi, A. Saxena, and P. J. Swart, “Phenomenological theory of a single domain wall in uniaxial trigonal ferroelectrics: Lithium niobate and lithium tantalate,” *Phys. Rev. B - Condens. Matter Mater. Phys.*, vol. 71, no. 18, 2005.
- [4-5] D. Lee, H. Xu, V. Dierolf, V. Gopalan, and S. R. Phillpot, “Shape of ferroelectric domains in LiNbO<sub>3</sub> and LiTaO<sub>3</sub> from defect/domain-wall interactions,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 98, no. 9, Feb. 2011.
- [4-6] E. A. Neradovskaia *et al.*, “Domain kinetics during polarization reversal in 36° Y-cut congruent lithium niobate,” *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, vol. 443, no. 1, p. 012024, Nov. 2018.
- [4-7] S. Weber, “WinWulff.” JCrystalSoft, 2018.



# Chapitre V

## Performances des résonateurs PPLN et confinement des ondes élastiques

|        |                                                                                                  |     |
|--------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 5.1)   | Etude du confinement des ondes sur des résonateurs PPLN sur coupe (ZX) .....                     | 122 |
| 5.1.1) | Présentation et paramètres de l'étude .....                                                      | 123 |
| 5.1.2) | Impact de la largeur du réseau PPLN et de la longueur de l'électrode.....                        | 124 |
| a)     | Etude du mode elliptique .....                                                                   | 125 |
| b)     | Etude du mode longitudinal.....                                                                  | 126 |
| 5.1.3) | Confinement des modes dans la direction transverse .....                                         | 127 |
| 5.1.4) | Confinement des modes dans la direction sagittale .....                                          | 129 |
| a)     | Rôle du réseau PPLN extérieur .....                                                              | 129 |
| b)     | Mise à la masse du réseau PPLN extérieur.....                                                    | 130 |
| 5.1.5) | Etude des résonateurs double port .....                                                          | 133 |
| a)     | Exploitation du mode elliptique sur le résonateur double port à couplage sagittal<br>134         |     |
| b)     | Etude du confinement transverse du mode longitudinal .....                                       | 135 |
| 5.1.6) | Conclusion sur les résonateurs PPLN la coupe (ZX) et conception de<br>résonateurs monomodes..... | 136 |
| 5.2)   | Résonateurs PPLN monolithiques amincis sur coupe (YXlt)/64°/0° .....                             | 138 |
| 5.2.1) | Choix technologiques et fabrication des résonateurs.....                                         | 138 |
| 5.2.2) | Caractérisation électrique des résonateurs .....                                                 | 140 |
| 5.2.3) | Caractérisation du mode elliptique à la sonde hétérodyne.....                                    | 143 |
| 5.2.4) | Conclusion de l'étude des résonateurs sur coupe (YXlt)/64°/0° .....                              | 144 |
| 5.3)   | Conclusion du chapitre .....                                                                     | 144 |



## Chapitre V : Performances des résonateurs PPLN et confinement des ondes élastiques

Les chapitres précédents ont permis d'identifier les coupes intéressantes en termes de coefficients de couplage électromécanique  $k^2$  pour les transducteurs PPLN, puis de déterminer les contraintes technologiques associées à leur fabrication.

Afin de maximiser les performances des résonateurs en termes de facteur de qualité  $Q$ , il est nécessaire de travailler en parallèle sur la conception du résonateur. Par conséquent, nous souhaitons dans ce chapitre répondre aux problématiques suivantes : quelles sont les règles de conception des résonateurs PPLN permettant de maximiser le  $Q$  associé aux modes élastiques générés par les résonateurs ? En particulier, comment assurer le confinement des modes élastiques au sein des dispositifs et quelles sont les conditions qui permettent de l'assurer ? Comment est-il possible de les exploiter dans des résonateurs simple port ou double port dits « monomodes », qui n'excitent qu'une seule réponse préalablement sélectionnée ?

Dans un premier temps, l'étude du confinement se portera sur des résonateurs PPLN sur coupe (YXlt)/90°/0°, ou coupe (ZX), suivant l'architecture monolithique proposée par Émilie Courjon [5-1]. Cette coupe permet, grâce à une meilleure maîtrise du procédé de fabrication, de proposer un plus grand nombre de conceptions sur un même substrat. Ces résonateurs exploitent des modes bien identifiés et exploités sur un très grand nombre de coupes : le mode elliptique et le mode longitudinal (cf. chapitre (II)). Nous montrerons quelles sont les règles de conception des dispositifs permettant le confinement de ces modes afin de savoir s'il est possible d'exciter sélectivement un des modes élastiques pour d'obtenir un résonateur dit « monomode ».

Dans un second temps, nous étendrons cette étude à des résonateurs PPLN (YXlt)/64°/0°. Sur cette coupe choisie pour ses performances et la possibilité d'obtenir des réseaux réguliers, nous chercherons d'abord à vérifier si le confinement des modes élastiques est similaire d'une coupe à l'autre, pour un mode donné. Puis, nous présenterons des résonateurs PPLN réalisés sur cette coupe, générant des modes avec des  $Q$  et  $k^2$  permettant d'envisager une application de type « filtre ».

### 5.1) Etude du confinement des ondes sur des résonateurs PPLN sur coupe (ZX)

Les résonateurs PPLN de coupe (ZX) étudiés dans cette partie sont basés sur une architecture monolithique inspirée des travaux d'Émilie Courjon [5-1]. Ceux-ci permettent d'exploiter deux types de modes de Lamb : un mode elliptique et un mode longitudinal. Dans cette partie, nous étudions les règles de conception et le confinement associés à ces modes élastiques, en s'intéressant aux caractéristiques électriques et optiques de résonateurs PPLN simple et double port.

L'objectif est de montrer qu'il est possible d'obtenir un résonateur monomode en travaillant sur la conception du résonateur, et de déterminer les paramètres permettant de maximiser les performances du mode en question.

Dans une première sous-partie (5.1.1), nous présentons les paramètres généraux de cette étude et différentes pistes explorées pour étudier le confinement des modes élastiques, dont les résultats seront détaillés dans les parties suivantes (5.1.2) à (5.1.5). Enfin, les conclusions sur les règles de confinement des modes élastiques et les conceptions de résonateurs monomodes sont données dans la partie (5.1.6).

### 5.1.1) Présentation et paramètres de l'étude

Dans le cadre de cette étude, nous mesurons les réponses électriques de résonateurs PPLN simple et double port et déterminons les performances des modes elliptique et longitudinal en termes de fréquence de résonance  $f_r$ , facteur de qualité  $Q$  et coefficient de couplage électromécanique  $k^2$ . L'évolution des réponses électriques en fonction de la conception et des observations à la sonde hétérodyne permettront de déterminer et d'énoncer les règles de confinement de chacun des modes. Les notations utilisées au cours de ce chapitre correspondent à celles déjà définies dans la partie (2.1) (cf. Figure 24, p. 52). Le confinement des modes sera étudié selon deux directions particulières : la direction sagittale, colinéaire à la direction de propagation du réseau, et la direction transverse, perpendiculaire à la direction de propagation du réseau.

Dans le cas des résonateurs simple port, l'architecture des résonateurs reprend celle décrite dans la partie (2.1). Pour répondre à notre objectif, trois pistes ont été explorées sur les résonateurs simple port :

- Déterminer l'évolution de  $f_r$  et  $Q$  en fonction de  $L_{el}$  et  $W_{PPLN} = W_{el}$ , afin de maximiser les performances associées à chacun des modes étudiés (partie (5.1.2)) ;
- Analyser les caractéristiques de résonateurs possédant une électrode à largeur  $W_{el}$  inférieure à celle du réseau  $W_{PPLN}$ , afin d'étudier le confinement des modes dans la direction transverse (partie (5.1.3)) ;
- Décrire le rôle du réseau PPLN à l'extérieur de l'électrode excitatrice dans le confinement sagittal des modes (parties (5.1.4.a) et (5.1.4.b))

En plus de ces résonateurs simple port, deux résonateurs double port seront étudiés et présentés dans la partie (5.1.5). À travers ces dispositifs, il s'agit de valider et d'approfondir la connaissance des règles de confinement des modes.

Pour cette étude, un ensemble de résonateurs PPLN coupe (ZX) sont fabriqués sur un substrat 4'' fourni par Yamaju d'épaisseur  $e = 512 \mu\text{m}$ , en suivant le procédé de fabrication décrit dans la partie (2.3) (Figure 72a). Les réseaux PPLN, de largeur  $W_{PPLN}$  comprise entre 0,2 et 2 mm, possèdent une période  $p = 20 \pm 0,5 \mu\text{m}$  et un rapport d'inversion  $RI$  de  $44 \pm 4\%$  (Figure 72b). Ces résonateurs exploitent un mode elliptique à 189,8 MHz ( $v_\phi = 3796 \text{ m.s}^{-1}$ ) ainsi qu'un mode longitudinal à 331,7 MHz ( $v_\phi = 6634 \text{ m.s}^{-1}$ ) (cf. partie (2.4)).

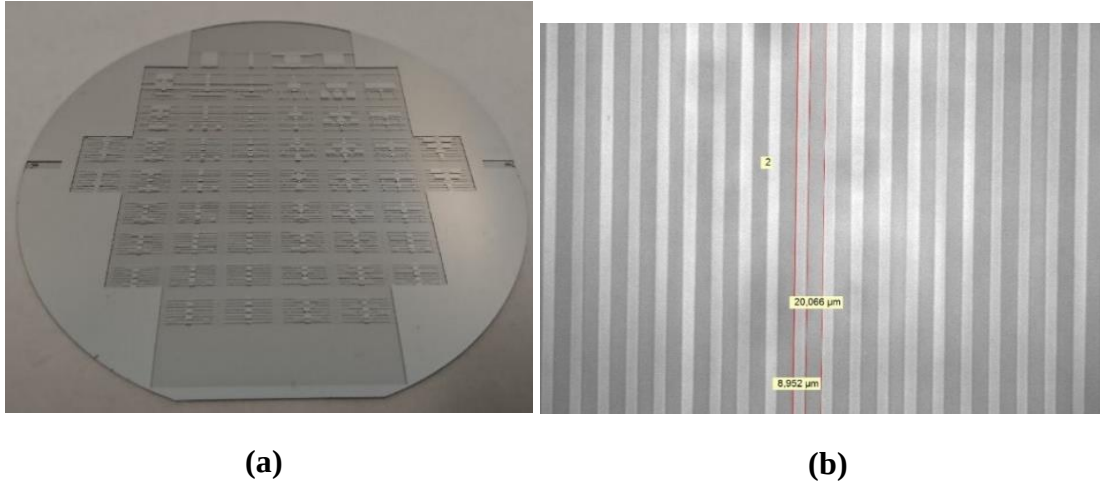


Figure 72 : Ensemble de résonateurs PPLN coupe (ZX) sur substrat 4'' (a) et zoom sur un réseau PPLN coupe (ZX) fabriqué sur ce substrat et de période  $20 \pm 0,5 \mu\text{m}$  (b)

Le choix d'un rapport  $e/p$  de 25,6 pour ces dispositifs s'explique :

- d'une part, par la volonté d'obtenir de nombreux résonateurs avec des configurations différentes sur un même substrat,
- d'autre part, par la volonté de séparer très nettement les modes générés par le réseau PPLN des modes fondamentaux et premiers harmoniques de volume issus de l'excitation en volume du niobate de lithium.

Ce choix impose la présence de nombreux modes de volume faiblement couplés, que nous avons déjà observé sur un dispositif similaire dans la partie (2.4) (cf. Figure 38, p. 66). Ces nombreux modes, que nous qualifieront par la suite de « parasites » pour les résonateurs PPLN, peuvent potentiellement interférer avec les modes issus de l'excitation des PPLN et diminuer leur facteur de qualité  $Q$ .

### 5.1.2) Impact de la largeur du réseau PPLN et de la longueur de l'électrode

Dans un premier temps, nous cherchons à déterminer l'influence de deux principaux paramètres géométriques d'un résonateur PPLN sur les performances du mode elliptique et du mode longitudinal. Ces paramètres, indiqués en rouge et en italique sur la Figure 73, sont la largeur du réseau PPLN  $W_{PPLN}$  et la longueur de l'électrode  $L_{el}$ . Les paramètres fixés pour cette partie sont indiqués en bleu et en gras. En particulier, dans cette partie, la largeur de l'électrode  $W_{el}$  est égale à celle du réseau PPLN  $W_{PPLN}$ .

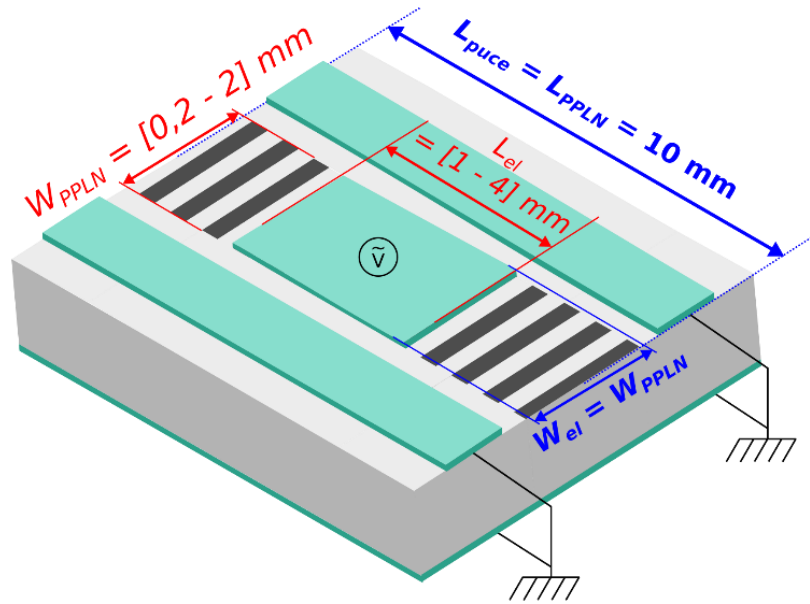


Figure 73 : Schéma de la structure des résonateurs étudiés dans la partie (5.1.2)

#### a) Etude du mode elliptique

La Figure 74 donne l'évolution des valeurs de  $f_r$  et  $Q$  du mode elliptique, en fonction de  $W_{PPLN}$ .

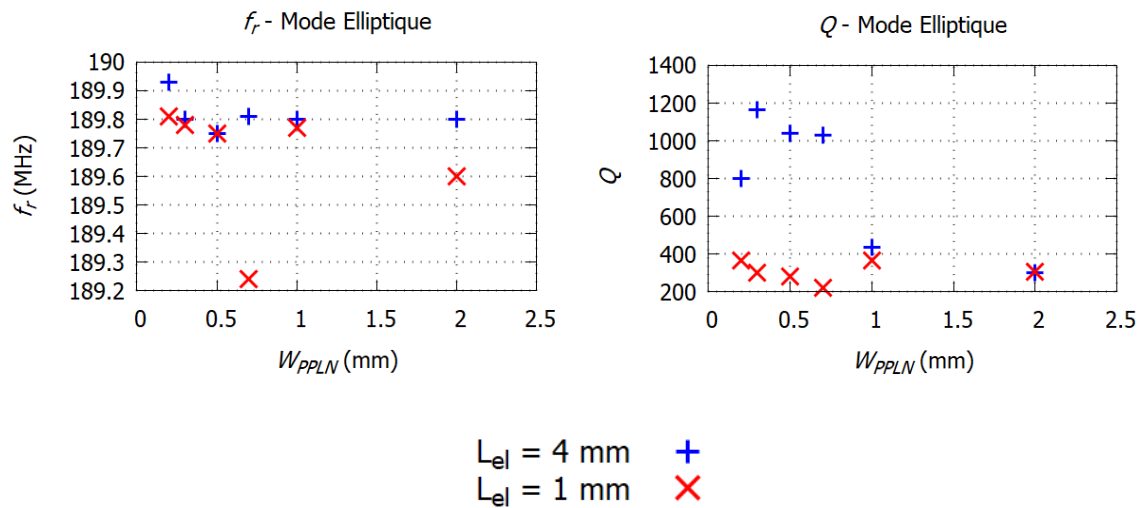


Figure 74 : Evolution de  $f_r$  et  $Q$  pour le mode elliptique en fonction de  $W_{PPLN}$  et  $L_{el}$

Le graphe de la fréquence de résonance  $f_r$  montre que celle-ci est indépendante de la largeur  $W_{PPLN}$  et de la longueur  $L_{el}$ . La variation de  $f_r$ , de l'ordre de  $\pm 0,3\%$ , peut être imputée à la variabilité technologique intervenant lors de la fabrication des composants.

Le graphe du facteur de qualité  $Q$  indique un  $Q$  plus élevé pour les résonateurs présentant des électrodes de longueur  $L_{el} = 4 \text{ mm}$  et des largeurs  $W_{PPLN} \leq 0,7 \text{ mm}$ . De façon analogue aux composants SAW, l'excitation d'un plus grand nombre de périodes excitées permet d'améliorer le confinement du mode.

En revanche, pour des largeurs  $W_{PPLN} > 0,7$  mm, le  $Q$  reste stable malgré l'augmentation de  $L_{el}$ . Lorsque  $W_{PPLN} > 0,7$  mm, l'augmentation des défauts de périodicité des domaines, mise en évidence dans la partie (4.3), entraîne une chute du facteur  $Q$ . Ce rapport de forme est l'équivalent de l'ouverture acoustique des composants SAW.

Ainsi, sur la plage étudiée, l'exploitation du mode elliptique est privilégiée sur des résonateurs présentant une électrode de longueur  $L_{el} = 4$  mm et un réseau de largeur  $W_{PPLN} < 0,7$  mm. En normalisant par rapport à la période  $p$ , cela correspond à une électrode de longueur  $L_{el} = 200p$  et un rapport de forme  $W_{PPLN}/p$ , qui forme est l'équivalent de l'ouverture acoustique des composants SAW, inférieur à 35.

### b) Etude du mode longitudinal

La Figure 75 donnent l'évolution des valeurs de  $f_r$  et  $Q$  en fonction de  $W_{PPLN}$  pour le mode longitudinal.

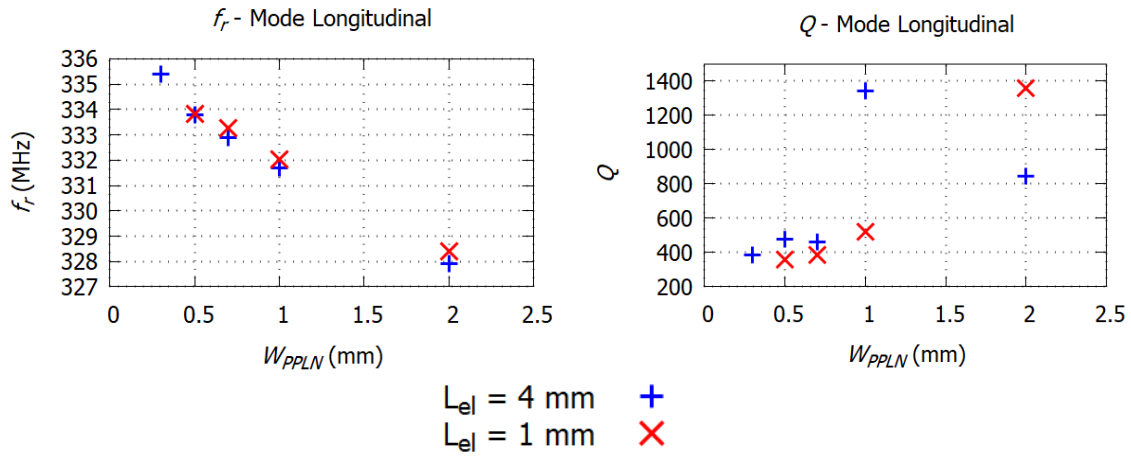


Figure 75 : Evolution de  $f_r$  et  $Q$  pour le mode longitudinal en fonction de  $W_{PPLN}$  et  $L_{el}$

La courbe d'évolution de la fréquence de résonance  $f_r$  révèle une diminution de  $f_r$  lorsque  $W_{PPLN}$  augmente. La variation de  $f_r$  atteint  $\pm 2,2\%$  pour les deux longueurs  $L_{el}$  étudiées. La fréquence de résonance du mode longitudinal dépend donc de  $W_{PPLN}$ . Par ailleurs, comme le montre la Figure 76, la variation de  $f_r$  en fonction de  $W_{PPLN}$  touche à la fois la principale réponse longitudinale, mais aussi les modes longitudinaux secondaires.

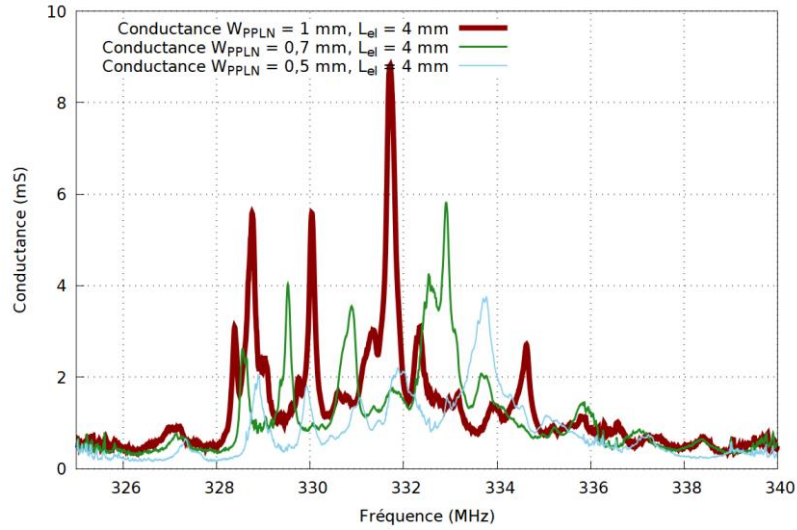


Figure 76 : Mise en évidence de la dispersion des modes longitudinaux (principal et secondaires) lors de la variation de  $W_{PPLN}$

De plus, cette étude met en évidence une évolution de  $Q$  à la hausse lorsque  $W_{PPLN}$  augmente, quelle que soit la longueur  $L_{el}$  considérée. Cependant, cette évolution est erratique : les résonateurs  $L_{el} = 4$  mm présentent un  $Q$  plus élevé que leurs homologues  $L_{el} = 1$  mm pour  $W_{PPLN} = 1$  mm, mais l'inverse est constaté pour  $W_{PPLN} = 2$  mm. Ce comportement peut être expliqué par la dérive en fréquence des différents modes longitudinaux lorsque  $W_{PPLN}$  augmente. Cette dérive peut amener certains modes secondaires à croiser et perturber le mode principal.

Par conséquent, la génération du mode longitudinal est favorisée dans les résonateurs présentant les réseaux PPLN les plus larges sur l'intervalle de  $W_{PPLN}$  étudié. Contrairement au mode elliptique, les défauts de périodicité sur les réseaux à rapport  $W_{PPLN}/p$  élevé n'ont pas d'influence significative sur le facteur de qualité. La variation en fréquence des modes, causée par la variation de  $W_{PPLN}$ , rend complexe le suivi de l'évolution des performances. Enfin, la présence de modes secondaires complique l'obtention d'un dispositif monomode longitudinal.

### 5.1.3) Confinement des modes dans la direction transverse

Les résonateurs testés jusqu'à présent possédaient des électrodes de largeur  $W_{el}$  égale à celle du réseau PPLN. Afin de déterminer les conditions de confinement dans la direction transverse, des résonateurs pour lesquels  $W_{el} < W_{PPLN}$  sont caractérisés (Figure 77). La largeur d'électrode des résonateurs, en fonction de la largeur  $W_{PPLN}$  du dispositif, est renseignée par le Tableau 9. Les performances en termes de  $Q$  et de  $k^2$  de ces résonateurs sont ensuite comparées avec le cas  $W_{el} = W_{PPLN}$  (Figure 78). Pour les graphiques traitant de l'évolution du  $k^2$ , nous rappelons la valeur du  $k^2$  calculée pour chacun des modes par une ligne en pointillés (cf. partie (2.4)). Du fait des paramètres de simulation, cette valeur a été calculée pour le cas  $W_{PPLN} = W_{el}$ .

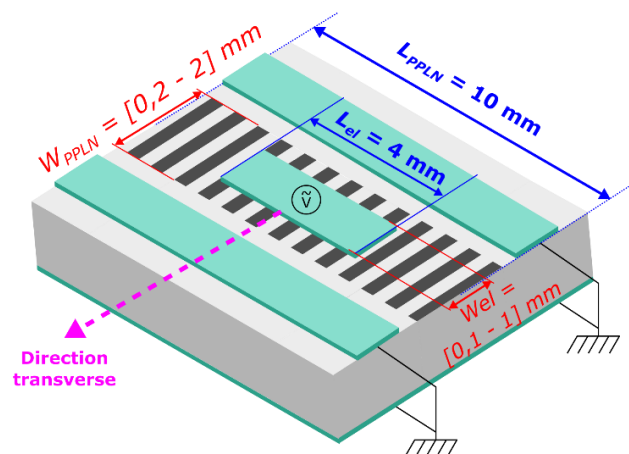


Figure 77 : Définition des paramètres fixes et variables pour l'étude du confinement des modes dans la direction transverse

| $W_{PPLN}$ (mm) | $W_{el}$ (mm) |
|-----------------|---------------|
| 2               | 1             |
| 1               | 0,7           |
| 0,7             | 0,5           |
| 0,5             | 0,3           |
| 0,3             | 0,2           |
| 0,2             | 0,1           |

Tableau 9 : Largeur des électrodes en fonction de la largeur du réseau pour les résonateurs PPLN simple port étudiés

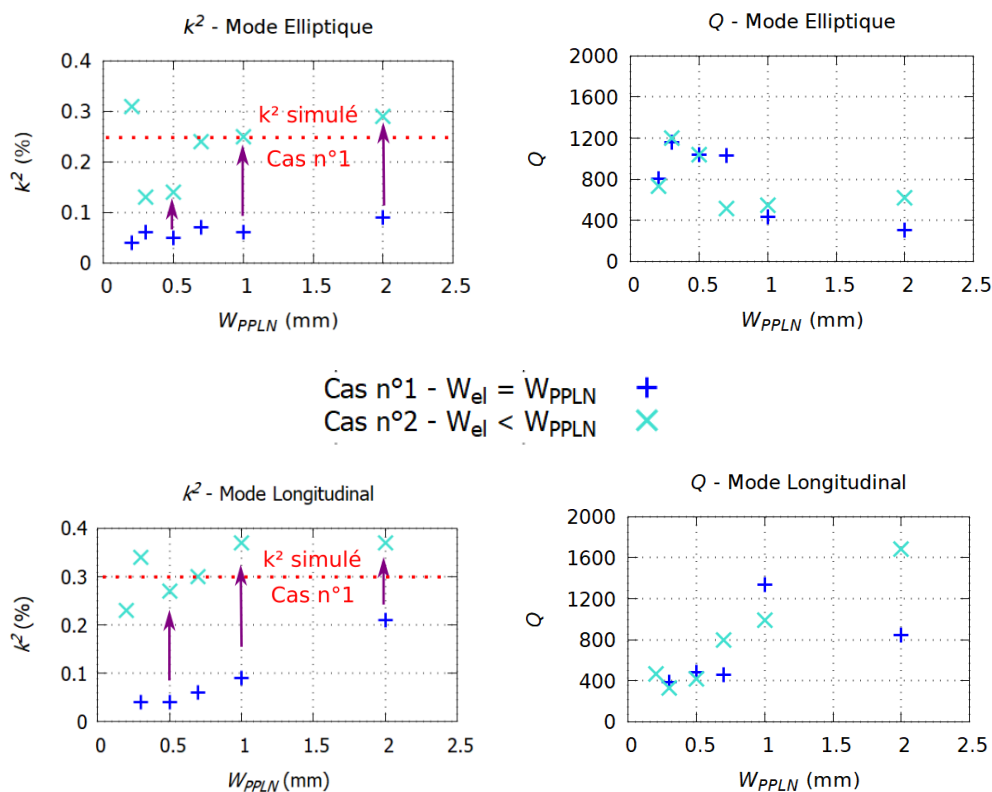


Figure 78 : Comparaison de  $k^2$  et  $Q$  entre le cas  $W_{el} = W_{PPLN}$  et le cas  $W_{el} < W_{PPLN}$  pour les deux modes étudiés



Des changements significatifs du facteur de qualité  $Q$  sont observés entre les deux cas pour certaines valeurs de  $W_{PPLN}$ , mais ces changements ne sont pas systématiques. À ce stade, les résultats de cette seule étude ne permettent pas de conclure sur les conditions du confinement transverse de l'onde et de l'impact de l'environnement transverse sur le  $Q$ . Ces éléments seront réétudiés ultérieurement sur d'autres conceptions, dont les résonateurs double port de la partie (5.1.5).

En revanche, une augmentation significative et systématique du  $k^2$  est constatée pour les deux modes, pour tendre vers les valeurs de  $k^2$  données par la simulation du cas n°1. Il est à noter que, pour les simulations, les calculs tiennent uniquement compte du réseau PPLN. Comme nous l'avons déjà noté dans la partie (3.2.3), les simulations ne tiennent pas compte de la présence, dans la direction transverse, de niobate de lithium non inversé situé de part et d'autre du réseau et de l'électrode. Celui-ci peut potentiellement influencer sur les réponses du résonateur PPLN et leurs performances.

Ainsi, la réduction de la largeur d'électrode  $W_{el}$  par rapport à  $W_{PPLN}$  permet de se rapprocher de la simulation et d'obtenir des valeurs de  $k^2$  proches de celles calculées.

#### 5.1.4) Confinement des modes dans la direction sagittale

##### a) Rôle du réseau PPLN extérieur

Afin de déterminer les conditions de confinement des modes dans la direction sagittale, deux résonateurs présentant des réseaux PPLN de longueur  $L_{PPLN} = 5$  mm ont été étudiés. Le premier de ces résonateurs possède une électrode qui recouvre partiellement le réseau PPLN – le réseau se poursuit en dehors de l'électrode dans la direction sagittale (Figure 79a). Ce résonateur servira de référence. Le second recouvre totalement le réseau PPLN (Figure 79b).

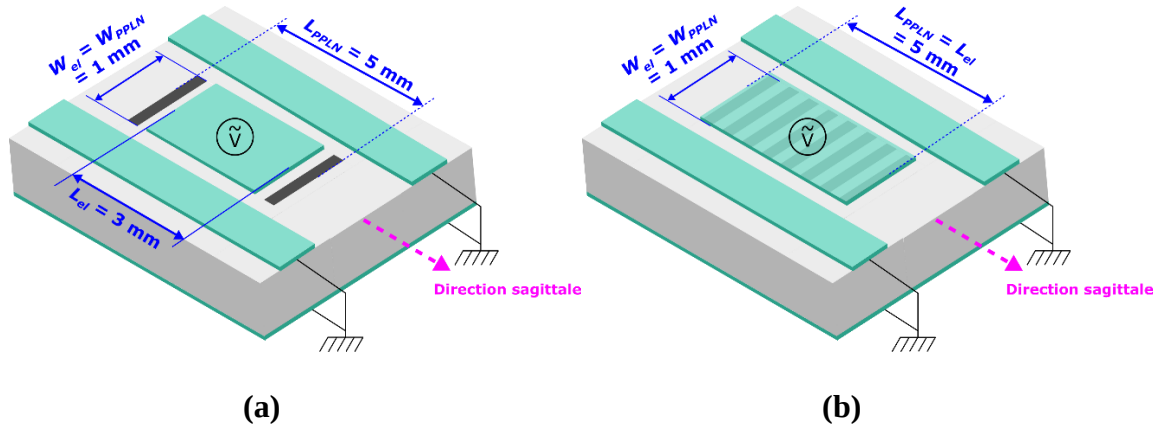


Figure 79 : Schéma des résonateurs à recouvrement partiel (a) et à recouvrement total (b) du réseau PPLN

Nous comparons les réponses électriques de ces résonateurs via la Figure 80 afin de déterminer le rôle du réseau PPLN dans le confinement sagittal.



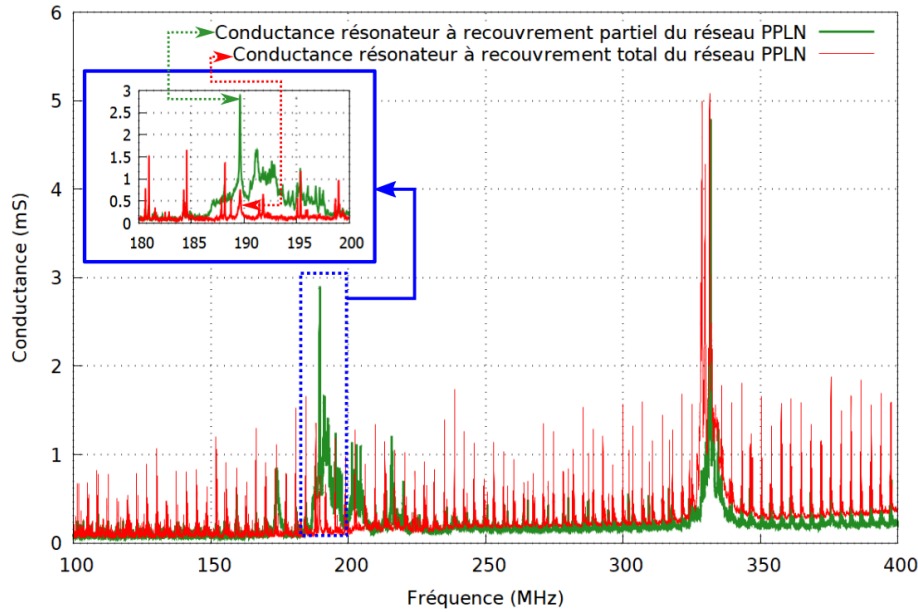


Figure 80 : Comparaison des réponses électriques d'un résonateur à recouvrement partiel du réseau PPLN et avec un résonateur à recouvrement total du réseau PPLN, et zoom sur la réponse elliptique

Nous constatons que la réponse elliptique devient négligeable sur le dispositif à recouvrement total du réseau PPLN : son  $k^2$  devient négligeable ( $< 0,01\%$ ). En revanche, le mode longitudinal n'est pas affecté par l'absence de réseau PPLN extérieur dans la direction sagittale. Les autres modes faiblement couplés et présents sur l'ensemble du spectre correspondent aux modes parasites de volume évoqués dans la partie (5.1.1).

Ces résultats montrent que le réseau PPLN extérieur à l'électrode participe au confinement sagittal du mode elliptique. Le mode longitudinal est, quant à lui, confiné par l'électrode seule dans cette même direction.

Les travaux de Roschupkin sur la réflexion des ondes par les domaines de niobate de lithium [5-2], décrits dans la partie (1.5.2.c), permettent de comprendre le rôle du réseau PPLN extérieur dans le confinement du mode elliptique. De la même façon que les ondes élastiques de surface, l'onde elliptique interagit avec les frontières périodiques de domaines et une partie de l'énergie est réfléchiée vers l'électrode. Par analogie avec les résonateurs SAW, le réseau PPLN extérieur agit comme un miroir réfléchissant, dit « miroir de Bragg », avec l'onde elliptique et assure son confinement dans un résonateur.

#### *b) Mise à la masse du réseau PPLN extérieur*

Dans le cas des résonateurs SAW, les miroirs de Bragg sont constitués d'un réseau qui est, en règle générale, relié à la masse [5-3]. À la suite de l'étude précédente, nous nous intéressons ainsi à l'effet de la mise à la masse du réseau PPLN extérieur sur le mode elliptique. Puisque le mode longitudinal reste confiné sous l'électrode dans la direction sagittale, sa réponse est inchangée avec la mise à la masse du réseau PPLN extérieur et n'est donc pas étudiée ici. La Figure 81 présente le dispositif qui sera étudié dans cette partie.

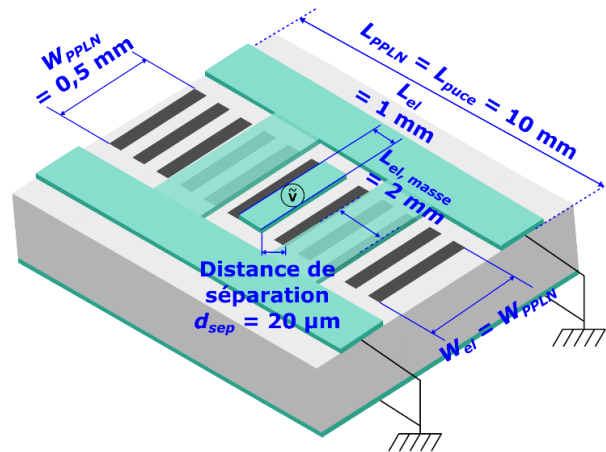


Figure 81 : Schéma du résonateur PPLN simple port avec mise à la masse du réseau extérieur

La réponse électrique du mode elliptique de ce résonateur ainsi que celle d'un dispositif de référence (réseau PPLN extérieur présent et absence de mise à la masse, cf. Figure 73), sont données par la Figure 82 et le Tableau 10.

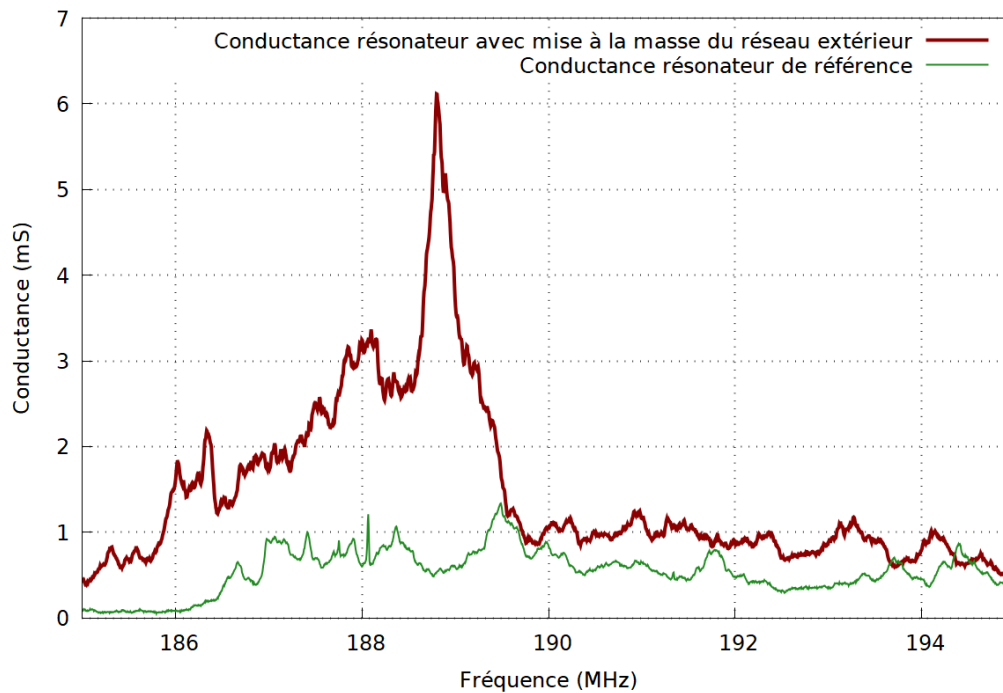


Figure 82 : Comparaison des réponses électriques autour du mode elliptique entre un résonateur PPLN de référence et le résonateur avec mise à la masse du réseau PPLN extérieur

|                                                             | $f_r$ (MHz) | $k^2$ (%) | $Q$ |
|-------------------------------------------------------------|-------------|-----------|-----|
| Résonateur de référence                                     | 189,48      | 0,19      | 281 |
| Résonateur avec mise à la masse<br>du réseau PPLN extérieur | 188,79      | 0,95      | 404 |

Tableau 10 : Comparaison des caractéristiques du mode elliptique entre un résonateur de référence et le résonateur avec mise à la masse du réseau PPLN extérieur

Le Tableau 10 montre que la mise à la masse du réseau PPLN extérieur entraîne une hausse du  $Q$  et du  $k^2$ , ainsi qu'un décalage du mode elliptique vers des fréquences plus basses.

La hausse du  $Q$  permet de confirmer que la mise à la masse améliore effectivement le confinement du mode elliptique. En revanche, le  $k^2$  mesuré est pratiquement quatre fois plus élevé que celui donné par la simulation (cf. partie (2.4)). Cette hausse anormale du  $k^2$  peut s'expliquer par la présence de modes parasites générés par cette configuration entre 186 et 189 MHz (Figure 82) qui se couplent avec le mode elliptique et le perturbent.

Afin de valider l'apport de mise à la masse du réseau PPLN extérieur sur le confinement du mode elliptique, nous caractérisons le mode elliptique généré par ce résonateur à l'aide de la sonde hétérodyne. La cartographie du signal de la porteuse ainsi que celles de l'amplitude et de la phase du mode elliptique à 188,79 MHz sont données par la Figure 83.

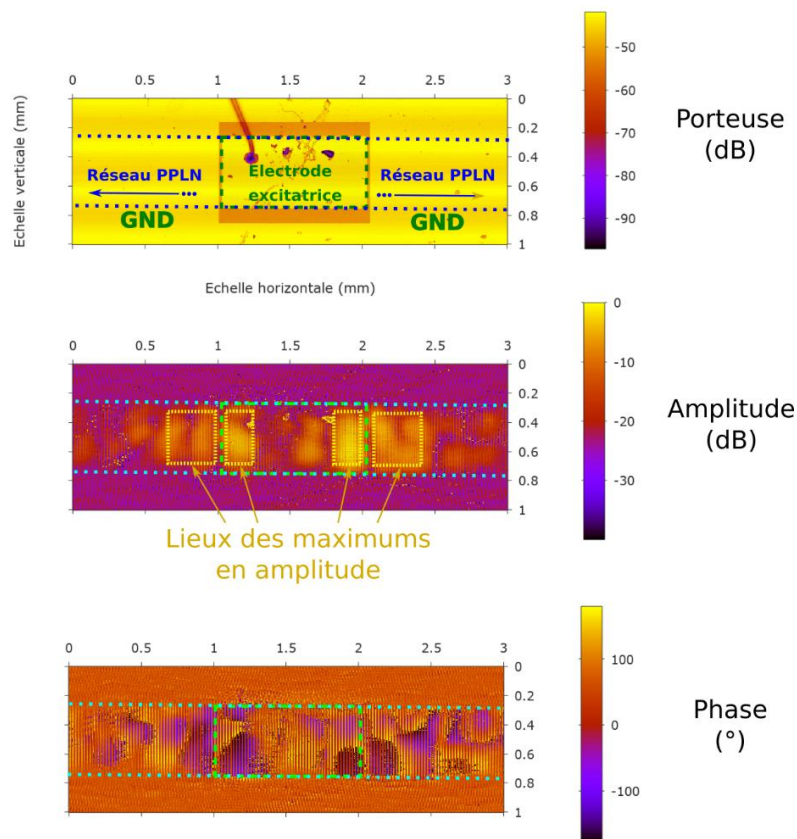


Figure 83 : Observations à la sonde hétérodyne du mode elliptique à 188,79 MHz et cartographies de la porteuse (a), de l'amplitude (b) et de la phase (c)

La cartographie en amplitude permet de constater que l'amplitude de l'onde est maximale aux extrémités de l'électrode excitatrice, ainsi que sur les bords des électrodes de masse à proximité de l'électrode excitatrice. Par ailleurs, au niveau des électrodes de masse, l'amplitude de l'onde décroît en fonction de l'éloignement avec l'électrode excitatrice. Ces résultats indiquent une interaction de l'onde elliptique avec le réseau PPLN extérieur mis à la masse et la réflexion progressive de l'onde vers l'électrode excitatrice.

Par conséquent, la mise à la masse du réseau PPLN extérieur permet d'améliorer le confinement de l'onde elliptique dans la direction sagittale. Celui-ci agit comme un miroir

de Bragg permettant d'assurer le confinement de l'onde elliptique dans cette direction. En revanche, une telle configuration génère aussi des modes parasites qui peuvent perturber le mode elliptique et limiter les bénéfices obtenus sur le facteur de qualité  $Q$ .

Afin de limiter l'impact de ces modes parasites, il est nécessaire de dimensionner convenablement le dispositif pour l'exploitation du mode elliptique, en suivant notamment les préconisations dans la partie (5.1.2.a). Par ailleurs, il convient de déterminer une longueur adaptée des réseaux PPLN extérieurs, et plus particulièrement le coefficient de réflexion qui leur est associé. En effet, la réflexion de l'onde se concentre sur les premiers dixièmes de millimètres à proximité de l'électrode excitatrices et les réseaux PPLN les plus à l'extérieur sont donc superflus.

Enfin, les réseaux PPLN non métallisés sont à éviter. En effet, la vitesse des ondes variant en fonction des conditions de métallisation de la surface, la présence de ces réseaux extérieurs non métallisés peut provoquer une source supplémentaire de modes parasites.

### 5.1.5) Etude des résonateurs double port

Le fonctionnement des résonateurs à double port repose sur la génération d'une onde élastique stationnaire entre deux transducteurs situés de part et d'autre d'une cavité de résonance. Pour que cette onde soit générée au sein de cette cavité, celle-ci doit pouvoir se propager en dehors des transducteurs. Ces configurations nous permettent ainsi, en fonction de la présence ou non des modes, d'étudier les conditions de confinement des modes. De plus, ces configurations permettent directement de réaliser une fonction de filtrage sans utiliser plusieurs éléments d'impédance, comme l'ont montré les travaux d'Emilie Courjon [5-4].

Dans cette partie, nous allons caractériser électriquement deux résonateurs PPLN double port : un résonateur à couplage sagittal (Figure 84a) et un résonateur à couplage transverse (Figure 84b). L'objectif de cette étude est d'approfondir les conditions de confinement des modes elliptique et longitudinal, via l'étude électrique du paramètre  $S_{21}$  en amplitude, qui décrit le comportement électrique en transmission des dispositifs double ports.

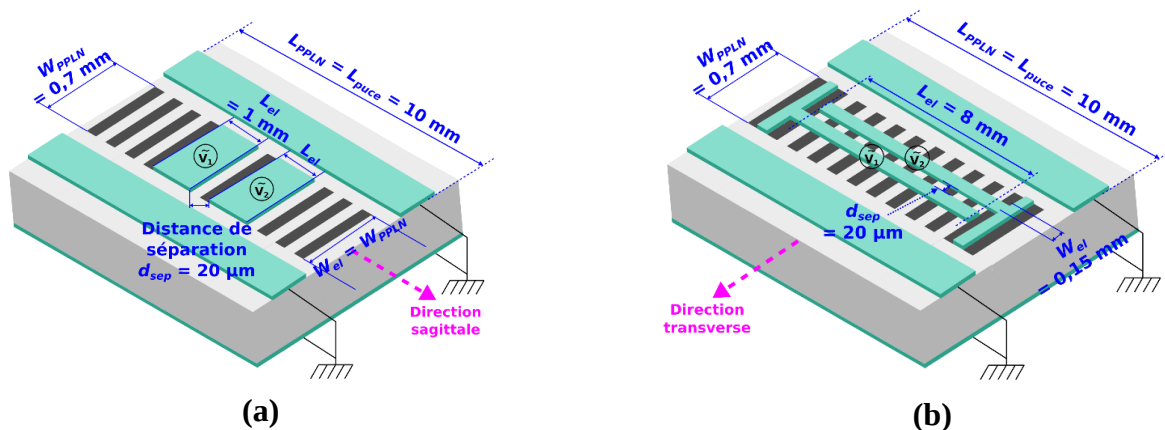


Figure 84 : Illustration et définition des dimensions du résonateur double port à couplage sagittal (a) et à couplage transverse (b)

### a) Exploitation du mode elliptique sur le résonateur double port à couplage sagittal

La conception d'un résonateur double port à domaines ferroélectriques à couplage sagittal a été proposée initialement par Kadota *et al.* en 2009 sur tantalate de lithium coupe (ZX) [5-5], puis reprise par Emilie Courjon en 2010 pour ses travaux de thèse [5-6]. Dans les deux cas, il s'agissait d'utiliser cette configuration pour exploiter le mode elliptique.

Vis-à-vis de nos travaux, cette configuration présente l'avantage d'exploiter seulement le mode elliptique en transmission, le mode longitudinal étant confiné selon la direction sagittale. La réponse électrique en amplitude  $S_{21}$  du résonateur double port à couplage sagittal est donné par la Figure 85.

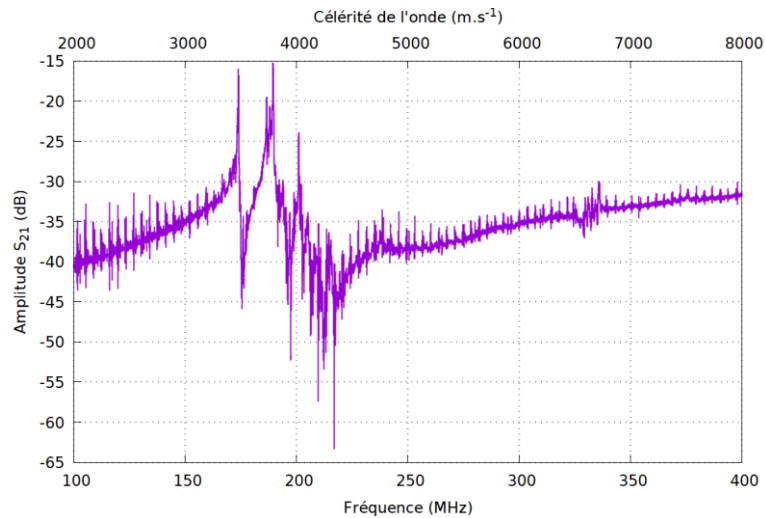


Figure 85 : Réponse électrique en amplitude  $S_{21}$  du résonateur double port à couplage sagittal

La réponse du mode elliptique est constatée à 189,4 MHz. Le mode longitudinal est quant à lui repéré autour de 330 MHz, mais son amplitude  $S_{21}$  est trop faible pour qu'il puisse être exploité. Ces résultats confirment qu'il est possible d'exploiter le mode elliptique seul en transmission dans la direction sagittale, tandis que le mode longitudinal est essentiellement confiné par l'électrode dans cette direction.

En revanche, de façon identique aux dispositifs simple port, le mode reste perturbé par des contributions parasites entre 170 et 215 MHz, issus du réseau PPLN extérieur non métallisé. En se basant sur les résultats précédents, une longueur des électrodes supérieure à 1 mm, la mise à la masse du réseau extérieur ainsi que des largeurs  $W_{PPLN}$  et  $W_{el}$  adaptées permettraient de limiter l'impact des modes parasites.

Pour conclure, ce dispositif confirme les règles de confinement des modes élastiques dans la direction sagittale déjà entrevues sur les dispositifs simple port. De plus, cette conception permet d'obtenir un dispositif monomode exploitant uniquement le mode elliptique.

### b) Etude du confinement transverse du mode longitudinal

Nous nous intéressons ensuite au résonateur double port à couplage transversal. La conception de ce résonateur est basée sur le concept d'un résonateur simple port PPLN proposé par Yudistira *et al.* en 2009, avec deux électrodes en parallèle dont une reliée à la masse [5-7].

Nous souhaitons ici approfondir l'étude du confinement des modes dans la direction transverse, déjà abordé dans la partie (5.1.3). La réponse électrique en amplitude  $S_{21}$  du résonateur double port à couplage transverse est donné par la Figure 86.

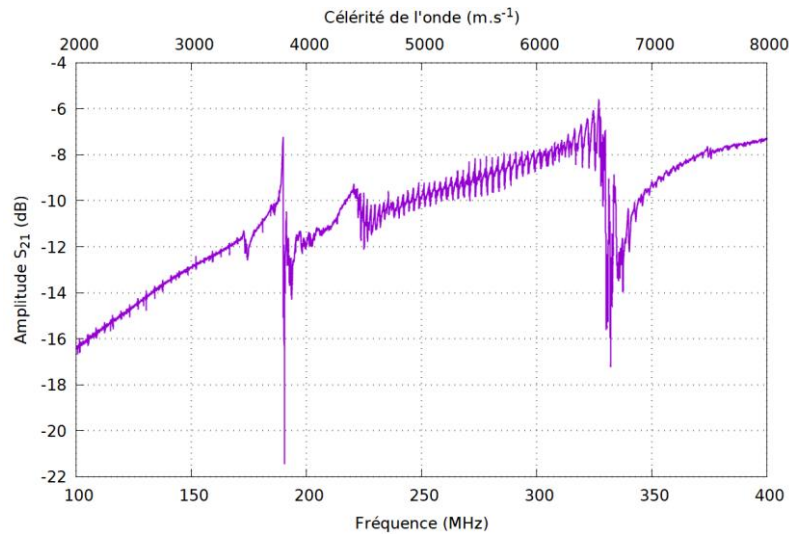


Figure 86 : Réponse électrique en amplitude  $S_{21}$  du résonateur double port à couplage transverse

Sur ce dispositif, deux réponses sont identifiées. La première à 189 MHz correspond au mode elliptique, clairement visible et peu perturbé par l'ensemble de modes parasites habituellement rencontré entre 170 et 215 MHz. En reprenant les conclusions de la partie (5.1.2.a) et en considérant des règles de conception similaires entre simple port et double port, l'utilisation d'électrodes de longueur  $L_{el} = 8$  mm sur ce composant permet d'avoir un mode elliptique moins perturbé et présentant un facteur de qualité  $Q$  supérieur.

Le second mode à 330 MHz correspond au mode longitudinal. La présence de ce mode sur ce dispositif montre que le réseau PPLN participe aussi au confinement de ce mode dans la direction transverse.

Par ailleurs, un ensemble de modes parasites est révélé entre 220 et 340 MHz sur ce dispositif et perturbe le mode longitudinal. L'espacement moyen de ces modes, de l'ordre de 2,4 MHz, est inférieur à celui des modes parasites de volume rencontrés sur les autres dispositifs, qui est de l'ordre de 3,7 MHz. Les modes parasites entre 220 et 340 MHz sont donc spécifiques à la conception à double électrodes transverses.

En conclusion, le résonateur double port à couplage transverse permet d'exploiter le mode elliptique et le mode longitudinal, montrant qu'il y a transmission de ces deux modes dans la direction transverse en dehors de l'électrode. Par conséquent, les résonateurs double port à couplage transverse sont multimodes.

### 5.1.6) Conclusion sur les résonateurs PPLN la coupe (ZX) et conception de résonateurs monomodes

L'étude des résonateurs PPLN monolithiques sur coupe (ZX) a ainsi permis de montrer que la conception et l'ingénierie du dispositif, tant sur le réseau PPLN qu'au niveau des électrodes, a une influence sur le confinement des modes élastiques et les performances et caractéristiques de ces modes.

Tout d'abord, les dimensions des différents éléments constitutifs de l'électrode doivent être adaptés au mode exploité afin d'obtenir un facteur de qualité  $Q$  le plus élevé possible. La conception du résonateur influence aussi le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  : comme l'ont ainsi montré les travaux de la partie (5.1.3), la réduction de la largeur d'électrode  $W_{el}$  par rapport au réseau PPLN permet de rapprocher le  $k^2$  mesuré des modes à leurs valeurs calculées. Le Tableau 11 résume les valeurs des différents paramètres géométriques du réseau et de l'électrode excitatrice permettant de maximiser les performances d'un mode donné en termes de facteur de qualité  $Q$ . Ces valeurs sont normalisées par rapport à la période  $p$  du réseau PPLN.

|            | Mode elliptique     | Mode longitudinal   |
|------------|---------------------|---------------------|
| $L_{PPLN}$ | $L_{PPLN} > L_{el}$ | $L_{PPLN} = L_{el}$ |
| $W_{PPLN}$ | $\leq 35p$          | $\geq 50p$          |
| $L_{el}$   | $\geq 100p$         | $\geq 50p$          |
| $W_{el}$   | $W_{el} < W_{PPLN}$ | $W_{el} < W_{PPLN}$ |

Tableau 11 : Dimensions préconisées pour l'exploitation du mode elliptique et du mode longitudinal sur un résonateur PPLN de coupe (ZX)

Cette étude a ensuite permis de mettre en lumière les règles de conception à respecter pour permettre le confinement des deux modes élastiques générés sur coupe (ZX). Ces règles diffèrent en fonction du mode considéré, mais aussi en fonction de la direction considérée. Le Tableau 12 résume les caractéristiques du confinement des modes, en fonction de la direction considérée.

| Mode élastique | Confinement dans la direction sagittale                    | Confinement dans la direction transverse        |
|----------------|------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------|
| Elliptique     | Le confinement du mode est assuré par des miroirs de Bragg | Le mode n'est pas confiné par l'électrode seule |
| Longitudinal   | Le mode est confiné par l'électrode seule                  | Le mode n'est pas confiné par l'électrode seule |

Tableau 12 : Résumé des règles de conception pour le confinement des modes élastiques générés par les résonateurs PPLN de coupe (ZX)



Ainsi, les règles de conception distinctes pour le mode elliptique et le mode longitudinal dans la direction sagittale permettent d'envisager des conceptions de résonateurs PPLN monomodes.

À partir des règles précisées dans le Tableau 12 et des conclusions des sous-parties précédentes, nous proposons deux conceptions de résonateurs PPLN monomodes sur coupe (ZX) :

- un résonateur monomode double port à couplage sagittal (Figure 87a), exploitant le mode elliptique seul qui se propage en dehors des électrodes dans la direction sagittale,
- un résonateur monomode simple port (Figure 87b), dont le réseau PPLN extérieur a été retiré pour empêcher le confinement du mode elliptique et permettre l'exploitation du mode longitudinal seul.

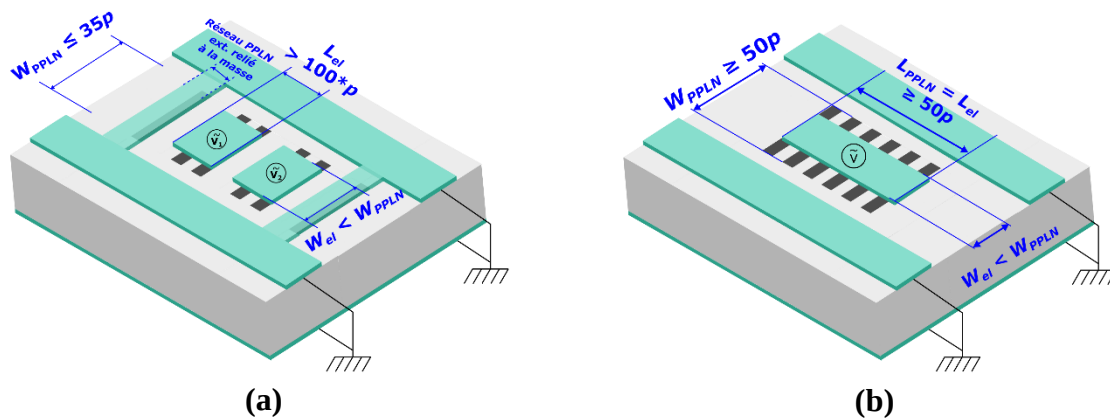


Figure 87 : Proposition d'un résonateur PPLN monomode elliptique (a) et d'un résonateur monomode longitudinal (b) sur coupe (ZX)

Ces travaux ont ainsi permis d'obtenir des modes élastiques sur des résonateurs PPLN monolithiques de coupe (ZX) dont le  $Q$  peut atteindre 1200 pour le mode elliptique et 1600 pour le mode longitudinal. Ces valeurs dépassent les performances atteintes précédemment sur cette coupe et cette architecture monolithique, avec un  $Q$  compris entre 300 et 800 [5-7], [5-8]. Néanmoins, ces valeurs de  $Q$  restent inférieures à celles pouvant être obtenues sur les composants SAW et BAW sur niobate de lithium à ces fréquences, qui peut atteindre voire dépasser les 10000.

Nous avons observé pour chacun des dispositifs la présence de nombreux modes parasites de volume faiblement couplés mais très rapprochés, qui peuvent perturber la réponse des modes issus du réseau PPLN et ainsi altérer son facteur de qualité  $Q$ . Si l'architecture et la conception choisie pour nos résonateurs ne permettent pas de les faire disparaître, la diminution du rapport  $e/p$  peut permettre de diminuer le nombre de ces modes pour pouvoir améliorer le  $Q$  des modes élastiques.

La réduction de l'épaisseur et donc du rapport  $e/p$  convient aux résonateurs PPLN : comme l'ont montré les résultats des simulations dans le chapitre (III), elle s'accompagne d'une augmentation du  $k^2$  du mode elliptique et de la réduction du nombre de contributions longitudinales annexes. La réduction du rapport  $e/p$  permet ainsi de répondre à la fois à l'exigence d'un  $k^2$  élevé et à celle d'un  $Q$  élevé. Par conséquent, l'utilisation de structures à



base de couches minces, déjà évoquée dans la partie (3.2.3), se révèle d'autant plus intéressante.

Après avoir réalisé une étude d'ensemble sur une coupe connue et technologiquement maîtrisée, nous souhaitons maintenant savoir si ces règles peuvent être transposées aisément aux autres coupes de niobate de lithium. En tenant compte des conclusions de cette partie, nous étudions et caractérisons dans la partie suivante des résonateurs PPLN simple port sur la coupe oblique  $(YXlt)/64^\circ/0^\circ$  afin de vérifier la validité de ces règles sur d'autres coupes.

## 5.2) Résonateurs PPLN monolithiques amincis sur coupe $(YXlt)/64^\circ/0^\circ$

En suivant les conclusions des chapitres (III) et (IV), nous avons retenu la coupe  $(YXlt)/64^\circ/0^\circ$  pour la fabrication de résonateurs sur les coupes obliques. Nous rappelons que le choix de cette coupe et de l'orientation  $t = 0^\circ$  repose sur la possibilité d'exploiter un mode elliptique présentant un  $k^2$  intéressant et la possibilité de réaliser un réseau PPLN régulier.

Dans cette partie, nous décrivons la fabrication et la caractérisation de résonateurs sur cette coupe. Nous souhaitons montrer dans cette partie que les résonateurs PPLN sur coupes obliques permettent effectivement d'obtenir des modes élastiques mieux couplés que sur coupe (ZX), et valider ainsi notre modèle de simulation développé dans le chapitre (III). Nous souhaitons par ailleurs pouvoir vérifier que la plupart des règles de conception des résonateurs PPLN sur coupe (ZX), décrites dans la partie (5.1), peuvent être transposées sur d'autres coupes.

Nous présentons dans un premier temps la fabrication de nos résonateurs, en décrivant notamment les choix technologiques effectués et basés sur les conclusions des chapitres (III) et (IV) et de la partie (5.1).

Nous caractérisons ensuite ces résonateurs électriquement puis optiquement à la sonde hétérodyne, afin de valider nos modèles de simulations développés et la transposition des règles de conception d'une coupe à l'autre.

### 5.2.1) Choix technologiques et fabrication des résonateurs

La fabrication de résonateurs PPLN monolithiques est réalisée à partir d'échantillons de niobate de lithium coupe  $(YXI)/64^\circ$  amincis à  $131 \pm 2 \mu\text{m}$  (cf. Figure 53b, p.97). Comme nous l'avons décrit dans le chapitre (IV), l'amincissement répond d'abord à des contraintes technologiques spécifiques aux coupes obliques et que nous avons décrit dans la partie (4.1.2). Celui-ci permettra par ailleurs, d'après nos conclusions de la partie précédente, d'améliorer le  $k^2$  et le  $Q$  associés aux modes élastiques. En revanche, cet amincissement nous contraint technologiquement à travailler sur des échantillons de surface réduite à quelques  $\text{cm}^2$ .

En suivant les conclusions de la partie (5.1.2), nous souhaitons obtenir des résonateurs excitant environ 200 périodes de réseau PPLN. De plus, si nous souhaitons confiner le mode

elliptique, la présence d'un réseau PPLN extérieur est par ailleurs nécessaire et requiert par conséquent un réseau PPLN encore plus long. En suivant les conclusions du chapitre (III), nous souhaiterions réaliser des réseaux PPLN présentant un rapport  $e/p$  compris entre 1,5 et 3,5. Sur notre échantillon de 131  $\mu\text{m}$ , cela porterait la période  $p$  du réseau PPLN entre 40 et 80  $\mu\text{m}$ . Néanmoins, le faible espace à notre disposition ne permettrait pas de réaliser des réseaux PPLN de plusieurs centaines de périodes en choisissant une période  $p$  comprise dans cet intervalle.

Nous devons ainsi faire un compromis entre le rapport  $e/p$  et la possibilité technique de réaliser des réseaux PPLN suffisamment long. Nous faisons le choix de réaliser sur nos échantillons des réseaux PPLN de période 20  $\mu\text{m}$ , ce qui porte le rapport  $e/p$  de cette structure à 6,55. Une photographie au microscope optique du réseau PPLN fabriqué sur notre échantillon de coupe (YXlt)/64°/0° est donné en Figure 88.

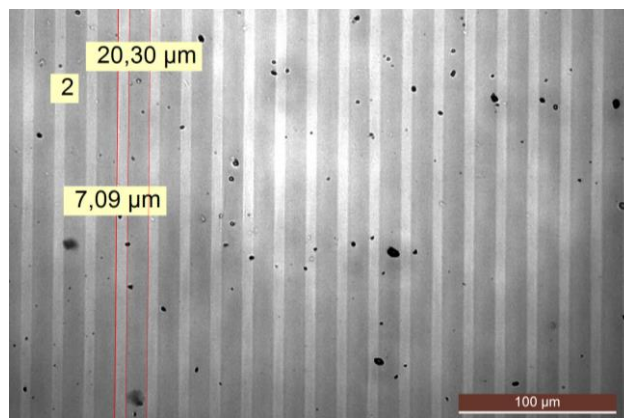
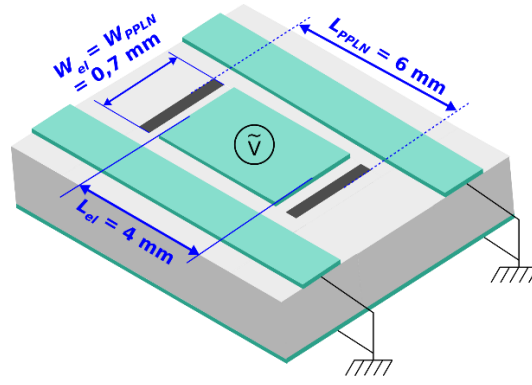


Figure 88 : Photographie au microscope optique d'un réseau PPLN sur coupe (YXlt)/64°/0° de période  $p = 20,3 \pm 0,5 \mu\text{m}$

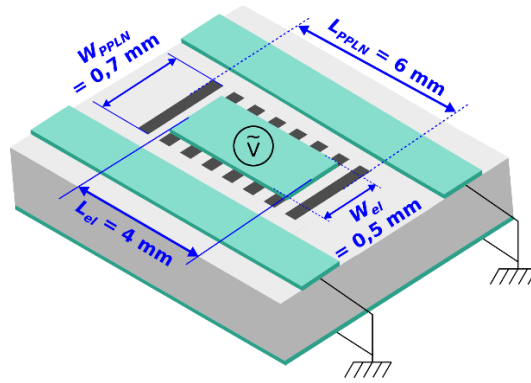
Ce rapport  $e/p$  plus élevé que celui prévu initialement impactera le  $k^2$  des modes élastiques à la baisse, dont en particulier le mode elliptique. L'impact sur le  $Q$  devrait être en revanche assez faible.

Par ailleurs, la maîtrise du rapport d'inversion  $RI$  de notre réseau s'est révélée plus complexe sur ces échantillons, du fait de l'adaptation du procédé de photolithographie à des échantillons de taille réduite. Celui-ci est égal à 35% sur notre réseau, ce qui impactera aussi négativement le  $k^2$  (cf. partie (3.2.2)).

À partir de ces réseaux PPLN, deux résonateurs PPLN, intitulés **(LN64t0-1)** et **(LN64t0-2)**, sont fabriqués. Ces résonateurs reprennent la conception des résonateurs étudiées respectivement dans la partie (5.1.2) pour **(LN64t0-1)** et dans la partie (5.1.3) pour **(LN64t0-2)**. Les dimensions caractéristiques de ces résonateurs sont données par la Figure 89.



(a)



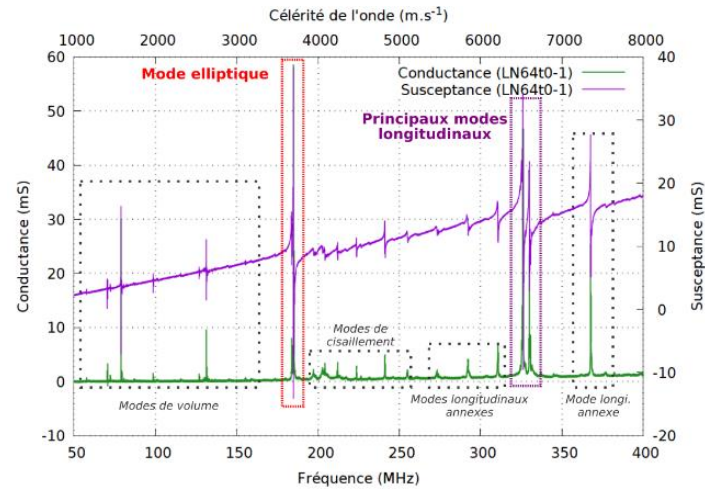
(b)

Figure 89 : Schéma et dimensions caractéristiques des résonateurs (LN64t0-1) (a) et (LN64t0-2) (b)

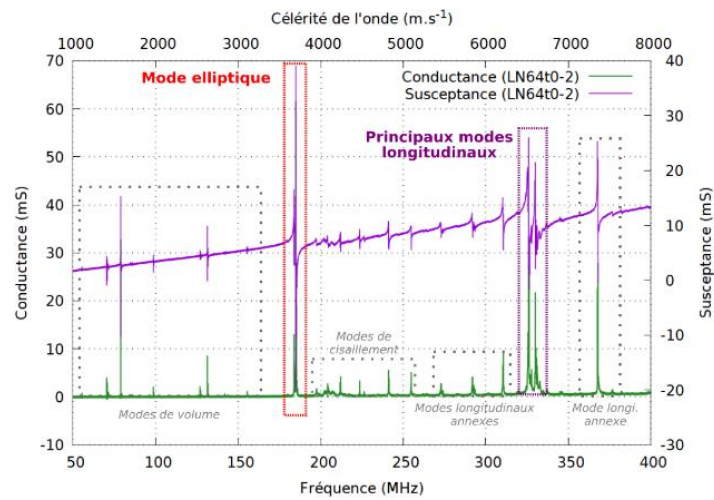
Ces résonateurs permettent de confiner l'ensemble des réponses générées par les transducteurs PPLN de coupe (YXlt)/64°/0°, permettant ainsi de les étudier, les caractériser et comparer leurs caractéristiques aux simulations. La comparaison des performances entre ces deux résonateurs permettra par ailleurs d'observer l'impact de la réduction sur le  $Q$  et le  $k^2$  associés aux modes élastiques.

### 5.2.2) Caractérisation électrique des résonateurs

Nous caractérisons ensuite électriquement les deux résonateurs **(LN64t0-1)** et **(LN64t0-2)** décrits précédemment. Les réponses électriques en conductivité de ces résonateurs sont données par la Figure 90, tandis que les performances et caractéristiques des principaux modes élastiques sont référencées dans le Tableau 13. Nous donnons par ailleurs dans le Tableau 14 les valeurs de  $f_r$  et  $k^2$  données par les calculs sur un transducteur PPLN de même coupe et même dimensions en termes d'épaisseur, de période et de rapport d'inversion  $RI$ .



(a)



(b)

Figure 90 : Réponses électriques des résonateurs (LN64t0-1) (a) et (LN64t0-2) (b)

| Mode élastique  | Résonateur (LN64t0-1) |           |      | Résonateur (LN64t0-2) |           |      |
|-----------------|-----------------------|-----------|------|-----------------------|-----------|------|
|                 | $v_\phi$ (m.s-1)      | $k^2$ (%) | Q    | $v_\phi$ (m.s-1)      | $k^2$ (%) | Q    |
| Elliptique      | 3699                  | 0,73      | 2723 | 3699                  | 0,84      | 3683 |
| Longitudinal I  | 6529                  | 0,21      | 1890 | 6521                  | 0,30      | 1424 |
| Longitudinal II | 6602                  | 0,08      | 2009 | 6600                  | 0,08      | 2225 |

Tableau 13 . Performances comparées des principaux modes des résonateurs (LN64t0-1) et (LN64t0-2)

| Mode élastique  | Valeurs calculées par la simulation |           |
|-----------------|-------------------------------------|-----------|
|                 | $v_\phi$ (m.s-1)                    | $k^2$ (%) |
| Elliptique      | 3698                                | 0,72      |
| Longitudinal I  | 6576                                | 0,26      |
| Longitudinal II | 6620                                | < 0,1%    |

Tableau 14 : Caractéristiques calculées des principaux modes élastiques sur un transducteur PPLN de coupe (YXlt)/64°/0° d'épaisseur  $e = 131 \mu\text{m}$ , de période  $p = 20 \mu\text{m}$  et de rapport d'inversion RI = 35 %

Nous retrouvons sur les résonateurs étudiés le mode elliptique ainsi que deux principaux modes longitudinaux proches l'un de l'autre. Les valeurs mesurées de  $f_r$  et  $k^2$  pour ces modes sont proches de celles calculées par la simulation, avec une erreur relative sur la fréquence comprise entre 0,1 et 0,8% et une erreur relative sur le  $k^2$  comprise entre 1 et 20%. En tenant compte des différentes sources d'incertitudes sur les dimensions, les valeurs de  $f_r$  et  $k^2$  pour ces résonateurs sont cohérentes avec la simulation.

La comparaison des performances entre les deux résonateurs montre la réduction de la largeur d'électrode  $W_{el}$  profite au  $k^2$  des modes élastiques, de façon similaire aux résonateurs sur coupe (ZX) (cf. partie (5.1.3)). Une hausse sensible du  $Q$  est notée pour le mode elliptique, suggérant que le réseau PPLN extérieur transverse participe au confinement du mode, comme pour la coupe (ZX). Du fait de la proximité des deux contributions principales et des potentielles perturbations croisées, la comparaison du  $Q$  pour le mode longitudinal n'est pas concluante.

Conformément à nos attentes et comme le corroborent les chiffres du Tableau 14, la hausse du rapport  $e/p$  à 6,55 ainsi que le  $RI$  imparfait de 35% entraîne une diminution du  $k^2$  par rapport aux attentes initiales du chapitre (III). Pour rappel, le mode elliptique dans ce chapitre présentait un  $k^2$  autour de 3% lorsque le rapport  $e/p$  était égal à 2,3 et le  $RI$  égal à 50%. Néanmoins, les performances en termes de  $k^2$  sont plus importantes que n'importe quel résonateur testé jusqu'à présent, et reste plus important que ce qui pouvait être atteint sur coupe (ZX).

Par ailleurs, comparativement aux résonateurs sur coupe (ZX) caractérisés précédemment, une hausse notable du  $Q$  est mise en évidence pour l'ensemble des modes. La diminution du rapport  $e/p$  de 25,6 à 6,55 a effectivement permis de diminuer le nombre de modes parasites de volume et permettant une hausse du  $Q$ .

Ces modes restent néanmoins présents en dessous de 150 MHz comme le montrent les caractéristiques électriques des résonateurs. Ces modes, bien que faiblement couplés, présentent une conductance suffisamment importante pour entrer en concurrence avec les modes issus des transducteurs PPLN dans le cas où ils se rapprocheraient de ces modes, notamment lorsque le rapport  $e/p$  diminue.

D'autres modes présentant un  $k^2$  négligeable, et donc non référencés, sont également identifiés sur ces courbes : des modes de cisaillement entre 200 et 250 MHz, ainsi que des modes annexes longitudinaux entre 270 et 310 MHz et à 368 MHz.

Comparativement aux résultats sur coupe (ZX) ainsi qu'aux différents travaux antérieurs [5-6]–[5-8], ces résonateurs PPLN monolithiques sur coupes obliques présentent des performances inédites pour une telle architecture, tant en termes de  $k^2$  qu'en termes de  $Q$ . Le  $k^2$  pourrait être amélioré avec des structures présentant un rapport  $e/p$  encore plus faible. Néanmoins, cela nécessiterait d'augmenter la période des réseaux ou bien d'amincir davantage nos échantillons. Ces deux solutions présentent chacune des contreparties sur les performances ou en termes de contraintes technologiques supplémentaires.

Par ailleurs, ces premières caractérisations tendent à montrer que les règles de conception et le comportement des modes est similaire d'une coupe à l'autre. Afin de compléter l'étude

électrique, nous menons dans la partie suivante des caractérisations à la sonde hétérodyne sur l'un des résonateurs.

### 5.2.3) Caractérisation du mode elliptique à la sonde hétérodyne

Nous réalisons sur le résonateur (**LN64t0-2**) une cartographie de l'amplitude et de la phase de la polarisation hors-plan des modes élastiques générés par le réseau PPLN. Cette cartographie est effectuée sur une zone de 6 mm x 1 mm, centrée sur l'électrode excitatrice. L'objectif ici est d'observer la propagation ou non de l'onde élastique en dehors de l'électrode, afin de déterminer les conditions du confinement de l'onde.

De la même façon que pour les résonateurs sur coupe (ZX) et conformément aux simulations, les modes longitudinaux n'ont pas pu être observés, du fait de l'absence de composante hors-plan pour ces modes.

Une polarisation hors-plan a bien été détectée pour le mode elliptique. La cartographie en amplitude et en phase de cette polarisation ainsi que la cartographie de la porteuse du signal sont données par la Figure 91.

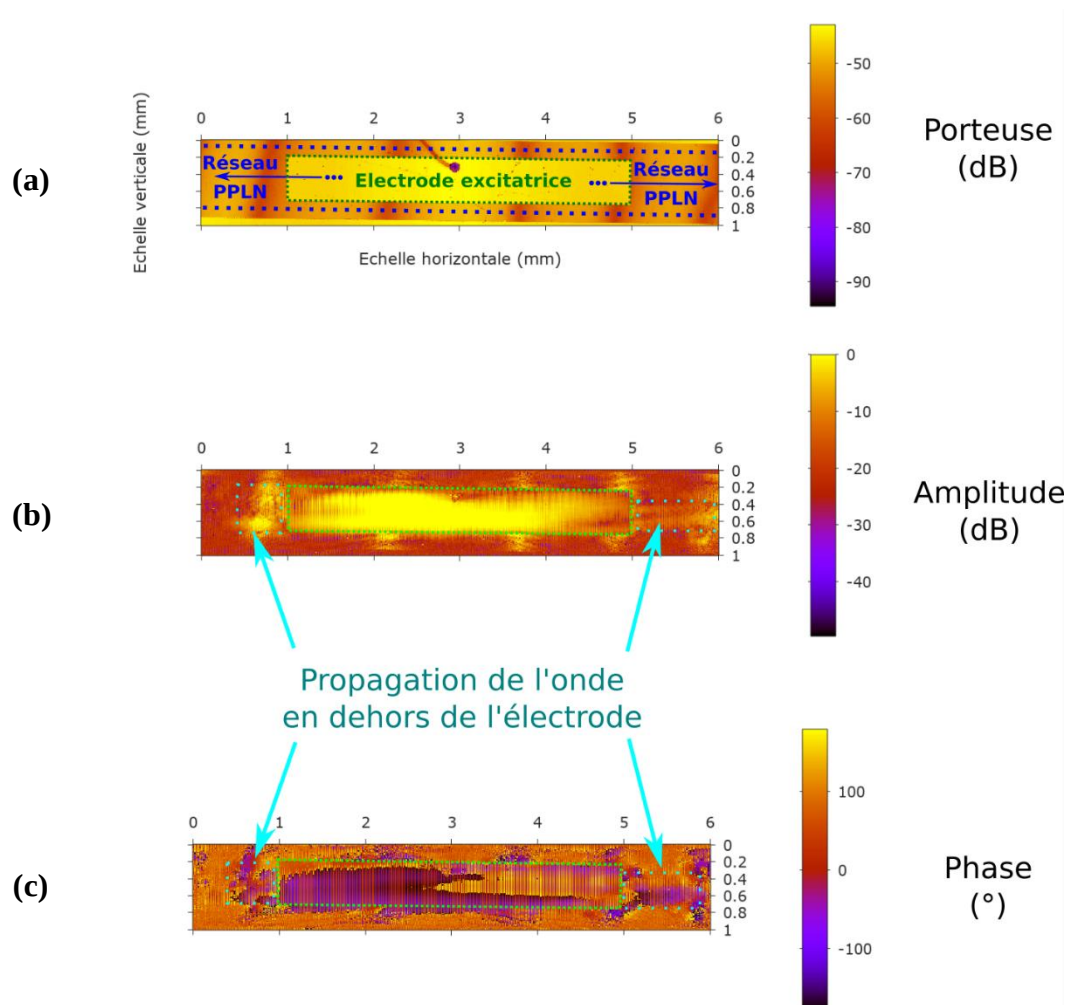


Figure 91 : Observations à la sonde hétérodyne du mode elliptique à 184,95 MHz et cartographies de la porteuse (a), de l'amplitude (b) et de la phase (c)

Les cartographies en amplitude et en phase montrent que la composante hors-plan de l'onde elliptique est particulièrement visible sous l'électrode. Celles-ci mettent aussi en évidence la présence de variations en amplitude et en phase non nulles en dehors de l'électrode, de manière similaire à celle observée sur les résonateurs sur coupe (ZX) (cf. partie (2.5), Figure 40, p.69). Leur présence témoigne de la propagation de l'onde elliptique hors de l'électrode.

Ainsi, de la même manière que sur les résonateurs de coupe (ZX), le mode elliptique généré sur les résonateurs de coupe (YXlt)/64°/0° est confiné, dans la direction sagittale, par l'électrode et le réseau PPLN extérieur. Cela confirme que les règles de conception des résonateurs sont transposables, pour un mode donné, d'une coupe à l'autre.

#### 5.2.4) Conclusion de l'étude des résonateurs sur coupe (YXlt)/64°/0°

Les résonateurs fabriqués sur coupe (YXlt)/64°/0° présentent des performances en termes de  $Q$  et  $k^2$  supérieures à celles des résonateurs sur coupe (ZX) testés précédemment (cf. Tableau 15).

|                               | Résonateur<br>coupe (ZX) | Résonateur<br>coupe (YXlt)/64°/0° |
|-------------------------------|--------------------------|-----------------------------------|
| $v_\phi$ (m.s <sup>-1</sup> ) | <b>3800</b>              | 3700                              |
| $k^2$ (%)                     | 0,25                     | <b>0,84</b>                       |
| $Q$                           | 1200                     | <b>3600</b>                       |

Tableau 15 : Comparaison des performances typiques obtenues pour le mode elliptique dans nos travaux

L'utilisation de coupes obliques et la diminution du rapport  $e/p$  ont effectivement permis une hausse du  $k^2$  du mode elliptique ainsi qu'une hausse du  $Q$ .

Par ailleurs, l'étude des caractérisations électriques et à la sonde hétérodyne des résonateurs montrent que le comportement du mode elliptique et du mode longitudinal est identique à celui sur coupe (ZX) peuvent être transposées aux autres coupes. Le confinement des modes dépend uniquement de la nature du mode considéré.

Ainsi, les règles de conception édictées sur coupe (ZX), notamment pour permettre d'obtenir des dispositifs monomodes, peuvent être transposées sur les autres coupes de niobate de lithium.

### 5.3) Conclusion du chapitre

Les travaux exposés dans ce chapitre ont permis de montrer que la conception des résonateurs et le dimensionnement de ses éléments constitutifs, à savoir les électrodes et le réseau PPLN, ont un rôle prépondérant dans les performances et le confinement des modes élastiques.

En particulier, ces travaux ont permis de mettre en évidence des conditions de confinement des modes différentes entre le mode elliptique et le mode longitudinal. Grâce à cette

différence, il est possible d'obtenir des dispositifs monomodes en travaillant sur la conception du résonateur.

Par ailleurs, les caractérisations de résonateurs sur coupe (ZX) et sur coupe (YXlt)/64°/0° ont montré que les règles de conception et de confinement des modes étaient similaires d'une coupe à l'autre. Elles ont permis de confirmer les rôles de la coupe, du rapport  $e/p$  et du rapport d'inversion  $RI$  sur le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  associé aux modes élastiques. Elles ont aussi montré le rôle du rapport  $e/p$  sur les modes de volume parasites générés sur cette architecture, et in fine son rôle sur le facteur de qualité  $Q$ . La diminution du rapport  $e/p$  permet de répondre à la fois à l'objectif de la hausse du  $k^2$ , mais aussi celui de la hausse du  $Q$ .

Les choix opérés pour la fabrication des résonateurs sur coupe (YXlt)/64°/0° ont permis de montrer les limites technologiques de l'architecture monolithique concernant la diminution du rapport  $e/p$ . La poursuite de la hausse du  $k^2$  passe par une diminution encore plus importante du rapport  $e/p$  et l'architecture monolithique peut difficilement y répondre. Ainsi, l'adoption d'une autre architecture à base de couches minces, permettant de travailler avec des rapports  $e/p$  plus faibles, sera à envisager par la suite.

À ce titre, les travaux menés par Florent Bassignot sur l'architecture de résonateurs PPLN à base de couches reportées-amincies montrent qu'une telle architecture est techniquement réalisable [5-9], [5-10]. Initialement développée pour des résonateurs de coupe (ZX), de premiers travaux ont montré que cette architecture être utilisée avec d'autres coupes de niobate de lithium [5-11]. Bien que l'utilisation d'un substrat-support implique d'autres contraintes et une modification des performances des modes, les règles de conception développées dans les chapitres (IV) et (V) peuvent être transposés à cette architecture.

En conclusion, ces travaux permettent d'aboutir à une meilleure compréhension et prédiction du comportement électrique réel des résonateurs PPLN. Ces travaux se révéleront nécessaires pour réaliser dans le futur des composants performants et adaptés en impédances.



## Bibliographie

- [5-1] E. Courjon *et al.*, “Lamb wave transducers built on periodically poled Z-cut LiNbO<sub>3</sub> wafers,” *J. Appl. Phys.*, vol. 102, no. 11, p. 114107, Dec. 2007.
- [5-2] D. V. Roshchupkin, M. Brunel, R. Tucoulou, E. Bigler, and N. G. Sorokin, “Reflection of surface acoustic waves on domain walls in a LiNbO<sub>3</sub> crystal,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 64, no. 2, pp. 164–165, Jan. 1994.
- [5-3] D. Morgan and E. G. S. Paige, “Reflective gratings and transducers,” in *Surface Acoustic Wave Filters*, Academic Press, 2007, pp. 225–262.
- [5-4] E. Courjon, F. Bassignot, G. Ulliac, S. Benhabane, and S. Ballandras, “Acoustic wave filter based on periodically poled lithium niobate,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 59, no. 9, pp. 1942–1949, Sep. 2012.
- [5-5] M. Kadota, T. Ogami, K. Yamamoto, and Y. Cho, “Acoustic wave devices using periodical poled Z-cut LiTaO<sub>3</sub> plate,” in *Joint Conference of IEEE International Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum (IFCS/EFTF)*, 2009, pp. 919–922.
- [5-6] E. Courjon, “Transducteurs à domaines ferroélectriques alternés pour composants à ondes de surface appliqués au traitement du signal radio-fréquence par composants passifs,” Université de Franche-Comté, 2010.
- [5-7] D. Yudistira, S. Benhabane, D. Janner, and V. Pruneri, “Surface acoustic wave generation in ZX-cut LiNbO<sub>3</sub> superlattices using coplanar electrodes,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, no. 5, p. 052901, Aug. 2009.
- [5-8] F. Bassignot, “Nouveau type d’oscillateur exploitant des transducteurs à domaines ferroélectriques alternés et des matériaux de guidage pour l’excitation d’ondes ultrasonores d’interface,” Université de Franche-Comté, 2011.
- [5-9] F. Bassignot, E. Courjon, G. Ulliac, S. Ballandras, J.-M. Lesage, and R. Petit, “Acoustic resonator based on periodically poled transducers: Concept and analysis,” *J. Appl. Phys.*, vol. 111, no. 6, p. 064106, Mar. 2012.
- [5-10] F. Bassignot, E. Courjon, G. Ulliac, S. Ballandras, J. M. Lesage, and R. Petit, “Acoustic resonator based on periodically poled transducers: Fabrication and characterization,” *J. Appl. Phys.*, vol. 112, no. 7, p. 074108, 2012.
- [5-11] A. Matic, T. Baron, and F. Bassignot, “Periodically poled LiNbO<sub>3</sub> transducer on (YXl)/128° cut for RF applications,” in *Joint Conference of the European Frequency and Time Forum and IEEE International Frequency Control Symposium (EFTF/IFCS)*, 2017, pp. 214–217.



## Conclusion et perspectives

Afin de répondre aux problématiques actuelles du domaine des composants à ondes élastiques pour les nouvelles applications de filtrage, nous avons cherché à explorer les possibilités des composants à domaines ferroélectriques périodiques. Bien entendu, ces travaux sont complémentaires des travaux menés par d'autres équipes de recherche sur des structures nouvelles, telles que les couches piézoélectriques épitaxiées, les électrodes métalliques ou les substrats composites. Aussi, dans le cadre de ces travaux, nous nous sommes attachés à trouver des solutions technologiques permettant d'améliorer le facteur de qualité  $Q$  et le coefficient de couplage électromécanique  $k^2$  des résonateurs à domaines ferroélectriques périodiques. Ces grandeurs caractéristiques du composant à ondes élastiques vont directement impacter la rejection et la largeur de bande des filtres réalisés par ceux-ci.

Tout d'abord, nous avons présenté l'intérêt des résonateurs piézoélectriques pour le filtrage, dans les bandes de fréquences utilisées notamment par la téléphonie mobile, et les composants SAW et BAW utilisés à l'heure actuelle. Nous avons ensuite présenté les différents travaux menés sur les composants et architectures à base de domaines ferroélectriques périodiques, et mis en évidence l'intérêt de ces composants par rapport aux composants SAW et BAW. Afin d'améliorer le  $k^2$ , l'état de l'art a montré que l'utilisation d'orientations du matériau différentes de la coupe (ZX), utilisée jusqu'à présent, pouvait être envisagée. L'utilisation d'une architecture dite monolithique permet, quant à elle, d'obtenir des résonateurs avec des  $Q$  de l'ordre de 1000 tout en étant simple à mettre en place technologiquement. Ainsi, nous avons orienté ces travaux sur l'étude de résonateurs à domaines périodiquement polarisés de niobate de lithium sur coupes obliques et nous sommes restés sur une architecture monolithique pour l'étude du confinement de ces ondes.

Nous avons ensuite décrit les différents outils disponibles au début de ces travaux et utiles pour la conception, la fabrication et la caractérisation des différentes structures de tests et des résonateurs à domaines ferroélectriques sur coupes obliques.

Par la suite, dans le cadre des simulations, nous avons calculé le comportement électrique et élastique des transducteurs en fonction de la coupe de niobate de lithium. Nous avons pu constater que l'utilisation de coupes obliques permettait effectivement d'exciter des ondes élastiques avec un  $k^2$  plus élevé sur les dispositifs à domaines ferroélectriques, comparativement à la coupe (ZX). À partir des coupes commercialement disponibles de niobate de lithium, un ensemble de contributions elliptique, longitudinales et de cisaillement a été identifié sur les coupes (YXI)/36°, (YXI)/41°, (YXI)/64° et (YXI)/128°. Par ailleurs, les calculs ont montré que l'orientation des réseaux dans le plan du substrat  $\psi$  avait un impact significatif sur les caractéristiques des ondes élastiques. Ainsi, sur une même coupe et comparativement aux réseaux orientés selon (YXI)/ $\theta/0^\circ$ , les réseaux orientés selon (YXI)/ $\theta/90^\circ$  permettent d'exploiter des modes avec des  $k^2$  jusqu'à trois fois plus importants et des célérités  $v_\phi$  jusqu'à deux fois plus importantes. De plus, de la même manière que pour la coupe (ZX), l'influence des paramètres géométriques, telles que le rapport épaisseur sur période  $e/p$  et le rapport d'inversion  $RI$ , sur le  $k^2$  a aussi été mis en évidence. L'utilisation de structures avec un rapport  $e/p$  compris entre 1,5 et 3,5 et d'un  $RI$  le plus proche de 50% est

à privilégier, afin d'optimiser le  $k^2$  de l'ensemble des contributions élastiques mais aussi limiter la présence de contributions annexes parasites autour des contributions principales de cisaillement et longitudinales.

Le quatrième chapitre a été consacré à l'étude de la fabrication des domaines ferroélectriques sur les coupes orientées. L'utilisation de coupes obliques implique une hausse du champ électrique à appliquer à l'échantillon, nous obligeant de travailler avec des substrats amincis et à exclure les coupes les plus inclinées  $(YXI)/36^\circ$  et  $(YXI)/41^\circ$ , qui présentent des champs coercitifs apparents  $E_{c,\theta}$  supérieurs à  $30 \text{ kV.mm}^{-1}$ . Cette étude a démontré que la régularité des domaines dépend de l'orientation des motifs de résine : afin d'obtenir des domaines inversés réguliers, les frontières des motifs de résine doivent être colinéaires avec les plans (OYZ) du niobate de lithium. Ainsi, seuls les réseaux PPLN se propageant selon les trois directions équivalentes de l'axe cristallographique  $X$  permettent d'obtenir des domaines ferroélectriques correctement définis et sont donc à privilégier pour la réalisation des composants avec des domaines ferroélectriques périodiques. Cela inclut notamment les réseaux PPLN d'orientation  $(YXlt)/\theta/0^\circ$ . Sur les autres orientations, l'inversion de domaines aboutit à de fortes irrégularités des domaines, voire à la génération de macles et de fissures. De ce fait, la réalisation des domaines selon l'orientation  $(YXlt)/\theta/90^\circ$  conduit à des fissures limitant fortement le facteur de qualité  $Q$  du composant. De plus, la régularité des domaines et des réseaux dépend du rapport de forme dans le plan  $W_{PPLN}/p$ . Pour conserver un rapport d'inversion constant sur l'ouverture acoustique du composant, ce rapport doit être inférieur à 35.

Le cinquième chapitre traite du confinement des ondes élastiques. Des règles de conception, validées par la réalisation de résonateurs, ont été mis en place pour garantir les performances des résonateurs. Des résonateurs monolithiques à domaines périodiquement polarisés ont été fabriqués sur différentes coupes de niobate de lithium, puis ont été caractérisés. En nous intéressant d'abord à des résonateurs sur coupe (ZX), nous avons pu montrer que le mode elliptique et le mode longitudinal présentaient des comportements distincts dans la direction de propagation du réseau, dite sagittale, et des règles de confinement ont pu être établies. Le mode longitudinal est confiné par l'électrode excitatrice dans cette direction, tandis que le mode elliptique se propage en dehors de celle-ci : la réalisation de réseaux de Bragg à l'extérieur est alors requise pour permettre le confinement de ce mode. En se basant sur ces règles et en travaillant sur la conception du réseau de domaines et des électrodes, il est alors possible d'obtenir des résonateurs excitant sélectivement un de ces modes. Par ailleurs, la caractérisation de résonateurs amincis sur coupe  $(YXlt)/64^\circ/0^\circ$  a montré que, pour un mode donné, les règles de conception pouvaient être transposées d'une coupe à l'autre. Ainsi, l'utilisation de ces règles de conception et d'une coupe oblique de niobate de lithium a permis d'améliorer les performances des résonateurs à la fois en termes de  $Q$  et de  $k^2$ . Un résonateur exploitant un mode elliptique avec un  $k^2$  de 0,84% et un  $Q$  de l'ordre de 3600 a pu être obtenu, avec un  $k^2$  conforme aux simulations.

À l'aide de simulations, de la réalisation et la caractérisation de résonateurs à domaines ferroélectriques de diverses coupes de niobate de lithium, nous avons pu démontrer que l'utilisation de coupes obliques de niobate de lithium, d'une architecture et des règles de conception adaptées permettent d'améliorer le  $k^2$  et le  $Q$  des composants à domaines périodiquement polarisés. La hausse de ces caractéristiques et la possibilité de les améliorer

d'avantage, via un rapport  $e/p$  et un  $RI$  adaptés, ouvrent la voie à l'utilisation de ces composants pour les applications de filtrage pour la téléphonie mobile.

Ces travaux ont aussi mis en évidence les contraintes liées à l'exploitation de ces dispositifs dans le cas d'une application de type filtre.

Premièrement, les résonateurs à domaines ferroélectriques de niobate de lithium excitent plusieurs modes, quelles que soient la coupe et l'orientation choisies. Afin d'obtenir un filtre monomode, la conception des différents éléments constitutifs du résonateur doit être convenablement choisie pour confiner au mieux le mode souhaité, tout en excluant les autres modes.

Deuxièmement, l'optimisation des performances et caractéristiques des résonateurs passe par l'ajustement de paramètres géométriques particuliers. Ainsi, le rapport épaisseur sur période  $e/p$  de la structure doit être suffisamment faible pour permettre de maximiser le  $k^2$  associé aux modes, mais aussi pour réduire les perturbations dues aux modes parasites et maximiser le facteur de qualité  $Q$ . Le rapport d'inversion  $RI$  des structures à domaines ferroélectriques doit se rapprocher le plus possible 50% afin d'éviter une diminution du  $k^2$  dans le cas inverse. Enfin, le rapport de forme dans le plan  $W_{PPLN}/p$  des réseaux ne doit pas dépasser 35, au risque de provoquer des défauts de périodicité et, par conséquent, dégrader le facteur de qualité  $Q$  des résonateurs.

Troisièmement, en plus des contraintes liées à la conception du résonateur se rajoutent les contraintes liées au matériau. L'anisotropie dans le plan du niobate de lithium pour la génération des domaines ferroélectriques limite strictement le nombre d'orientations dans le plan à 3 directions possibles de l'axe cristallographique  $X$ . De surcroît, la génération de macles dans les directions non privilégiées des coupes obliques implique une bonne connaissance des orientations privilégiées sur un substrat donné, afin d'éviter la fracturation et la destruction des échantillons pendant l'étape d'inversion de domaines.

Pour accompagner l'amélioration des performances des résonateurs à domaines ferroélectriques sur coupes obliques, deux perspectives à ces travaux sont envisagées. Dans un premier temps, pour accompagner l'augmentation des performances des résonateurs sur coupes obliques, la diminution du rapport  $e/p$  doit être poursuivie via l'utilisation de couches minces de niobate de lithium. La technologie de report-amincissement et les travaux menés par Florent Bassignot, présentés dans l'état de l'art, montrent la possibilité de fabriquer et d'exploiter des résonateurs à domaines ferroélectriques à couches minces. L'utilisation de cette architecture permettrait d'atteindre les valeurs souhaitées du rapport  $e/p$ . Ainsi, les travaux sur les nouveaux matériaux, menés actuellement par la communauté, ouvrent des perspectives pour la réalisation de couches minces d'épaisseur contrôlée pour ce type de composants à domaines ferroélectriques périodiques. Par ailleurs, l'état de l'art a montré que les structures SAW ou BAW exploitant des films minces piézoélectriques pouvaient être compensées en température grâce à l'utilisation de couches minces intermédiaires ou en contrôlant le rapport d'épaisseur du film piézoélectrique et du substrat en fonction de la longueur d'onde. Ce principe n'a pas été appliqué aux composants à domaines ferroélectriques, mais des études théoriques ont montré que l'utilisation d'une structure  $\text{LiNbO}_3$  mince /  $\text{SiO}_2$  / Silicium permettrait d'obtenir une dérive en température nulle [C-1].

Dans un second temps, la réalisation de structures à domaines ferroélectriques périodiques sur coupes obliques peut être reproduite sur d'autres matériaux ferroélectriques tels que le tantalate de lithium. À l'issue de l'état de l'art, nous avons initialement préféré le niobate de lithium du fait d'un  $k^2$  intrinsèquement supérieur aux autres matériaux ferroélectriques usuels. Bien que le tantalate de lithium génère intrinsèquement des ondes élastiques  $k^2$  plus faibles, l'étude de la littérature dans le chapitre (IV) a montré que l'anisotropie dans le plan pour la génération des domaines ferroélectriques était moindre. Ce matériau peut permettre d'exploiter des réseaux de domaines périodiques dans un plus grand nombre de directions possibles. En particulier, la réalisation de réseaux PPLT (YXlt)/42°/90° et (YXlt)/25°/90° a été rapportée dans la littérature [C-2], [C-3]. Ainsi, le tantalate de lithium pourrait compenser son  $k^2$  intrinsèquement plus faible par l'exploitation d'orientations dans le plan avec des caractéristiques plus intéressantes telles que (YXlt)/ $\theta$ /90° et inaccessibles sur le niobate de lithium.

## Bibliographie

- [C-1] F. Bassignot, E. Courjon, G. Ulliac, S. Ballandras, J.-M. Lesage, and R. Petit, "Acoustic resonator based on periodically poled transducers: Concept and analysis," *J. Appl. Phys.*, vol. 111, no. 6, p. 064106, Mar. 2012.
- [C-2] D. S. Hum, R. K. Route, R. C. Miller, and M. M. Fejer, "Quasi-phase-matched second harmonic generation using 42° rotated Y-cut near-stoichiometric lithium tantalate," in *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, 2004.
- [C-3] D. S. Hum, R. K. Route, and M. M. Fejer, "Quasi-phase-matched second-harmonic generation of 532 nm radiation in 25°-rotated, x-cut, near-stoichiometric, lithium tantalate fabricated by vapor transport equilibration," *Opt. Lett.*, vol. 32, no. 8, p. 961, Apr. 2007.



## Annexe A: Orientations cristallographiques

La norme *ANSI/IEEE Std 176* permet de définir l'orientation cristallographique des substrats piézoélectriques à partir d'une base cartésienne *OXYZ*. Dans cette norme, les substrats sont représentés sous la forme de *lame cristallines* avec trois dimensions caractéristiques (Figure A - 1) : une longueur *l*, une largeur *w* et une épaisseur *t*. De plus, à chacune de ces dimensions est associé un axe **w**, **l** et **t**.

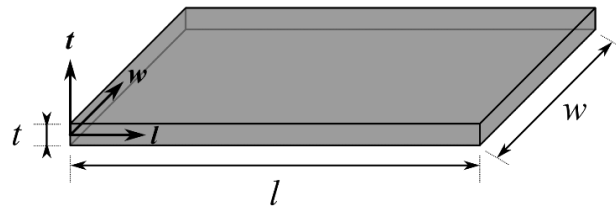


Figure A - 1 : Représentation des dimensions et axes propres d'une lame cristalline

L'orientation cristallographique d'une lame cristalline est alors notée de la façon suivante :

$$(YXwlt)/\varphi/\theta/\psi$$

- La première lettre majuscule, ici Y, correspond à l'axe cristallographique colinéaire à l'axe **t** de la plaque, avant toute rotation ;
- La deuxième lettre majuscule, ici X, correspond à l'axe cristallographique colinéaire à l'axe **l** de la plaque, avant toute rotation ;
- Les lettres minuscules *w*, *l* et *t* correspondent aux rotations effectuées autour des axes correspondants de la plaque. La valeur angulaire de chaque rotation sera donnée respectivement par  $\varphi$ ,  $\theta$  et  $\psi$ .

L'ordre des rotations est donné par l'ordre des lettres minuscules. Des exemples d'orientations de différentes coupes sont donnés par la

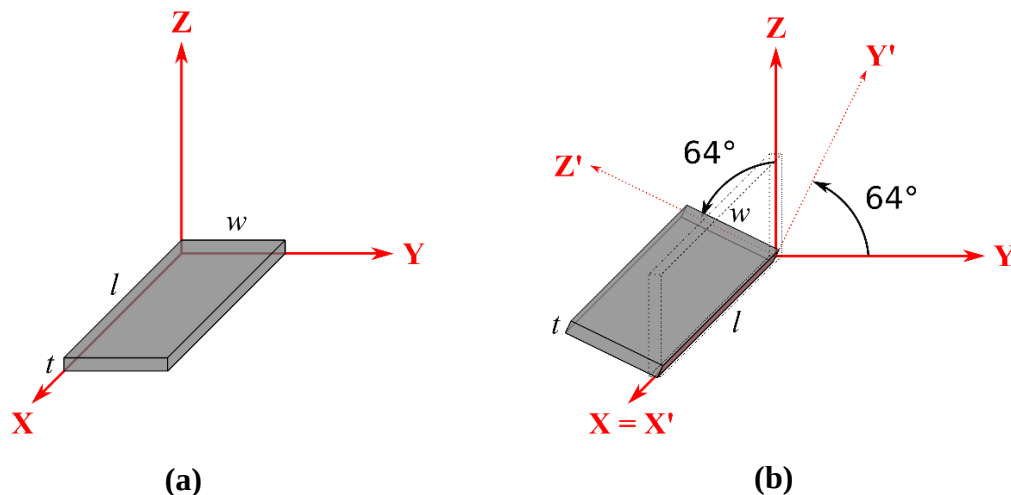


Figure A - 2 : Exemples d'orientations de lames de coupe (ZX) (a) et de coupe (YXl)/64° (b)



## Annexe B: Liste des publications

### **Communication dans des congrès avec sélection :**

- A. Matic, T. Baron and F. Bassignot, "Numerical Simulation on Periodically Poled Lithium Niobate Transducers on Rotated Cuts," 2019 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum (EFTF/IFCS), Orlando, FL, USA, pp. 1-4, doi: 10.1109/FCS.2019.8856123.
- A. Matic, T. Baron and F. Bassignot, "Periodically poled LiNbO<sub>3</sub> transducer on (YXl)/128° cut for RF applications," 2017 Joint Conference of the European Frequency and Time Forum and IEEE International Frequency Control Symposium (EFTF/IFCS), Besancon, France, pp. 214-217, doi: 10.1109/FCS.2017.8088850.





**Titre :** Résonateurs à domaines ferroélectriques périodiques sur coupes obliques de niobate de lithium pour les applications de filtrage radiofréquences

**Mots clés :** Composants Radiofréquences, Ondes élastiques, Ferroélectricité, Transducteurs Périodiquement Polarisés

**Résumé :** Les filtres piézoélectriques à ondes élastiques de surface (SAW) et à ondes élastiques de volume (BAW) jouent un rôle prépondérant dans le développement et les performances de la téléphonie mobile. À l'aube de la 5<sup>ème</sup> génération des standards de la téléphonie mobile (5G), les filtres à ondes élastiques doivent s'adapter à la hausse des fréquences envisagée pour ce nouveau standard. Dans les années 2000, des études sont menées sur des composants piézoélectriques à base de domaines ferroélectriques périodiquement polarisés qui permettent, du fait leur architecture, une montée en fréquence plus aisée. Ces composants, initialement réalisés à partir de niobate ou tantalate de lithium coupe Z, ne présentent cependant pas les performances nécessaires pour une application filtre large-bande.

Dans le cadre de ces travaux, l'utilisation de coupes obliques de niobate de lithium pour la réalisation de résonateurs à domaines ferroélectriques périodiques est étudiée. Une étude théorique, fondée sur des simulations par éléments finis, est d'abord menée pour déterminer l'apport des coupes obliques. La fabrication et la faisabilité de domaines ferroélectriques sur ces coupes est ensuite présentée. Enfin, une caractérisation de résonateurs fabriqués sur différentes coupes de niobate de lithium est réalisée. Une hausse des performances de ces composants, associée à l'utilisation de coupes obliques, est mise en évidence et ouvre la voie pour des applications dans le filtrage radiofréquences.

**Title:** Periodically poled resonators on oblique cuts of lithium niobate for radiofrequency filtering applications

**Keywords:** Radiofrequency components, Acoustic waves, Ferroelectricity, Periodically Poled Transducers

**Abstract:** Piezoelectric surface acoustic waves (SAW) and bulk acoustic waves (BAW) filters play a key role in development and performances of mobile telephony. As the mobile phone standards enters its 5<sup>th</sup> generation (5G), acoustic wave filters must adapt to the expected increase of frequencies. In the 2000s, studies are carried out on piezoelectric components based on periodic poled structures, which allow, due to their architecture, an easier increase of operating frequency. However, these devices, initially made from Z-cut lithium niobate or tantalate, do not fulfill performance requirements for wideband filter applications.

In this work, use of lithium niobate oblique cuts for the realization of periodically poled resonators is investigated. A theoretical study, based on finite element simulations, is performed to determine the contribution of the oblique cuts. Fabrication and feasibility of ferroelectric domains on these cuts is then presented. Finally, characterization of resonators made on different lithium niobate cuts is carried out. Increase in the performance of these devices associated with the use of oblique cuts is demonstrated and paves the way for applications in radiofrequency filtering.