



HAL
open science

Etude de l'intégration de transducteurs piézoélectriques à coeur de matériaux composite de type aéronautique pour le contrôle santé intégré par ondes de Lamb

Nina Kergosien

► **To cite this version:**

Nina Kergosien. Etude de l'intégration de transducteurs piézoélectriques à coeur de matériaux composite de type aéronautique pour le contrôle santé intégré par ondes de Lamb. Autre. Ecole Centrale de Lyon, 2024. Français. NNT : 2024ECDL0008 . tel-04600235

HAL Id: tel-04600235

<https://theses.hal.science/tel-04600235>

Submitted on 4 Jun 2024

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.



ÉCOLE
CENTRALE LYON



N° d'ordre NNT : 2024ECDL0008

THESE de DOCTORAT DE L'ÉCOLE CENTRALE DE LYON
membre de l'Université de LYON

Ecole Doctorale ED 162
Mécanique, énergétique, génie civil, acoustique

Spécialité de doctorat : Mécanique

Soutenue publiquement le 26/02/2024, par :

Nina KERGOSIEN

Etude de l'intégration de transducteurs piézoélectriques à cœur de matériaux composite de type aéronautique pour le contrôle santé intégré par ondes de Lamb

Devant le jury composé de :

<i>Président :</i>	Mourad BENTAHAR	Professeur au Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Mans
<i>Rapporteurs :</i>	Emmanuel MOULIN	Professeur à l'Université Polytechnique Hauts-de-France (IEMN)
	Adrien PELAT	Professeur au Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Mans
<i>Directeur :</i>	Olivier BAREILLE	Maître de conférences à l'Ecole Centrale Lyon (LTDS)
<i>Encadrants :</i>	Ludovic GAVÉRINA	Ingénieur de recherche à l'ONERA
	Guillemette RIBAY	Ingénieure de recherche au CEA
	Florence SAFFAR	Ingénieure de recherche à l'ONERA
	Pierre BEAUCHÊNE	Ingénieur de recherche à l'ONERA

*A toutes les personnes intéressées par ce sujet de recherche.
J'espère qu'il apportera des réponses à certaines de vos interrogations
et suscitera de nouveaux questionnements.*

Remerciements

Je remercie tout d'abord les membres de mon jury d'avoir accepté d'évaluer mes travaux de thèse, mais aussi pour nos échanges constructifs et ouverts, que ce soit à propos de ce manuscrit ou lors de ma présentation de soutenance. Je remercie plus précisément Emmanuel Moulin et Adrien Pelat pour avoir rapporté mes travaux et Mourad Bentahar pour avoir présidé ce jury.

Je remercie tous ceux qui ont soutenu ce projet de thèse depuis sa création, je pense en particulier à Jean-Michel Roche, avec la remise à l'ordre du jour du SHM à l'ONERA, à Bastien Chapuis, à Steve Mahaut, à Pierre Calmon et à Guillaume Laffont, sans oublier mon équipe encadrante et mon directeur de thèse.

Je remercie ensuite l'ensemble de mon équipe d'encadrement et de direction pour m'avoir permis de réaliser ces travaux qui correspondaient pleinement à l'un de mes sujets de préoccupation à savoir contribuer à rendre nos technologies de transport encore plus sûres pour la vie humaine. Leur aide a été très complémentaire autant par leurs domaines d'activités que par la nature de l'aide apportée.

Merci à mon directeur de thèse Olivier Bareille, pour avoir répondu présent durant tous les moments forts de ma thèse, en plus des moments où j'en avais besoin, à distance, mais toujours de manière efficace pour que je puisse m'appuyer sur ses précieux conseils.

Je souhaite aussi remercier mes encadrants de tous les jours, en commençant par Ludovic Gaverina, pour m'avoir poussée vers l'autonomie, en me confrontant à de multiples interrogations et hypothèses, ce qui m'a permis d'apprendre à justifier et à affirmer mon argumentation.

Merci à Guillemette Ribay pour m'avoir largement accompagnée dans mes travaux, même à distance lorsque c'était nécessaire, avec des questionnements qui m'ont permis d'aller toujours plus loin dans le détail de mes analyses.

Merci à Florence Saffar pour son partage d'expérience et sa lucidité. La décomposition des problématiques et nos discussions sans détours m'ont grandement rassurée dans mes explorations.

Merci à Pierre Beauchêne pour son partage d'expérience et sa vision globale de mon sujet qui m'ont aidée à prendre le recul nécessaire, ainsi qu'à Olivier Mesnil qui m'a aussi encouragée dans ce sens avec une vision d'ensemble du SHM. Je les remercie pour leurs retours toujours efficaces surtout lorsque l'on était immergé dans le sujet avec mes plus proches encadrants.

Aux côtés de l'équipe encadrante, Jean-Michel Roche a aussi été bien présent et je le remercie pour nos discussions stratégiques tout au long de la thèse et la cohésion qu'il encourage dans son équipe EPIC.

Je voudrais ensuite remercier les personnes m'ayant aidée dans mes travaux de recherche. Merci tout d'abord à Katia Denis pour m'avoir aidée à quatre mains ou même à six avec Florence pour l'élaboration des plaques composite instrumentées en autoclave, ainsi que pour son aide pour les dernières observations microscopiques de fin de thèse. Merci à Philippe Nunez et Patrick Caro pour les ébavurages et les grandes découpes de mes plaques. Merci à Françoise Passilly pour son aide dans les labos et pour nos multiples tentatives de vérification de l'intégrité des PZT intégrés, en thermographie,

mais aussi en ultrasons par ondes de volume avec Camille Trottier. Merci également à Adrien Stolidi, pour m'avoir accompagnée dans la réalisation de la plupart des radiographies des PZT intégrés, secondé par ses collègues radioscopistes Caroline Vienne, Hermine Lemaire, Kévy Perlin, Georges Giakoumakis pour nos discussions sur la radiographie X, et Maria Tsoutsouva pour notre discussion sur la tomographie. Merci à Jesus Eiras Fernandez et Loïc Mastromatteo pour nos nombreuses discussions sur l'exploitation des mesures d'impédance des PZT intégrés. Merci à Théo Guérin pour son aide sur l'interprétation des observations microscopiques. Merci à Alexandre Charau pour tout le temps qu'il m'a accordée sur les bancs de vibrométrie laser pour l'étude des ondes guidées générées par les PZT intégrés. Merci aussi à Valentin Serey pour m'avoir accompagnée dans les premiers traitements de données en vibrométrie. Merci à Sanjay Sharma pour m'avoir initiée aux simulations Comsol® pour la propagation d'ondes guidées dans les composites et merci encore une fois à Jesus Eiras Fernandez pour ses conseils par la suite. Merci à Antoine Débarre, Ines Hamadouche, Jean-François Maire, et Frédéric Laurin pour nos discussions autour du domaine mécanique de mes modèles Comsol®. Merci à Arnaud Recoquillay pour toutes nos discussions sur les modèles CIVA®, les ondes guidées et tous ses bons conseils. Merci à Pierre Leyronnas et Alexandre Imperiale pour nos échanges sur le fonctionnement du logiciel CIVA®-SHM. Je voudrais également remercier toutes les personnes qui m'ont aidée plus ponctuellement ou avec qui j'ai pu avoir des discussions sur ma thèse : Marie-Hélène Ritti, Denis Boivin, Céline Le Cinq, Bruno Passilly, Nicolas Horezan, Thibaut Archer, Anne Mavel, Anna Maria El Baysari, Alverède Simon, Paul Sabolovic, Aurélie Jankowiak, Johan Petit, Clément Fisher, Loïc Toulemonde, Quentin Baudis, Raphaël Carpine, Aline Castrec, Audrey Gardahaut, Léonard Lejeune, Hugues Lourme, Anthony Touron, Julie Escoba, Michel Darmon, Roman Fernandez ainsi que les personnes avec qui j'ai pu échanger sur mes travaux lors des conférences auxquelles j'ai pu participer.

Je veux également remercier Laurence Grassi, Isabelle Aurenche, Coralie Chaumulot, Brice Didier-Laurent et Daniel Lobjois pour leur support administratif et logistique qui m'a facilité la vie durant ces trois années.

Je remercie enfin l'ensemble de l'équipe EPIC à l'ONERA, ainsi que l'équipe LMC, puis LSPM au CEA pour leur accueil. Merci à l'équipe des doctorants ONERA et CEA que j'ai pu côtoyer durant mes années de thèse et plus particulièrement à Louise Sévin, Antoine Débarre, Achraf Ben Fekih, Sanjay Sharma, Arthur Waguët, Vivek Nerlikar, Lisa Audouard, Nathan Brard, Ines Hamadouche, Marie Palla, Zoé Borius, Kevin Helvig, Loïc Mastromatteo, Charlotte Vernozy-Trouillet, Laureen Guitard, Anastasia Liapi, Pierre Goislot et les plus jeunes parfois rencontrés avant leurs thèses ou alternance, William Lucas, Guillaume Pernette, Stanislas Lech, Thomas Brunet, Reda Bensouda, ainsi que les stagiaires SHM avec qui j'ai pu le plus échanger, Marylou Alçuyet, Anaïs Dellys, Arthur Sureau et plus récemment Lina El Guerjouma. Et merci tout particulièrement à Loïc Mastromatteo avec qui j'ai pu échanger à maintes reprises sur nos thèses SHM respectives. Ce partage, ainsi que celui de nos premières expériences de doctorant, notamment lors des événements COFREND et EWSHM, fut constructif et appréciable. Enfin, merci à mes co-bureaux qui m'ont supportée et soutenue quotidiennement durant ces trois ans : Audrey Gardahaut, Arthur Waguët, Pierre Goislot, Quentin Baudis et Kevin Helvig.

Et de manière plus personnelle, je remercie l'ensemble des personnes qui m'ont permis d'en arriver là. J'envoie un grand merci à mes amis, ainsi qu'à mes proches !

Introduction

Ces dernières années, l'aéronautique a connu une évolution significative avec l'introduction croissante de matériaux composites, qui représentent jusqu'à 50 % du poids total de certaines structures, telles que l'Airbus A350. L'utilisation de ces matériaux offre l'avantage de réduire le poids des avions, ce qui permet d'améliorer ses performances telles que son efficacité énergétique et sa capacité de charge. Les structures aéronautiques, composées de matériaux composites, sont soumises à des contraintes importantes au cours de leur cycle de vie. Des impacts subis en vol ou pendant les opérations de maintenance au sol peuvent affecter la durabilité et la sécurité de ces pièces. Pour assurer la sécurité des vols et prolonger la durée de vie opérationnelle des avions, il est nécessaire de garantir la fiabilité structurelle des pièces composites. Pour cela, des méthodes de contrôle non-destructif (CND) peuvent être utilisées. Elles permettent d'inspecter l'état des matériaux sans compromettre leur intégrité, offrant ainsi la possibilité de détecter d'éventuelles anomalies structurelles. Cependant, ces méthodes de CND ne permettent pas d'inspecter les pièces de manière régulière sans immobilisation des avions. De plus, les méthodes CND ne sont pas toujours adaptées pour inspecter les zones difficiles d'accès en raison de leur encombrement. Ainsi, le développement de technologies de contrôle plus efficaces et adaptées aux contraintes spécifiques de l'aéronautique est un enjeu majeur pour garantir la sécurité et la performance des avions. C'est pourquoi, des systèmes de contrôle santé intégré (nommé SHM pour Structural Health Monitoring) sont à l'étude pour compléter les méthodes d'inspection classiques. Ces systèmes consistent à coupler directement un réseau de capteurs à la structure pour permettre son suivi en continu. Parmi la diversité des capteurs employés pour le suivi de l'état des structures, ceux exploitant les ondes mécaniques se distinguent par leur sensibilité aux dégradations mécaniques. Les transducteurs PZT minces émergent pour ce type d'application, car ils permettent la réalisation de mesures à la fois actives et passives de l'état structural des avions, et ajoutent peu de poids à l'appareil. Ainsi, ils constituent la solution privilégiée pour assurer une surveillance fiable et précise des pièces en continu, contribuant ainsi à la détection précoce des signes de dégradation de la structure.

Si divers systèmes SHM couplés en surface de plaques composites ont été abondamment étudiés dans la littérature, ils sont confrontés à des conditions environnementales sévères (humidité, température, chocs, vibrations) entraînant un vieillissement du couplage. L'intégration de transducteurs à cœur de structures composites offre une solution à ce problème. De nombreuses études ont été menées par le passé sur l'intégration de PZT à cœur de matériaux composites non structuraux (cycle de température et de pression bas). Un nombre beaucoup plus restreint d'études d'intégrations de PZT à cœur de composites ont été réalisées sous des conditions d'élaboration similaires aux conditions requises pour la réalisation de pièces de structures aéronautiques, et avec principalement pour objectif, l'investigation de l'impact de l'intégration sur les performances mécaniques de la structure. Cependant, l'analyse précise des effets de l'intégration sur la transduction par ondes guidées n'a pas été faite, et en particulier, ceux du filtrage fréquentiel connu sur les PZT minces couplés en surface. Ces éléments de contexte sont détaillés dans une revue de la littérature du Chapitre 1.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une collaboration entre l'ONERA et le CEA. Un premier volet des travaux a été mené au sein de l'unité Elaborations et Procédés d'Imagerie et de Contrôle (EPIC) du département Matériaux et Structure (DMAS) de l'ONERA, reconnue pour son expertise dans l'élaboration et la caractérisation de matériaux composites aéronautiques. Le deuxième volet de la recherche a été réalisé au sein du Laboratoire Systèmes et Photonique pour le Monitoring (LSPM) du Département Instrumentation Numérique (DIN) du CEA-LIST, avec son expertise dans le domaine

du contrôle non destructif et du SHM, en particulier par méthodes ultrasonores.

La démarche de cette thèse consiste ainsi à étudier le comportement de disques PZT minces intégrés à cœur de matériaux composites et à le comparer à celui de disques PZT minces couplés en surface. Pour cela, des systèmes intégrés à cœur de plaques en matériau composite CFRP stratifié ont été conçus afin de caractériser l'émission et la réception d'ondes de Lamb, mais aussi le comportement électromécanique du PZT intégré. L'objectif est d'analyser les effets observés sur la génération d'ondes à l'aide de modèles numériques multiphysiques.

Ainsi dans le Chapitre 2, un premier axe de travail porte sur l'optimisation d'une méthode de conception de plaques en composite carbone/epoxy avec des transducteurs piézoélectriques intégrés à cœur, adaptée à des conditions d'élaboration typiques d'un composite thermodurcissable aéronautique utilisable en zone structurale (pression et température élevées). Les courbes de dispersion des modes de Lamb susceptibles de se propager dans le composite sont tout d'abord déterminées. Un transducteur piézoélectrique (PZT) adapté à l'intégration et aux conditions d'élaboration est ensuite choisi. La préparation des PZT est optimisée pour garantir son intégrité d'une part, et son isolation électrique vis-à-vis des fibres de carbone du composite d'autre part. Les deux méthodes d'intégration (entre deux plis ou par découpe d'un pli) connues dans la littérature ont été testées. La capacité des PZT intégrés à exciter des ondes de Lamb est vérifiée expérimentalement.

Le Chapitre 3 a ensuite pour objectif l'étude expérimentale du comportement du PZT intégré relativement à celui d'un PZT couplé en surface. Pour cela, l'isolation et l'intégrité du PZT sont vérifiées au moyen de mesures de susceptance électromécanique. Puis, l'impact de l'intégration sur le comportement électromécanique du PZT intégré est évalué. Par ailleurs, les amplitudes d'onde de Lamb qA_0 émises par un PZT intégré sont mesurées en fonction de la fréquence (appelées courbes d'excitabilité dans ce manuscrit), mettant en évidence des effets de filtrage fréquentiel différents de ceux de PZT identiques couplés en surface du composite. Enfin, il est montré que les PZT intégrés mesurent bien des ondes de Lamb avec un rapport signal sur bruit suffisant pour la détection d'un défaut artificiel.

Enfin, le Chapitre 4 vise à analyser les phénomènes physiques impliqués dans les observations expérimentales de la transduction ultrasonore des PZT intégrés. Pour cela, des modèles éléments finis multiphysiques (avec le logiciel Comsol®) du fonctionnement de l'impédance électromécanique des PZT intégrés sont développés, ainsi que des modèles permettant d'étudier la propagation d'ondes générées par un PZT intégré ou non. L'amplitude des ondes émises, l'excitabilité et les contraintes générées localement par les PZT intégrés sont comparées à celles créées par des PZT couplés en surface. Ces simulations permettent également de mieux comprendre l'influence des variations de couplage entre le PZT intégré et le composite environnant, comme la variation de la profondeur d'intégration, l'effet de l'orientation des plis de composite et l'effet du vide radial autour du PZT observé expérimentalement.

Table des matières

Liste d'abréviations	xi
1 Etat de l'art du contrôle santé intégré de composites	1
1.1 Généralités sur les composites	2
1.1.1 Composition des avions	2
1.1.2 Composition des matériaux composites	3
1.1.3 Cas particulier du composite stratifié CFRP	4
1.2 Inspection des matériaux composites	7
1.2.1 Méthode de contrôle non-destructif : détection ponctuelle	7
1.2.2 Méthodes de contrôle santé intégré in-situ : détection régulière ou continue	11
1.3 Système SHM pour la détection par ondes élastiques guidées	16
1.3.1 Systèmes SHM	16
1.3.2 Transducteur piézoélectrique intégré	23
1.3.3 Conséquence de l'intégration d'un PZT à cœur de composite	27
1.4 Dimensionnement des expériences en SHM	30
1.4.1 Détermination des courbes de dispersion : SAFE	30
1.4.2 Contraintes de cisaillement engendrées par des PZT couplés en surface	31
1.4.3 Prédiction de la courbe d'excitabilité de PZT minces couplés en surface	35
1.5 Conclusion	37
2 Conception d'un composite Carbone/Epoxy avec des transducteurs piézoélectriques intégrés	39
2.1 Elaboration et caractérisation de plaques composites non instrumentées	40
2.1.1 Définition des paramètres d'élaboration	40
2.1.2 Caractérisation des plaques composites	41
2.2 Conception des plaques instrumentées et vérification du fonctionnement du système SHM intégré	49
2.2.1 Transducteur PZT intégré	49
2.2.2 Optimisation des soudures des électrodes des PZT	54
2.2.3 Connexion de l'instrumentation en sortie de plaque	57
2.2.4 Isolation électrique de l'instrumentation intégrée	58
2.2.5 Méthodes d'intégration testées	59
2.3 Conclusion	65
3 Etude expérimentale de l'effet de l'intégration d'un PZT sur ses réponses électromécaniques et ultrasonores	67
3.1 Caractérisation de l'impédance électromécanique des PZT en surface et intégrés	68
3.1.1 Evaluation de la sensibilité des mesures d'impédance électromécanique du PZT intégré à son isolation électrique	68
3.1.2 Etude du couplage sur le fonctionnement électromécanique des PZT	71
3.1.3 Conclusion sur l'étude électromécanique des PZT intégrés	75
3.2 Caractérisation de la génération d'ondes guidées par des PZT couplés en surface et intégrés à cœur de composite	76

3.2.1	Effet de l'intégration sur la génération d'ondes guidées en champ proche	76
3.2.2	Excitabilité fréquentielle du mode qA0	77
3.2.3	Analyse du champ d'ondes qA0 généré en champ lointain	83
3.2.4	Conclusion sur l'étude de la génération d'ondes guidées par PZT intégrés	89
3.3	Mesures d'ondes guidées avec un couple de PZT émetteur et récepteur en fonction du type de couplage au composite	90
3.3.1	Réception d'ondes guidées	90
3.3.2	Détection de défaut par ondes guidées	92
3.4	Conclusion	95
4	Modélisation de l'émission d'ondes par un PZT intégré dans un composite stratifié	97
4.1	Modélisation par éléments finis multiphysiques : impédance électromécanique	98
4.1.1	Physique et géométrie	98
4.1.2	Impédance électromécanique des PZT intégrés	103
4.2	Génération de l'onde guidée qA0	107
4.2.1	Présentation du maillage des modèles	107
4.2.2	Etude des caractéristiques du champ d'onde guidé qA0 simulé	108
4.2.3	Réponse fréquentielle en éléments finis	111
4.2.4	Amplitude des ondes guidées à 50 kHz	119
4.3	Etude du chargement local généré par le PZT sur le composite	121
4.3.1	Adaptation des modèles à l'étude des contraintes engendrées par le PZT source	121
4.3.2	Contraintes générées par l'excitation d'un PZT couplé en surface d'un composite multiplis	124
4.3.3	Couplage du PZT intégré dans un matériau composite	127
4.3.4	Comportement de la force linéique en fonction de la fréquence	136
4.4	Conclusion	139
5	Conclusion et perspectives	141
5.1	Conclusion générale	141
5.2	Perspectives	143
	Annexes	145
A	Compléments sur la caractérisation expérimentale	147
A.1	Réponse électromécanique d'un PZT intégré sans isolation électrique à basse pression .	147
A.2	Vérification de l'épaisseur des échantillons	148
A.3	Exemple de FFT 2D par morceaux	150
A.4	Emission d'ondes guidées par un PZT intégré et endommagé	150
B	Compléments sur les modèles multiphysiques	153
B.1	Méthode d'homogénéisation des coefficients d'élasticité d'un multipli	153
B.2	Longueur d'onde instantanée pour les modèles FEM	154
B.3	Etude de convergence pour le calcul d'impédance	156
B.4	Etude de convergence pour l'étude des ondes guidées	157
B.5	Temps de calcul des modèles	159
	Table des Figures	168

Table des Tableaux	169
Bibliographie	171

Liste d'abréviations

Cette liste comprend les abréviations rencontrées pour la première fois dans le manuscrit et utilisées à plusieurs reprises.

CFRP polymère renforcé de fibres de carbone ou "Carbon Fiber Reinforced Polymer"	2
GFRP polymère renforcé de fibres de verre ou "Glass Fiber Reinforced Polymer"	25
CMO composites à matrice organique	3
CND contrôle non-destructif	7
SHM contrôle santé intégré ou "Structural Health Monitoring"	11
PWAS transducteurs piézoélectriques minces ou "Piezoelectric Wafer Acoustic Sensor"	16
PZT plomb zirconate titanate	17
PVDF polyVinylidene fluoride	17
EMI impédance électromécanique ou "ElectroMechanical Impedance"	18
SMART "Stanford Multi-Actuator Receiver Transduction"	25
VER volume élémentaire représentatif	42
SWC "Shear Wave Couplant"	44
FFT 2D transformées de Fourier rapide à deux dimensions	44
SAFE éléments finis semi-analytiques	30
qA0 mode de Lamb quasi-antisymétrique d'ordre 0	44
qS0 mode de Lamb quasi-symétrique d'ordre 0	44
SEM méthode des éléments finis spectraux	31
FEM méthode des éléments finis	34

Etat de l'art du contrôle santé intégré de composites

Ce chapitre bibliographique permet d'introduire les éléments nécessaires pour contextualiser l'étude de ce manuscrit. Les matériaux composites sont utilisés de façon croissante en aéronautique et nécessitent un suivi régulier de leur état (Partie 1.1). Pour cela, des méthodes de contrôle non-destructif classiques sont employées. Les travaux de recherche dans le domaine se sont ouverts sur des méthodes de détection régulière ou continue du matériau, car elles permettent davantage d'anticipation dans la maintenance des pièces aéronautiques (Partie 1.2). Ce suivi continu est permis par des systèmes de contrôle santé intégré à base, notamment, de transducteurs piézoélectriques, qui sont couplés aux matériaux composites. L'une des techniques qui permet d'optimiser la protection des systèmes est de les intégrer directement à cœur de matériau. Cependant, les effets de l'intégration de transducteurs piézoélectriques sur leurs capacités à être utilisés à des fins de détection de défauts par ondes élastiques guidées sont encore peu connus (Partie 1.3). Par ailleurs, pour réaliser un essai de détection de défaut par ondes guidées, il faut choisir une fréquence d'excitation et un positionnement des transducteurs adaptés au type de défaut à observer. C'est pourquoi, des modèles sont nécessaires pour définir les paramètres d'un essai de détection de défauts. Bien que ce type de modèles n'existe pas pour des transducteurs piézoélectriques intégrés, des travaux s'intéressent aux modèles de génération d'ondes avec transducteurs piézoélectriques couplés en surface de matériaux isotropes et leurs limites pour des applications aux matériaux composite sont discutées (Partie 1.4).

Sommaire

1.1	Généralités sur les composites	2
1.1.1	Composition des avions	2
1.1.2	Composition des matériaux composites	3
1.1.3	Cas particulier du composite stratifié CFRP	4
1.2	Inspection des matériaux composites	7
1.2.1	Méthode de contrôle non-destructif : détection ponctuelle	7
1.2.2	Méthodes de contrôle santé intégré in-situ : détection régulière ou continue	11
1.3	Système SHM pour la détection par ondes élastiques guidées	16
1.3.1	Systèmes SHM	16
1.3.2	Transducteur piézoélectrique intégré	23
1.3.3	Conséquence de l'intégration d'un PZT à cœur de composite	27
1.4	Dimensionnement des expériences en SHM	30
1.4.1	Détermination des courbes de dispersion : SAFE	30
1.4.2	Contraintes de cisaillement engendrées par des PZT couplés en surface	31
1.4.3	Prédiction de la courbe d'excitabilité de PZT minces couplés en surface	35
1.5	Conclusion	37

1.1 Généralités sur les composites

L'utilisation des matériaux composite est actuellement en plein essor dans l'industrie aéronautique. Cette partie présente donc l'usage actuel des matériaux composites dans l'industrie aéronautique (Partie 1.1.1), puis la composition des matériaux composites en général (Parties 1.1.2), et pour finir le cas particulier des composites stratifiés en polymère renforcé de fibres de carbone ou "Carbon Fiber Reinforced Polymer" (CFRP) (Partie 1.1.3).

1.1.1 Composition des avions

La proportion des matériaux composites dans l'aéronautique n'a cessé d'augmenter cette dernière décennie. Depuis les années 2010, certains avions comme l'A350XWB et le B787 sont fabriqués avec 50 % en masse de matériaux composites (Figure 1.1). Le premier avantage de ces matériaux est de pouvoir réduire la masse de l'avion. En effet, la densité des matériaux composites en CFRP couramment utilisés en aéronautique est inférieure (d'environ 2 à 3 fois) à celle des matériaux métalliques (Aluminium, Titane) (Figure 1.2). De plus, le module d'Young d'un CFRP peut être supérieur ou équivalent à certains alliages métalliques aéronautiques. Le composite offre donc un bon compromis masse/performance mécanique. Grâce à l'utilisation des matériaux composites, la consommation de carburant peut potentiellement être réduite et la charge utile transportée par l'avion peut être augmentée tout en conservant des propriétés mécaniques élevées.

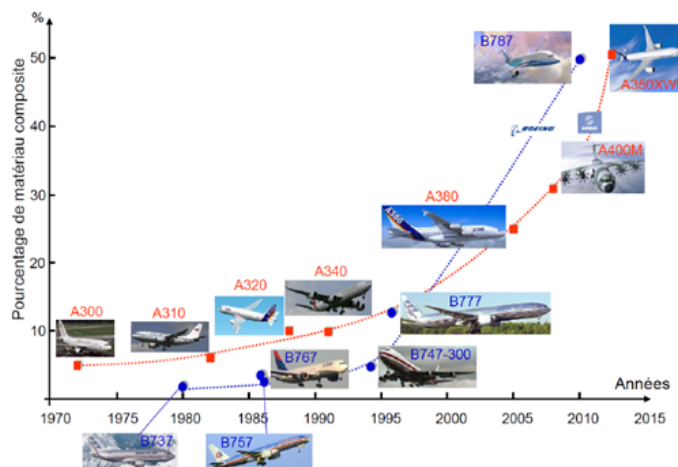


FIGURE 1.1 – Composition en matériau composite des avions jusqu'en 2015 [Fendzi 2015]

Un autre avantage non négligeable de l'utilisation des matériaux composites est de pouvoir réaliser des pièces de géométrie complexe tout en limitant le nombre d'assemblages [Soutis 2005]. En effet, l'assemblage mécanique fragilise une structure, car sous chargement, sa conception peut induire des concentrations de contraintes aux bords des rivets et amorcer des ruptures [Cognard 2003]. De plus, la masse ajoutée par les nombreux éléments de fixation tels que les rivets n'est pas négligeable. Les avantages de ces matériaux composites proviennent en particulier de leur composition, qui est présentée ensuite.

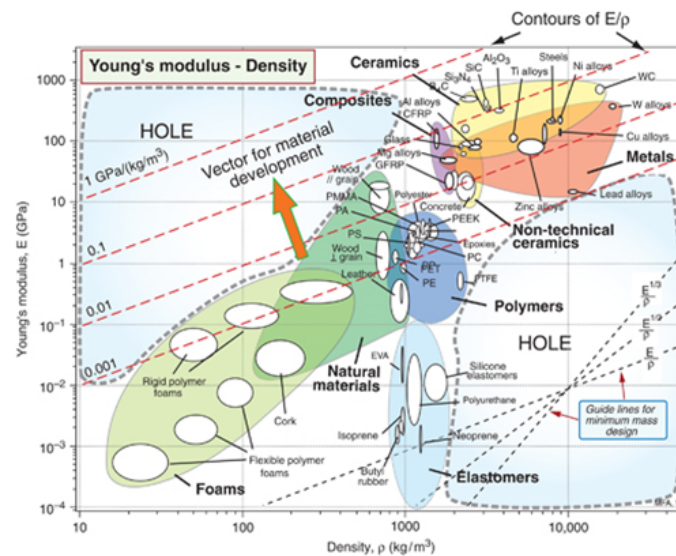


FIGURE 1.2 – Diagramme comparatif du module d'Young et de la masse volumique des matériaux [Ashby 2011]

1.1.2 Composition des matériaux composites

Un matériau composite est constitué d'une matrice (Partie 1.1.2.2) et de renforts (Partie 1.1.2.1). Les renforts confèrent la tenue mécanique au matériau, et la matrice a un rôle de liaison et de protection des renforts et assure la répartition des charges. Certaines charges et additifs peuvent être ajoutées pour permettre notamment d'améliorer les caractéristiques mécaniques de la résine et d'adapter les caractéristiques de la matière [Berthelot 2012].

1.1.2.1 Renforts

Les renforts peuvent être des particules sans dimension privilégiée, des fibres longues et continues, ou courtes et discontinues. Dans le cas des renforts fibreux, les fibres longues peuvent être unidirectionnelles ou tissées. Les fibres courtes sont orientées dans différentes directions de façon aléatoire. Les fibres peuvent notamment être en verre, en carbone, en aramide, en carbure de silicium ou végétales. Le choix des fibres, à savoir leur nature et leur forme, leur orientation et la proportion des fibres, permet de définir un matériau présentant les caractéristiques mécaniques souhaitées. Les fibres de carbone ont une bonne résistance à la rupture en traction, un module d'élasticité élevé, et une faible densité [Berthelot 2012]. C'est pourquoi, en aéronautique, les fibres utilisées pour les pièces structurales sont principalement en carbone, et plus rarement en aramide ou en verre [Cinquin 2020].

1.1.2.2 Matrice

Ces matériaux composites sont divisés en trois principales catégories dépendant du type de matrice employée. Parmi elles, les composites à matrice organique (CMO), peuvent être sous-divisés en deux autres catégories, les thermodurcissables et les thermoplastiques. Les polymères thermodurcissables

sont mis en forme de manière irréversible par chauffage. Quant à eux, les thermoplastiques se solidifient lors du refroidissement. Ils peuvent être remodelés par chauffage, ce qui les rend recyclables. Les résines thermodurcissables sont couramment utilisées pour la confection de pièces de structure en aéronautique. Il existe diverses résines thermodurcissables dont notamment les résines époxydes, qui nous intéressent ici [Berthelot 2012].

1.1.3 Cas particulier du composite stratifié CFRP

Les composites stratifiés tels qu'étudiés dans cette thèse sont un exemple parmi les différents types de composites existants. Les fibres longues et la matrice peuvent être pré-assemblées pour constituer un produit semi-fini, sous forme de nappes de pré-imprégnés, prêt à l'emploi (Figure 1.3-a). Un composite stratifié (Figure 1.3-b) est composé d'une superposition de plis orientés en fonction des propriétés mécaniques souhaitées pour la pièce finale. La méthode d'élaboration du stratifié retenue dans cette thèse est ensuite présentée (Partie 1.1.3.1), ainsi que les mécanismes d'endommagement de ce type de stratifié (Partie 1.1.3.2).

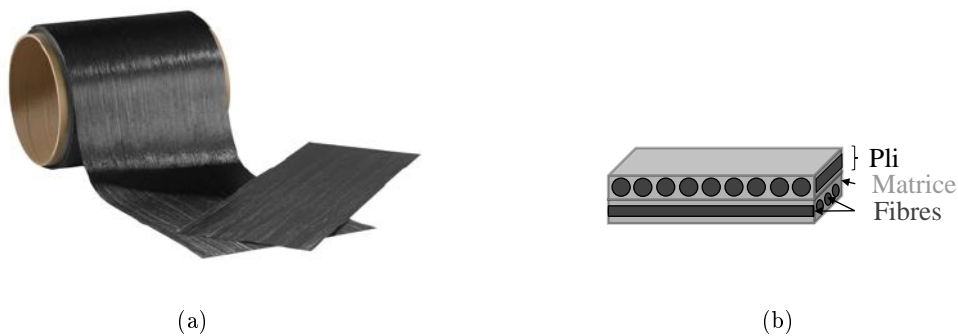


FIGURE 1.3 – (a) Rouleau de pré-imprégné à fibres unidirectionnelles et (b) schéma d'un composite stratifié de deux plis unidirectionnels $[0,90^\circ]$

1.1.3.1 Méthode d'élaboration à partir de pré-imprégnés

Les méthodes d'élaborations à partir des pré-imprégnés sont nommées élaborations par voie sèche, car les fibres sont déjà pré-imprégnées par la résine. Une fois les pré-imprégnés assemblés en un stratifié, l'élaboration se fait par chauffage et mise sous pression. L'élaboration peut se faire sous presse chauffante, autoclave ou sous bache à vide ("Vacuum Bag Only"). L'élaboration sous autoclave est retenue pour l'étude, car elle permet de choisir le niveau de pression appliqué au cours du cycle de chauffe, contrairement à l'élaboration sous bache à vide qui se fait sans pression. Cela permet d'élaborer des pièces avec une porosité acceptable pour les pièces de structure en aéronautique. Et contrairement à l'élaboration sous presse, elle ne nécessite pas d'usinage particulier sur les moules pour permettre la sortie en bord de plaque de fils de connexions des transducteurs intégrés [Berthelot 2012].

Sous autoclave, une bache est utilisée pour réaliser un tirage sous vide pour éliminer les poches d'air et les espèces volatiles, puis une pression de 6 à 8 bar est appliquée dans l'enceinte. Un contre-moule peut être placé au-dessus des pré-imprégnés, comme dans le procédé sous presse chauffante, afin d'obtenir deux surfaces lisses et une épaisseur uniforme. La température est appliquée par convection

forcée dans l'enceinte. Cette méthode permet un contrôle du taux de fibres et une faible porosité (<1 % à 7 bar d'après les travaux de P.A. Olivier *et al.* [Olivier 2007]). La Figure 1.4 présente un schéma du montage et un banc d'élaboration de laboratoire.

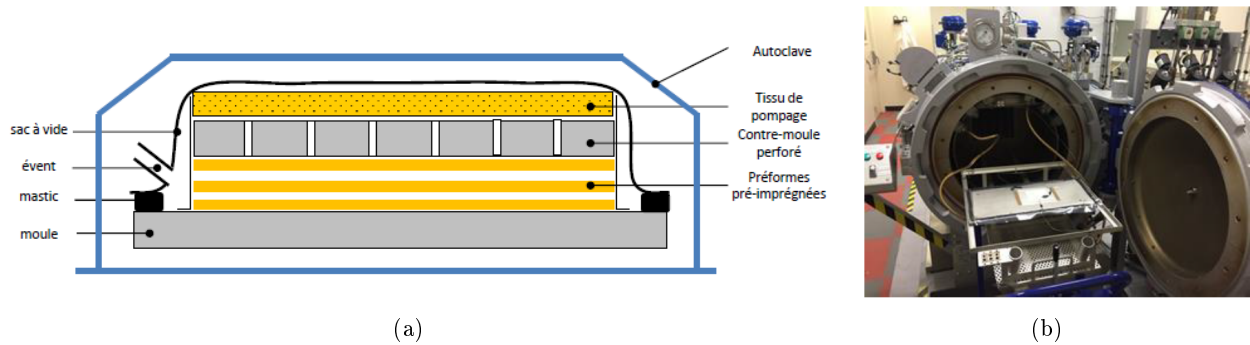


FIGURE 1.4 – Élaboration à partir de pré-imprégnés sous autoclave : (a) schéma du montage [Dereims 2013] et (b) autoclave de l'ONERA

1.1.3.2 Endommagement des stratifiés CFRP

Plusieurs types de défauts peuvent exister dans un matériau composite. Certains défauts apparaissent dans la pièce en raison de la fabrication du matériau. Ces défauts peuvent notamment être des ondulations hors plan, de mauvais alignements de fibres [Kulkarni 2020], ou bien des pores [Olivier 2007]. D'autres défauts apparaissent au cours de la durée de vie de la pièce, à cause d'un choc ou de la fatigue mécanique [Giurgiutiu 2015]. Les différents défauts créés lors de utilisation du matériau sont résumés sur le schéma de la Figure 1.5. Il s'agit de ruptures de fibres, de ruptures transverses ou longitudinales de la matrice, de ruptures de l'interface fibre-matrice, ou encore de délaminages.

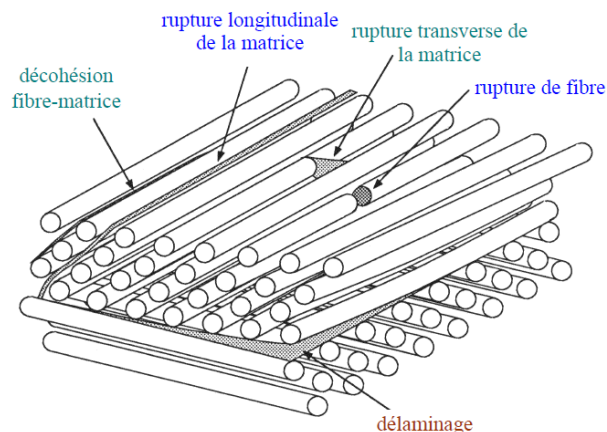
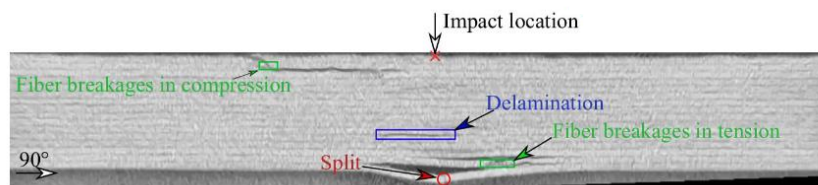
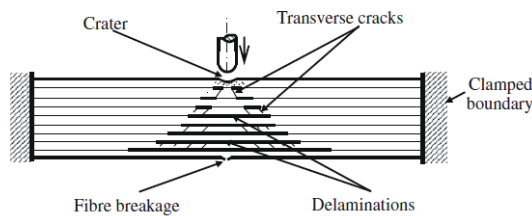


FIGURE 1.5 – Endommagements possibles dans un composite stratifié à base de plis unidirectionnels [Berthelot 2012]

Les composites peuvent être endommagés par des chocs au cours de leur vie, notamment des impacts à basse vitesse qui peuvent survenir sur des pièces composites suite à la chute d'objets de faible poids (exemple : chute d'un outil). La difficulté est que l'effet de l'impact peut ne pas être clairement visible en surface mais être bien présent de manière interne. En effet, comme le montre la tomographie de la Figure 1.6(a), l'endommagement final peut combiner plusieurs mécanismes d'endommagement (ruptures de fibres ou délaminages) qui se répartissent de manière pyramidale (Figure 1.6(b)) dans le composite jusqu'à atteindre la surface opposée à l'impact avec une superficie supérieure à la dimension de l'impact initial. Ainsi, il est nécessaire d'inspecter les pièces composites avec des méthodes de contrôle non-destructif.



(a)



(b)

FIGURE 1.6 – (a) Mécanismes d'endommagement dans un composite stratifié suite à un impact à basse vitesse observé en tomographie [Chaibi 2020] et (b) schéma de la structure pyramidale d'un impact à basse vitesse [Azouaoui 2010]

1.2 Inspection des matériaux composites

Il existe diverses méthodes efficaces ou encore à l'étude pour contrôler l'état de santé ou caractériser les matériaux composites dans l'aéronautique. Nous distinguons les méthodes qui permettent de réaliser du contrôle non-destructif (CND) ponctuel (Partie 1.2.1) et celles qui permettent de réaliser du contrôle régulier ou continu (Partie 1.2.2).

1.2.1 Méthode de contrôle non-destructif : détection ponctuelle

La difficulté de l'inspection des matériaux composites est liée à leur non-homogénéité, et à la variété des défauts à détecter (type de défauts, positions et géométries) à cause de la complexité des mécanismes d'endommagement précédemment mentionnée. Cependant, des méthodes de CND ont été validées pour certaines applications. Les méthodes couramment utilisées en aéronautique sont brièvement présentées (Partie 1.2.1.1), puis deux méthodes de CND de laboratoire et employées dans cette thèse sont détaillées (Parties 1.2.1.2 et 1.2.1.3).

1.2.1.1 Méthodes de CND conventionnelles pour les composites

Les méthodes de CND les plus utilisées dans l'industrie pour la détection de défaut de type délaminage dans les composites aéronautiques sont le CND par ultrasons de type ondes de volume [Wang 2022] et la thermographie infrarouge active [Roche 2022]. Des exemples de cartographies réalisées avec ces techniques sont présentés sur la Figure 1.7. Ces techniques sont suffisamment robustes et rapides pour la réalisation des inspections suivant les critères de contrôle en industrie.

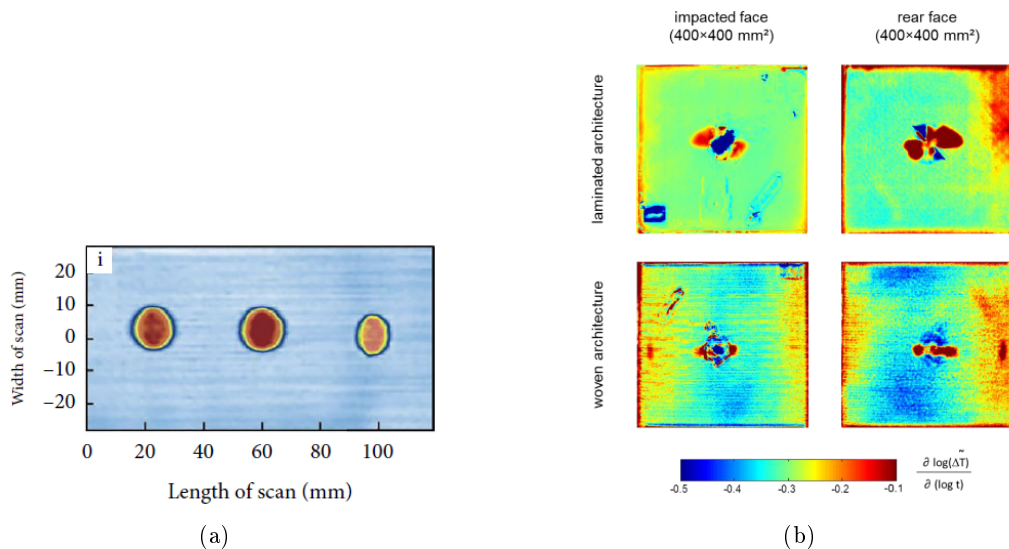


FIGURE 1.7 – (a) Exemple de cartographie par ultrasons multi-éléments (ondes élastiques de volume) d'un stratifié CFRP avec des inclusions à différentes profondeurs [Wang 2022] et (b) exemple de cartographie par thermographie infrarouge active réalisée sur des plaques de CFRP avec délaminages créés par un impact de foudre [Roche 2022]

A ces techniques s'ajoutent toutes les techniques de contrôle de composites en cours de développement (émission acoustique [Huijter 2021], ondes élastiques guidées [Su 2006b], courants de Foucault [Machado 2021], shearographie [Yang 2022]...) et les techniques de caractérisation des matériaux utilisées à l'échelle du laboratoire, comme par exemple la vibrométrie laser [Zarei 2024], qui fait partie des méthodes de CND par ultrasons, ou la radiographie par rayons X [Kupsch 2020], aussi utilisée en production. Ces deux méthodes sont utilisées dans cette thèse et sont donc présentées plus précisément ci-après.

1.2.1.2 Vibrométrie laser

Suite à l'excitation d'une onde élastique dans un matériau composite, le vibromètre laser permet de mesurer le déplacement particulière à la surface du matériau, dans le plan ou hors plan, sans contact avec la structure [Rothberg 2017]. Le vibromètre laser utilisé dans cette thèse est composé d'un interféromètre Mach-Zehnder (Figure 1.8). Celui-ci est composé d'un laser permettant de créer un faisceau de référence qui interfère avec un faisceau de mesure. La cellule de Bragg permet de connaître la direction du déplacement via une modulation fréquentielle.

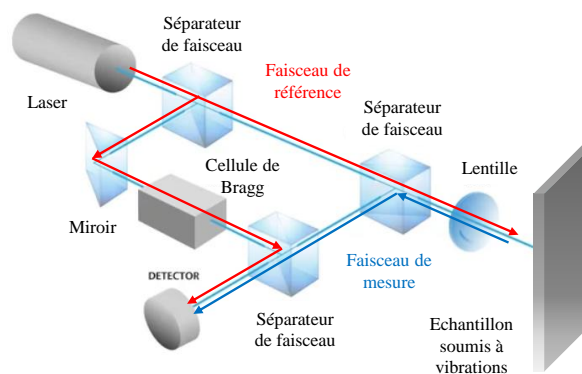


FIGURE 1.8 – Schéma d'un interféromètre Mach-Zehnder (adapté de [Polytec 2020])

En fonction des mouvements vibratoires engendrés par les ondes sur la structure, des interférences constructives ou destructives sont détectées par le capteur de l'interféromètre. Cet interféromètre peut mesurer le déplacement par comptage des franges d'interférence (phase du signal Doppler), ou la vitesse par la mesure de la fréquence de la modulation de l'intensité (fréquence du signal Doppler). Il est aussi possible d'intégrer la vitesse afin de retrouver le déplacement. La vibrométrie nécessite un temps d'acquisition relativement long pour réaliser une inspection, ainsi, son utilisation est plus adaptée pour caractériser les structures en phase d'étude. Cette méthode permet de caractériser la propagation d'ondes dans les structures [Alleyne 1991] [Tian 2014], le couplage entre un transducteur piézoélectrique et une structure, l'intégrité du transducteur [Mueller 2017], et de détecter des défauts dans les structures composites [Radzienski 2019]. La Figure 1.9 illustre les exemples des caractérisations précédemment citées. Dans le cadre de cette thèse, cette technique est utilisée en particulier pour caractériser la propagation d'ondes élastiques guidées dans des plaques en CFRP, ce que nous détaillerons dans la Partie 1.2.2.2.

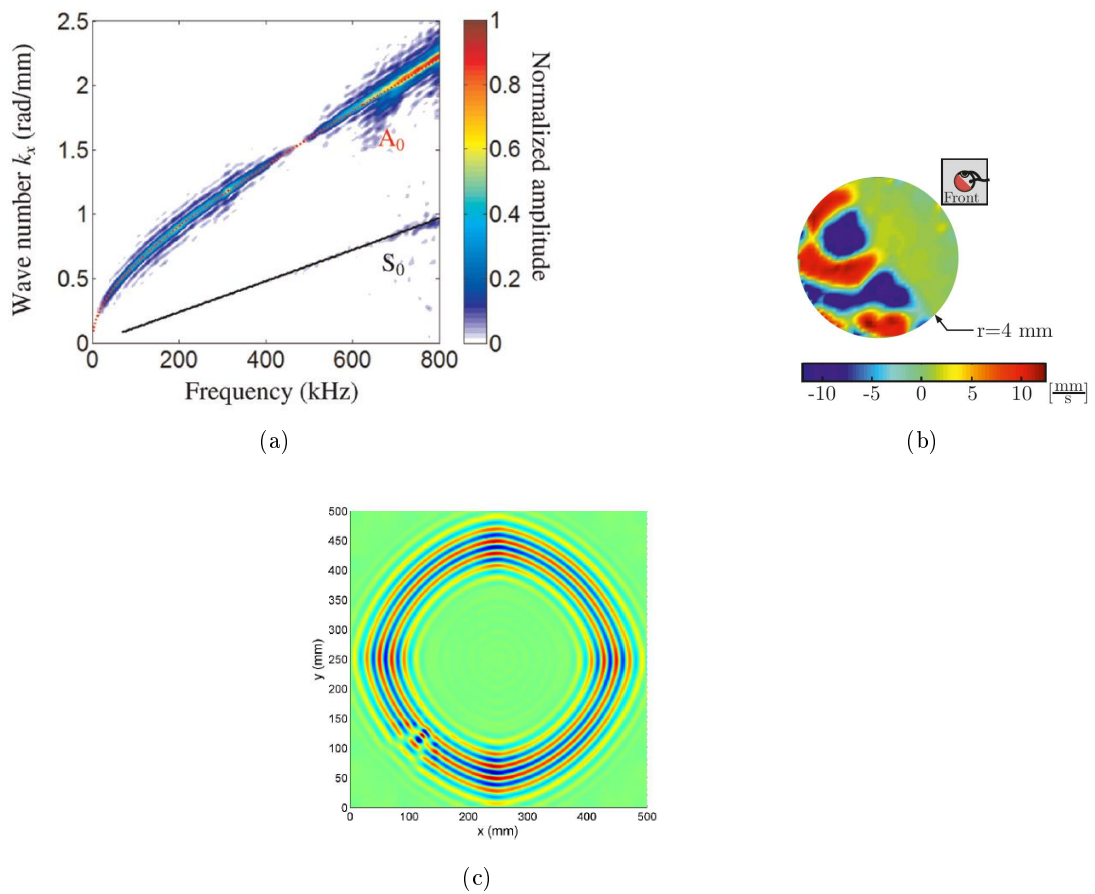


FIGURE 1.9 – Exemple d’application de la vibrométrie laser : (a) courbes de dispersion (présentées plus en détail dans la Partie 1.2.2.2) à partir d’un scan linéaire sur une plaque de 1 mm d’épaisseur en aluminium [Tian 2014], (b) décollement d’une portion de PZT avec concentration d’énergie sur la partie libre [Mueller 2017] et (c) détection d’un insert de téflon dans un CFRP de 3 mm d’épaisseur à 50 kHz [Radzienski 2019]

1.2.1.3 Radiographie par rayons X

Dans cette thèse, la technique classique d’imagerie à rayons X par contraste d’absorption est utilisée à des fins de caractérisation. Cette méthode est basée sur la différence de densité de la matière traversée par un rayonnement électromagnétique X. Un banc d’imagerie par rayons X est composé d’un tube à rayons X et d’un détecteur (Figure 1.10(b)) entre lesquels est placé l’échantillon à contrôler pour une configuration en transmission. Dans un tube à rayons X, un filament conducteur au niveau de la cathode chauffe et libère des électrons dans l’enceinte sous vide. Ces électrons sont attirés par l’anode qui est une cible métallique. Les électrons subissent une décélération brutale lors de leur arrivée sur l’anode, car ils sont déviés par un champ électrique produit par les noyaux de la cible. Cette décélération produit de la chaleur et des rayons X (Figure 1.10(a)). De son côté, le détecteur est composé d’un ensemble de détecteurs numériques.

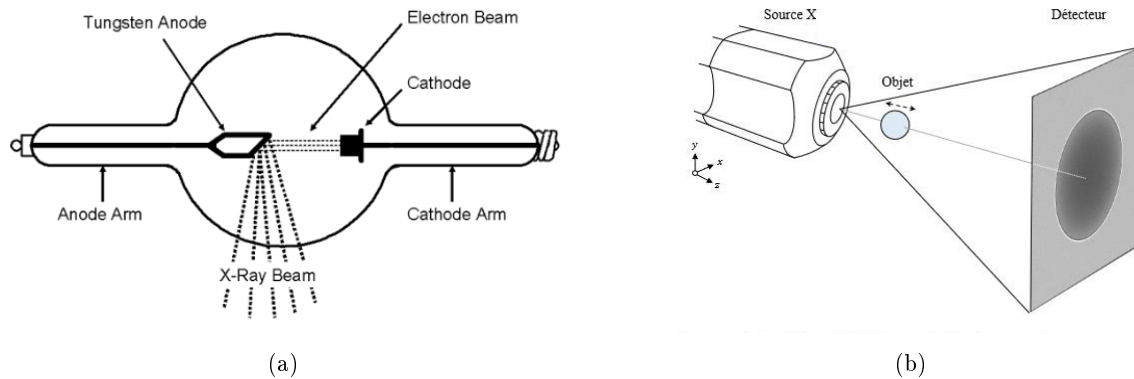


FIGURE 1.10 – (a) Tube à rayons X [Wade 1914] et (b) schéma du dispositif de mesure en radiographie X par transmission [Giakoumakis 2022]

En fonction du numéro atomique et de la masse volumique de la matière, l'absorption du matériau va varier. Un manque de matière entraîne une faible absorption et une plus forte densité optique sur le détecteur. Par conséquent, l'intensité du niveau de gris sur l'image formée sur le détecteur est proportionnelle à l'intensité du rayonnement. Un exemple de contrôle de l'état d'un CFRP est présenté sur la Figure 1.11. La radiographie X permet d'imager tous les types de matériaux et est adaptée à l'observation d'inclusions avec un matériau d'absorption différente, ce qui nous intéressera pour cette thèse. Cette méthode a cependant un coût énergétique non négligeable et est soumise à des réglementations d'usage strictes en raison des rayonnements émis.

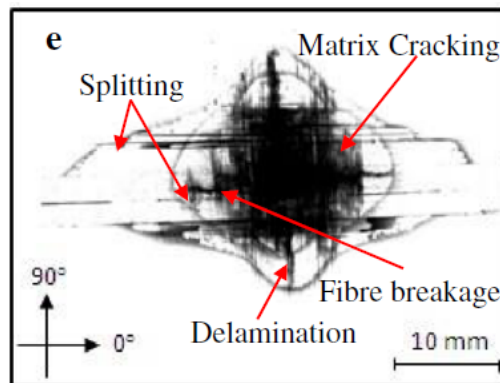


FIGURE 1.11 – Exemple d'application de la radiographie X au contrôle d'un CFRP endommagé suite à un impact basse vitesse de 14,7 J [Shi 2017]

Les méthodes de CND permettent l'inspection des matériaux composites uniquement lorsque les appareils sont au sol. L'immobilisation des appareils est particulièrement coûteuse, ce qui engendre des dépenses non négligeables pour les sociétés de transport. Des systèmes directement associés à la structure et permettant d'éviter ce type de désagrément sont actuellement en cours de développement.

1.2.2 Méthodes de contrôle santé intégré in-situ : détection régulière ou continue

Des méthodes définies comme complémentaires aux méthodes de CND conventionnelles ont émergé il y a environ 20 ans. Il s'agit des méthodes de contrôle santé intégré ou "Structural Health Monitoring" (SHM). Ces techniques donnent la possibilité de suivre l'état de santé des matériaux de manière plus régulière (détection active) ou en continu (détection passive) grâce à leur réseau de transducteurs directement associé (intégré à cœur ou couplé en surface) au matériau. Pour des applications aéronautiques, l'utilisation de transducteurs légers est dans ce cas requise. Le SHM permet ainsi d'obtenir des informations sur l'état de la structure dès les prémices de sa dégradation, d'optimiser la maintenance et d'inspecter des pièces difficiles d'accès avec les méthodes de CND conventionnelles. Les techniques SHM reposant sur les ondes élastiques, et plus précisément sur les ondes guidées, constituent les principaux travaux de recherche actuels, en particulier pour les matériaux composites [Giüemes 2020]. En effet, les ondes guidées permettent de détecter des défauts de taille millimétrique. Contrairement aux ondes de volumes qui ont une moins grande portée, elles présentent l'avantage de se propager sur de longues distances dans les pièces de grande dimension avec moins d'atténuation. C'est pourquoi, cette thèse se consacre à l'utilisation de cette technique de surveillance par ondes élastiques guidées dans les matériaux composites.

1.2.2.1 SHM par ondes élastiques guidées

Le contrôle santé intégré peut être utilisé de deux façons différentes, de façon active ou passive (cf [Giurgiutiu 2014], et pour des applications récentes sur des structures composites, voir par exemple [Etxaniz 2023] et [Zhu 2020]). La détection active (Figure 1.12 - a et b) consiste à exciter la structure à l'aide d'un actionneur (piézoélectrique par exemple) et à capter les signaux une fois que les ondes ont interagi avec la structure pouvant contenir un défaut [Feng 2020][Su 2006a]. Cette configuration se décline en configuration pitch-catch (émetteur et récepteur distincts) et pulse-echo (émetteur et récepteur confondus). La détection passive consiste, classiquement, à utiliser les événements intervenants sur les structures comme les impacts, les craquements des défauts lorsqu'ils sont sous sollicitation, et à les détecter à l'aide d'un réseau de capteurs (Figure 1.12 - c). Ce système de détection passive permet donc de déclencher des alertes dès qu'un évènement est détecté par le système. Le SHM permet donc d'éviter l'arrêt des appareils pour l'inspection lorsque ce n'est pas nécessaire et d'avoir des informations le plus tôt possible lorsqu'un endommagement survient.

Récemment, une alternative à ces deux méthodes a été développée : il s'agit d'une méthode passive d'écoute du bruit ambiant par au moins deux capteurs, suivie d'une corrélation des deux signaux mesurés, qui permet de remonter à la réponse qu'aurait enregistrée l'un des capteurs si l'autre avait agi comme émetteur [Gallot 2012]. Pour les trois méthodes, dans les structures aéronautiques, l'utilisation de transducteurs légers est requise.

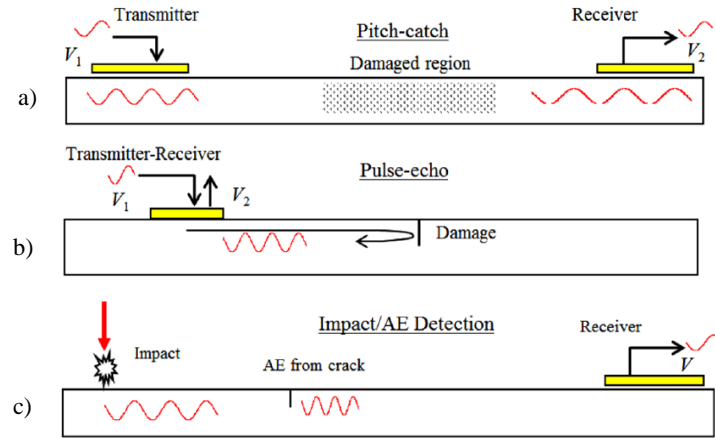


FIGURE 1.12 – (a) Méthode pitch-catch, (b) méthode pulse-echo et (c) méthode de détection d'impact ou d'émission acoustique [Mei 2018]

Différents degrés de post-traitements des données peuvent être effectués à partir des signaux d'ondes guidées mesurés, à des fins soit de détection d'un défaut dans une pièce (comme mentionné précédemment), ou bien de localisation du défaut, ou encore de caractérisation (dimensions ou profondeur). La méthode de détection la plus utilisée à ce jour repose sur l'utilisation d'un état de référence. Elle consiste à mesurer les ondes propagées dans une pièce saine, et à les comparer avec le signal mesuré dans une pièce identique (ou la même pièce après utilisation) susceptible de contenir un défaut. La différence entre les deux signaux révèle la présence d'un défaut. La localisation d'un défaut se base sur des techniques d'imagerie (Algorithme d'imagerie "Delay-and-Sum" (DAS) [Michaels 2007], ou Algorithme d'imagerie "Reconstruction Algorithm for Probabilistic Inspection of Damage" (RAPID) [Zhao 2007] par exemple). Le récent travail de Zeng *et al.* fournit un état de l'art des algorithmes adaptés pour la localisation et la quantification des défauts dans les structures en CFRP [Zeng 2022]. D'autres méthodes permettent la caractérisation des défauts comme par exemple la tomographie par ondes guidées, qui nécessite un grand nombre de transducteurs. Cette méthode est notamment utilisée sur pièce métallique dans le cas de la détermination de la profondeur d'une corrosion [Druet 2019]. Cette thèse se limitera à la détection de défauts en raison des dimensions des plaques élaborées qui imposent l'utilisation de transducteurs en nombre limité, ce qui ne permet pas de localiser ou caractériser les défauts.

1.2.2.2 Détection par ondes de Lamb

Dans cette thèse, les pièces composites étudiées sont des plaques planes d'épaisseur petite devant les autres dimensions. Parmi les ondes guidées qui se propagent dans ces plaques, les ondes de Lamb sont utilisées pour détecter la présence de défauts. Cette partie présente donc les généralités sur les ondes de Lamb, puis le cas particulier de leur propagation dans un composite anisotrope et enfin leur interaction avec les défauts.

Généralités sur les ondes de Lamb

Les ondes de Lamb sont formalisées par Horace Lamb en 1917 [Lamb 1917]. Elles sont générées suite au couplage entre une onde longitudinale et une onde transverse verticale par leur interaction avec les deux surfaces de la plaque. En effet, une onde longitudinale va se transformer partiellement en une onde transverse verticale sur l'interface {plaque/milieu environnant} et réciproquement (Figure 1.13). Ce couplage des ondes longitudinales (compression) et transverses verticales (cisaillement) se forme grâce à la faible épaisseur de la plaque par rapport à ses autres dimensions.

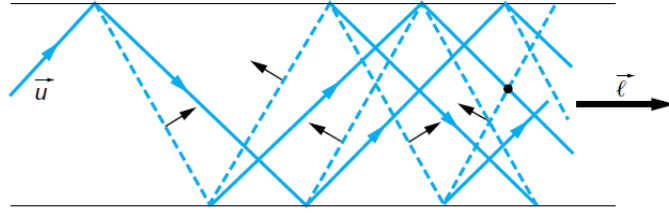


FIGURE 1.13 – Conversion des ondes transverses verticales et longitudinales sur les plans supérieurs et inférieurs de la plaque [Dieulesaint 2001]

Les ondes de Lamb sont composées de modes symétriques et antisymétriques. Ces deux familles de modes sont décrites dans le cas d'un matériau isotrope par les équations de Rayleigh-Lamb (Equations 1.1 et 1.2), qui s'écrivent pour un mode symétrique :

$$\frac{\tan(qh)}{\tan(ph)} = -\frac{4k^2qp}{(k^2 - q^2)^2}, \quad (1.1)$$

et pour un mode antisymétrique :

$$\frac{\tan(qh)}{\tan(ph)} = -\frac{(k^2 - q^2)^2}{4k^2qp}, \quad (1.2)$$

avec

$$p^2 = \frac{\omega^2}{c_L^2} - k^2, q^2 = \frac{\omega^2}{c_T^2} - k^2, k = \frac{2\pi}{\lambda}, f = \frac{\omega}{2\pi}, c_L = \sqrt{\frac{2\mu(1-\nu)}{\rho(1-2\nu)}}, c_T = \sqrt{\frac{\mu}{\rho}}, \quad (1.3)$$

où h est la demi-épaisseur de plaque, k le nombre d'onde, ω la pulsation, λ la longueur d'onde, c_L la vitesse longitudinale et c_T la vitesse transverse, ρ la masse volumique du matériau, μ le module de cisaillement et ν le coefficient de Poisson.

Pour un mode symétrique, les composantes longitudinales sont symétriques par rapport au plan médian (ou fibre neutre) de la plaque (plan passant par l'axe x_1 sur la Figure 1.14(a)) et les composantes transverses sont antisymétriques. Inversement, pour un mode antisymétrique, les composantes de déplacement longitudinales sont antisymétriques par rapport au plan médian non déformé de la plaque et les composantes de déplacement transverses sont symétriques, tel qu'illustré sur la Figure 1.14.

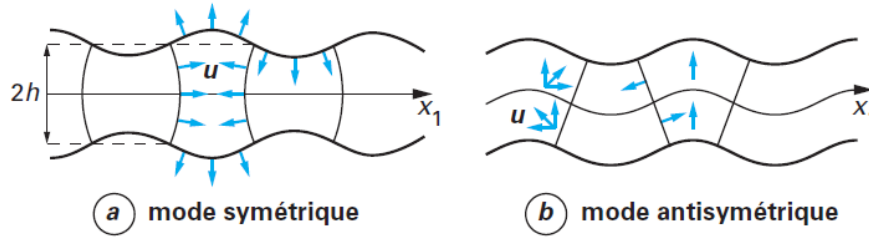


FIGURE 1.14 – Modes de Lamb avec u le déplacement [Royer 2001]

Les modes de Lamb symétriques (S) et antisymétriques (A) sont multiples. Les deux modes d'ordre zéro (notés A0 et S0) sont présents à toutes les fréquences, et les modes d'ordres supérieurs (notés Ai et Si avec i un entier supérieur ou égal à 1) apparaissent à haute fréquence à partir de leur fréquence de coupure. Un mode est caractérisé par une courbe de dispersion continue dans l'espace $(k-f)$, (ou bien dans l'espace (V_e-f)). Dans les plaques isotropes sans perte, la vitesse d'énergie peut se calculer selon l'Equation 1.4 [Royer 2021].

$$V_e = \frac{\delta\omega}{\delta k}, \quad (1.4)$$

Par ailleurs, il est à noter que les courbes de dispersion des ondes de Lamb varient avec les conditions environnementales, telles que la température, l'humidité, le chargement et les vibrations [Gorgin 2020].

Propagation des ondes de Lamb dans un composite anisotrope

La difficulté rencontrée lors du contrôle santé de matériaux composites par ondes guidées est liée à l'anisotropie du matériau, à la fois à l'échelle du pli (fibre, matrice ...), mais aussi du stratifié complet (orientation des plis). En raison de cette anisotropie, les modes n'ont pas la même vitesse ou nombre d'onde en fonction de la direction de propagation des ondes dans le composite. Les modes ne sont, de plus, pas purement symétriques ou antisymétriques, d'où leur appellation quasi-antisymétriques qAx ou quasi-symétriques qSx avec x le numéro du mode qui correspond au nombre de nœuds de déplacement dans l'épaisseur de la plaque. Par exemple, la Figure 1.15(a) présente les courbes de dispersion $(k-f)$ d'un composite CFRP anisotrope, et la Figure 1.15(b) présente la vitesse d'énergie des modes en coordonnées polaires à la fréquence de 50 kHz. Le mode quasi-transverse horizontal noté qSH est également représenté sur cette Figure 1.15. Il s'agit d'un mode guidé pour lequel le déplacement particulière se fait perpendiculairement au plan de propagation.

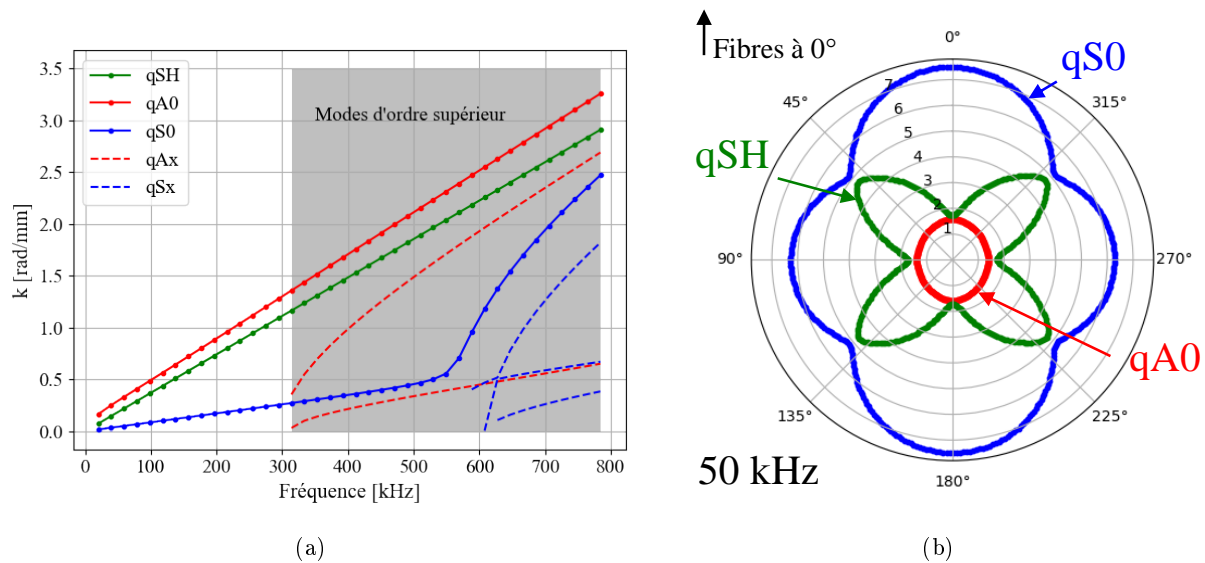


FIGURE 1.15 – (a) Représentation (k - f) des modes de Lamb et qSH dans le sens des fibres à 0° et (b) vitesse d'énergie des modes à la fréquence de 50 kHz pour un composite CFRP anisotrope de 10 plis selon l'empilement $[0, 90, 0, 90, 0]_s$ avec une épaisseur de 2,5 mm (calculés avec SAFE présenté dans la Partie 1.4.1)

Par ailleurs, un effet de focalisation de l'énergie dans certaines directions est observable sur le champ d'onde propagé dans les stratifiés. En effet, l'amplitude des modes est plus importante dans les directions qui comprennent les fibres de carbone [Chapuis 2010b]. De plus, la structure complexe de ces composites a aussi un effet sur l'atténuation des ondes, car elles interagissent avec tous les éléments du composite (fibres, matrice...). L'atténuation est donc plus importante pour les matériaux composites que pour les matériaux homogènes. De plus, l'atténuation diffère selon le mode de Lamb et la fréquence [Taupin 2011]. L'atténuation sera négligée dans notre étude car la distance de mesure est restreinte sur les échantillons.

Interaction des ondes de Lamb avec des défauts dans un composite stratifié

Divers défauts peuvent apparaître dans un composite (Partie 1.1.3.2), en particulier des délaminages. Les modes guidés qui se propagent dans une plaque sont sensibles à la présence d'un défaut sous certaines conditions. La sensibilité des modes aux défauts dépend de la nature et de la position du défaut (géométrie et position relative au plan médian de la plaque). En effet, l'absence de symétrie du défaut par rapport au plan médian de la plaque entraîne des conversions de modes détectables. Ainsi, un délaminage peut être détecté grâce à l'observation d'une conversion de mode s'il n'est pas localisé dans le plan médian (fibre neutre). Par ailleurs, Guo *et al.* montrent que le premier mode quasi-symétrique qS0 est sensible à un délaminage localisé à une interface du stratifié CFRP lorsque la contrainte de cisaillement n'est pas nulle à cette interface [Guo 1993]. Ng *et al.* montrent que la réponse d'un défaut de type délaminage à un mode qA0 incident est complexe en raison de l'anisotropie du composite, et que son diagramme angulaire de diffusion dépend notamment de la profondeur du délaminage (un délaminage à mi-épaisseur diffuse alors plus vers l'avant qu'un délaminage proche de la surface) [Ng 2011]. De plus, le contrôle de délaminage est plus avantageux avec le mode qA0 qu'avec le mode qS0, car il est sensible à des délaminages à toutes profondeurs, tandis que le mode qS0 est très peu sensible aux défauts à mi-épaisseur [Gupta 2018]. D'autre part,

à une fréquence donnée, la sensibilité d'un mode guidé à un défaut de type délaminage décroît avec le ratio diamètre du défaut/longueur d'onde [Ng 2012]. Ainsi, le mode de Lamb doit être choisi en fonction de sa sensibilité à un type de défaut à détecter.

Pour paramétrer un essai de détection de défaut par ondes guidées, une fois les caractéristiques des ondes de Lamb qui se propagent dans les structures connues, il est nécessaire de choisir le type de transducteur, leur nombre et leurs positions. En particulier, la géométrie, les dimensions, l'intégrité des transducteurs piézoélectriques (actionneur et récepteur), ainsi que leur couplage à la structure ont un impact sur les fréquences exploitables pour la détection d'un défaut. De plus, le choix des fréquences de travail induit des limites en termes de taille de défaut détectable avec le mode sélectionné. L'état de l'art traitant du choix du transducteur et de son couplage est présenté dans la partie suivante.

1.3 Système SHM pour la détection par ondes élastiques guidées

Cette partie présente le fonctionnement des transducteurs piézoélectriques qui sont les transducteurs usuels pour les systèmes SHM de détection de défauts par ondes guidées (Partie 1.3.1). Les systèmes couplés en surface présentant quelques inconvénients, les récentes avancées sur l'intégration de transducteurs directement à cœur de matériaux composites sont présentées (Partie 1.3.2). Pour finir, les effets connus de l'intégration sur le matériau, le transducteur intégré et sur les ondes guidées générées sont présentés (Partie 1.3.3).

1.3.1 Systèmes SHM

Les principaux actionneurs utilisés pour générer des ondes élastiques guidées dans les composites dans un contexte de contrôle santé intégré pour l'aéronautique sont les transducteurs piézoélectriques minces ou "Piezoelectric Wafer Acoustic Sensor" (PWAS) [Giurgiutiu 2014]. Ces transducteurs sont légers et donc compatibles avec un usage SHM (couplage permanent à la structure). Ils ont aussi l'avantage de pouvoir détecter les ondes guidées. D'autres transducteurs innovants sont encore à l'étude comme le mentionne Tulousp *et al.* [Tulousp 2019].

Cette partie présente tout d'abord le fonctionnement des transducteurs piézoélectriques minces sélectionnés pour cette étude (Partie 1.3.1.1). Puis, la mesure d'impédance électromécanique qui permet de caractériser l'intégrité et le couplage des transducteurs piézoélectriques à la structure est présentée (Parties 1.3.1.2 et 1.3.1.3). Enfin, les avantages et inconvénients d'un couplage du système SHM en surface sont discutés d'après les observations faites dans la littérature (Partie 1.3.1.4).

1.3.1.1 Présentation des transducteurs piézoélectriques

Les matériaux piézoélectriques ont la particularité de produire une tension lorsqu'ils sont contraints (effet direct) et de se déformer sous l'effet d'une tension (effet indirect). La Figure 1.16 présente le fonctionnement des transducteurs piézoélectriques.

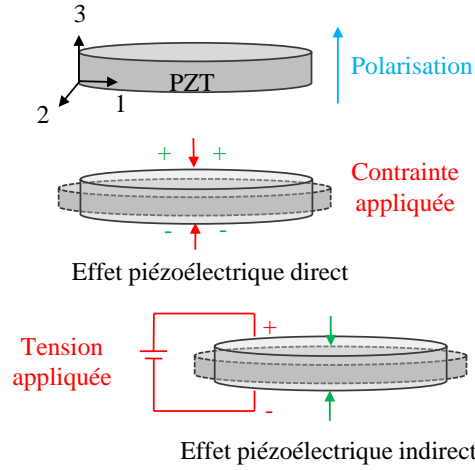


FIGURE 1.16 – Principe de fonctionnement d'un transducteur piézoélectrique

Si le comportement du transducteur est décrit par sa fonction d'actionneur, alors la contrainte T_α et l'induction D_i s'expriment suivant les Equations 1.5.

$$\left\{ \begin{array}{l} T_\alpha = c_{\alpha\beta}^E \cdot S_\beta - e_{i\alpha} \cdot E_i \\ D_i = \varepsilon_{ij}^S \cdot E_j + e_{i\alpha} \cdot S_\alpha \end{array} \right\}, \quad (1.5)$$

avec $\alpha, \beta = 1$ à 6 pour les tenseurs de rang 2, $i, j = 1$ à 3 pour les tenseurs de rang 1 et avec la convention de sommation d'Einstein sur les indices répétés. S est la déformation et E est le champ électrique. $c_{\alpha\beta}^E$ est le tenseur des rigidités du matériau à champ électrique constant, ε_{ij}^S est la permittivité électrique à déformations constantes et $e_{i\alpha}$ est le tenseur des constantes piézoélectriques du matériau qui traduit le couplage entre les tenseurs mécaniques et électriques [Giurgiutiu 2014].

Les transducteurs piézoélectriques sont fabriqués à partir de compositions chimiques diverses, ce qui permet d'adapter leurs propriétés à leur utilisation. Deux types de matériaux piézoélectriques sont souvent utilisés pour les applications SHM. Il s'agit du plomb zirconate titanate (PZT) et du polyVinylidene fluoride (PVDF). Le polymère PVDF est flexible, ce qui est intéressant pour le couplage sur des pièces de forme complexe. De plus, il peut être déposé sur un polymère pour lui conférer des propriétés isolantes. Le PZT est plus fragile comparé au PVDF. Par ailleurs, l'étude comparative de Tuloup *et al.* montre qu'un actionneur PVDF délivre un faible signal comparé à un actionneur PZT, en raison de ses faibles module d'Young et facteurs de couplage [Tuloup 2020] [Giurgiutiu 2014].

1.3.1.2 Mesure de l'impédance électromécanique

L'impédance électromécanique ou "ElectroMechanical Impedance" (EMI) d'un PZT est définie comme le ratio entre la tension et le courant mesurés aux bornes d'un PZT suivant la loi d'Ohm (Equation 1.6). La mesure d'impédance consiste à imposer une tension sinusoïdale modulée en fréquence dans un transducteur piézoélectrique et à mesurer le courant à ses bornes (Figure 1.17), à l'aide d'un impédancemètre.

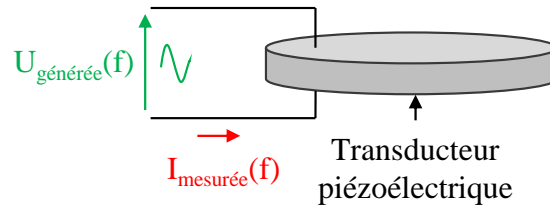


FIGURE 1.17 – Calcul de l'impédance électromécanique d'un transducteur piézoélectrique mince par mesure avec un impédancemètre

$$Z(f) = \frac{U(f)}{I(f)}. \quad (1.6)$$

Une mesure d'impédance électromécanique d'un transducteur PZT en forme de disque (diamètre 10 mm et épaisseur 200 μm) est présentée sur la Figure 1.18. Ce type de transducteur possède des modes de résonance radiale et d'épaisseur distincts en raison de la finesse de l'épaisseur du disque devant son diamètre (Figure 1.18 pour un PZT fin et Figure 1.25(a) pour un PZT épais). La résonance radiale apparaît à une fréquence inférieure à 2 MHz tandis que la première résonance d'épaisseur apparaît vers 11 MHz. Pour rappel, les déformations liées aux modes de résonance sont présentées en Figure 1.18(c).

La technique de l'EMI est utilisée pour caractériser l'intégrité des transducteurs piézoélectriques, leur couplage (par exemple [Giurgiutiu 2014] (chapitre 7) et [Zhang 2022]) et les matériaux auxquels ils sont associés. Elle est donc adaptée à la détection de défauts à proximité immédiate du capteur [Giurgiutiu 2014] (chapitre 10) [Tenreiro 2022]. Cette mesure est intéressante pour notre étude pour la caractérisation du transducteur piézoélectrique et de son couplage.

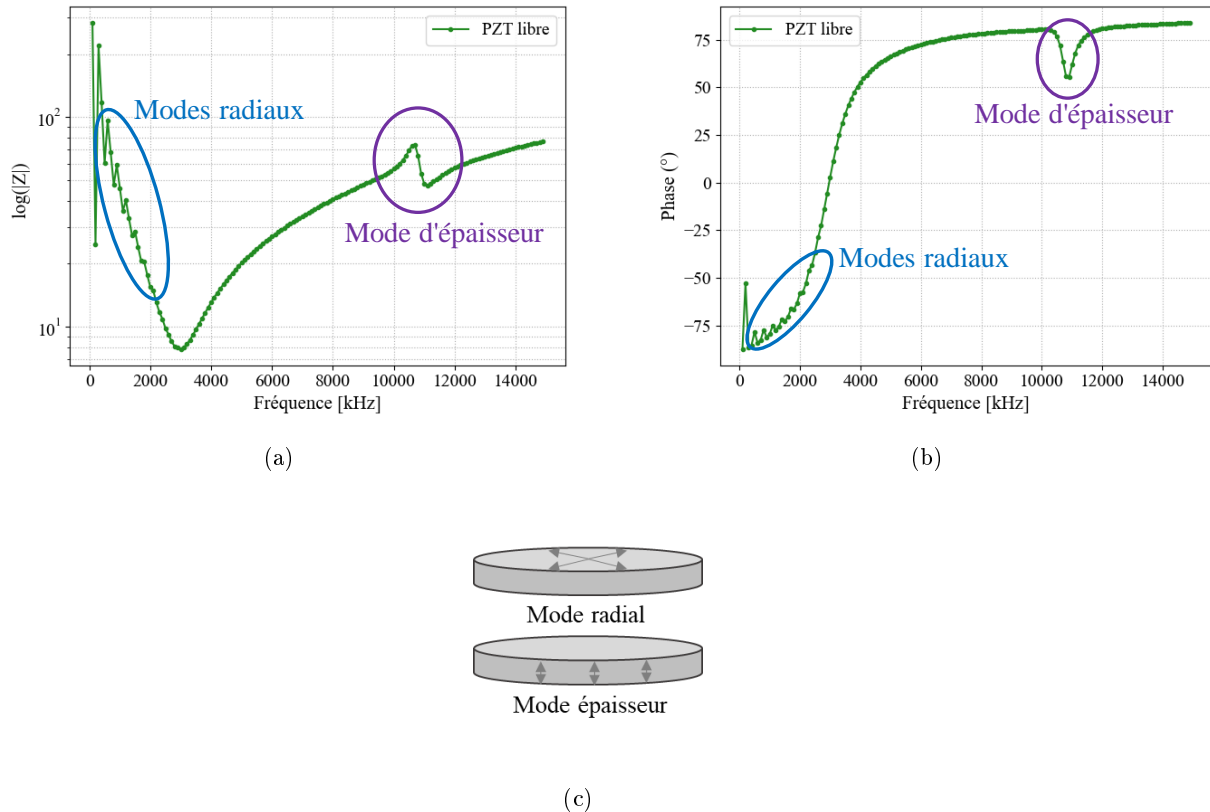


FIGURE 1.18 – (a) Module de l'impédance et (b) phase d'un PZT libre et connecté à des fils et (c) modes de vibration des transducteurs piézoélectriques minces (disque PZT de diamètre 10 mm et d'épaisseur 200 μm)

1.3.1.3 Caractérisation de l'intégrité de transducteurs piézoélectriques

Pour éviter toute mauvaise interprétation dans un essai de détection de défaut, il est important d'évaluer l'état du système SHM lui-même au préalable. Cette évaluation consiste à caractériser l'état du transducteur, de ses connexions et du couplant. Pour contrôler l'état d'un transducteur ou caractériser le couplage des transducteurs à la structure, des mesures d'impédance électromécanique ou des mesures par vibrométrie laser Doppler peuvent être réalisées [Mueller 2017]. Cette dernière méthode ayant déjà été présentée dans la Partie 1.2.1.2, seule la méthode de l'impédance électromécanique est présentée dans cette partie.

Pour caractériser l'intégrité des transducteurs piézoélectriques et leur couplage aux matériaux, l'étude de la capacité quasi-statique peut être utilisée (Equation 1.7). En effet, Yoo *et al.* avaient montré que la capacité quasi-statique d'un transducteur piézoélectrique intégré dans un composite CFRP diminue (-29 %) si la surface des électrodes est réduite par la fissuration [Yoo 2014]. Deux études utilisent par la suite cette vérification de l'intégrité de disque PZT par la mesure de capacité quasi-statique (Equation 1.7) à basse fréquence avant et après intégration dans des composites CFRP [Andreades 2019] [Huijer 2021].

La capacité quasi-statique s'écrit :

$$C_0 = \varepsilon \frac{S}{d}, \quad (1.7)$$

avec ε la permittivité diélectrique du PZT, d la distance inter-électrodes et S la surface des électrodes.

Cependant, Dziendzikowski *et al.* ont montré une réduction de 10 à 14 % de la capacité quasi-statique à 1 kHz du PZT après intégration dans un GFRP [Dziendzikowski 2016]. Les observations de Yoo *et al.* et Dziendzikowski *et al.* montrent ainsi que les mesures de capacité quasi-statique de l'endommagement et de l'intégration ne sont pas complètement distinctes.

Par ailleurs, les travaux de Park *et al.* [Park 2006] ont permis de corréler les décollements ou la dégradation de PZT collés en surface avec leur réponse en susceptance. La susceptance est la partie imaginaire de l'admittance, telle que :

$$A = G + jS \quad (1.8)$$

avec G la conductance et S la susceptance, sachant que l'admittance est par définition :

$$A = \frac{1}{Z}, \quad (1.9)$$

avec Z l'impédance en Ohms.

Sachant qu'à basse fréquence, le comportement du PZT peut être approché par une capacité, l'admittance s'écrit :

$$A_{C_0} = jC_0\omega, \quad (1.10)$$

avec C_0 la capacité quasi-statique, ω la pulsation et $C_0\omega$ la susceptance.

Cette dernière Equation 1.10 exprime le lien avec la capacité quasi-statique, présentée précédemment pour caractériser le couplage ou l'endommagement des PZT. La pente de la susceptance S (Equations 1.9 et 1.8) augmente lorsque le décollement apparaît et diminue lorsque l'intégrité du transducteur est dégradée (fracture ou dégradation des propriétés électromécaniques du PZT) (Figure 1.19).

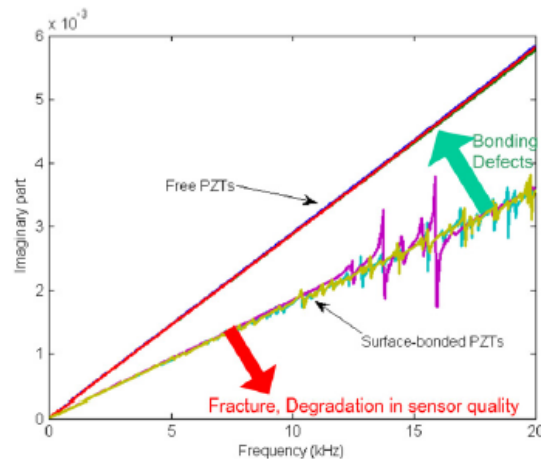


FIGURE 1.19 – Observation des mesures de susceptance [Park 2009]

Par la suite, les travaux de Mueller *et al.* [Mueller 2017] ont permis de distinguer la signature de deux types d'endommagements récurrents sur des disques PZT (PIC 255 10 mm de diamètre et 0,5 mm d'épaisseur) collés en surface de composite, sur leur réponse en susceptance à plus haute fréquence. L'étude a mis en évidence un décalage de la première fréquence de résonance vers les basses fréquences lorsqu'un disque PZT collé à la surface d'une plaque en aluminium est fissuré (Figure 1.20-a). Pour un autre disque PZT équivalent mais dont la partie endommagée n'est plus en contact avec la partie saine, le premier pic de résonance est déplacé vers les hautes fréquences à cause de la fissure et la pente de sa courbe de susceptance diminue en raison de l'écaillage ("spalling") (Figure 1.20-b). Même si la discrimination du type de défaut présent sur le PZT est difficile, puisque les défauts peuvent être complexes, il s'avère possible de déterminer si le transducteur est intact ou non à partir d'un état de référence du PZT couplé et intact. Ce type de mesure est plus complet, car il permet d'observer le décalage fréquentiel du pic de résonance radiale en plus de la variation de pente de la susceptance.

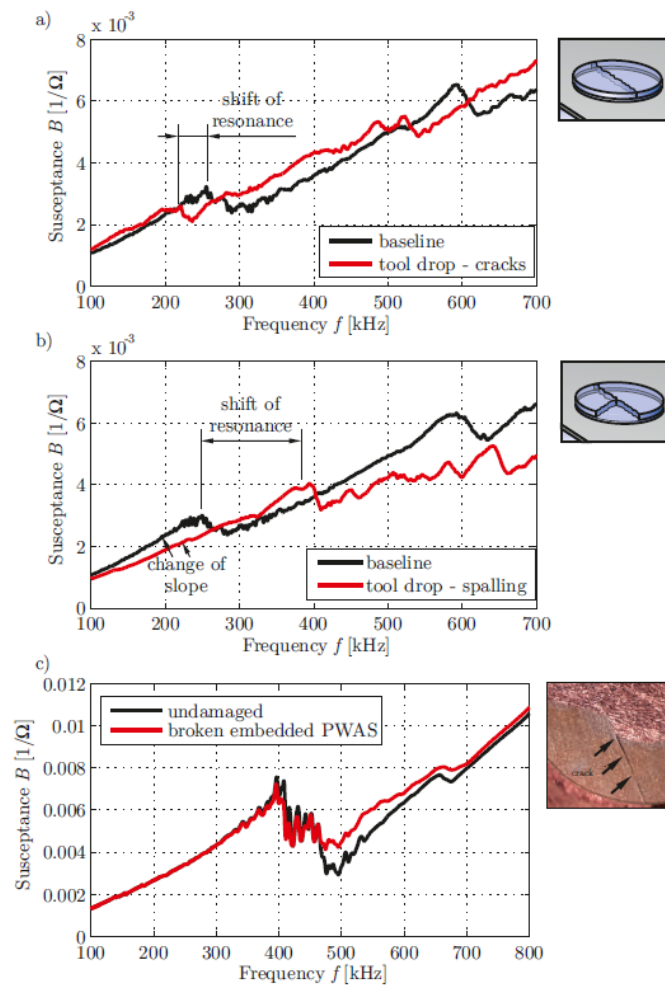


FIGURE 1.20 – Détermination de l'intégrité par mesure de susceptance à basse fréquence : pour deux PZT PIC 255 (10 mm de diamètre et 0,5 mm d'épaisseur) (a) comportant une fissure, (b) comportant une fissure avec écaillage et (c) pour un DuraAct™ (PZT pré-encapsulé) avec fissure, tous couplés en surface [Mueller 2017]

Les mêmes travaux de Mueller *et al.* ont aussi permis d'étudier la capacité de la technique EMI à déterminer l'intégrité d'un transducteur piézoélectrique pré-encapsulé (DuraAct™) couplé en surface. Ils ont cependant mis en évidence que la réponse de ce DuraAct™ fissuré n'est pas significativement différente de son homologue intact (Figure 1.20-c) [Mueller 2017] confirmant les observations de Buethe *et al.* [Buethe 2014]. En effet, comme la dissociation complète des deux parties du transducteur n'est pas possible du fait de l'encapsulation, alors sa réponse ne permet pas de mettre en évidence ce type de dégradation de transducteur. Par ailleurs, la capacité de cette mesure de susceptance à prévoir l'intégrité de disques PZT minces classiques intégrés à cœur de matériau composite n'a pas été mentionnée dans la littérature.

1.3.1.4 Couplage des transducteurs piézoélectriques en surface

Historiquement, l'étude des systèmes SHM par ondes guidées s'est principalement concentrée sur des systèmes couplés en surface de matériau composite [Giurgiutiu 2014]. Le couplage en surface permet de faciliter le positionnement des PZT, mais il rend le système SHM directement vulnérable aux conditions environnementales subies par la structure tout au long de sa vie telles que les impacts, la température et l'humidité (par exemple [Salmanpour 2016]). Par ailleurs, le couplant est bien souvent l'élément le plus vulnérable du dispositif. En effet, son épaisseur est souvent difficile à contrôler, ce qui impacte la réponse du transducteur [Qing 2006]. De plus, le couplant peut se dégrader avec les conditions environnementales (par exemple [Boehme 2010][Gorgin 2020]), ce qui affecte l'efficacité de la transduction ultrasonore [Lanzara 2009]. Une étude exploitant les PZT pour détecter un défaut par ondes guidées montre que le décollement affecte le temps de vol (temps qu'un paquet d'onde met à parcourir une distance) de manière différente en fonction de la position du décollement du PZT [Liu 2023]. Pour pallier ces aléas, le remplacement de l'élément du système altéré ou bien une compensation des résultats sont nécessaires comme proposé par exemple par [Mulligan 2013]. Pour finir, un retour d'électrode est nécessaire pour souder l'électrode inférieure lorsque le couplage du PZT est réalisé en surface. Ceci induit une génération d'onde directive à haute fréquence, contrairement aux PZT sans retour d'électrode [Moll 2012].

1.3.2 Transducteur piézoélectrique intégré

Afin d'éviter les désagréments d'un couplage en surface, une solution consiste à intégrer directement un système SHM à cœur de matériau composite dès son élaboration. Cependant, les contraintes de l'intégration à cœur de matériau sont nombreuses. En raison des conditions d'élaboration (pression et température) du matériau composite, le transducteur intégré peut se détériorer. Cette partie commence donc par présenter les transducteurs piézoélectriques adaptés à l'intégration dans un CFRP et les critères permettant de choisir leur géométrie adaptée à la détection d'un défaut donné (Partie 1.3.2.1). Enfin, différentes méthodes d'intégration existent avec chacune leurs propres contraintes. Les différentes méthodes de connexion, d'isolations électriques déjà employées dans la littérature et les méthodes d'intégration existantes (Partie 1.3.2.2) sont ensuite présentées. Cette étude bibliographique se base sur la récente revue de littérature de Meyer *et al.* sur l'intégration des systèmes SHM, en mettant l'accent sur les intégrations de transducteurs piézoélectriques dans des CFRP [Meyer 2019].

1.3.2.1 Choix du transducteur piézoélectrique pour l'intégration

La problématique principale pour le choix du transducteur intégrable dans un CFRP est la température d'élaboration, car la température de Curie du transducteur doit lui être supérieure. La température de Curie est la température au-delà de laquelle le matériau piézoélectrique se dépolarise. Les transducteurs PVDF présentés dans la Partie 1.3.1.1 sont souvent appréciés pour leur flexibilité et leur pré-encapsulation (isolation électrique), ce qui facilite leur intégration [Feng 2020]. Cependant la température de Curie des PVDF (140 °C maximum [Piezotech 2020]) est inférieure à la température d'élaboration des CFRP (180 °C). La température de Curie des PZT est quant à elle plus adaptée, car elle est comprise entre 200 et 400 °C [Ceramic 2020]. Une étude a montré qu'il faut compter 95 % de la température de Curie avant qu'il n'y ait dépolarisation partielle ou complète du matériau piézoélectrique [Fialka 2016]. Le matériau PZT est donc le meilleur candidat pour l'intégration à cœur

de matériau CFRP et sera utilisé dans cette thèse.

Peu d'études dans lesquelles les PZT sont intégrés sous une forte pression existent, car la pression peut endommager le transducteur. Il existe néanmoins deux récentes études, dans lesquelles des disques PZT ont été intégrés à cœur de CFRP selon des conditions d'élaboration de 7 bar avec une température de 150 °C [Andreades 2019], et une température de 180 °C [Huijer 2021] (pression non précisée). Le plus fin transducteur intégré sous ces conditions fait une épaisseur d'environ 0,25 mm [Huijer 2021]. Un autre paramètre pouvant affecter l'intégrité d'un PZT intégré sous la pression d'élaboration est la connectique réalisée sur le transducteur [Yoo 2014]. Les transducteurs PZT DuraAct™ répondent à cette problématique avec leurs connectiques plates et sont de plus pré-encapsulés, ce qui les isole électriquement du composite [Feng 2020]. Cependant, ces transducteurs ont une épaisseur après pré-encapsulation de 0,4 mm minimum, ce qui est contraignant, car l'épaisseur des PZT est en général choisie pour limiter leur intrusivité dans le composite. Les disques PZT minces sont donc retenus pour l'intégration à cœur de plaque en matériau CFRP dans cette thèse.

Par ailleurs, le diamètre et la fréquence de travail sont choisis pour éviter les minimums d'excitabilité (Figure 1.21). En effet, un transducteur piézoélectrique mince (PWAS) couplé en surface d'une plaque se comporte comme un filtre à certaines fréquences. Ce phénomène a été introduit dans les travaux de Giurgiutiu sous le nom de "tuning effect" [Giurgiutiu 2005]. Dans ce manuscrit, les fréquences filtrées sont nommées "minimums d'excitabilité". Le filtrage n'est pas identique pour les deux modes de Lamb, ce qui permet de sélectionner un mode en réglant une fréquence d'excitation pour laquelle l'autre mode est inexistant ou quasi-inexistant. De plus, le choix du diamètre et de la fréquence de travail dépend aussi de la taille du défaut à détecter (Partie 1.2.2.2). Par ailleurs, le choix de la géométrie du transducteur se fait plutôt en fonction de la directivité des ondes à générer (directionnelles pour une géométrie rectangulaire ou omnidirectionnelles pour une géométrie circulaire).

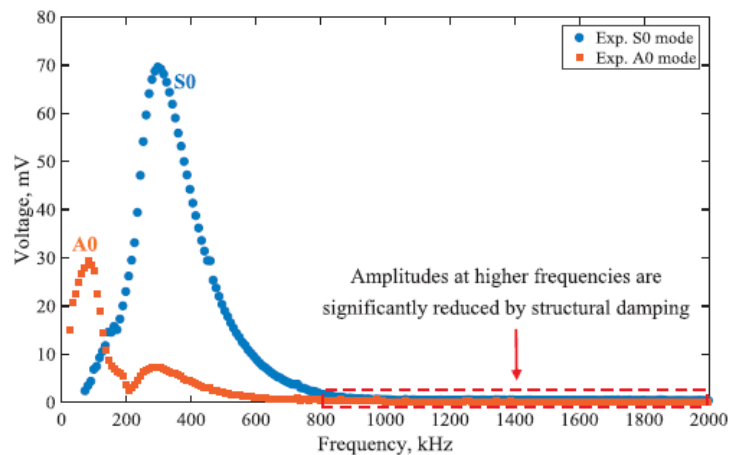


FIGURE 1.21 – Filtrage fréquentiel des modes qA0 et qS0 dans la direction 0° mesuré expérimentalement suite à l'émission par un PZT de 9 mm de diamètre couplé à une plaque composite tissée CFRP quasi-isotrope $[0, 45, 45, 0]_s$ de 2,25 mm d'épaisseur [Mei 2018]

1.3.2.2 Méthodes d'intégration des PZT à cœur de composite

Une première problématique à traiter lors de l'intégration de PZT à cœur de composite est celle des connexions des électrodes des PZT avec les fils électriques. La méthode classique pour souder les connectiques des PZT à des fils de connexion consiste à utiliser de la brasure à l'étain. Toutefois, une telle connectique induit un risque d'endommagement du transducteur intégré sous l'effet de la pression d'élaboration [Yoo 2014]. Pour pallier cela, certains utilisent donc de la colle epoxy non conductrice pour réaliser leurs soudures avec des fils [Yang 1993]. Des alternatives ont aussi été étudiées avec des impressions de fils sur film polyimide [Su 2006a] ou l'utilisation de rubans ou feuilles en aluminium ou en cuivre [Paradies 2000] ou des fils très fins pour éviter l'épaisseur des fils classiques [Huijjer 2021].

Par ailleurs, le transducteur comme ses fils de connexion doivent être isolés électriquement pour éviter toute perte d'énergie dans le matériau composite CFRP dont les fibres de carbone sont conductrices. La littérature mentionne plusieurs méthodes d'isolation. L'isolation peut se faire à partir de polyimide (Kapton[®]) [Yoo 2014]. Pour cette isolation, l'ajout de colle entre les feuilles de polyimide et le transducteur est nécessaire, ce qui ajoute une épaisseur non négligeable à l'ensemble. De plus, la présence de telles feuilles peut constituer un point de fragilité mécanique, car l'adhésion entre les feuilles de polyimides et les plis de composite est faible. En effet, certaines études comme celle de Meola *et al.* utilisent deux feuilles de polyimide intégrées entre deux plis de composite pour initier le décollement, avec une position précise en profondeur, à l'origine du délaminage [Meola 2015]. Une autre méthode consiste à utiliser du polymère renforcé de fibres de verre ou "Glass Fiber Reinforced Polymer" (GFRP). Cet isolant en GFRP ajoute aussi une épaisseur additionnelle non négligeable d'environ 0,1 mm dans l'étude d'Andreades *et al.* et ne permet pas d'isoler les fils de connexion, ce qui impose une sortie de fils sur le dessus du composite [Andreades 2020]. Une autre étude mentionne l'utilisation de patchs en résine en guise d'isolant électrique. La résine utilisée fait 0,15 mm d'épaisseur et enveloppe un PZT positionné à mi-épaisseur de composite [Bronowicki 1996]. L'avantage de pré-encapsuler les PZT avant leur intégration est que l'isolant est directement associé au PZT. Par contre, l'épaisseur de l'isolant et l'ajout d'un matériau différent affectent la génération d'ondes guidées.

Une technique avec pré-intégration est utilisée notamment pour l'insertion de PZT dans des structures complexes [Lin 2002]. La plus connue est nommée "Stanford Multi-Actuator Receiver Transduction" (SMART) Layer[™] (Figure 1.22). Il s'agit d'un film diélectrique (comme du Kapton[®]) sur lequel sont disposés un ensemble de transducteurs et de fils de connexion imprimés suivant la disposition voulue. Ce film peut être enrobé de résine afin qu'il s'intègre au stratifié [Lin 2002]. L'épaisseur d'un SMART Layer[™] fait 0,18 mm sans compter l'épaisseur des PZT.

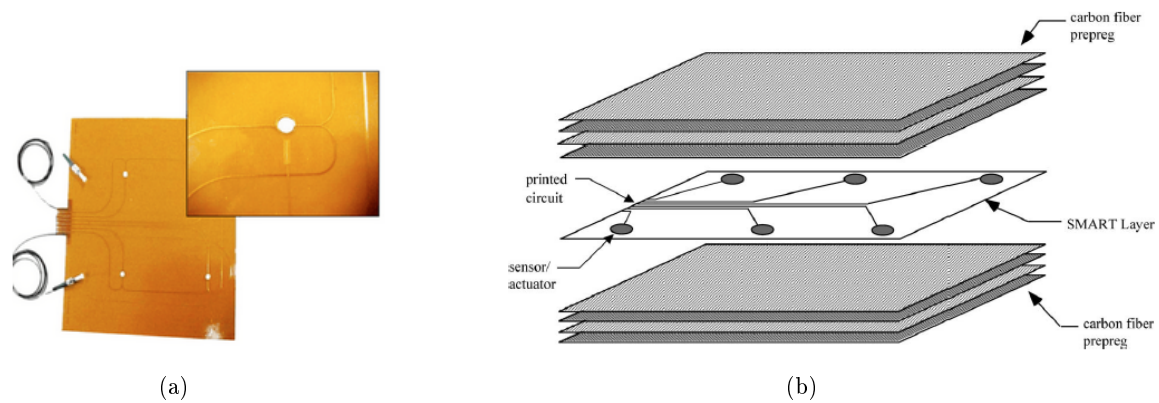


FIGURE 1.22 – (a) SMART Layer™ [Acellent 2020] et (b) exemple d'intégration de la SMART Layer™ [Lin 2002]

Une autre méthode consiste à découper la plaque composite, une fois élaborée et à y insérer le PZT, puis à combler les bords à l'aide de résine epoxy [Moulin 1997]. La méthode est présentée sur la Figure 1.23.

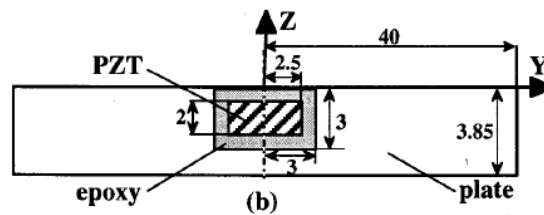


FIGURE 1.23 – Intégration dans la résine après découpe du composite [Moulin 1997])

L'intégration de SMART Layer™ et celle par découpe de composite impliquent une non-homogénéité conséquente de la structure, ce que nous souhaitons éviter dans cette étude pour reproduire des conditions proches d'un collage parfait.

Deux autres méthodes couramment rencontrées dans la littérature consistent à intégrer l'élément entre deux plis de composite [Mall 2002] [Andreades 2019] ou au sein d'un [Huijter 2021] ou plusieurs [Mall 2002] plis découpés (méthode nommée "cut-out" dans la littérature) à la dimension du transducteur. La Figure 1.24 présente les méthodes employées. L'intégration entre deux plis de composite pose deux principaux problèmes, à savoir, la formation de poches de résine sur le contour du PZT intégré, ce qui peut potentiellement amorcer les délaminages [Meyer 2019], et le fait que le PZT peut bouger lors de l'élaboration. Cette méthode permet toutefois de conserver la continuité des fibres du composite. L'intégration dans un pli ne permet pas de conserver la continuité des fibres de ce pli, mais permet d'ajuster le composite au plus proche du PZT intégré en limitant les poches de résine. Cette technique d'intégration permet aussi d'éviter l'augmentation locale de l'épaisseur du composite au niveau du PZT intégré si les plis ont la même épaisseur que le PZT et ses connectiques. Ces deux méthodes d'intégration seront donc considérées dans l'étude expérimentale de cette thèse.

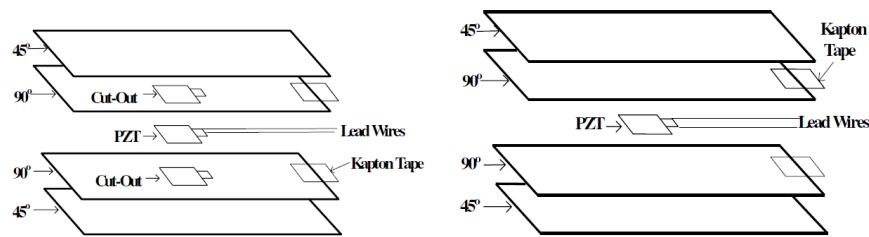


FIGURE 1.24 – Méthodes d'intégration : dans deux plis découpés à gauche et entre deux plis à droite [Mall 2002])

1.3.3 Conséquence de l'intégration d'un PZT à cœur de composite

L'intégration d'un PZT à cœur de matériau composite soulève plusieurs problématiques. La première concerne l'effet de l'intégration sur le matériau composite à contrôler, l'intégration ne devant pas réduire le bénéfice d'un système SHM associé (Partie 1.3.3.1). Ensuite, le transducteur PZT doit pouvoir fonctionner après son intégration. D'autre part, le couplage {PZT/composite} induit des changements sur la réponse électromécanique du PZT (Partie 1.3.3.2) et la transduction ultrasonore (Partie 1.3.3.3). L'étude des changements induits par l'intégration est l'un des objectifs de cette thèse.

1.3.3.1 Effet mécanique de l'intégration du PZT sur le matériau composite

Quelques articles mentionnent l'effet de l'intégration de PZT à cœur sur les propriétés mécaniques des pièces composites en CFRP. C'est notamment le cas des travaux de Mall *et al.* qui comparent l'effet de l'intégration de transducteurs de $50,8 \times 25,4 \times 0,254$ mm suivant la méthode d'intégration entre deux plis et dans le pli. Deux stratifiés sont testés $[0, \pm 45, 90]_s$ et $[0, 0, \pm 45, 0, 0, 90]_s$ ($304,8 \times 50,8 \times 1,1$ mm). Les transducteurs sont positionnés au milieu de l'empilement, avec la découpe des deux plis orientés à 90° pour l'intégration dans le pli. Les auteurs montrent que sous chargement mécanique monotone avant rupture, la résistance à la traction et le module d'Young de l'assemblage ne sont pas affectés. En outre, un chargement en fatigue (5 millions de cycles) est appliqué entre 25 et 125 MPa. La plage sélectionnée englobe la contrainte maximale opérationnelle du PZT (50 MPa) et est bien inférieure à la contrainte à rupture du matériau composite (supérieure à 1000 MPa). L'essai en fatigue n'a pas montré de dégradation particulière due au PZT intégré [Mall 2002]. Par ailleurs, Andreades *et al.* ont étudié le comportement en fatigue d'un CFRP comportant deux PZT intégrés (6 mm de diamètre et 0,3 mm d'épaisseur) avec une isolation électrique à base de fibres de verre. Les PZT sont intégrés à cœur d'un stratifié d'empilement $[0, 90, 0, 90, 0, 90]_s$ ($260 \times 20 \times 3$ mm). Ils ont montré que lors d'un essai de chargement de 675000 cycles entre 70 et 700 MPa (8-80 % de la résistance du matériau), le nombre maximal de cycles avant rupture d'une éprouvette avec PZT intégrés est de 2,3 % inférieur à celui d'une éprouvette sans PZT intégré [Andreades 2020]. D'autre part, Andreades *et al.* ont réalisé des essais de compression, de flexion et de cisaillement sur des échantillons (empilement de $[90, 0, 90, 0, 90, 0]_s$, 3 mm d'épaisseur et 10 mm de large) avec un PZT intégré (6 mm de diamètre et 0,3 mm d'épaisseur), isolé avec de la fibre de verre. L'essai en compression est en général la méthode la plus sévère pour tester la conséquence d'une intégration. Selon les spécifications des normes des essais mécaniques qu'ils ont réalisés, ils ont montré que les valeurs moyennes de la résistance à la compression, à la flexion et au cisaillement de l'éprouvette avec PZT intégré sont égales aux valeurs d'une éprouvette saine [Andreades 2018].

Cette liste ne se veut pas exhaustive, mais permet de tirer quelques conclusions préliminaires. Ces exemples montrent que les effets d'une intégration sont négligeables dans certains cas, mais très dépendants de la configuration du système et du type d'essai mécanique utilisé. L'effet mécanique de l'intégration d'un PZT à cœur de matériau composite n'est pas étudié dans cette thèse, car l'hypothèse est faite d'un positionnement des PZT dans une zone peu chargée mécaniquement. Par conséquent, l'étude ne traitera pas non plus des effets d'un chargement mécanique sur le fonctionnement du PZT. L'effet mécanique de l'intégration doit être mis en regard de l'apport du système SHM. Il convient à présent de s'intéresser à l'effet de l'intégration sur le fonctionnement d'un PZT intégré dans un CFRP non chargé mécaniquement.

1.3.3.2 Réponse électromécanique d'un transducteur piézoélectrique intégré

L'effet de l'intégration sur la réponse électromécanique du PZT a été étudié expérimentalement dans la littérature dans certaines configurations. Les mesures d'impédance d'un PZT intégré dans une poche de résine après découpe du composite (diamètre de 5 mm et d'épaisseur 2 mm) ne montraient pas de variation de la première fréquence de résonance radiale (400 kHz) avant et après intégration (Figure 1.25(a)) [Moulin 1997]. Par la suite, des mesures de susceptance de DuraAct™ PZT (épaisseur fine devant son diamètre) couplés en surface ou intégrés à cœur de CFRP ont montré un décalage du premier pic de résonance vers les hautes fréquences par rapport au DuraAct™ libre (Figure 1.25(b)) [Feng 2020]. D'après les auteurs, la pente de la susceptance est plus prononcée pour les DuraAct™ intégrés à cœur comparés aux DuraAct™ couplés en surface de composite. Cet effet est expliqué par le fait qu'un transducteur intégré est couplé au composite par ses deux faces, et donc plus contraint, contrairement au transducteur couplé en surface.

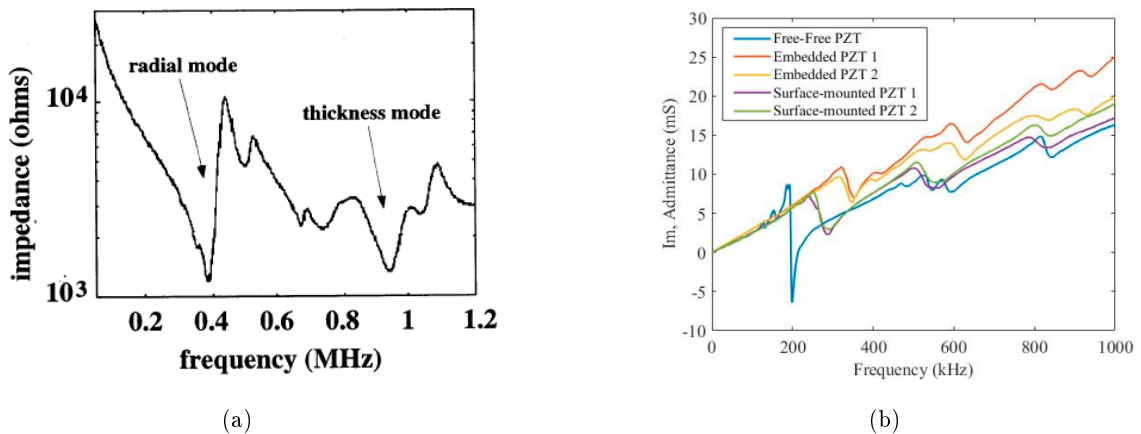


FIGURE 1.25 – (a) Réponse en impédance d'un PZT (diamètre de 5 mm et d'épaisseur 2 mm) intégré dans une poche de résine après découpe du composite [Moulin 1997] et (b) décalage des résonances radiales et variation de pente sur les mesures de susceptance des DuraAct™ fin couplés en surface et intégrés à cœur (dimensions non indiquées) [Feng 2020]

Ainsi, les mesures de susceptance des PZT libres peuvent être directement utilisées pour choisir la gamme de fréquences de travail du PZT en-dehors des fréquences de résonance. Ces fréquences sont effectivement à éviter, car elles affectent les mesures acoustiques en amplifiant les ondes émises (ou reçues) à ces fréquences particulières.

1.3.3.3 Influence de l'intégration d'un PZT sur la transduction ultrasonore

Comme vu dans la littérature pour des PZT couplés en surface, la variabilité du couplage influence la réponse fréquentielle du PZT au sens de l'excitabilité modale (amplitude d'onde guidée générée pour chaque mode en fonction de la fréquence) (détaillé par la suite dans la Partie 1.4.2.1). Il est donc nécessaire de vérifier l'effet de l'intégration à cœur sur cette excitabilité. En outre, nous souhaitons déterminer si la transduction est plus efficace ou non lorsqu'un PZT est couplé en surface ou intégré à cœur de composite. La seule étude mentionnant l'effet sur la réponse en fréquence de l'intégration d'un système SHM intégré est celle de Feng *et al.* qui présente l'amplitude de l'enveloppe du premier paquet d'onde généré et reçu par des transducteurs DuraAct™ circulaires séparés d'une distance de 110 mm (Figure 1.26). Les transducteurs sont soit tous deux collés en surface, soit tous deux intégrés à mi-épaisseur de composite CFRP de 8,7 mm d'épaisseur. Ils ont mis en évidence un minimum d'excitabilité du premier paquet d'onde des transducteurs intégrés vers 200 kHz contrairement au minimum à 100 kHz pour les transducteurs couplés en surface. Cette étude ne permet cependant pas de découpler les mécanismes de génération et de réception, et ne se penche pas sur le mode qA0, utile pour la détection de petits défauts [Feng 2020].

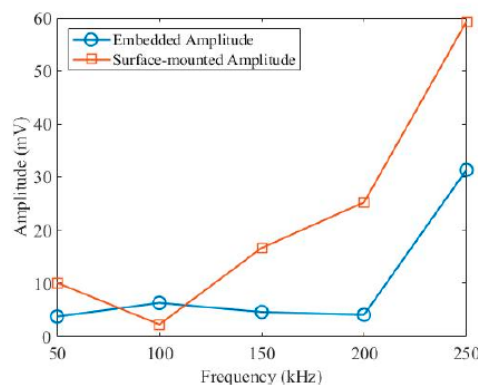


FIGURE 1.26 – Excitabilité des DuraAct™ couplés en surface et intégrés à cœur de CFRP de 8,7 mm d'épaisseur [Feng 2020])

Par ailleurs, ce même article de Feng *et al.* compare les signaux reçus par un système intégré sans et avec défaut (de type délaminage de 16 mm au niveau du second pli après un impact de 60 J sur la plaque) et met en évidence que le couple de DuraAct™ intégré permet bien de détecter le défaut puisque l'amplitude du premier paquet d'onde est réduite en sa présence. L'amplitude résiduelle détectée par le couple de transducteurs intégrés est tout de même moins grande que pour le couple de transducteurs en surface, ce qui s'explique par la position relative du défaut (antisymétrique) par rapport au mode excité et reçu de manière privilégiée.

Ainsi, la sensibilité au mode qA0 des PZT intégrés utilisés comme récepteur et la capacité des PZT intégrés à générer ce mode qA0 ne sont pas précisément décrits dans la littérature. De même, le comportement des PZT intégrés en réception pour détecter un défaut par ondes guidées avec de mode qA0 n'a pas été étudié.

1.4 Dimensionnement des expériences en SHM

Afin de paramétrer les essais expérimentaux en SHM par ondes guidées, c'est-à-dire définir notamment les dimensions des transducteurs, leur nombre, leur position, la fréquence de travail en fonction des zones à contrôler, des modèles basés sur diverses méthodes de calcul ont été développés [Willberg 2015]. Ceux-ci permettent d'éviter la réalisation d'un nombre conséquent d'expérimentations pour paramétrer ces essais. Pour dimensionner un essai de détection de défaut en SHM, il est tout d'abord nécessaire de connaître les caractéristiques des ondes qui se propagent dans la pièce à inspecter. Pour cela, de nombreux outils existants permettent de déterminer les courbes de dispersion des ondes de Lamb d'un composite stratifié (Partie 1.4.1). Ensuite, toujours dans l'optique de réduire le nombre d'expérimentations, des outils de simulation de la réponse d'un système SHM lui-même peuvent être employés. Parmi ces outils, les modèles multiphysiques, capables de prendre en compte à la fois la piézoélectricité du PZT et la mécanique de la propagation d'onde dans la plaque, basés sur la méthode des éléments finis (exemple Comsol Multiphysics®), sont très chronophages et ne permettent pas de réaliser des études paramétriques en 3 dimensions. C'est pourquoi, des modèles traitant uniquement le problème mécanique ont été introduits, avec une modélisation des transducteurs PZT via les contraintes qu'ils exercent, comme c'est le cas dans le logiciel CIVA®, dans lequel une source en surface de la plaque peut être modélisée selon ce principe (Partie 1.4.2). Enfin, un des phénomènes connus qui impacte le choix d'une gamme de fréquence d'excitation d'un PZT mince est celui du filtrage fréquentiel déjà évoqué dans la Partie 1.3.2.1. Pour prédire les fréquences des minimums d'excitabilité de chaque mode guidé d'une plaque donnée, et choisir une fréquence d'excitation adaptée à un mode d'intérêt, des formulations analytiques rapides sur matériau isotrope existent (Partie 1.4.3).

1.4.1 Détermination des courbes de dispersion : SAFE

Pour déterminer les courbes de dispersion des modes de Lamb qui se propagent dans un composite stratifié, plusieurs méthodes peuvent être utilisées. La plus connue est la méthode des éléments finis semi-analytiques (SAFE), qui sera la méthode utilisée au travers du logiciel CIVA® dans cette thèse. Cette méthode a été exploitée à ses débuts pour le calcul des modes de Lamb dans une plaque infinie par [Dong 1972] et [Shah 1982], puis elle a été étendue notamment à des composites stratifiés visco-élastiques [Bartoli 2006]. Un composite stratifié multicouche peut donc actuellement être modélisé dans CIVA®. Chaque pli de stratifié unidirectionnel est alors caractérisé par ses dimensions, sa masse volumique et une matrice de coefficients d'élasticité isotrope transverse, sous hypothèse d'une homogénéisation à l'échelle du pli de composite. La méthode SAFE consiste à effectuer un calcul semi-analytique dans le plan des plis et par éléments finis dans l'épaisseur. Outre les courbes de dispersion, les composantes de déplacement associées à chaque mode sont également calculées dans l'épaisseur [Jezzine 2006]. Elles donnent une bonne estimation de ces déplacements modaux sous l'hypothèse d'onde plane. Des courbes de dispersion et diagrammes polaires réalisés à partir de calculs SAFE étaient présentées en Figure 1.15.

1.4.2 Contraintes de cisaillement engendrées par des PZT couplés en surface

Comme indiqué en introduction de cette Partie 1.4, le dimensionnement d'un système SHM est facilité par l'usage d'outils de simulations compatibles avec des études paramétriques sur de vraies configurations 3D. En particulier, le module SHM du logiciel CIVA[®] permet de simuler la génération d'ondes guidées suite à une source de contraintes en surface d'un composant (en l'occurrence une plaque), leur interaction avec des défauts, et enfin la réponse d'un capteur sensible aux contraintes ainsi créées à sa position. Il exploite la méthode des éléments finis spectraux (SEM) d'ordre élevé, permettant ainsi de réaliser des études paramétriques avec un coût de calcul significativement réduit par rapport à d'autres outils de modélisation [Mesnil 2019]. Dans ce type d'approche, les sources piézoélectriques sont modélisées par des sources de contraintes surfaciques. Les contraintes induites par l'excitation d'un même transducteur en surface d'un matériau différent selon que le matériau est isotrope ou anisotrope. Dans cette partie sont présentés les modèles analytiques et numériques existants, permettant de prédire ces contraintes, d'abord pour une plaque isotrope (Partie 1.4.2.1), puis pour une plaque anisotrope (Partie 1.4.2.2).

1.4.2.1 PZT couplé en surface de matériau isotrope

A l'origine, Crawley *et al.* ont introduit des modèles de calcul de la contrainte de cisaillement générée par un actionneur PZT couplé et intégré à une plaque, uniquement dans une configuration 1D, et avec validation limitée à la capacité de l'actionneur à exciter le mode fondamental de vibration en flexion de la poutre dans laquelle il est intégré [Crawley 1987]. Par la suite, ce modèle a, entre autres, été repris par Giurgiutiu, et adapté tout d'abord au chargement 1D d'un PZT d'épaisseur négligeable devant sa longueur, couplé en surface de matériau isotrope, afin de prévoir les courbes d'excitabilité fréquentielle [Giurgiutiu 2005].

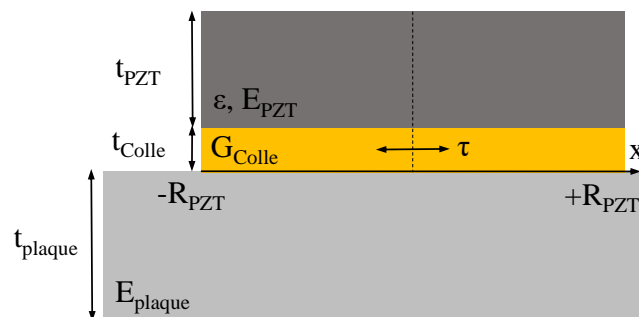


FIGURE 1.27 – Contrainte de cisaillement générée dans l'épaisseur de colle (vue de coupe passant par le centre du PZT)

L'Equation 1.11 exprime le cisaillement τ_0 induit par un PZT mince couplé à une plaque isotrope avec une couche de colle (Figure 1.27), en tout point x de l'interface colle/plaque. En supposant que l'origine de l'axe X est au centre du PZT et que le problème est axisymétrique, le cisaillement τ_0 en un point x du joint de colle s'exprime alors :

$$\tau_0(x) = \frac{t_{PZT}}{R_{PZT}} \frac{\Psi}{\alpha + \Psi} \cdot \varepsilon E_{PZT} \left(\Gamma \cdot R_{PZT} \frac{\sinh(\Gamma \cdot x)}{\cosh(\Gamma \cdot R_{PZT})} \right), \quad (1.11)$$

avec

$$\Psi = \frac{E_{plaque} t_{plaque}}{E_{PZT} t_{PZT}}, \quad (1.12)$$

et

$$\Gamma^2 = \frac{G_{colle}}{t_{colle}} \frac{1}{t_{PZT} E_{PZT}} \frac{\alpha + \psi}{\psi}, \quad (1.13)$$

avec t_{PZT} l'épaisseur et R_{PZT} la demi-longueur du PZT, ε la déformation induite par la tension électrique dans le PZT, E_{PZT} le module d'élasticité du PZT, E_{plaque} le module d'élasticité de la plaque, t_{plaque} l'épaisseur de la plaque, G_{colle} le module de cisaillement de la colle, t_{colle} l'épaisseur de la colle, et le coefficient α égal à 4 à basse fréquence sous les hypothèses d'Euler-Bernoulli (vibration en flexion de la plaque). Ce coefficient dépend de la distribution de la contrainte et de la déformation selon l'épaisseur de la structure.

Cette formule a été généralisée au cas d'un disque PZT [Giurgiutiu 2014]. Le cisaillement τ_0 en un point r du joint de colle s'exprime cette fois de la façon suivante :

$$\tau_0(r) = \Gamma^2 \varepsilon \left[\Gamma \cdot I_0(\Gamma \cdot R_{PZT}) A - B \frac{I_1(\Gamma \cdot R_{PZT})}{R_{PZT}} \right]^{-1} \cdot I_1(\Gamma \cdot r), \quad (1.14)$$

avec

$$A = \frac{1 + \nu_{PZT}}{E_{PZT} t_{PZT}} + \alpha \frac{1 - \nu_{plaque}}{E_{plaque} t_{plaque}}, \quad (1.15)$$

$$B = \frac{(1 - \nu_{PZT})^2}{E_{PZT} t_{PZT}} + \alpha \frac{(1 - \nu_{plaque})^2}{E_{plaque} t_{plaque}}, \quad (1.16)$$

$$\Psi = \frac{E_{plaque} t_{plaque}}{1 - \nu_{plaque}^2} \frac{1 - \nu_{PZT}^2}{E_{PZT} t_{PZT}}, \quad (1.17)$$

$$\Gamma^2 = \frac{G_{colle}}{t_{colle}} \frac{1 - \nu_{PZT}^2}{t_{PZT} E_{PZT}} \frac{\alpha + \psi}{\psi}, \quad (1.18)$$

avec ν_{PZT} et ν_{plaque} les coefficients de poisson du PZT et de la plaque, et $I_0(x) = J_0(ix)$, avec J_0 la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre 0 et $I_1(x) = -iJ_1(ix)$ avec J_1 la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre 1.

Giurgiutiu *et al.* ont ensuite simplifié leur modèle en se basant sur les observations numériques qu'ils ont faites de l'influence de l'épaisseur de colle sur la contrainte de cisaillement (Figure 1.28).

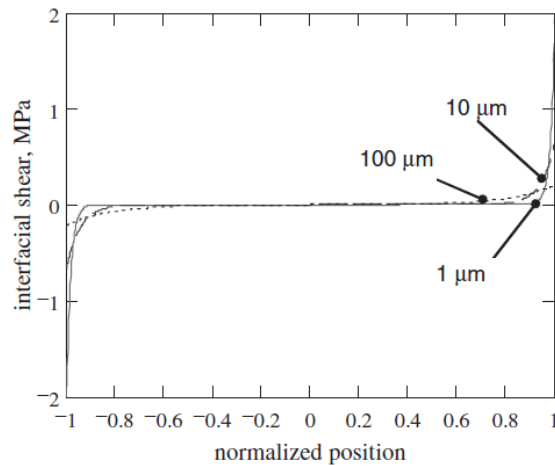


FIGURE 1.28 – Calcul numérique de l'influence de l'épaisseur de colle sur la contrainte de cisaillement à l'interface {colle/plaque} d'un PZT collé [Giurgiutiu 2005]

En effet, plus l'épaisseur de colle est fine ou la colle rigide, plus la contrainte de cisaillement est localisée en bord de PZT. Giurgiutiu *et al.* propose donc un modèle simplifié, en faisant l'hypothèse que l'épaisseur de colle est négligeable, dans lequel la contrainte de cisaillement générée par le PZT est localisée sur un anneau en extrémité de PZT, la contrainte étant radiale (Equation 1.19). La contrainte de cisaillement $\tau(r)$ en un point r au niveau du PZT est définie comme suit :

$$\tau(r) = R_{PZT}^2 \tau_0 \frac{\delta(r - R_{PZT})}{r}, \quad (1.19)$$

avec R_{PZT} le rayon du disque, τ_0 une constante de cisaillement et $\delta(x)$ la fonction Dirac [Giurgiutiu 2014].

Ce modèle nommé pin-force est connu pour être valide avant le premier pic de résonance radial du PZT. Cette formulation ne dépend alors pas de l'épaisseur de colle (supposée très fine devant les autres dimensions), ni de l'effet de la fréquence d'excitation et de la taille du transducteur (épaisseur et diamètre) sur la contrainte de cisaillement [Kapuria 2019]. Le modèle pin-force est utilisé pour la modélisation du chargement dans certains modèles de détection de défaut (comme CIVA® par exemple) afin d'éviter d'utiliser un modèle multiphysique qui prendrait en compte la piézoélectricité.

Des études complémentaires se sont intéressées à étendre ce modèle pin-force à plus haute fréquence [Sharma 2022], mais ce modèle n'a pas été étudié à ce jour pour des PZT intégrés à cœur d'un matériau composite et générant des ondes de Lamb.

1.4.2.2 PZT couplé en surface de matériau anisotrope

La méthode de résolution numérique d'un problème multiphysique (mécanique et piézoélectrique) par méthode des éléments finis (FEM) permet, en particulier, d'étudier un PZT couplé à un matériau anisotrope pour lequel il est difficile de formuler un modèle analytique de la transduction. L'étude de Ostiguy *et al.* a permis de mettre en évidence les limites du modèle pin-force dans le cas d'un chargement généré par un PZT circulaire (0,25 mm d'épaisseur et 10 mm de diamètre) collé sur un composite stratifié unidirectionnel de 1 mm d'épaisseur (composite rarement utilisé dans l'industrie). En effet, leur étude a montré que l'amplitude de la contrainte de cisaillement à l'interface {colle/plaque} dans le plan varie en fonction de la fréquence, qu'elle est dépendante de l'orientation et qu'elle n'est pas entièrement localisée sur les bords du PZT à haute fréquence, comme l'indiquent les cartographies de la Figure 1.29 [Ostiguy 2015].

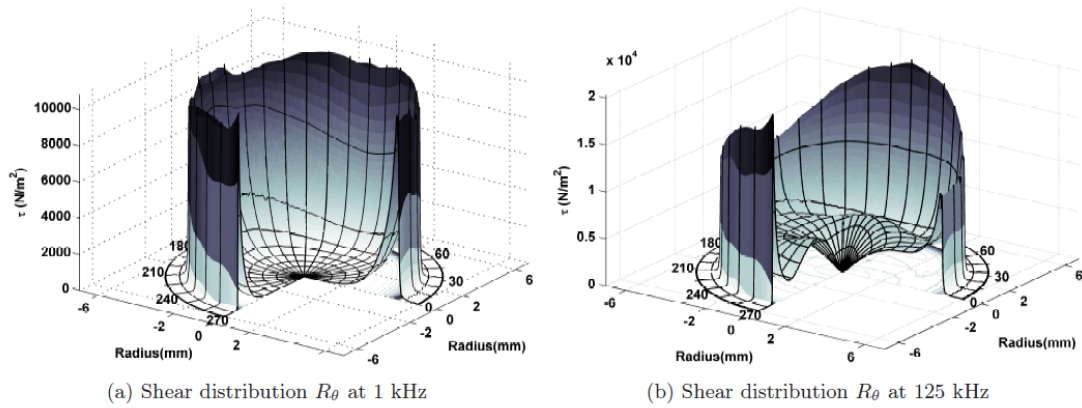


FIGURE 1.29 – Contrainte de cisaillement radiale générée par un PZT (0,25 mm d'épaisseur et 10 mm de diamètre) couplé en surface d'une plaque stratifiée unidirectionnelle d'épaisseur 1 mm à basse fréquence [Ostiguy 2015]

Ces résultats ont été confirmés par l'étude numérique de Shevtsova *et al.*, qui s'est intéressée à l'effet de l'anisotropie du composite, de la fréquence d'excitation, et de la longueur d'onde sur la contrainte de cisaillement à l'interface entre un PZT et une plaque composite d'empilement $[0, -30, 30, 90]_s$. Leur modèle en FEM sur géométrie 3D prend en compte une couche d'adhésif entre le PZT et la plaque (modélisée par une condition couche mince visco-élastique), l'atténuation et l'anisotropie de la plaque composite. La Figure 1.30 présente les contraintes de cisaillement dans le plan, au niveau de l'électrode en contact du composite (plaque d'épaisseur de 1 mm). Ces figures montrent qu'il existe, aussi dans ce cas, une dépendance de la contrainte de cisaillement en fonction de l'orientation considérée dans le composite, moins marquée à 10 kHz qu'à 100 kHz. De plus, la contrainte de cisaillement augmente avec la fréquence. La contrainte de cisaillement atteint bien son maximum au bord du PZT, mais n'est pas négligeable en dehors, puisqu'elle croît progressivement depuis le centre du PZT.

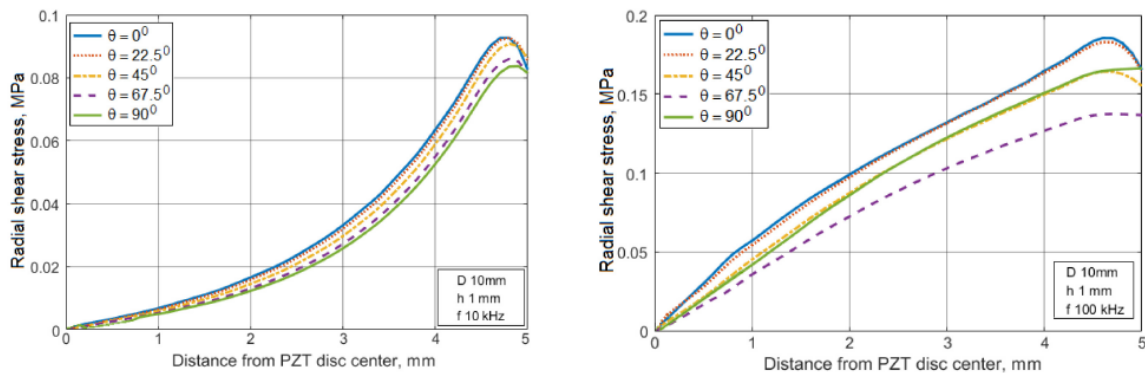


FIGURE 1.30 – Contrainte de cisaillement radiale d'un PZT de 10 mm de diamètre couplé en surface d'une plaque stratifiée orthotrope d'épaisseur 1 mm à 10 kHz à gauche et 100 kHz à droite [Shevtsova 2019]

En conclusion, ces études ont confirmé une limite du modèle pin-force spécifique aux applications avec un PZT mince couplé sur composite. Celle-ci concerne la directivité de la contrainte de cisaillement, dépendante de l'anisotropie du matériau composite. Par ailleurs, les mêmes questionnements subsistent sur les contraintes de cisaillement générées par l'émission d'un PZT mince intégré à cœur de matériau composite.

1.4.3 Prédiction de la courbe d'excitabilité de PZT minces couplés en surface

Comme évoqué dans la Partie 1.3.2.1, le choix des dimensions d'un PZT mince adapté à une configuration de contrôle de structure mince donnée (défaut, matériau et géométrie de la structure) doit être fait en prenant en compte l'excitabilité fréquentielle du PZT. Dans la littérature, cette dernière a pu être déterminée analytiquement dans des configurations simples (plaque de matériau homogène et isotrope) pour des PZT minces collés en surface, à partir du modèle de contraintes de type pin-force présenté aux Equations 1.11, 1.12 et 1.13. Giurgiutiu montre ainsi dans le cas 1D que des minimums d'excitabilité apparaissent aux fréquences telles que $\frac{2a}{\lambda} = n$, avec $2a$ la longueur du PZT, λ la longueur d'onde du mode de Lamb considéré et n un entier naturel [Giurgiutiu 2005].

Les travaux de Raghavan *et al.*, ont montré avec un modèle 2D d'un disque PZT couplé en surface de matériau isotrope, que l'excitabilité fréquentielle obéit à l'Equation 1.20 (Figure 1.31) [Raghavan 2005].

$$V \propto \left| J_1 \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right) \right|, \quad (1.20)$$

avec J_1 la fonction de Bessel de première espèce et du premier ordre, D le diamètre du PZT et λ la longueur d'onde émise dans le matériau.

Réciproquement, Chapuis retrouve cette dépendance pour un disque mince PZT collé (sous hypothèse de collage parfait) sur une plaque isotrope, utilisé en réception, sur lequel une onde guidée plane est incidente [Chapuis 2010a]. Ainsi, les mêmes minimums d'excitabilité apparaissent pour un disque mince de PZT utilisé en émission ou en réception.

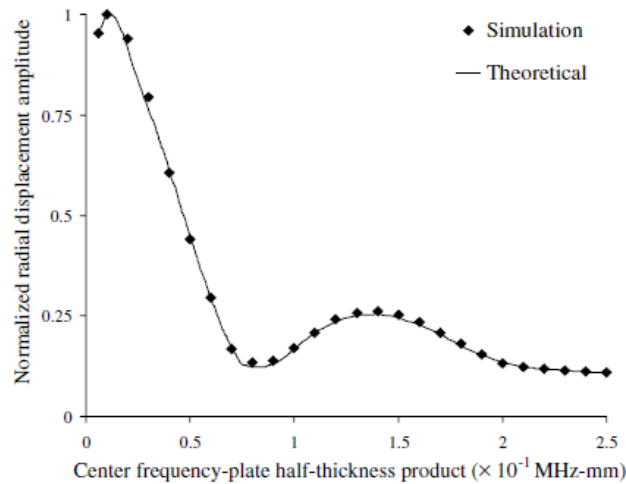


FIGURE 1.31 – Filtrage fréquentiel du mode A0 (déplacement radial normalisé) pour un PZT de 18 mm de diamètre couplé en surface d'une plaque en aluminium de 3,1 mm d'épaisseur [Raghavan 2005]

Ces formulations analytiques ont été validées par des données expérimentales sur des plaques isotropes [Giurgiutiu 2005][Chapuis 2010a]. Elles mettent ainsi en évidence la dépendance de l'excitabilité vis-à-vis d'une part du diamètre du PZT et d'autre part des longueurs d'onde guidées se propageant dans la structure. Ces dernières dépendent elles-mêmes de la nature du matériau (rigidité), ainsi que des dimensions de la structure (épaisseur). Comme vérifié par Santoni *et al.*, plus une plaque est épaisse, plus le premier minimum d'excitabilité est déplacé vers les hautes fréquences [Santoni 2007].

Ces modèles analytiques de calcul de l'excitabilité fréquentielle ont été enrichis afin d'étudier la dépendance de l'excitabilité de PZT collé en surface vis-à-vis d'autres paramètres. Ainsi, Mei *et al.* introduit l'effet de l'atténuation du matériau, et observe que l'amplitude de la réponse fréquentielle diminue avec la fréquence (tension effective excitée plus basse) puisque l'atténuation du matériau croît avec la fréquence. Etant donné que l'atténuation peut varier selon le mode d'onde guidée, il est utile d'en tenir compte lorsque nous cherchons à minimiser l'excitation d'un mode par rapport à un autre via le choix d'une fréquence de travail appropriée (ce que nous appelons aussi "mode tuning"). Notons néanmoins que l'atténuation n'affecte pas les valeurs des fréquences de minimum d'excitabilité [Mei 2018].

Enfin, d'autres auteurs ont exploité des modélisations plus complexes (exploitant en partie des modèles éléments finis multi-physiques), notamment pour étudier plus finement l'effet d'un couplage non parfait entre le transducteur et la plaque sur l'excitabilité. Ainsi, Ren *et al.* montre que lors du couplage d'un disque piézoélectrique sur une plaque en aluminium, les minimums ont tendance à se déplacer légèrement vers les hautes fréquences avec l'augmentation de l'épaisseur de couplant pour un disque de 0.2 mm d'épaisseur (équivalente à la diminution de la rigidité du couplage) [Ren 2018].

Enfin, Giurgiutiu *et al.* ont exprimé les minimums d'excitabilité pour une propagation dans un composite quasi-isotrope avec l'excitation de PZT rectangulaire couplé en surface, sous hypothèse de contraintes émises par le PZT suivant le modèle pin-force (contrainte considérée comme indépendante de l'angle entre l'axe aligné avec la longueur du PZT d'une part et le repère d'anisotropie lié à la plaque composite d'autre part) [Giurgiutiu 2011]. Cependant, il n'existe pas, à notre connaissance, de modèle validé permettant de déterminer les minimums d'excitabilité d'un PZT mince en surface d'un composite très anisotrope, ni intégré à cœur de matériau composite.

1.5 Conclusion

Cet état de l'art a permis d'introduire les éléments utiles pour la compréhension du travail présenté dans cette thèse. La complémentarité des systèmes SHM, à base de transducteurs piézoélectriques minces, par rapport aux méthodes de CND incite à poursuivre leur étude. Les transducteurs piézoélectriques intégrés à cœur présentent l'avantage d'être protégés par le matériau, néanmoins, leur intégration peut les endommager principalement en raison de la pression d'élaboration du composite appliquée sur leurs connexions. De fait, leur intégration doit faire l'objet d'une optimisation et la mesure de susceptance habituellement utilisée pour déterminer l'intégrité des transducteurs couplés en surface sera évaluée pour déterminer l'intégrité de leurs homologues intégrés. La mesure de susceptance permettra ensuite de mettre en évidence l'effet de l'intégration sur le comportement électromécanique d'un disque PZT mince. Etant donné que les capacités des transducteurs piézoélectriques à générer, à recevoir des ondes guidées, et à détecter un défaut grâce au mode qA0 sont peu connues, celles-ci seront étudiées expérimentalement. Dans ce même but, la modélisation multiphysique de transducteurs piézoélectriques intégrés sera développée. Par ailleurs, certains modèles simplifiés de simulation de détection de défaut, basés uniquement sur l'élasticité, utilisent le chargement pin-force pour modéliser la génération d'ondes induite par des transducteurs couplés en surface de matériau. C'est pourquoi, la pertinence de cette simplification du chargement pour la génération avec un transducteur piézoélectrique intégré sera finalement évaluée.

Conception d'un composite Carbone/Epoxy avec des transducteurs piézoélectriques intégrés

Ce chapitre concerne les travaux de conception de plaques composite en carbone/epoxy avec des transducteurs intégrés. La caractérisation de la propagation d'ondes guidées qui se propagent dans une plaque est réalisée dans le but de déterminer les modes élastiques guidés présents, ce qui permet de choisir le mode et les fréquences d'étude pour les essais SHM visés (Partie 2.1). Ce chapitre se concentre ensuite sur le choix de l'instrumentation intégrée, qui dépend non seulement des conditions d'élaboration, mais aussi de sa réponse en fréquence et, par conséquent, de la taille du défaut à détecter. Les contraintes majeures de l'intégration concernent la pression d'élaboration pouvant endommager le transducteur et la conductivité électrique des fibres de carbone qui peuvent provoquer des fuites d'énergie générées par le transducteur intégré dans le composite. Pour pallier ces contraintes, les connexions du transducteur choisi et une isolation électrique sont étudiées afin de préserver son intégrité et optimiser sa capacité à générer des ondes guidées. D'autre part, deux méthodes d'intégration sont testées afin de déterminer si l'une d'entre elles permet une intégration optimale, c'est-à-dire un positionnement de la matière composite au plus proche du transducteur intégré pour un meilleur transfert d'effort pour la génération d'ondes (Partie 2.2).

Sommaire

2.1	Elaboration et caractérisation de plaques composites non instrumentées . . .	40
2.1.1	Définition des paramètres d'élaboration	40
2.1.2	Caractérisation des plaques composites	41
2.2	Conception des plaques instrumentées et vérification du fonctionnement du système SHM intégré	49
2.2.1	Transducteur PZT intégré	49
2.2.2	Optimisation des soudures des électrodes des PZT	54
2.2.3	Connexion de l'instrumentation en sortie de plaque	57
2.2.4	Isolation électrique de l'instrumentation intégrée	58
2.2.5	Méthodes d'intégration testées	59
2.3	Conclusion	65

2.1 Elaboration et caractérisation de plaques composites non instrumentées

Cette partie commence par la présentation de la méthode et du cycle d'élaboration des plaques composites CFRP (Partie 2.1.1). La qualité de l'élaboration est évaluée grâce à l'estimation de la porosité des plaques issues de cette élaboration. Puis, la caractérisation ultrasonore des ondes élastiques guidées se propageant dans ces plaques est réalisée, et les courbes de dispersion théoriques sont calculées après estimation des coefficients d'élasticité d'un pli (Partie 2.1.2).

2.1.1 Définition des paramètres d'élaboration

Il s'agit dans un premier temps de présenter la méthode d'élaboration des plaques composites. Le pré-imprégné utilisé est le T700/M21 constitué de fibres longues de carbone unidirectionnelles et d'une matrice Epoxy. C'est un matériau classique dans le milieu aéronautique [Hexcel 2020]. Le pré-imprégné comporte des nodules thermoplastiques afin d'augmenter, notamment, la ténacité du composite. Pour toute l'étude, le stratifié est constitué de 10 plis avec un empilement de $[0, 90, 0, 90, 0]_s$. Un autoclave est utilisé pour consolider les plaques en composite. Les plis de pré-imprégnés unidirectionnels sont préalablement découpés puis empilés suivant l'orientation des fibres choisie pour le stratifié (Figure 2.1). La taille maximale des plaques élaborées est de $400 \times 400 \text{ mm}^2$, pour une épaisseur totale de l'ordre de 2,5 mm.

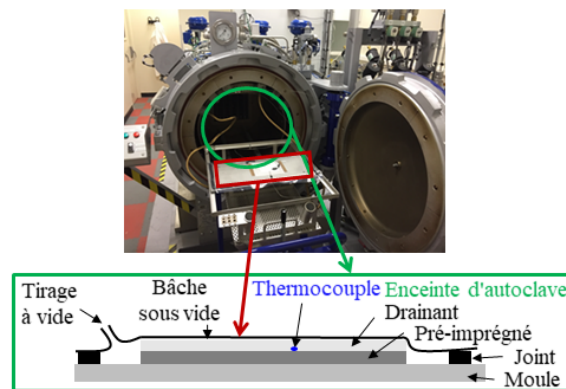


FIGURE 2.1 – Drapage du stratifié en autoclave

Le cycle d'élaboration appliqué est inspiré du cycle préconisé par le fournisseur du matériau composite [Hexcel 2020]. Ce cycle a été optimisé par des études antérieures pour réduire la porosité finale de la pièce. Il est composé d'un premier plateau à $130 \text{ }^\circ\text{C}$ d'une heure, afin de favoriser l'évacuation des pores, puis d'un second plateau à $180 \text{ }^\circ\text{C}$ d'une heure pour réticuler la résine. Un pompage à vide de 950 mbar sous la bache est réalisé pour faciliter l'évacuation des espèces volatiles et des pores. La consigne du cycle d'élaboration pour une pression maximale de 7 bar est présentée sur la Figure 2.2. L'épaisseur moyenne des plaques ainsi obtenues est de 2,5 mm. Leur masse volumique est estimée expérimentalement (pesée et mesure des dimensions d'une plaque) à environ 1564 kg m^{-3} .

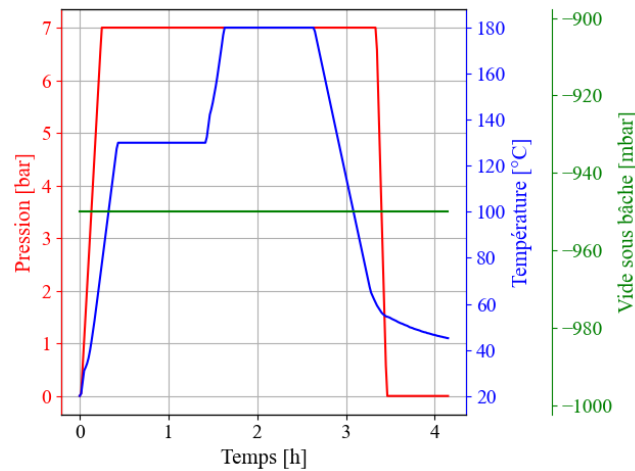


FIGURE 2.2 – Exemple de cycle d'élaboration à 7 bar

2.1.2 Caractérisation des plaques composites

La caractérisation des plaques composites consiste à estimer leur porosité (Partie 2.1.2.1), les coefficients d'élasticité d'un pli de composite (Partie 2.1.2.2) et à calculer les courbes de dispersion du stratifié (Partie 2.1.2.3).

2.1.2.1 Estimation de la porosité

La qualité des composites stratifiés peut être affectée par la présence de pores. Ces derniers réduisent les propriétés mécaniques des pièces [Liu 2006], et affectent la propagation d'ondes élastiques en raison d'une plus forte atténuation [Jeong 1995]. C'est pourquoi, il est important de maîtriser la porosité du matériau composite. Pour cela, une plaque consolidée à 7 bar est découpée et sa tranche est observée au microscope optique. Une observation est présentée sur la Figure 2.3.

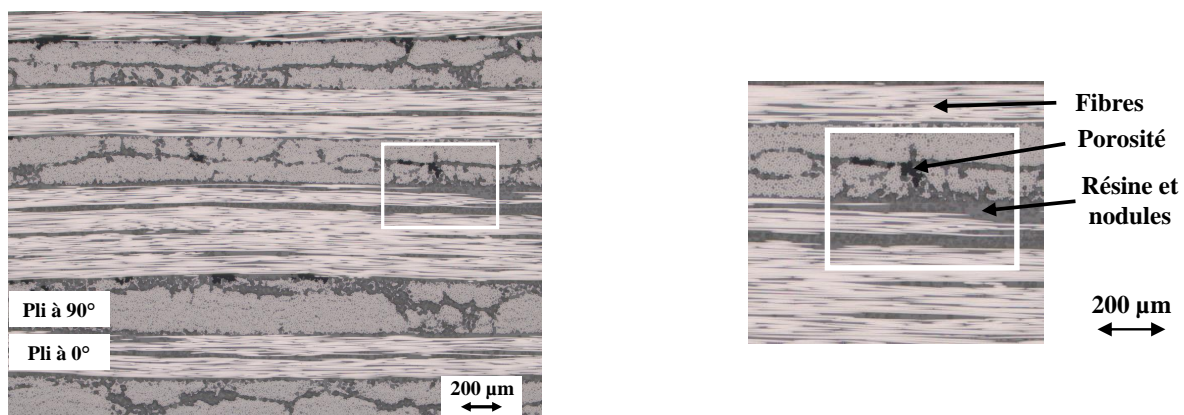


FIGURE 2.3 – Observation microscopique sur la tranche d'une plaque élaborée à 7 bar (objectif x5)

La porosité de cette plaque est estimée par une des méthodes classiques pour ce type de caractérisation, à savoir une analyse d'images microscopiques de la tranche du composite [Li 2005]. La méthode est présentée en Figure 2.4. Chaque élément du composite (fibres, résine thermodurcissable, nodules thermoplastiques, pores) est identifié à l'aide d'un histogramme du nombre de pixels par niveaux de gris. A partir de cet histogramme, un seuil (niveau de gris : 70) est défini et ensuite appliqué aux images pour discriminer les niveaux de gris correspondants aux pores (1). Le taux de porosité est calculé pour différentes tailles (100 tailles) de volume élémentaire représentatif (VER) (2) ainsi que pour trois observations microscopiques réalisées sur la tranche de la plaque composite. L'écart-type du taux de porosité est ensuite calculé en fonction de la taille du VER (200 VER positionnés aléatoirement dans l'image pour chacune des 100 tailles de VER) (3). Le VER retenu correspond aux dimensions à partir desquelles il y a convergence de l'écart type de la porosité (800 pixels). A partir du seuil et du VER retenus (4), la porosité est finalement calculée (5) et une moyenne est finalement effectuée sur les trois observations microscopiques considérées.

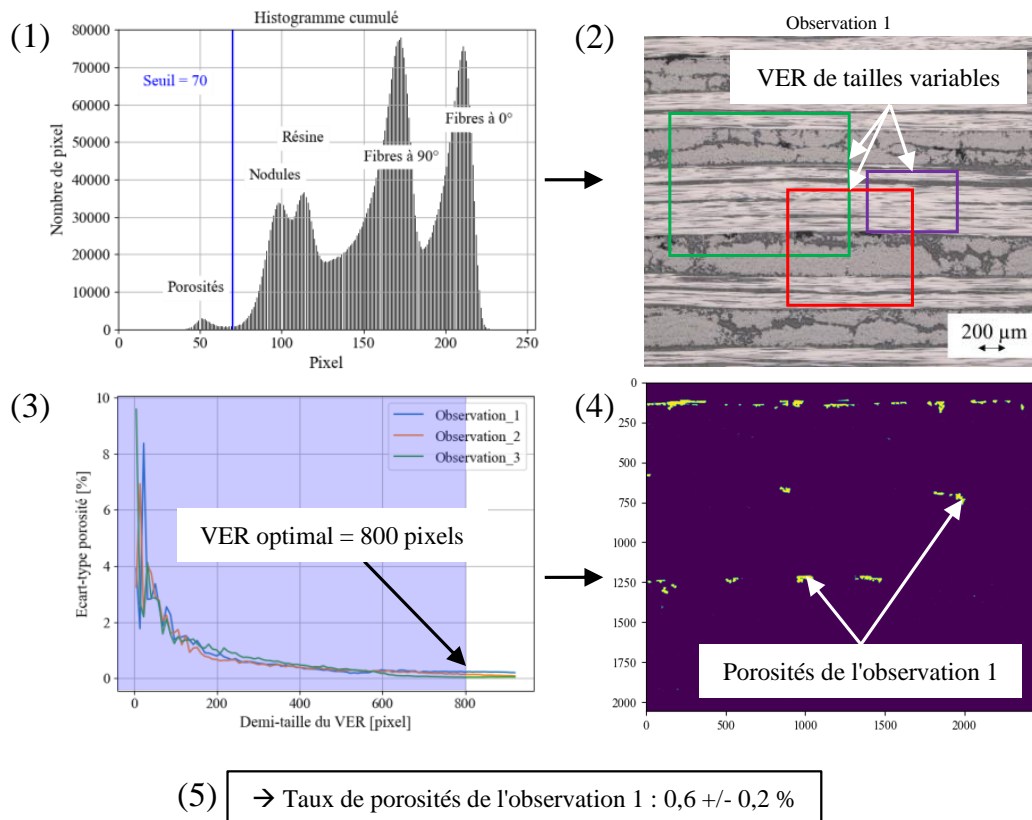


FIGURE 2.4 – Méthodologie de détermination de la porosité

Le composite élaboré à 7 bar a une porosité de $0,4 \pm 0,2$ %. Cette porosité est cohérente avec celles trouvés dans l'article de P.A. Olivier *et al.* [Olivier 2007] pour une telle pression d'élaboration. Ainsi, cette consolidation permet de satisfaire aux conditions requises de qualité des pièces de structures aéronautiques qui nécessitent une porosité inférieure à 1% [Liu 2006]. Les plaques peuvent maintenant être caractérisées sur le plan ultrasonore.

2.1.2.2 Estimation des coefficients d'élasticité d'un pli

Afin d'étudier numériquement la propagation d'ondes au sein des plaques composites stratifiées (Chapitre 4), il est nécessaire de connaître les caractéristiques mécaniques d'un pli pour les paramétrer en données d'entrée dans les modèles. Pour cela, les coefficients d'élasticité (Equation 2.1) et la masse volumique d'un pli de composite sont estimés à l'aide des courbes de dispersion de l'empilement (courbes déterminées expérimentalement), car ces dernières dépendent des caractéristiques de la plaque, à savoir la nature de ses constituants (pli contenant des fibres de carbone, de la résine epoxy, des nodules thermoplastiques et des éventuelles pores) et son épaisseur. Les propriétés d'élasticité du matériau stratifié se traduisent donc par un jeu de courbes de dispersion donné dans le plan fréquence-nombre d'onde.

Un pli de composite renforcé de fibres unidirectionnelles peut être considéré comme un matériau isotrope transverse, c'est-à-dire qu'il est isotrope dans le plan normal à la direction des fibres [Monnier 2001]. Son tenseur de rigidité comporte cinq composantes indépendantes comme indiqué dans l'Equation 2.1. Ces coefficients d'élasticité d'un pli de composite sont nécessaires pour le calcul des courbes de dispersion du composite stratifié (Partie 2.1.2.3).

$$C_{IsotropeTransverse} = \begin{bmatrix} C11 & C12 & C12 & 0 & 0 & 0 \\ C12 & C22 & C23 & 0 & 0 & 0 \\ C12 & C23 & C22 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C44 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C55 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C55 \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Par ailleurs, l'empilement symétrique (par rapport à la fibre neutre) de plis selon les directions 0° et 90° conduit à un matériau composite dont le tenseur élastique a des propriétés de symétrie orthotrope [Monnier 2001], c'est-à-dire comportant neuf composantes indépendantes, comme présenté dans l'Equation 2.2. Les courbes de dispersion mesurées expérimentalement sont directement celles des ondes guidées qui se propagent dans la plaque composite stratifié.

$$C_{Orthotrope} = \begin{bmatrix} C11 & C12 & C13 & 0 & 0 & 0 \\ C12 & C22 & C23 & 0 & 0 & 0 \\ C13 & C23 & C33 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C44 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C55 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C66 \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Les coefficients d'élasticité d'un pli de composite sont déterminés par minimisation de l'écart quadratique entre les courbes de dispersion expérimentales et calculées avec la méthode SAFE sur les stratifiés (Chapitre 1, Partie 1.4.1). Une étude expérimentale des courbes de dispersion en nombre d'ondes est donc menée par vibrométrie laser. Pour cela, la surface d'une plaque élaborée à 7 bar est scannée sur 150 mm par pas de 1 mm à l'aide d'un vibromètre laser pour mesurer le déplacement hors-plan généré par l'excitation d'un PZT couplé à la surface de la plaque avec un couplant "Shear Wave Couplant" (SWC). Les signaux enregistrés sont alors de type Bscan. Le vibromètre est composé d'un contrôleur en déplacement (Polytec® OFV-5000) et d'une tête vibrométrique (Polytec® MLV-100 XTRA - sensibilité au picomètre) couplée à une tête galvanométrique pour le balayage de la surface de la plaque. Le PZT excite la plaque avec un signal sinusoïdal modulé en fréquence entre 30 et 200 kHz. Les transformées de Fourier rapide à deux dimensions (FFT 2D) (spatiale et temporelle) des Bscans mesurés selon les trois directions principales dans le composite sont calculées. La configuration utilisée et le calcul de la FFT 2D d'un Bscan mesuré selon la diagonale de la plaque composite sont présentés sur les Figures 2.5 et 2.6.

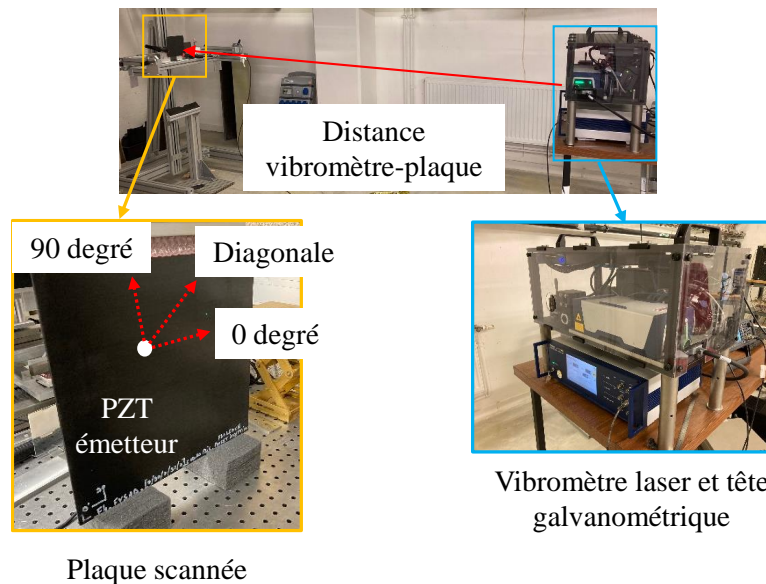


FIGURE 2.5 – Acquisitions réalisées au vibromètre laser suivant les trois directions principales du composite

Comme attendu, à basse fréquence, le vibromètre laser mesure principalement le mode de Lamb quasi-antisymétrique d'ordre 0 ($qA0$) dont la composante de déplacement hors-plan est plus importante que celle du mode de Lamb quasi-symétrique d'ordre 0 ($qS0$). De plus, le mode $qS0$ n'est pas du tout discernable pour la propagation en diagonale (Figure 2.6). En effet, l'énergie se focalise dans la direction des fibres du composite, comme prédit théoriquement par le facteur de Maris [Salas 2009][Chapuis 2010b].

L'estimation des coefficients d'élasticité se fait donc grâce au mode qA0 présent dans les trois directions principales du composite et à basse fréquence entre 30 et 200 kHz. L'utilisation de cet unique mode ne garantit pas l'unicité des coefficients d'élasticité obtenus, mais la solution trouvée est suffisante pour les besoins de l'étude, à savoir, connaître les paramètres d'entrée nécessaires à une modélisation de la propagation du mode qA0. Les droites passant par les maximums des FFT 2D sont ensuite tracées (en vert sur la Figure 2.6) afin de les comparer aux valeurs théoriques d'une base de donnée (présentée après) calculée en faisant varier les coefficients d'élasticité et la masse volumique d'un pli.

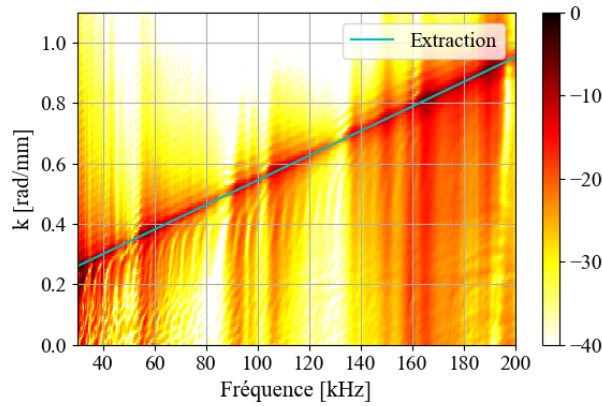


FIGURE 2.6 – Calcul FFT 2D (dB) d'un Bscan en diagonale avec extraction de la droite passant par les maximums du mode excité

La base de données de courbes de dispersion est calculée avec la méthode SAFE (Eléments Finis Semi-Analytiques) [Dong 1972] [Shah 1982] (Chapitre 1, Partie 1.4.1), grâce au module Ondes Guidées du logiciel CIVA® [Chapuis 2012]. Les dimensions, la géométrie de la plaque, l'épaisseur et l'orientation des plis du stratifié, le tenseur de rigidité et la masse volumique de chaque pli unitaire sont définis comme données d'entrée pour le calcul. Le tenseur de rigidité et la masse volumique sont initialisés à partir des propriétés d'un matériau analogue issues de la littérature [Chapuis 2010a] (Equation 2.3). Une étude de sensibilité permet d'observer que les coefficients C22, C44, C55 et la masse volumique sont les paramètres matériau qui ont le plus d'incidence sur la variation des courbes de dispersion dans cette gamme de fréquence. Ainsi, 1800 combinaisons sont réalisées avec les variations de ces quatre paramètres : C22 variant entre 11 et 13,5 GPa (6 valeurs), C44 variant entre 2,5 et 3,5 GPa (10 valeurs), C55 variant entre 4 et 5,5 GPa (10 valeurs) et la masse volumique entre 1564 et 1534 kg m⁻³ (3 valeurs). L'écart quadratique entre les nombres d'onde expérimental et simulé pour chaque combinaison et pour les angles de 90°, 45° et 0° est minimisé (Equations 2.4 et 2.5).

$$C_{Iso.Transv.} [Chapuis 2010a] = \begin{bmatrix} 123,44 & 5,55 & 5,55 & 0 & 0 & 0 \\ 5,55 & 11,54 & 6,35 & 0 & 0 & 0 \\ 5,55 & 6,35 & 11,54 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2,6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 4,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4,5 \end{bmatrix} \text{ GPa.} \quad (2.3)$$

$$d(\Omega) = \sqrt{\left(\sum_f k_{exp} - k_{simul}(i)\right)^2}, \quad (2.4)$$

avec k_{exp} le nombre d'onde expérimental et $k_{simul}(i)$ le nombre d'onde de la combinaison i .

$$d(global) = \sum_{\Omega} d(\Omega), \quad (2.5)$$

avec Ω l'angle considéré dans le composite.

La Figure 2.7 présente la courbe de dispersion dans l'orientation diagonale de la plaque composite qui présente le moins d'écart quadratique avec la droite passant par les maximums du mode qA0 de la FFT 2D précédemment calculée.

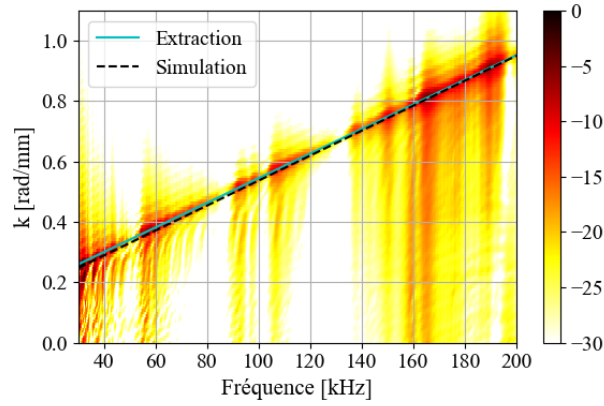


FIGURE 2.7 – Courbe de dispersion optimale (en tirets noirs) et courbe de dispersion expérimentale (en droite continue cyan superposée sur le niveau de couleur en dB de la FFT 2D) du Bscan en diagonale dans le composite

La masse volumique d'un pli de composite issue de la minimisation des écarts entre les courbes de dispersion expérimentales et théoriques est de 1564 kg m^{-3} et sa matrice de rigidité est présentée en Equation 2.6. La première dimension de la matrice correspond à l'orientation des fibres de carbone.

$$C_{1pli} = \begin{bmatrix} 142 & 5 & 5 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & 13.5 & 7.38 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & 7.38 & 13.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3.06 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 4.67 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4.67 \end{bmatrix} \text{ GPa.} \quad (2.6)$$

L'erreur quadratique maximale pour les orientations 90° , 45° et 0° est négligeable. Rappelons que cette estimation est valable uniquement pour l'étude du mode qA0 entre 30 et 200 kHz puisque les mesures expérimentales sont réalisées sur cette gamme de fréquence.

2.1.2.3 Calcul des courbes de dispersion

Cette partie vise à vérifier les modes de Lamb présents dans la gamme de fréquences d'étude et à estimer la longueur d'onde et la vitesse d'énergie des ondes ultrasonores en fonction de la directivité pour chacun des modes. Le tracé de la FFT 2D selon les fibres à 90° du composite est présenté en Figure 2.8(a) pour vérifier l'absence de modes d'ordre supérieur à zéro dans cette gamme de fréquences. Pour le calcul des courbes de dispersion, les coefficients d'élasticité déterminés dans la Partie 2.1.2.2 et la masse volumique estimée expérimentalement sont utilisés pour définir le matériau composite dans le logiciel CIVA[®]. Les courbes sont calculées pour une gamme fréquentielle de 30 kHz à 200 kHz avec la méthode SAFE du logiciel. Elles sont présentées en Figure 2.8(b).

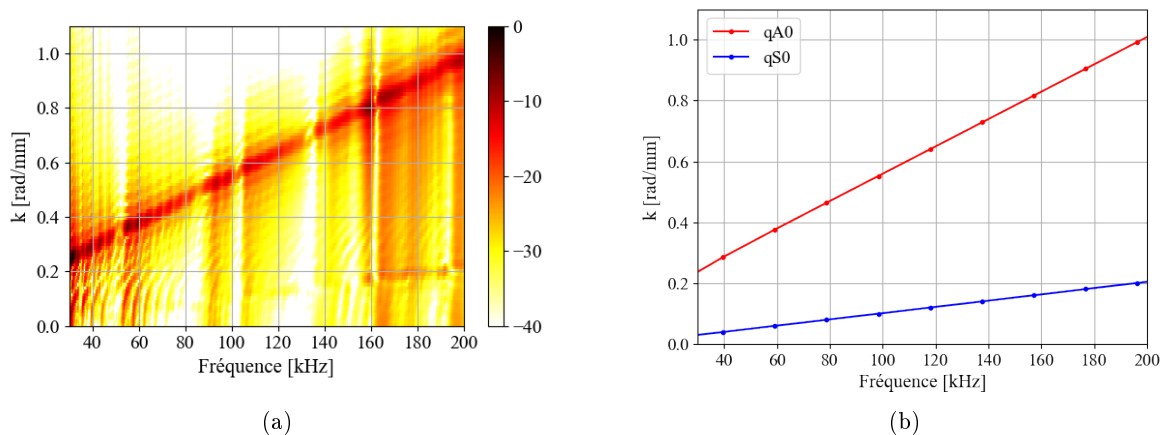


FIGURE 2.8 – Nombre d'ondes dans la direction des fibres à 90° a) par mesure expérimentale (dB) et b) par calcul SAFE

Expérimentalement, dans la direction des fibres à 90° , le mode qS0 est visible en particulier au-dessus de 160 kHz. Aux fréquences où qS0 est visible, son nombre d'onde est très proche des valeurs calculées numériquement, ce qui permet d'avoir une relative confiance dans les valeurs présentées ensuite. Ces deux graphes montrent que dans cette gamme de fréquence et pour cette plaque composite, seuls les modes qA0 et qS0 sont présents et aucun mode d'ordre supérieur n'apparaît. Les premiers modes qA0 et qS0 sont peu dispersifs, c'est-à-dire que leur vitesse de phase est quasi-constante en fonction de la fréquence. L'avantage d'une propagation non dispersive est qu'elle évite l'étalement temporel du paquet d'onde au cours de sa propagation et donc facilite l'interprétation des signaux ultrasonores. Les modes d'ordre supplémentaires ne sont pas non plus visibles dans cette gamme de fréquence pour les autres directions de propagation considérées. Les fréquences d'essais et de simulation retenues dans notre étude seront donc bien comprises entre 30 kHz et 200 kHz. Afin de rendre compte plus quantitativement de l'effet de l'anisotropie du matériau étudié, les diagrammes polaires des longueurs d'ondes et d'énergie pour 50 et 150 kHz sont présentés en Figures 2.9 et 2.10.

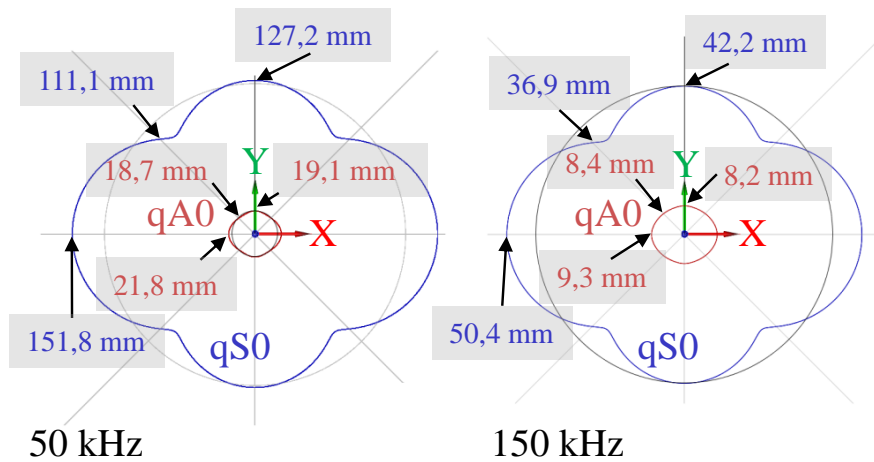


FIGURE 2.9 – Diagrammes polaires des longueurs d'ondes à 50 et 150 kHz (Axe X correspondant à l'orientation 0°)

Le diagramme des longueurs d'ondes pour ces deux fréquences (Figures 2.9) montre que le mode qS0 est beaucoup plus anisotrope que le mode qA0. La grande longueur d'onde du mode qS0 à basse fréquence par rapport à la longueur totale scannée avec le vibromètre explique en partie le fait qu'il n'apparaisse pas sur les FFT 2D expérimentales de la Figure 2.8-a). Par ailleurs, la composante hors plan du déplacement du mode qS0 n'est pas suffisante pour être détectée à basse fréquence par le vibromètre. Le mode qA0 est préférentiellement choisi pour le contrôle de défauts car il permet de détecter des défauts de plus petite taille par rapport au mode qS0. En effet, la détection d'un défaut de type délaminage est meilleure si la demi-longueur d'onde du mode utilisé est inférieure ou égale au diamètre du défaut [Ng 2012]. De plus, la taille du défaut détectable avec le mode qA0 dépend peu de l'orientation dans notre composite aux fréquences considérées.

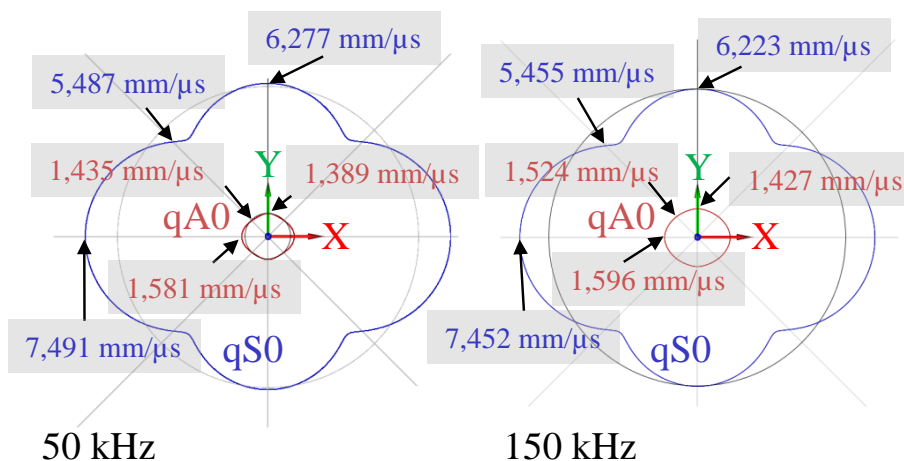


FIGURE 2.10 – Diagrammes polaires des vitesses d'énergie à 50 et 150 kHz

Le diagramme des vitesses d'énergie (Figures 2.10) met en évidence un maximum de vitesse de $1,6 \text{ mm}\mu\text{s}^{-1}$ et un minimum de $1,4 \text{ mm}\mu\text{s}^{-1}$ pour le mode qA0 à 50 kHz et 150 kHz. Pour le mode qS0, la vitesse d'énergie maximale à 50 kHz et 150 kHz est de $7,5 \text{ mm}\mu\text{s}^{-1}$ et la vitesse minimale est de $5,5 \text{ mm}\mu\text{s}^{-1}$. La vitesse d'énergie des deux modes dépend très peu des fréquences considérées. Cependant, la vitesse d'énergie du mode qS0 dépend plus fortement de la direction de propagation dans le composite que celle du mode qA0. Cela conforte encore le choix d'exploiter le mode qA0, dont la vitesse d'énergie est quasi-isotrope facilitant la localisation de défaut à n'importe quelle position dans la plaque. Ces diagrammes polaires présentent deux plans de symétries : le premier passant par l'axe X et le deuxième passant par l'axe Y. Dans la suite du manuscrit, l'analyse des ondes émises pourra donc se faire uniquement pour une plage angulaire entre 0° et 90° , et ces symétries seront également exploitées dans les modèles développés au Chapitre 4.

2.2 Conception des plaques instrumentées et vérification du fonctionnement du système SHM intégré

La conception des plaques instrumentées consiste tout d'abord à choisir un transducteur adapté pour l'intégration (Partie 2.2.1), puis à déterminer les connectiques optimales qui n'altèrent pas les transducteurs lors de l'intégration (Partie 2.2.2). La sortie des fils de connexion en bord de plaque, l'isolation du PZT et de l'ensemble des connectiques, et enfin les méthodes d'intégration testées sont détaillées (Parties 2.2.3, 2.2.4 et 2.2.5).

2.2.1 Transducteur PZT intégré

Pour rappel, le choix du transducteur s'est porté sur le type piézoélectrique PZT plutôt que PVDF en raison de sa haute température de Curie. Les caractéristiques du matériau PZT (Partie 2.2.1.1), puis le choix de la géométrie des PZT pour les applications en surface ou intégré à cœur sont présentés (Partie 2.2.1.2). Les caractéristiques électromécaniques des PZT libres sont finalement mesurées (Partie 2.2.1.3).

2.2.1.1 Caractéristiques matériau du PZT

Les transducteurs piézoélectriques choisis sont des PZT PI255 (PI Ceramic [Ceramic 2020]). Cette gamme de PZT présente une géométrie isotrope transverse et est constituée d'un matériau de type "soft". Ce dernier est habituellement employé pour des applications SHM, car il possède un grand coefficient de couplage électromécanique qui lui confère une bonne capacité à se déformer, et est ainsi plus sensible en mode récepteur (effet piézoélectrique direct) que les PZT "hard". Ces derniers sont adaptés aux configurations de contrôle dans lesquelles de fortes tensions d'excitation sont nécessaires, ce qui n'est pas l'objectif dans cette thèse. Il est polarisé selon la normale à la surface de ses électrodes. Sa densité est de 7800 kg m^{-3} . Les matrices de permittivité $\frac{\epsilon T}{\epsilon_0}$, de couplage e et d'élasticité C_{PZT} de ce matériau, calculées à partir des données constructeur, sont respectivement présentées en Equations 2.7, 2.8 et 2.9. La troisième dimension de la matrice correspond à l'axe de polarisation, normal à la surface circulaire du disque PZT.

$$\frac{\varepsilon_T}{\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} 1650 & 0 & 0 \\ 0 & 1650 & 0 \\ 0 & 0 & 1750 \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

$$e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 9,91 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 9,91 & 0 & 0 \\ -9,60 & -9,60 & 14,25 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ C m}^{-2}, \quad (2.8)$$

$$C_{PZT} = \begin{bmatrix} 87,9 & 41,5 & 34,2 & 0 & 0 & 0 \\ 41,5 & 87,9 & 34,2 & 0 & 0 & 0 \\ 34,2 & 34,2 & 66,4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 18,0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 18,0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 23,2 \end{bmatrix} \text{ GPa.} \quad (2.9)$$

Sa température de Curie est de 350 °C, soit très supérieure à la température d'élaboration (180 °C), ce qui permet d'éviter tout problème de dépolarisation du matériau lors de l'élaboration des plaques instrumentées [Fialka 2016].

2.2.1.2 Géométrie du PZT

La géométrie du PZT est choisie pour permettre une source d'émission la plus omnidirectionnelle possible, malgré l'anisotropie du matériau composite auquel le transducteur est couplé (Partie 2.1.2.3). Des pastilles circulaires avec et sans retour d'électrode sont donc utilisées (Figure 2.11). Les pastilles avec retour d'électrode sont très utilisées pour permettre de souder les fils de connexions à des transducteurs couplés en surface de plaque. Elles sont cependant plus fragiles dans le cas d'une intégration à cœur à cause de la réduction locale d'épaisseur du PZT conçue pour permettre le retour d'électrode.

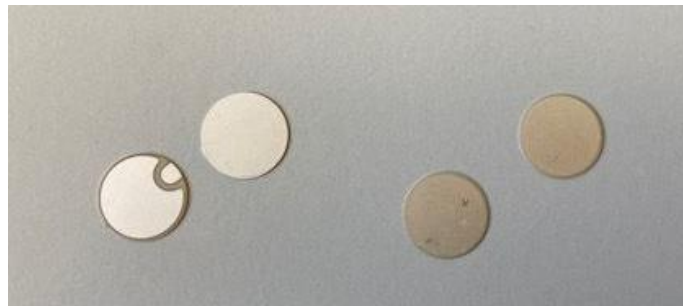


FIGURE 2.11 – PZT avec retour d'électrode à gauche et sans retour d'électrode à droite (10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur)

Comme indiqué dans le Chapitre 1 (Partie 1.4.2.1), un transducteur PZT se comporte comme un filtre à certaines fréquences. Il est alors indispensable d'estimer les minimums d'excitabilité des PZT afin de choisir le diamètre du disque approprié en fonction de la plage fréquentielle d'intérêt pour la détection de défaut. Pour cela, en l'absence de modèle exact de l'excitabilité existant pour un matériau anisotrope, une première estimation est faite à partir du calcul analytique développé pour une plaque isotrope [Raghavan 2005]. Les longueurs d'ondes du mode qA0 calculées pour le composite sont utilisées pour le calcul des minimums d'excitabilité selon l'Equation 1.20. La Figure 2.12 présente les minimums d'excitation obtenus pour les longueurs d'onde du mode qA0 en diagonale, avec plusieurs diamètres de PZT différents.

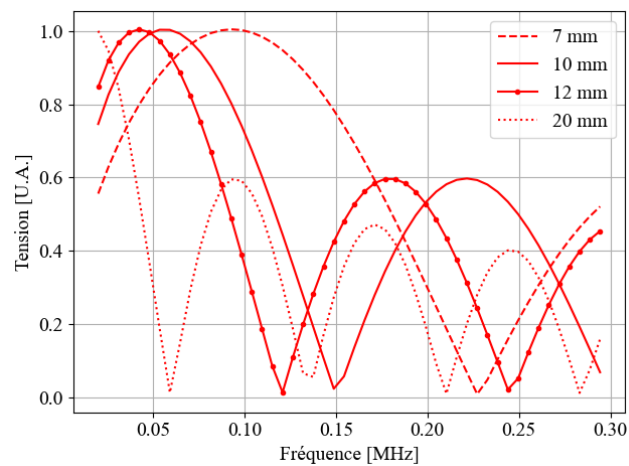


FIGURE 2.12 – Calcul analytique de l'excitabilité des PZT de différents diamètres pour les longueurs d'onde du mode qA0 dans la direction diagonale du composite stratifié

D'après la Figure 2.12, plus le diamètre de PZT est grand, plus le nombre de minimums d'excitabilité sur une même gamme fréquentielle est important. En effet, la réponse fréquentielle d'un PZT de 7 mm de diamètre comporte un seul minimum d'excitabilité à 225 kHz, contrairement à celle d'un PZT de 20 mm de diamètre qui en comporte quatre à 60, 130, 210 et 280 kHz. Pour réaliser un contrôle dans une gamme fréquentielle allant de 30 à 200 kHz, il est donc avantageux d'utiliser les diamètres de PZT inférieurs ou égaux à 7 mm, ce qui permettrait de détecter des défauts de taille plus petite sans être gêné par les multiples minimums d'excitabilité. Il est à garder à l'esprit que ce calcul est fait sous de fortes hypothèses, à savoir la non prise en compte de l'anisotropie et de l'hétérogénéité du composite et l'hypothèse d'un PZT collé en surface dans le calcul de l'excitabilité. Le Chapitre 3 (Partie 3.2) aura précisément pour objectif de déterminer l'influence de ces paramètres sur la réponse fréquentielle d'une pastille PZT émettrice couplée en surface ou intégrée à cœur d'un composite stratifié. C'est pourquoi, le choix du diamètre du PZT intégré s'est ici arrêté à 10 mm, car celui-ci permet d'avoir un minimum d'excitabilité bien au centre de la gamme de fréquences d'étude, ce qui facilite sa mesure. L'épaisseur du PZT choisie est de 0,2 mm. Cette épaisseur équivaut à l'épaisseur d'un pli de composite. Outre les arguments présentés précédemment, l'épaisseur et le diamètre sont choisis pour éviter les effets de flexion qui pourraient casser le transducteur lors de son intégration sous pression. Cette flexion est favorisée par un grand diamètre et la présence des soudures bombées sur les électrodes des transducteurs.

2.2.1.3 Caractérisation électromécanique des PZT libres

L'impédance des PZT libres choisis avec et sans retour d'électrode est mesurée afin de vérifier qu'aucun pic de résonance radial n'est présent sur la gamme de fréquences précédemment sélectionnée. Les mesures d'impédance électromécaniques sont réalisées avec un impédancemètre 4194A Hewlett-Packard dans la gamme de fréquences allant de 100 Hz à 1,5 MHz. La Figure 2.13 présente les mesures d'impédance pour les deux types de PZT soudés à des fils.

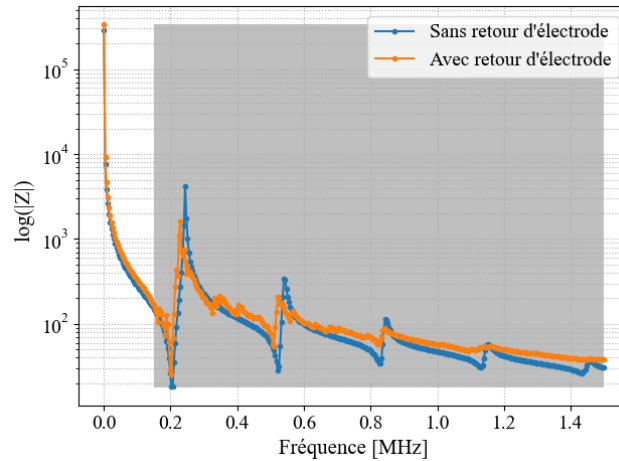


FIGURE 2.13 – Impédance des PZT PIC255 libres avec et sans retour d'électrode (10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur)

Le premier pic de résonance radiale pour les deux PZT apparaît vers 220 kHz et le deuxième vers 530 kHz. Ainsi, la gamme fréquentielle d'étude ultrasonore précédemment choisie pour que seuls les modes qA_0 et qS_0 se propagent (30 kHz à 200 kHz) permet aussi d'éviter les effets résonants du PZT (tout du moins pour le PZT libre). Des mesures sur des PZT non soudés sont réalisées pour s'assurer que les soudures n'ont pas d'effet sur la fréquence de résonance des PZT. Le dispositif de mesure employé pour les mesures d'impédance de PZT sans fils permet de connecter directement les électrodes du PZT sans le contraindre (Figure 2.14(a)). Des mesures d'un PZT soudé et de deux PZT sans soudures sont présentées sur la Figure 2.14(b).

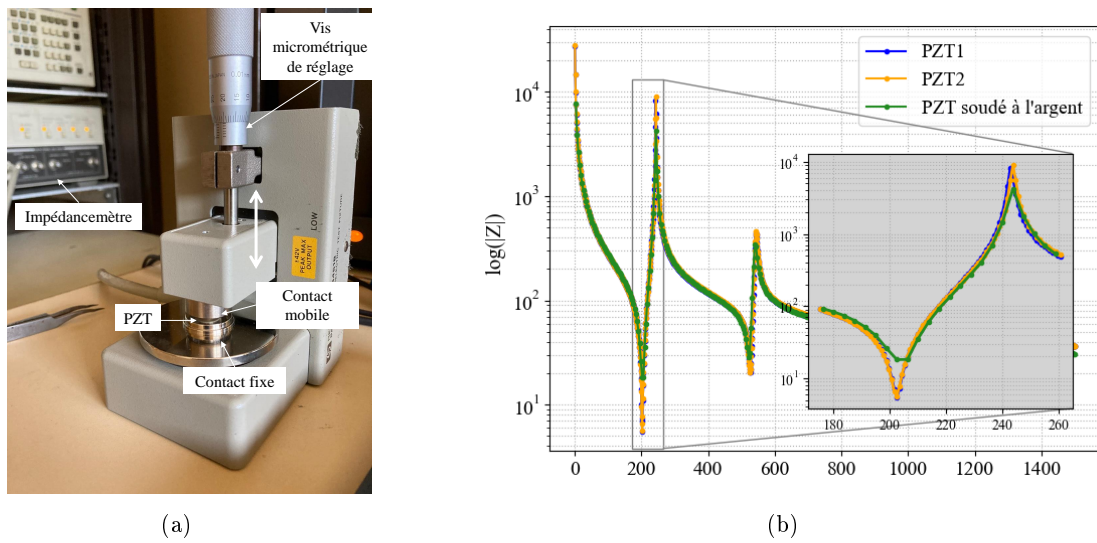


FIGURE 2.14 – (a) Méthode de mesure de l'impédance sans fils et (b) module de l'impédance d'un PZT soudé à l'argent et de deux PZT libres

La mesure indique que le PZT soudé a la même réponse à basse fréquence que les PZT non soudés. Les soudures à l'argent avec des feuilles en aluminium (présentées en Partie 2.2.2) induisent une réduction d'amplitude des pics de résonances radiales, mais n'affectent pas le positionnement du premier pic de résonance. Afin de vérifier la reproductibilité et l'effet du retour d'électrode sur les mesures d'impédance, des mesures supplémentaires sont effectuées et présentées en Figure 2.15 pour les PZT avec et sans retour d'électrode.

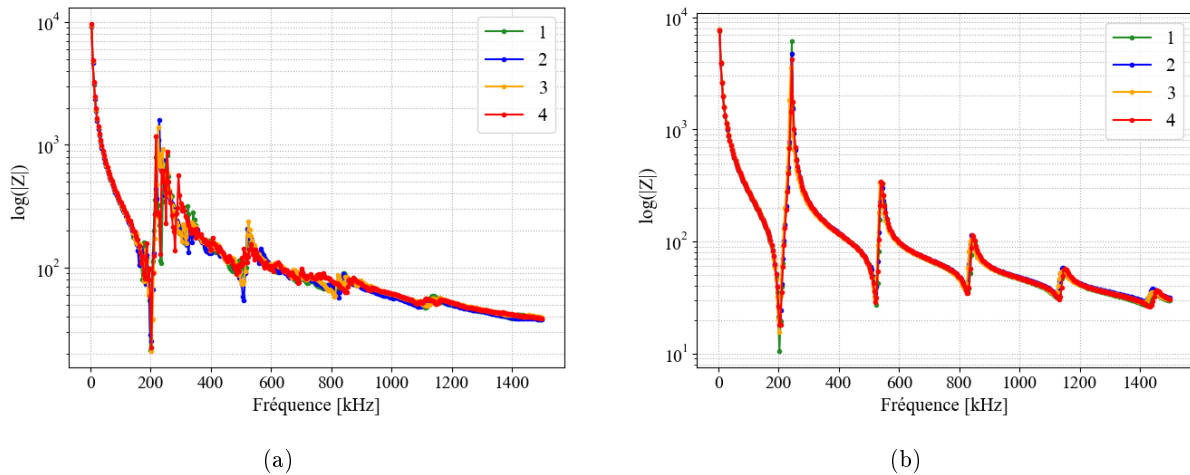


FIGURE 2.15 – Module de l'impédance pour (a) des PZT avec retour d'électrode et (b) des PZT sans retour d'électrode

Ces courbes montrent la présence de fréquences additionnelles autour des résonances sur les mesures des PZT avec retour d'électrode. Cela peut s'expliquer par la géométrie du retour d'électrode qui ne permet pas de générer tout à fait proprement les modes radiaux (poids non négligeable et dissymétrique des soudures à l'étain). Malgré ces fréquences additionnelles, les réponses en impédance des différents PZT avec ou sans retour d'électrode sont bien similaires et leur premier pic de résonance radiale est à environ 200 kHz.

Par ailleurs, pour vérifier si le cycle d'élaboration (en température et pression) a un effet sur la réponse des PZT, deux PZT libres sont soumis à un cycle d'élaboration classique. La température maximale subie par le PZT est de 180 °C (195 °C avant stabilisation au palier) et la pression maximale est de 7 bar durant 1 h. Les mesures de susceptance avant et après le cycle sont présentées sur la Figure 2.16.

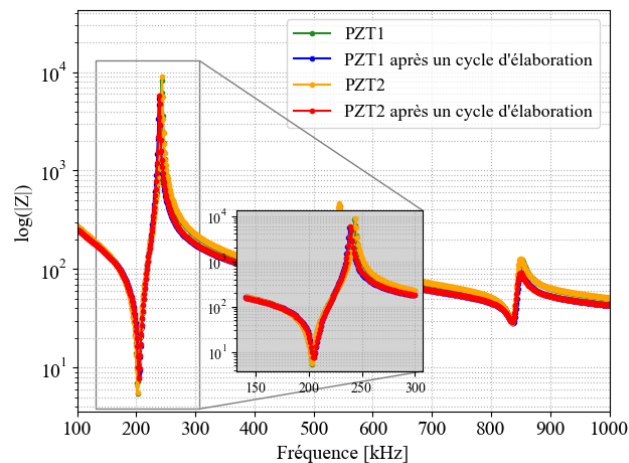


FIGURE 2.16 – PZT soumis à un cycle d'élaboration sans retour d'électrode

Sous l'effet de la température et de la pression, l'amplitude du module de l'impédance a tendance à diminuer légèrement à hautes fréquences. Un léger décalage de 2 kHz de la fréquence de résonance vers les basses fréquences et une réduction de l'amplitude du premier pic de 30 % sont aussi à noter. Ainsi, les propriétés du PZT changent légèrement lorsqu'ils sont soumis aux conditions d'élaboration et cela en dépit d'une température de Curie très haute par rapport à la température d'élaboration, mais cette variation reste négligeable devant les variations induites par une intégration, ce que nous verrons dans la Partie 3.1.2 du Chapitre 3.

2.2.2 Optimisation des soudures des électrodes des PZT

Afin d'assurer l'intégrité des transducteurs intégrés, les soudures des électrodes font l'objet d'une optimisation (Partie 2.2.2.1), et l'intégrité finale des transducteurs est ensuite vérifiée par mesures radiographiques (Partie 2.2.2.2).

2.2.2.1 Méthodes employées

La première méthode de soudure testée est la méthode conventionnelle utilisée pour les PZT collés en surface, à savoir souder les disques PZT avec retours d'électrode à des fils de cuivre avec de l'étain (Figure 2.17-a). Les soudures sont effectuées à 270 °C pour prévenir des dépolarisations partielles des PZT. Afin d'éviter au maximum l'intrusivité du fil utilisé, son diamètre est choisi à 160 µm. L'épaisseur des soudures ainsi obtenues est mesurée au palmer et est d'environ 1 mm, soit supérieure à l'épaisseur d'un pli de pré-imprégné (0,25 mm).

Dans un second temps, afin de réduire l'épaisseur des soudures, de la pâte à l'argent est utilisée pour connecter les électrodes des PZT aux fils de cuivre (Figure 2.17-b). Une nette réduction de l'épaisseur est observée avec cette méthode puisqu'elle n'est plus que de 0,5 mm. De plus, comme mentionné précédemment, un PZT sans retour d'électrode est choisi afin d'éviter le potentiel endommagement causé par la réduction d'épaisseur locale.

Afin de réduire encore l'épaisseur des soudures et pour une meilleure répartition des contraintes sur les électrodes des PZT, la dernière méthode consiste à souder des feuilles d'aluminium de 15 µm d'épaisseur avec de la pâte à l'argent sur les électrodes des PZT (Figure 2.17-c). L'épaisseur d'une soudure mesurée au profilomètre optique est alors d'environ 20 µm.

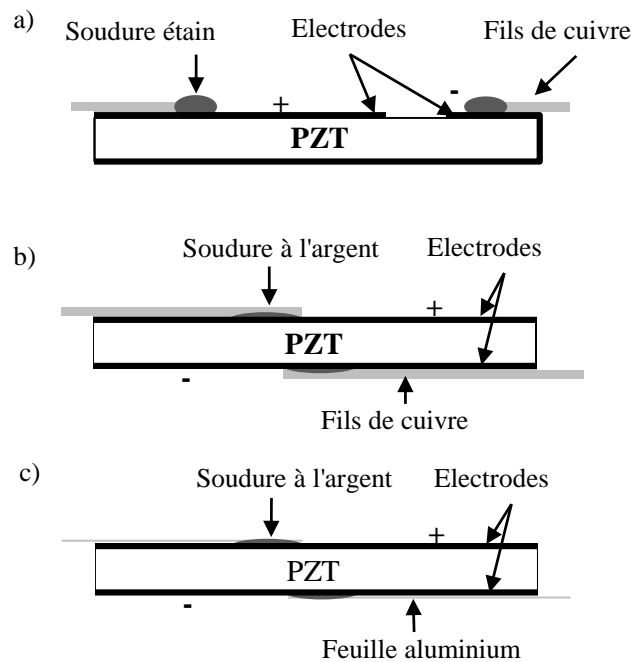


FIGURE 2.17 – a) Soudure à l'étain de fils de cuivre, b) soudure à l'argent de fils de cuivre et c) soudure à l'argent de feuilles aluminium

2.2.2.2 Vérification de l'intégrité des PZT soudés

Comme nous l'avons vu au Chapitre 1, la méthode courante qui consiste à mesurer l'impédance d'un PZT pour connaître son intégrité n'est pas toujours capable de révéler la présence de fissures au sein d'un PZT intégré. Une autre méthode de CND, la radiographie par rayons X, est donc utilisée pour vérifier l'intégrité physique des transducteurs intégrés. Le montage de radiographie est composé d'un tube microfoyer (Viscom XT9225DED) comme source de rayons X et d'un détecteur avec une matrice de photodiodes Perkin Elmer XRD 0821 (1024x1024 pixels de 200 μm). Le banc de mesure est présenté en Figure 2.18. La Figure 2.19 présente les radiographies obtenues de transducteurs soudés avec les techniques présentées dans la partie 2.2.2.1 et intégrés entre le deuxième et le troisième pli du composite (Figure 2.19-b). La méthode d'intégration est précisée dans la partie 2.2.5.

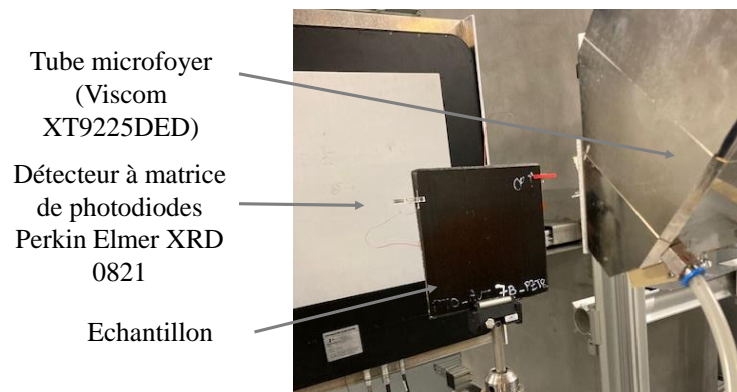


FIGURE 2.18 – Banc de radiographie par rayons X

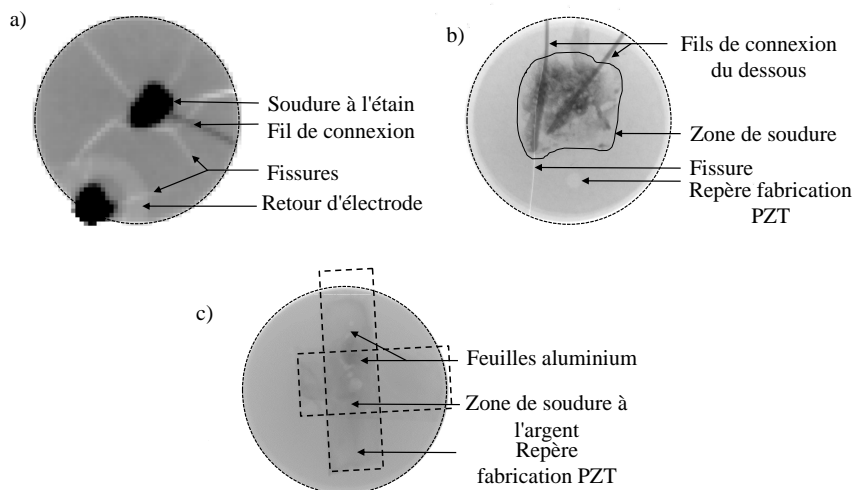


FIGURE 2.19 – Radiographie de PZT intégrés : (a) soudé à l'étain sur des fils de cuivre (1 pixel = 200 μm), (b) soudé à l'argent sur des fils de cuivre (1 pixel = 10 μm) et (c) soudé à l'argent sur des feuilles d'aluminium (1 pixel = 7 μm)

Concernant la première méthode de connexion des électrodes Figure 2.17-a, les radiographies par rayons X sont réalisées sur plusieurs PZT intégrés avec les mêmes résultats. L'une d'entre elles est présentée en Figure 2.19-a. De multiples fissures sont observables avec pour origine les soudures et la fragilité de la zone avec retour d'électrode. Les soudures à l'étain forment des appuis ponctuels sur le PZT, ce qui le fragilise.

Quant à la deuxième méthode de connexion des électrodes Figure 2.17-b, les radiographies par rayons X de la Figure 2.19-b montrent cette fois une fissure liée à la présence du fil de cuivre sur l'électrode, et ce malgré la pression d'élaboration de 3 bar appliquée pour cette méthode. Cette observation confirme le fait qu'une répartition homogène des contraintes sur les électrodes des PZT est indispensable pour une intégration réussie et que l'inhomogénéité des efforts générés par les fils sur le PZT ne permet pas de préserver leur intégrité à cette pression.

Enfin, pour la dernière méthode de connexion des électrodes Figure 2.17-c, les radiographies par rayons X d'une dizaine de PZT intégrés montrent, comme celle présentée en Figure 2.19-c, que cette méthode de connexion permet de préserver l'intégrité des transducteurs PZT intégrés dans ce matériau à une pression d'élaboration élevée de 7 bar. En effet, la répartition des contraintes des soudures est la plus uniforme des trois méthodes de soudure.

2.2.3 Connexion de l'instrumentation en sortie de plaque

Un schéma explicatif des connexions et sorties de fils est présenté en Figure 2.20. Pour des raisons de simplification de mise en œuvre et pour éviter des modifications géométriques des plis du dessus ou du dessous, la sortie des fils se fait par les tranches du composite. Un raccord avec des fils de cuivre est réalisé à l'autre extrémité de la feuille aluminium. Ce raccord permet de faire sortir des fils de cuivre qui peuvent être facilement renforcés. Les fils utilisés sont des fils de cuivre de 160 μm revêtus d'un vernis de polyuréthane. Des gaines en polytétrafluoréthylène sont aussi positionnées autour des fils vernis en sortie de composite pour assurer la tenue des connectiques en sortie de pièce.

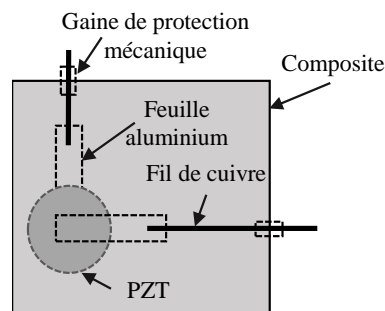


FIGURE 2.20 – Schéma de la composition des fils de connexion du PZT intégré

2.2.4 Isolation électrique de l'instrumentation intégrée

Les fibres de carbone du composite sont conductrices et peuvent être assimilées à une résistance qui capte l'énergie électrique envoyée par le PZT pour la transformer en chaleur par effet Joule. La résine Epoxy étant très isolante, il faut donc s'assurer qu'elle ne soit pas chassée par la pression d'élaboration, ce qui mettrait en contact les fibres de carbone et le PZT intégré. Pour cela, des coupes et observations microscopiques de PZT intégrés sont réalisées. Une observation microscopique présentée en Figure 2.21 met en évidence des contacts entre les fibres de carbone du matériau composite et le PZT intégré. C'est pourquoi, une isolation électrique du PZT intégré et de ses fils de connexion doit être mise en place.

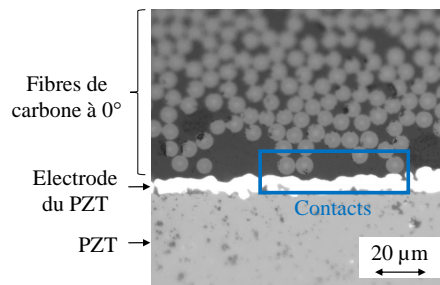


FIGURE 2.21 – Contacts entre les fibres de carbone du matériau composite et le PZT intégré

Afin d'isoler électriquement le PZT, un isolant électrique sous forme de spray (silicone) [CTSR-12E 2020] est appliqué sur les PZT et leurs fils avant leur intégration. L'épaisseur d'isolant déposé mesurée au profilomètre optique est d'environ 10 µm. L'épaisseur totale comprenant le PZT, avec les soudures sur ses deux électrodes aux feuilles aluminium et le vernis est d'environ 270 µm. Des mesures sont réalisées sur les PZT soudés à l'argent avant et après le dépôt d'isolant électrique, pour en connaître l'effet électromécanique sur les PZT. La Figure 2.22 présente les modules de l'impédance mesurée.

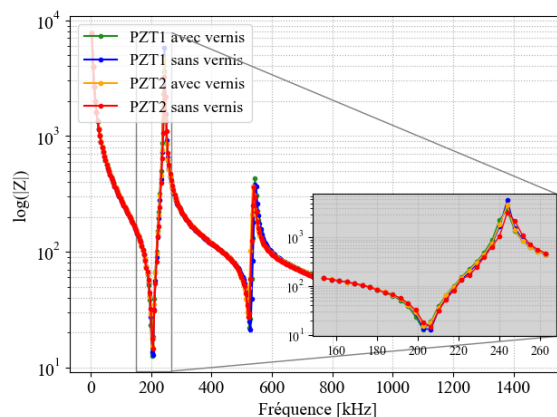


FIGURE 2.22 – Effet induit par les 10 µm de vernis déposé sur chaque électrode du PZT (diamètre de 10 mm et épaisseur de 0,2 mm)

Ces mesures n'indiquent pas de changement sur le comportement radial des PZT. L'isolant électrique n'affecte donc pas le fonctionnement du PZT. Deux cartographies en vibrométrie laser sont réalisées afin d'estimer l'effet de l'isolation sur la génération d'ondes avec un PZT intégré. Celles-ci sont présentées en Figure 2.23 pour une même tension de génération à 10 V crête à crête. Le PZT est excité par un signal de 8 cycles de sinusoïde avec une fenêtre de Hanning centrée sur 50 kHz. Cette étude montre qu'un PZT non isolé intégré peut générer des ondes (Figure 2.23(a)), mais l'amplitude de celles-ci est réduite par rapport à celles générées par le PZT isolé (Figure 2.23(b)). L'écart relatif entre les amplitudes des enveloppes des Ascan selon l'axe X à 20 mm du centre des PZT (0,69 nm pour le PZT isolé et 0,33 nm pour le PZT non isolé) est de 52 %.

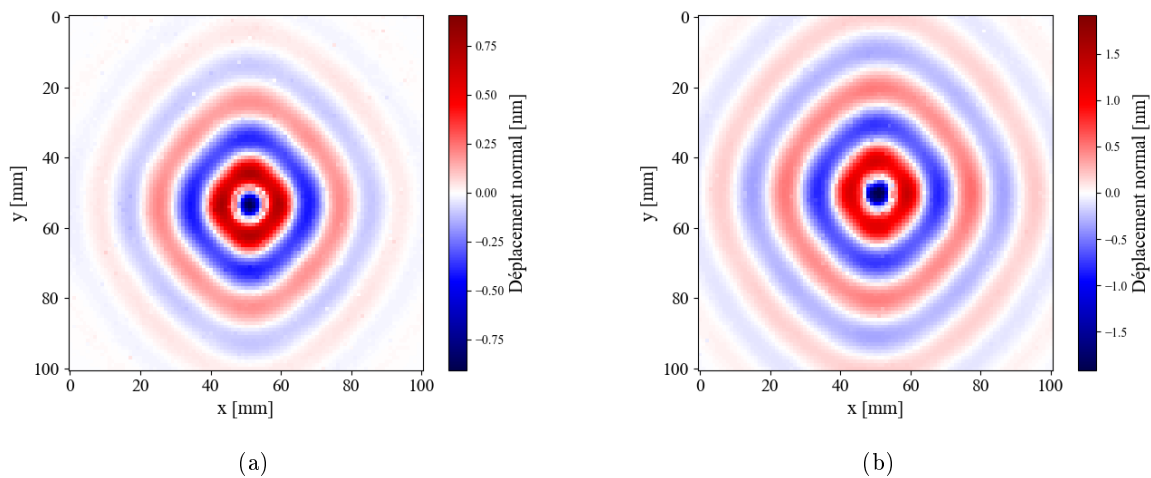


FIGURE 2.23 – (a) Génération d'ondes avec un PZT non isolé et (b) avec un PZT isolé à 60 μ s, à 50 kHz

2.2.5 Méthodes d'intégration testées

La transmission des efforts générés et reçus par les transducteurs intégrés dépend de leur couplage avec le matériau composite. L'objectif de cette partie est d'observer la configuration géométrique du système intégré {transducteur/plaque} pour les deux méthodes d'intégration testées, afin de définir la géométrie des modèles numériques de la propagation d'ondes avec PZT intégré. Deux méthodes d'intégration de transducteurs à cœur de matériau composite sont testées : l'intégration entre deux plis de pré-imprégnés (Partie 2.2.5.1) et l'intégration dans un pli (Partie 2.2.5.2) (Chapitre 1, Partie 1.3.2.2). Pour les deux méthodes, un contre-moule est positionné au dessus du stratifié pour favoriser l'adaptation des plis autour du transducteur intégré et homogénéiser l'épaisseur des plaques composites. En guise de référence pour les comparaisons d'épaisseur obtenue avec les deux méthodes d'intégration, l'épaisseur moyenne mesurée avec un profilomètre sur une plaque sans PZT est de $2,61 \pm 0,03$ mm.

2.2.5.1 Intégration entre deux plis

La technique de l'intégration entre deux plis consiste à positionner le transducteur directement entre deux plis de pré-impregné. La Figure 2.24 représente schématiquement l'intégration réalisée.

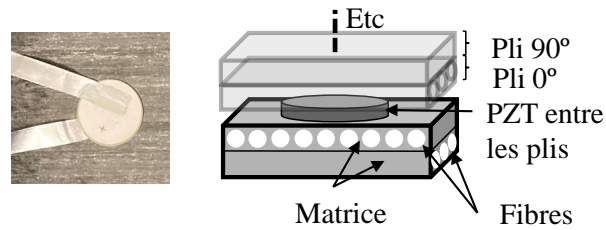


FIGURE 2.24 – Intégration entre deux plis de pré-impregnés

Des découpes de la plaque au niveau du PZT intégré sont effectuées pour réaliser des observations microscopiques selon plusieurs orientations. La Figure 2.25 présente les découpes effectuées et l'angle de vue des observations microscopiques présentées sur la Figure 2.26.

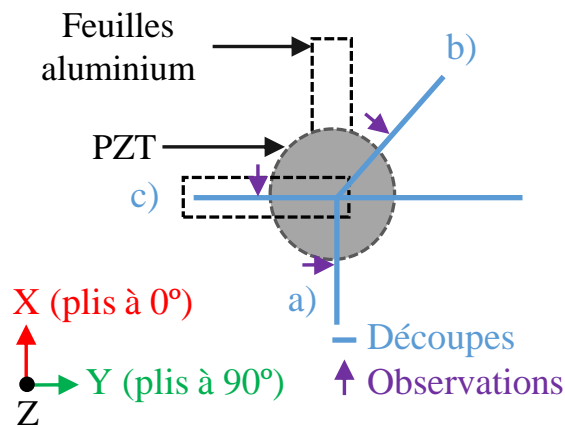


FIGURE 2.25 – Intégration entre deux plis : orientation des observations microscopiques

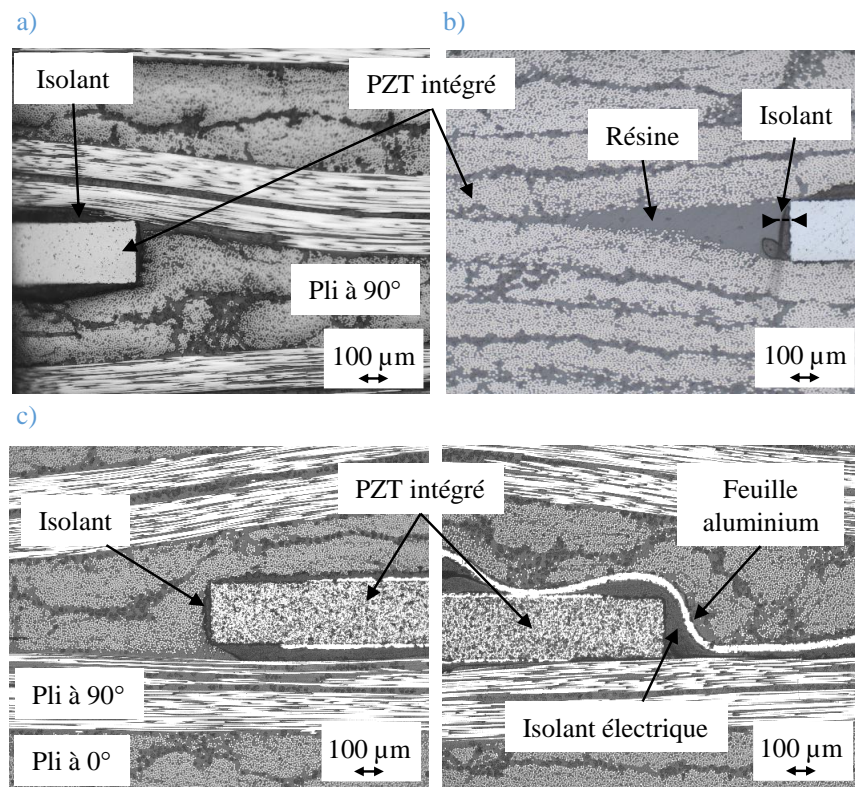


FIGURE 2.26 – Intégration entre deux plis : observations microscopiques du couplage {transducteur/composite} (a) coupe (XZ), (b) coupe à 45°, (c) coupe (YZ) à gauche et à droite

Les observations microscopiques ne mettent pas en évidence de pores à proximité du PZT pour les angles observés. Le pli situé sous le PZT a tendance à remonter contre la tranche du PZT et le pli situé sur le PZT a tendance à descendre contre les tranches du PZT d'après les observations a) et c). En diagonale, seule la résine jouxte le bord du PZT. Les liaisons {transducteur/composite} ne sont donc pas complètement homogènes autour des transducteurs intégrés avec cette méthode. Des poches de résine similaires avaient déjà été mises en évidence pour une intégration d'un transducteur piézoélectrique rectangulaire dans un matériau CFRP avec la méthode d'intégration entre deux plis de composite [Paradies 2000]. Des cartographies d'épaisseur avec un profilomètre optique sont réalisées au niveau du PZT intégré. L'épaisseur moyenne au niveau du PZT est de $2,68 \pm 0,05$ mm. L'intégration entre deux plis induit une augmentation d'épaisseur d'environ 100 μm dans la zone d'intégration. Le contre-moule et les soudures plates permettent d'éviter les trop fortes variations d'épaisseur locale dues à l'intégration entre deux plis. Une autre méthode d'intégration qui vise à homogénéiser les liaisons {transducteur/composite} autour du PZT intégré est donc testée.

2.2.5.2 Intégration dans un pli

L'intégration dans un pli consiste à intégrer le transducteur dans un pli de pré-imprégné préalablement découpé à l'aide d'un emporte-pièce à la géométrie du transducteur (cercle au diamètre du transducteur). Elle permet d'ajuster le composite au plus près du transducteur intégré et donc de reproduire des liaisons {transducteur/composite} les plus homogènes possibles sur les tranches des PZT. La Figure 2.27 présente la méthode utilisée pour l'intégration.

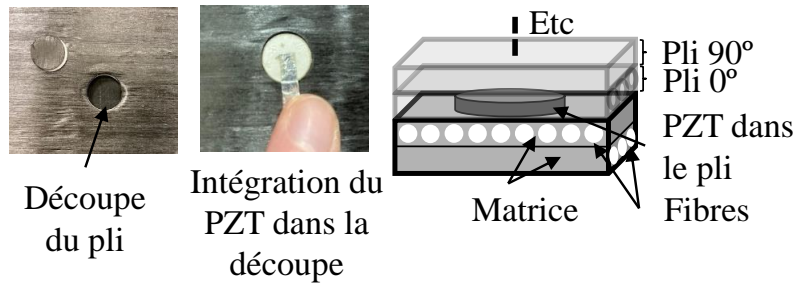


FIGURE 2.27 – Intégration entre deux plis de pré-imprégnés

De la même manière que pour la méthode précédente, des coupes de la plaque au niveau du PZT intégré sont effectuées pour réaliser des observations microscopiques selon plusieurs orientations. La Figure 2.28 présente les coupes effectuées et l'angle de vue des observations microscopiques présentées sur la Figure 2.29.

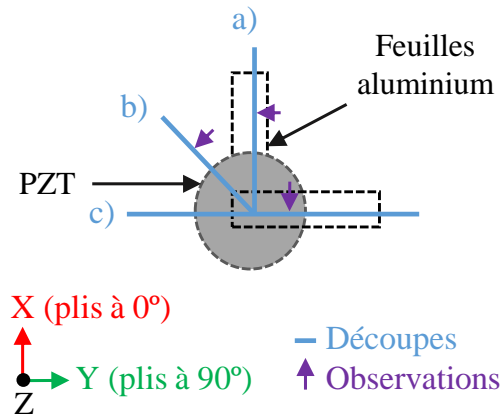


FIGURE 2.28 – Intégration dans un pli : orientation des observations microscopiques

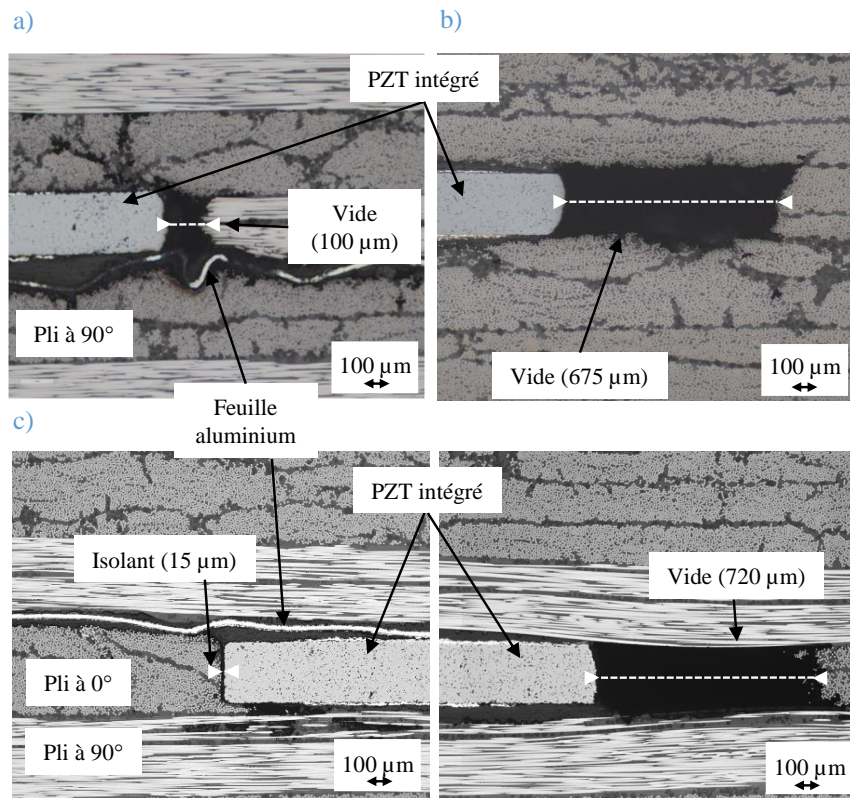


FIGURE 2.29 – Intégration dans un pli : observations microscopiques du couplage {transducteur/composite} (a) coupe (XZ), (b) coupe à 45°, (c) coupe (YZ) à gauche et à droite

Ces observations mettent en évidence la présence d'un vide de plusieurs centaines de microns entre le pli découpé et le PZT intégré. En effet, l'enlèvement de matière par découpe de pli est trop conséquent pour que la résine puisse combler cette partie. Une fois la présence de vide validée par microscopie optique, une radiographie par rayons X nous permet d'observer la zone de vide radiale dans un plan parallèle à celui de la plaque composite. La radiographie est présentée en Figure 2.30.

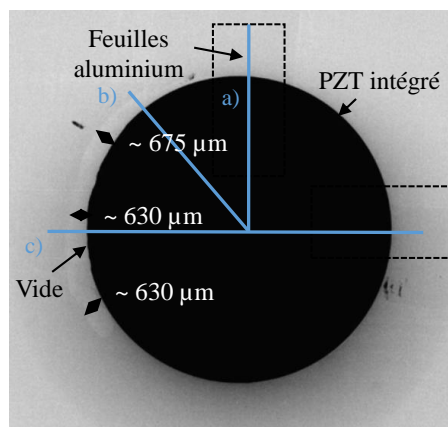


FIGURE 2.30 – Intégration dans un pli : géométrie de la zone de vide par radiographie X (zone gris clair située à gauche du PZT)

Cette observation corrobore les résultats obtenus par observation microscopique. Il est à noter que le vide de $100\ \mu\text{m}$ visible sur l'observation a) de la Figure 2.29 n'est pas observable par radiographie X. En effet, la technique de radiographie par rayon X permet bien de détecter la géométrie 2D du pore autour du PZT lorsque la dimension du vide est suffisamment grande ($600\ \mu\text{m}$), mais pas les petites dimensions de vide. La dimension exacte du pore est difficile à déterminer à cause de la différence de contraste importante entre le matériau du PZT et celui du composite, ce qui ne permet pas de délimiter précisément le contour du PZT. Cet essai d'intégration dans le pli ne permet finalement pas toujours d'ajuster complètement les plis de pré-imprégnés au plus près du transducteur. Pour cette méthode d'intégration les liaisons {transducteur/composite} sont toutefois plus homogènes et semblent plus reproductibles d'une intégration à l'autre, c'est pourquoi, le modèle d'émission de PZT intégré présenté dans le Chapitre 4 utilisera cette géométrie. La présence de vide radialement autour du PZT sera étudiée en modélisation afin de vérifier son effet sur la génération d'ondes avec un PZT intégré (Chapitre 4). Par ailleurs, l'épaisseur de la plaque à l'aplomb du centre du PZT intégré est mesurée au profilomètre. L'épaisseur moyenne fait $2,58 \pm 0,09\ \text{mm}$. L'intégration dans le pli permet donc de ne pas augmenter l'épaisseur du composite localement. Ainsi, l'épaisseur du composite avec PZT intégré sera considérée comme équivalente à l'épaisseur d'une plaque sans PZT intégré.

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons caractérisé les ondes guidées se propageant dans les plaques stratifiées élaborées. Ainsi, les données d'entrée telles que les coefficients d'élasticité et la masse volumique des plaques ont été déterminées pour calculer les courbes de dispersion des ondes guidées se propageant dans ces plaques, mais aussi pour alimenter les futurs modèles FEM de propagation d'ondes. Les courbes de dispersion des plaques dans lesquelles le système SHM est intégré, ainsi que la réponse en fréquence du PZT intégré, estimée à ce stade en première approximation par la formulation théorique existante pour des PZT en surface de matériau isotrope, permettent de définir la plage fréquentielle de fonctionnement pour la suite de l'étude. Il s'agira d'utiliser des fréquences inférieures à 200 kHz pour éviter les modes de Lamb d'ordres supérieurs à zéro et le comportement en résonance du PZT. Parmi les deux modes de Lamb se propageant dans cette gamme de fréquences, c'est le mode qA_0 qui sera privilégié, car sa longueur d'onde est inférieure à celle du mode qS_0 , ce qui lui permettra d'interagir avec de plus petits défauts. De plus, sa vitesse d'énergie dépend moins de la direction de propagation dans ce composite, ce qui facilite la détection.

D'autre part, l'optimisation de la méthode d'intégration a permis de préserver les PZT malgré les conditions d'élaboration du composite proches de celles utilisées pour les pièces de structure à savoir un cycle de température atteignant 180 °C et une pression de 7 bar. En effet, l'utilisation de la pâte à l'argent pour souder les feuilles d'aluminium aux électrodes des PZT est concluante pour préserver leur intégrité, car cela permet une meilleure répartition des contraintes sur les transducteurs lors de l'élaboration. L'isolant électrique appliqué permet avantageusement d'obtenir une fine couche à la fois sur le PZT et ses fils de connexion, afin de limiter les déperditions d'énergie lors de l'utilisation du système.

Par ailleurs, deux méthodes d'intégration des transducteurs sont testées et le système {transducteurs/composite} est observé, indiquant une répartition du composite plus homogène pour l'intégration dans un pli de composite, malgré la présence potentielle de vide sur la tranche du PZT. Les avantages et inconvénients des deux méthodes d'intégration testées seront à mettre en regard de leur efficacité à générer des ondes guidées. Pour répondre à cette dernière question, il est maintenant nécessaire de s'intéresser à l'effet de l'intégration d'un PZT à cœur d'un matériau composite sur sa capacité à émettre des ondes guidées.

Etude expérimentale de l'effet de l'intégration d'un PZT sur ses réponses électromécaniques et ultrasonores

Ce chapitre expérimental a pour objectif de mettre en évidence les différences de réponses d'un PZT intégré dans un composite et celle d'un PZT en surface de composite. Le comportement électromécanique des disques PZT minces intégrés étant peu référencé dans la littérature, la mesure de l'impédance électromécanique est réalisée afin de comparer l'effet du couplage (surface et intégré) et des méthodes d'intégration sur le fonctionnement des PZT (Partie 3.1). Les études existantes dans la littérature sur le comportement en émission et en réception d'ondes de transducteurs intégrés n'étant pas dissociés, une étude permettant de séparer le fonctionnement en émission du fonctionnement en réception des PZT minces intégrés est menée. Pour cela, la caractérisation des ondes guidées générées par des PZT minces intégrés et en particulier celle du mode $qA0$, qui permet la détection de défauts de plus petite taille, est réalisée. Ainsi, les mesures ultrasonores visent à évaluer la capacité des PZT intégrés à générer des ondes guidées, et à étudier la génération du mode $qA0$ à plus grande distance, suivant les couplages des PZT mis en œuvre. Ces mesures permettent aussi d'évaluer l'excitabilité des PZT intégrés, afin de déterminer une plage optimale de fréquences d'excitation pour la détection de défauts (Partie 3.2). Finalement, la détection d'ondes guidées par des PZT intégrés est également étudiée, et leur capacité à détecter un défaut simulé par un aimant est vérifiée (Partie 3.3).

Sommaire

3.1	Caractérisation de l'impédance électromécanique des PZT en surface et intégrés	68
3.1.1	Evaluation de la sensibilité des mesures d'impédance électromécanique du PZT intégré à son isolation électrique	68
3.1.2	Etude du couplage sur le fonctionnement électromécanique des PZT	71
3.1.3	Conclusion sur l'étude électromécanique des PZT intégrés	75
3.2	Caractérisation de la génération d'ondes guidées par des PZT couplés en surface et intégrés à cœur de composite	76
3.2.1	Effet de l'intégration sur la génération d'ondes guidées en champ proche	76
3.2.2	Excitabilité fréquentielle du mode $qA0$	77
3.2.3	Analyse du champ d'ondes $qA0$ généré en champ lointain	83
3.2.4	Conclusion sur l'étude de la génération d'ondes guidées par PZT intégrés	89
3.3	Mesures d'ondes guidées avec un couple de PZT émetteur et récepteur en fonction du type de couplage au composite	90
3.3.1	Réception d'ondes guidées	90
3.3.2	Détection de défaut par ondes guidées	92
3.4	Conclusion	95

3.1 Caractérisation de l'impédance électromécanique des PZT en surface et intégrés

Dans cette partie, il s'agit de vérifier si la méthode de mesure d'impédance électromécanique permet de vérifier l'isolation et l'intégrité des PZT intégrés à cœur (Partie 3.1.1). L'impact de l'intégration sur la réponse électromécanique des PZT intégrés est ensuite étudié, et les fréquences de résonances radiales sont déterminées, afin de confirmer le choix précédemment réalisé de la bande fréquentielle adaptée pour les essais en ondes guidées (Partie 3.1.2).

3.1.1 Evaluation de la sensibilité des mesures d'impédance électromécanique du PZT intégré à son isolation électrique

D'après la bibliographie mentionnée dans le Chapitre 1, la mesure d'impédance électromécanique est utilisable pour caractériser l'intégrité des transducteurs collés en surface d'une pièce. Cette méthode de mesure est rapide et peu énergivore comparée aux mesures en vibrométrie laser réalisées pour évaluer l'isolation des PZT intégrés ou la radiographie utilisée pour évaluer l'intégrité des PZT intégrés (Chapitre 2). Ainsi, la mesure d'impédance électromécanique est évaluée pour vérifier sa sensibilité à l'isolation électrique (Partie 3.1.1.1) et l'intégrité du PZT intégré (Partie 3.1.1.2). Les données d'impédance sont représentées en susceptance, car cela permet de caractériser la capacité quasi-statique des PZT tout en permettant l'observation des modes de résonance radiale, les deux éléments requis pour évaluer l'intégrité des PZT [Mueller 2017].

3.1.1.1 Sensibilité à l'isolation électrique du PZT intégré

La Partie 2.2.3 avait permis de mettre en évidence la nécessité d'isoler électriquement le PZT intégré et ses fils de connexion pour éviter que l'énergie générée par le PZT soit transmise aux fibres de composite, car la résine est chassée entre le PZT et les fibres de carbone en raison de la pression d'élaboration. L'objectif est d'évaluer l'effet de l'isolant sur la réponse en susceptance des PZT après l'intégration, dans le but de déterminer par une mesure électromécanique si l'isolation est correcte. Des mesures sur des PZT intégrés et intacts entre deux plis, sans isolation et avec isolation, sont réalisées. La Figure 3.1 présente la susceptance mesurée de PZT intégrés à 7 bar de pression d'élaboration. L'intégrité des PZT a préalablement été vérifiée par radiographie X.

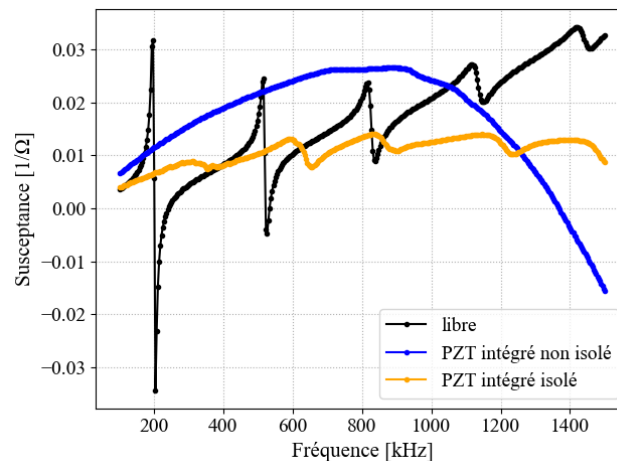


FIGURE 3.1 – Effet de l’absence d’isolation électrique sur les mesures de susceptance d’un PZT intégré à 7 bar

Les courbes de la Figure 3.1 indiquent que lorsque le PZT intégré n’est pas isolé électriquement, le comportement capacitif {électrodes du PZT/composite} affecte la mesure et ne permet pas d’observer les pics de résonances radiales des PZT intégrés. Le manque d’isolation électrique peut donc se vérifier par l’absence des pics de résonance du PZT intégré à 7 bar (une étude analogue à basse pression est réalisée en Annexe A.1). Les cartographies de vibrométrie laser présentées en Figure 2.23 montraient que l’amplitude des ondes générées par un PZT non isolé, mais intégré était réduite de moitié, cependant, l’amplitude des ondes guidées peut aussi varier d’une intégration à l’autre (Partie 3.2.3.4). La mesure de susceptance est donc préférable à la vibrométrie pour qualifier le manque d’isolation du PZT intégré.

3.1.1.2 Sensibilité à l’intégrité du PZT intégré

Les mesures de susceptance mentionnées dans la littérature sont efficaces pour vérifier l’endommagement des PZT en surface [Mueller 2017]. La détection par la mesure de susceptance d’un éventuel endommagement de PZT intégré est donc étudiée. Pour cela, deux PZT (10 mm de diamètre et 0,2 mm d’épaisseur) isolés et intégrés entre deux plis de composite dont l’un est endommagé sont considérés (Figure 3.2). Des radiographies sont réalisées pour vérifier l’état des PZT.

La radiographie indique l’existence de deux fissures sur le PZT endommagé. Avant intégration, le PZT présentait une couche d’isolant électrique épaisse très localement (environ 100 μm), ce qui a provoqué une fissuration durant son intégration. La fissure horizontale visible en radiographie est confirmée par l’observation microscopique de la tranche du PZT après découpe. La fissure horizontale fait environ 195 μm de large sur l’observation microscopique. Ainsi, malgré le fait que le PZT intégré reste contraint lors de l’intégration, les portions cassées du PZT peuvent se séparer. De plus, les feuilles aluminium n’atteignent pas les parties cassées du PZT (ou une seule feuille est en contact de l’électrode), ce qui ne permet pas d’exciter le disque PZT entier. Les réponses en susceptance du PZT endommagé et de son homologue intact sont présentées en Figure 3.3.

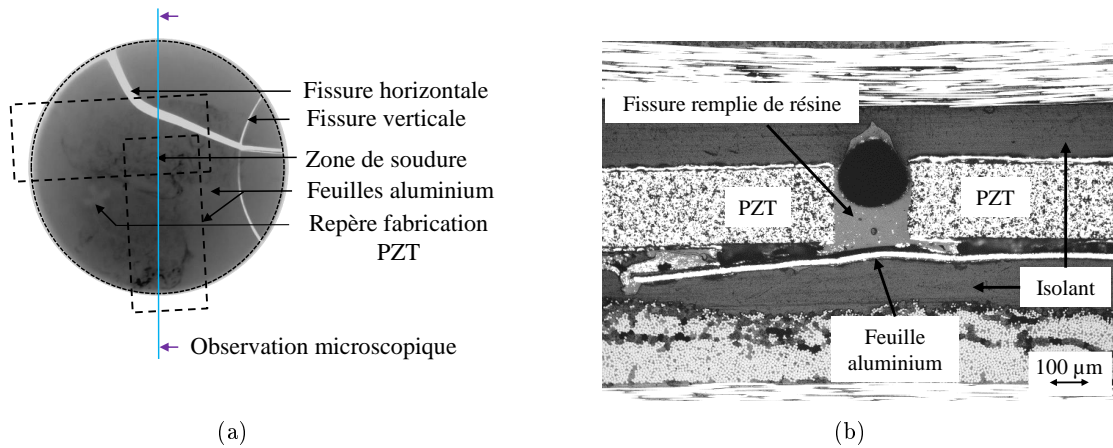


FIGURE 3.2 – (a) Radiographie (résolution : 1 pixel = 14 μm) et (b) observation microscopique localisée au niveau de la fissure horizontale du PZT sur une coupe verticale du PZT intégré endommagé

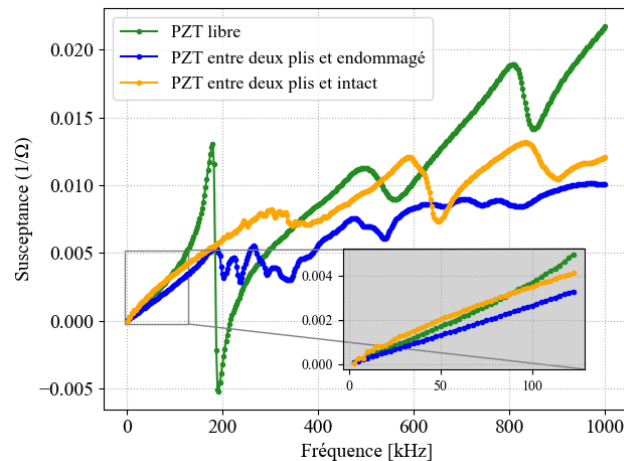


FIGURE 3.3 – Susceptance de PZT libre, intégré et intact, et intégré et endommagé

Par rapport au PZT intégré sain, la mesure de susceptance du PZT endommagé présente des fréquences additionnelles autour du pic de la première fréquence de résonance, ce qui s'explique par la géométrie complexe induite par l'endommagement du PZT. De plus, la première résonance se décale vers les basses fréquences par rapport à la résonance du PZT intact, ce qui est cohérent avec les observations faites dans les travaux de Mueller *et al.* pour un PZT fissuré et couplé en surface de plaque [Mueller 2017]. La réponse du PZT endommagé montre aussi une diminution de la pente globale, faible avant 200 kHz, mais significative à plus haute fréquence, ce qui est cohérent avec la réduction de la surface des électrodes du PZT (Equation 1.7). Cette réduction de pente sur les mesures de susceptance est aussi cohérente avec les observations de Mueller *et al.* sur un PZT en surface, fissuré avec enlèvement de matière. En revanche, pour l'endommagement de type fissure et enlèvement de matière, Mueller *et al.* observent un décalage du pic de résonance du PZT endommagé vers les hautes fréquences, ce qui n'est pas retrouvé ici. Le PZT étant intégré, l'ensemble des morceaux du PZT restent contraints par le composite ce qui peut potentiellement expliquer la diminution de

la fréquence de résonance du PZT, similaire à celle du PZT fissuré de l'étude de Mueller *et al.*. Ces résultats préliminaires indiquent donc que l'endommagement est détectable sur la réponse de ce type de transducteur piézoélectrique par l'association de plusieurs observations sur la susceptance : les fréquences additionnelles présentes sur la première fréquence de résonance, le décalage du premier pic de résonance radiale vers les basses fréquences et la réduction de la pente de la susceptance. Par ailleurs, pour compléter ces observations, l'étude des ondes guidées émises par ce même PZT endommagé est présentée en Annexe A.4.

3.1.2 Etude du couplage sur le fonctionnement électromécanique des PZT

L'effet de l'intégration sur le fonctionnement électromécanique des PZT est étudié, afin d'évaluer la rigidité des différents couplages. Pour cela, les mesures de susceptance de PZT couplés selon les diverses méthodes (surface et intégré) sont comparées (Partie 3.1.2.1). De plus, la variabilité des réponses des PZT intégrés en fonction de leur environnement proche et des fils de connexion est étudiée (Partie 3.1.2.2).

3.1.2.1 Comparaison des impédances électromécaniques de PZT en surface et intégrés

Afin d'observer les différences de réponses électromécaniques entre des PZT couplés en surface et intégrés, des mesures de susceptance sur deux PZT couplés en surface et deux autres intégrés sont réalisées. En surface, le couplage est fait au SWC ("Shear Waves Couplant") ou au Salol[®](ou Phenyl Salicylate) qui sont les deux méthodes utilisées ensuite [Sha 2021]. Les épaisseurs du collage au SWC et au Salol[®]mesurées au profilomètre font environ 20 μm . Le SWC est le couplant usuel utilisé en ultrasons pour transmettre les contraintes de cisaillement, mais sa viscosité est très sensible à la température donc le couplage du PZT n'est pas stable lors de longues acquisitions. C'est pourquoi le Salol[®]est aussi testé, car il permet de coupler les PZT pour des essais de longue durée. Le Salol[®]est stable après environ 7 h de solidification à température ambiante pour une température supérieure à 5 °C et inférieure à 43 °C [Baudis 2023]. Tout comme le SWC, le Salol[®]donne aussi l'avantage de pouvoir repositionner les PZT par chauffage, mais sa mise en place est plus délicate qu'au SWC. A cœur, les deux méthodes d'intégration entre deux plis et dans un pli sont utilisées. La Figure 3.4 présente les mesures obtenues.

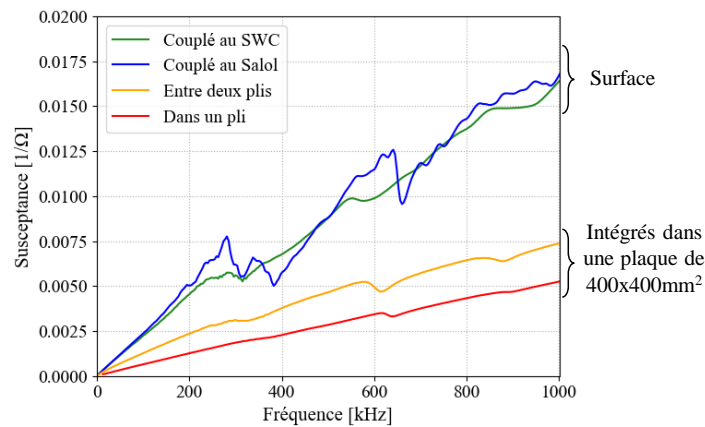


FIGURE 3.4 – Susceptance expérimentale sur PZT couplés (PIC255 de 10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur) en surface au SWC, au Salol® et intégrés entre deux plis et dans un pli de composite

Les mesures mettent en évidence un décalage de la première fréquence de résonance d'environ 100 kHz par rapport au PZT libre (200 kHz) pour tous les PZT testés, qu'ils soient intégrés ou collés en surface. Le premier pic de résonance radiale se situe alors vers 300 kHz. Ce décalage vers les hautes fréquences avait déjà été mis en évidence et est caractéristique du couplage entre le transducteur et la structure pour des PZT minces [Park 2009]. De plus, les pics radiaux sont présents sur les mesures de susceptance des PZT intégrés, mais leur amplitude est réduite par rapport au PZT libre, tout comme les PZT couplés en surface. La réduction d'amplitude est liée à l'amortissement mécanique produit par la structure sur les PZT lorsqu'ils lui sont solidement couplés. Zhang *et al.* avaient montré que les pics de résonances radiales ont une plus faible amplitude et se décalent vers les hautes fréquences lorsque le matériau sur lequel le PZT est associé est rigide [Zhang 2022]. L'amplitude de la première résonance des PZT intégrés montre que l'intégration induit un couplage plus rigide des PZT intégrés au composite comparé à un couplage en surface. En effet, le couplage du PZT au SWC induit une amplitude du premier pic de résonance légèrement plus élevée que pour l'intégration. Par ailleurs, des fréquences de résonance additionnelles sont notables sur le premier pic de résonance du PZT couplé au Salol®, ce qui traduit une certaine in-homogénéité du couplage (collage partiel), mais ne permet pas tout à fait de conclure sur la rigidité du couplage. Enfin, il est à noter que ces mesures confirment que la génération d'ondes peut se faire dans une gamme fréquentielle inférieure à 200 kHz. La différence de pente entre les mesures des PZT couplés en surface et intégrés est discutée dans la partie suivante.

3.1.2.2 Variabilité de l'impédance électromécaniques de divers PZT intégrés

L'objectif est d'évaluer la reproductibilité de la réponse des PZT intégrés pour plusieurs intégrations et vérifier s'il est possible d'évaluer la qualité des intégrations grâce à ces mesures. Pour cela, nous mesurons la susceptance de PZT intégrés selon les deux méthodes d'intégrations dans diverses plaques. La Figure 3.5 présente les différentes mesures de susceptance obtenues.

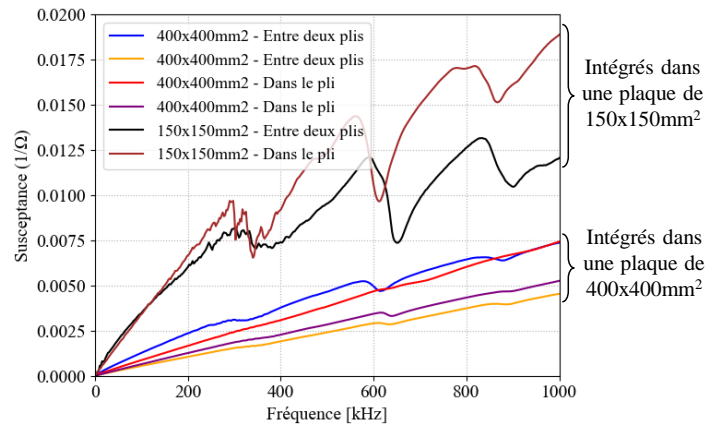


FIGURE 3.5 – Susceptance expérimentale de PZT intégrés (PIC255 de 10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur) dans diverses plaques

Pour commencer, il n'y a pas de variation distincte entre les réponses des PZT intégrés entre deux plis et celles des PZT intégrés dans un pli. L'ensemble des réponses des PZT intégrés diffère en raison de la reproductibilité des intégrations. De plus, nous constatons que les réponses des deux PZT intégrés dans les plaques de 150x150 mm² sont significativement différentes des réponses des PZT intégrés dans les plaques de 400x400 mm². La première divergence des réponses concerne l'amplitude des premiers pics de résonance (modes radiaux). En effet, le premier pic radial à 300 kHz est presque complètement atténué pour les intégrations dans les plaques de 400x400 mm² contrairement à celles dans les plaques de 150x150 mm². De plus, les pics de résonances radiales sont plus amples et présentent des fréquences de résonance additionnelles lorsque les PZT sont intégrés dans les plaques de 150x150 mm² comparées à leurs homologues intégrés dans les plaques de 400x400 mm². Il s'agit donc d'expliquer la variation d'amplitude des pics de résonances radiales. Pour cela, des radiographies par rayons X des intégrations dans un pli dans les plaques de 400x400 mm² sont présentées en Figure 3.6 afin d'avoir un ordre de grandeur de la dimension du vide autour des PZT intégrés (l'intégration entre deux plis ne permettant pas d'observer le vide autour du PZT par rayon X).

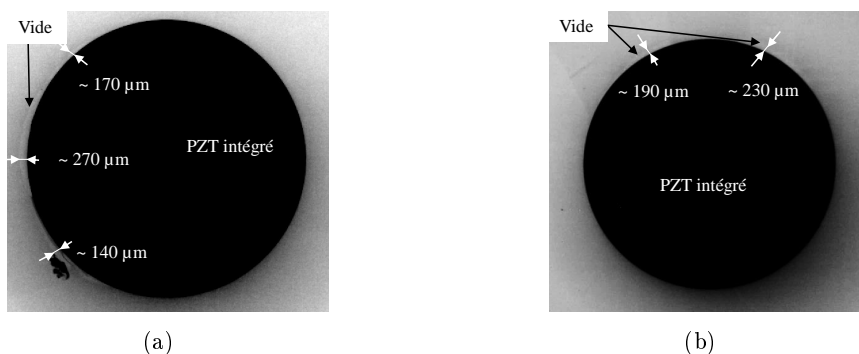


FIGURE 3.6 – Géométrie des zones de vide observées par radiographie X pour deux PZT intégrés dans le troisième pli d'une plaque de 400x400 mm²

Les dimensions des zones de vide de la Figure 3.6 sont divisées par trois environ par rapport aux dimensions de la zone de vide du PZT intégré dans la plaque de $150 \times 150 \text{ mm}^2$, qui était d'environ $630 \text{ }\mu\text{m}$ (Figure 2.30). Ainsi, la dimension de la zone de vide semble induire une plus grande liberté de mouvement pour certains côtés des PZT, ce qui est amplifié à leurs fréquences de résonance. Cette conclusion concernant l'amplitude des modes radiaux et son lien avec la présence du vide radial sera confirmée par modélisation dans le Chapitre 4.

Par ailleurs, la Figure 3.5 montre que la pente de la susceptance des PZT intégrés dans une plaque de $400 \times 400 \text{ mm}^2$ était inférieure à celle de PZT intégrés dans un plaque de $150 \times 150 \text{ mm}^2$. Les causes possibles des variations des réponses des PZT en susceptance sont liées aux différences notables entre les deux élaborations (grandes et petites plaques). Ces différences sont la position relative des fils de connexion entre eux et la longueur des fils intégrés dans le composite. Elles constituent les hypothèses discutées pour expliquer les variations de pente. Les diverses tailles de plaque ($400 \times 400 \text{ mm}^2$ et $150 \times 150 \text{ mm}^2$) impliquent des positions des fils de connexion différentes. En effet, les fils de connexion des PZT intégrés dans les plaques de $150 \times 150 \text{ mm}^2$ sont perpendiculaires entre eux (Figure 3.7(a)). La conception des plaques de $400 \times 400 \text{ mm}^2$ instrumentées nécessite de faire sortir les fils de connexion du PZT sur le même bord pour éviter que les fils de connexion ne se croisent dans le composite lorsque plusieurs PZT sont intégrés dans la même plaque. Cela les rend relativement proches l'un de l'autre (3 cm) (Figure 3.7(b)).



FIGURE 3.7 – Disposition des fils de connexion des PZT intégré de 10 mm de diamètre : (a) dans les plaques de $150 \times 150 \text{ mm}^2$ et (b) dans les plaques de $400 \times 400 \text{ mm}^2$

La dernière hypothèse qui justifierait la variation de pente de la susceptance est la longueur totale des fils de connexions intégrés qui diffère de 12 cm entre les plaques de $150 \times 150 \text{ mm}^2$ et de $400 \times 400 \text{ mm}^2$. En effet, la variation de pente de la susceptance dépend aussi de l'interaction entre les fils de connexion et les fibres du composite. Cette Figure 3.5 indique finalement qu'il ne ressort aucune tendance de réponse pour chaque méthode d'intégration (entre deux plis et dans le pli). En conclusion, la pente de la susceptance varie d'une part fortement en raison de la reproductibilité imparfaite de l'intégration, et d'autre part probablement en raison des fils de connexion intégrés (longueur et disposition). Des variations plus fines de la courbe de susceptance sont également observées entre deux intégrations dans des plaques de même taille (fils de même longueur et disposition), en raison des variations de l'organisation locale de la matière autour du PZT.

3.1.3 Conclusion sur l'étude électromécanique des PZT intégrés

Pour conclure, ces premières mesures de susceptance sont prometteuses pour déterminer l'efficacité de l'intégration des transducteurs, notamment l'isolation, le couplage et l'intégrité des PZT intégrés à cœur de matériau composite. Le Tableau 3.1 récapitule les effets observés pour les PZT intégrés.

Caractéristiques	Effets observés
Absence d'isolation électrique	Absence des modes radiaux
Fissuration du PZT (selon la forme complexe observée)	Premier mode radial comporte des fréquences additionnelles, est décalé vers les basses fréquences et réduction de la pente en susceptance
Couplage (entre deux plis et dans un pli)	Décalage des modes radiaux vers les hautes fréquences accentué par rapport au décalage des modes induits par le couplage en surface et réduction prononcée de l'amplitude des pics de résonance
Présence de vide radialement	Fréquences additionnelles et augmentation de l'amplitude des modes radiaux
Disposition des fils de connexions / longueur des fils intégrés (Hypothèses)	Réduction de la pente en susceptance si les fils de connexion sont proches ou si leur longueur intégrée est grande

TABLE 3.1 – Tableau récapitulatif des effets observés sur les PZT intégrés

Au même titre que pour un PZT endommagé, l'intégration peut provoquer la réduction de la pente de la susceptance par rapport à celle d'un PZT libre. Ainsi, pour détecter un endommagement de PZT, il est préférable d'observer conjointement la réduction de pente, les fréquences additionnelles et le décalage du premier pic de résonance radiale. Il est aussi conseillé de mesurer un état de référence de PZT intact intégré suivant une mise en place et longueur des fils de connexion les plus proches possibles du PZT dont l'intégrité est à vérifier. La multiplication des intégrations permet d'observer que la réponse en impédance électromécanique des PZT intégrés varie en fonction de la répartition du matériau autour de lui et de ses fils de connexion. Les mesures des PZT intégrés sont aussi cohérentes avec une augmentation de la rigidité du couplage comparée aux PZT couplés en surface de composite. Enfin, le décalage fréquentiel des pics de résonance du PZT intégré (premier pic radial) confirme que la caractérisation de la génération d'ondes guidées peut se faire à des fréquences inférieures à 200 kHz, comme supposé dans la Partie 2.2.1.3 suite à la mesure d'impédance électromécanique d'un PZT libre.

3.2 Caractérisation de la génération d'ondes guidées par des PZT couplés en surface et intégrés à cœur de composite

L'observation des ondes guidées générées en champ proche par des PZT couplés en surface ou intégrés permet de vérifier la capacité des PZT intégrés à émettre des ondes guidées et d'évaluer qualitativement la transmission d'ondes pour les différents couplages des PZT (Partie 3.2.1). L'étude de l'excitabilité fréquentielle des PZT générateurs permet ensuite de définir la gamme de fréquence à privilégier pour effectuer un essai de détection de défaut (Partie 3.2.2). Enfin, l'analyse du champ d'onde à plus grande distance permet d'évaluer l'efficacité de la génération d'onde lorsque l'émetteur est intégré dans une plaque composite (Partie 3.2.3). L'épaisseur des plaques utilisées pour la caractérisation de la génération d'ondes est comparée dans l'Annexe A.2 et bien similaire.

3.2.1 Effet de l'intégration sur la génération d'ondes guidées en champ proche

Cette partie présente des mesures des champs d'ondes en champ proche du PZT générés suite à l'excitation de PZT couplé en surface et des PZT intégrés selon les méthodes présentées dans le Chapitre 2. Il s'agit de vérifier que les PZT intégrés sont capables de générer des ondes guidées et de décrire l'effet de l'intégration sur la transduction en champ proche. Le déplacement hors plan est mesuré avec un vibromètre laser sur la surface des plaques lors de l'excitation des PZT avec un signal sinusoïdal de 8 cycles fenêtré par Hanning à la fréquence centrale de 50 kHz et une amplitude de 10 V crête-à-crête. Le balayage est réalisé sur une surface de 100x100 mm² et un pas spatial de 1 mm. La Figure 3.8 présente les cartographies pour l'émission avec un PZT couplé au Salol® en surface de composite, et la Figure 3.9 pour l'émission avec un PZT intégré soit entre deux plis, soit dans un pli. L'axe y correspond à l'orientation des fibres à 0°.

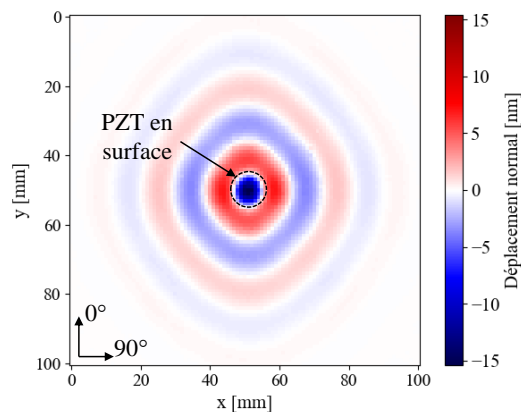


FIGURE 3.8 – Cartographie à l'instant $t = 40 \mu\text{s}$ du déplacement hors plan mesuré au vibromètre laser pour une fréquence d'excitation de 50 kHz avec un PZT couplé au Salol® en surface de composite ($t = 0$ correspondant au début de l'excitation du PZT)

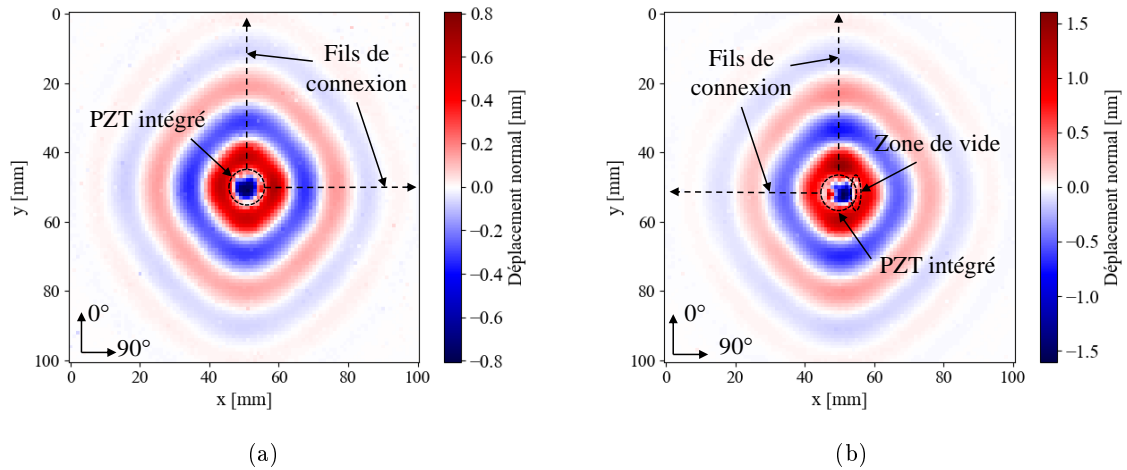


FIGURE 3.9 – Cartographie à $40 \mu\text{s}$ du déplacement hors plan mesuré au vibromètre laser pour une fréquence d’excitation de 50 kHz (a) avec un PZT intégré entre deux plis et (b) avec un PZT intégré dans un pli

Ces cartographies confirment tout d’abord que les PZT intégrés émettent bien des ondes guidées. L’amplitude maximale des ondes (en dehors de la zone comprenant le PZT lui-même) émises par le PZT en surface est de $7,1 \text{ nm}$, de $0,7 \text{ nm}$ pour les ondes émises par le PZT intégré entre deux plis et de $1,5 \text{ nm}$ pour les ondes émises par le PZT intégré dans un pli. Globalement, l’amplitude des ondes émises par les PZT intégrés est réduite de 85% par rapport à l’amplitude des ondes émises par le PZT couplé en surface. Pour les deux PZT intégrés, certains éléments de connexion du PZT sont visibles sur les cartographies. La zone de vide du PZT intégré dans un pli ne semble pas avoir d’effet particulier sur la génération d’ondes. Ces mesures seront affinées et analysées quantitativement dans la Partie 3.2.3, afin de déterminer si l’effet des différents couplages de PZT impacte l’amplitude émise selon le mode $qA0$ suivant les différentes directions, en champ lointain.

3.2.2 Excitabilité fréquentielle du mode $qA0$

Il s’agit ensuite de déterminer les fréquences pour lesquelles le mode $qA0$ est préférentiellement émis par un PZT intégré à cœur de matériau et de comparer son comportement avec celui de PZT couplé en surface. Pour cela, la méthodologie utilisée pour déterminer les minimums d’excitabilité des PZT est détaillée (Partie 3.2.2.1). Enfin, les réponses fréquentielles expérimentales obtenues avec des PZT couplés en surface ou intégrés sont présentées (Partie 3.2.2.2).

3.2.2.1 Méthode de détermination de l’excitabilité

Pour chaque méthode de couplage des PZT aux plaques composites (PZT couplé en surface, PZT intégré dans un pli et entre deux plis), les PZT sont excités avec un signal sinusoïdal de 10 V crête-à-crête modulé linéairement en fréquence entre 30 et 200 kHz (chirp). Des acquisitions du déplacement hors-plan avec un vibromètre laser sont réalisées selon les directions principales du composite (0° , 45° et 90°) et sur une longueur de 120 mm pour obtenir 3 Bscans. Le pas du balayage (1 mm) est défini inférieur à la longueur d’onde minimale du mode $qA0$ sur la plage fréquentielle d’émission. Un calcul de la transformée de Fourier rapide à deux dimensions (FFT 2D) est ensuite réalisé pour chaque Bscan

afin d'obtenir les courbes de dispersion dans le domaine nombre d'onde-fréquence (Figure 3.10(a)), puis, l'amplitude de la valeur absolue de la FFT 2D pour le mode qA0 est tracée (Figure 3.10(b)), ce qui permet de visualiser les minimums d'excitabilité du mode selon chaque direction de propagation. La courbe d'excitabilité est exprimée en dB par rapport à son amplitude maximale.

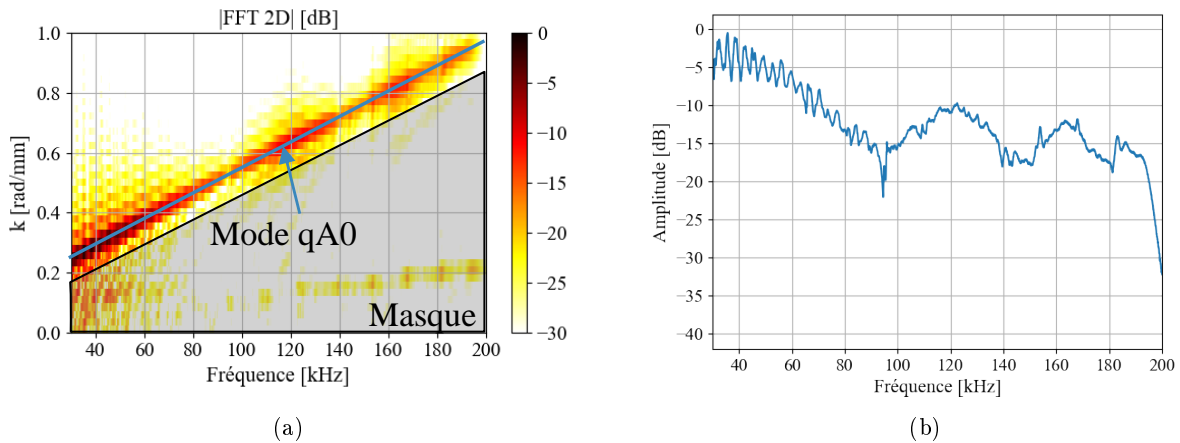


FIGURE 3.10 – (a) Extraction du maximum d'amplitude du module de la FFT 2D pour le mode qA0 et (b) amplitude correspondante du mode qA0 pour l'émission d'un PZT intégré dans un pli de composite et une propagation selon les fibres à 90°

Les plaques utilisées faisant au maximum $400 \times 400 \text{ mm}^2$, des réflexions peuvent survenir lorsque les ondes arrivent sur les bords de plaques et s'ajouter aux signaux directs d'intérêt à isoler selon la direction extraite. Si ces contributions (sans conversion de mode) sont colinéaires au trajet direct du mode incident et d'amplitude suffisante, alors cela se traduit dans la FFT 2D par des fluctuations d'amplitudes variant avec la fréquence, et indépendantes de l'effet de sélectivité fréquentielle du transducteur générateur que nous voulons déterminer. Un exemple de réflexion qui peut avoir lieu sur des acquisitions horizontales ou verticales par rapport aux bords latéraux et gauche de la plaque est présenté sur la Figure 3.11(a). Le bord latéral de la plaque est un bord parallèle à la direction du Bscan mesuré (en orange sur la figure) et le bord gauche est le bord perpendiculaire au Bscan (en vert sur la figure). Les réflexions sur le bord latéral forment un angle aigu entre le signal direct et réfléchi, ainsi, pour une fréquence donnée, leurs contributions dans la FFT 2D apparaissent à des k inférieures à celui du mode qA0 propagé selon l'axe du Bscan. Ainsi, le masque (présenté en Figure 3.10(a)) permet de s'affranchir de ces réflexions. Il reste donc à vérifier l'influence des réflexions sur le bord gauche de la plaque.

Diverses configurations peuvent se présenter lors de l'interaction des modes avec un bord de la plaque (Figure 3.11(b)), des réflexions seules du mode qA0 direct ($qA0_d$) en qA0 réfléchi ($qA0_r$) et de même pour le mode qS0. Ces réflexions apparaissent lorsque le bord de plaque réfléchit parfaitement les modes, c'est-à-dire quand le bord est net et perpendiculaire à la surface. Dans le cas d'un bord de plaque qui n'est pas coupé net verticalement par rapport au plan de la plaque et en raison de la dissymétrie du bord, il peut y avoir une conversion de mode. Expérimentalement, deux bords sont découpés de manière nette sur les plaques, mais sur les autres, les sorties des fils de connexion des transducteurs sont présents, ce qui empêche la découpe nette. Dans le cas des conversions de

mode, même si la conversion du mode $qS0$ direct en $qA0$ réfléchi est de faible amplitude, les mesures sont réalisées de manière à éviter que ce type de réflexion interagisse avec les signaux de mesures, c'est-à-dire que les mesures sont réalisées lorsque le bord de gauche est un bord plan. Pour les ondes $qS0$ réfléchies issues d'une onde $qS0$ directe et pour les ondes $qS0$ issues d'une conversion du $qA0$ direct, l'extraction de l'amplitude maximale de la FFT 2D (soit l'amplitude de $qA0$) par un masque (Figure 3.10(a)) permet de s'affranchir de la composante $qS0$. Il reste donc à séparer les réflexions du mode $qA0$ direct vers un mode $qA0$ réfléchi sur le bord gauche. En raison du type de signal émis (signal sinus modulé en fréquence (chirp large bande de durée de 5 ms), il n'était pas possible d'éviter ces contributions réfléchies par simple fenêtrage des signaux temporels. C'est pourquoi, un post-traitement particulier est effectué avec calcul de FFT 2D par morceaux pour vérifier que la FFT 2D classique n'est pas affectée par les modes $qA0$ réfléchis.

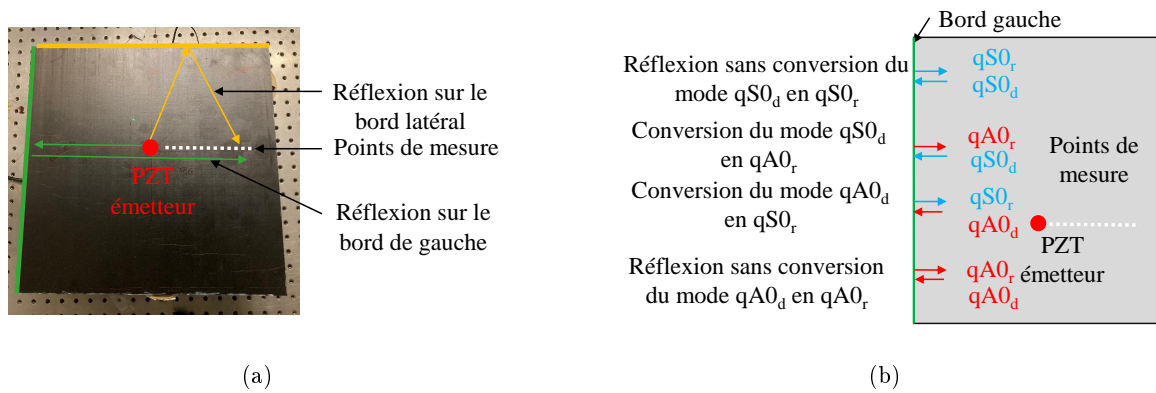


FIGURE 3.11 – (a) Types de réflexions possibles pour une acquisition selon les directions des fibres du composite et (b) conversions de mode possible en bord de plaque - $A0_d$ pour $A0$ direct et $A0_r$ pour $A0$ réfléchi

Les FFT 2D par morceaux consistent à déterminer les FFT 2D des signaux après convolution du signal sinusoïdal modulé en fréquence par un signal sinusoïdal de 15 cycles à une fréquence donnée (Figure 3.12-2) et après fenêtrage dans le domaine temporel pour éviter toutes les réflexions après le signal direct (Figure 3.12-3). La FFT 2D à la fréquence du signal sinusoïdal de 15 cycles est illustrée (Figure 3.12-4) pour une fréquence de 70 kHz. Cette opération est répétée à toutes les fréquences de la gamme fréquentielle. La FFT 2D totale est alors reconstituée en assemblant, à chaque fréquence, les valeurs de FFT 2D calculées sur les signaux convolués par la sinusoïde centrée sur ladite fréquence.

Finalement, pour tous les graphes d'excitabilité fréquentielle présentés, les FFT 2D par morceaux ont permis de vérifier que les positions des minimums du mode $qA0$ ne sont pas modifiées par les réflexions. Un exemple de calcul de FFT 2D par morceaux selon la direction à 90° suite à l'émission d'un PZT intégré dans un pli de composite est présenté dans l'Annexe A.3.

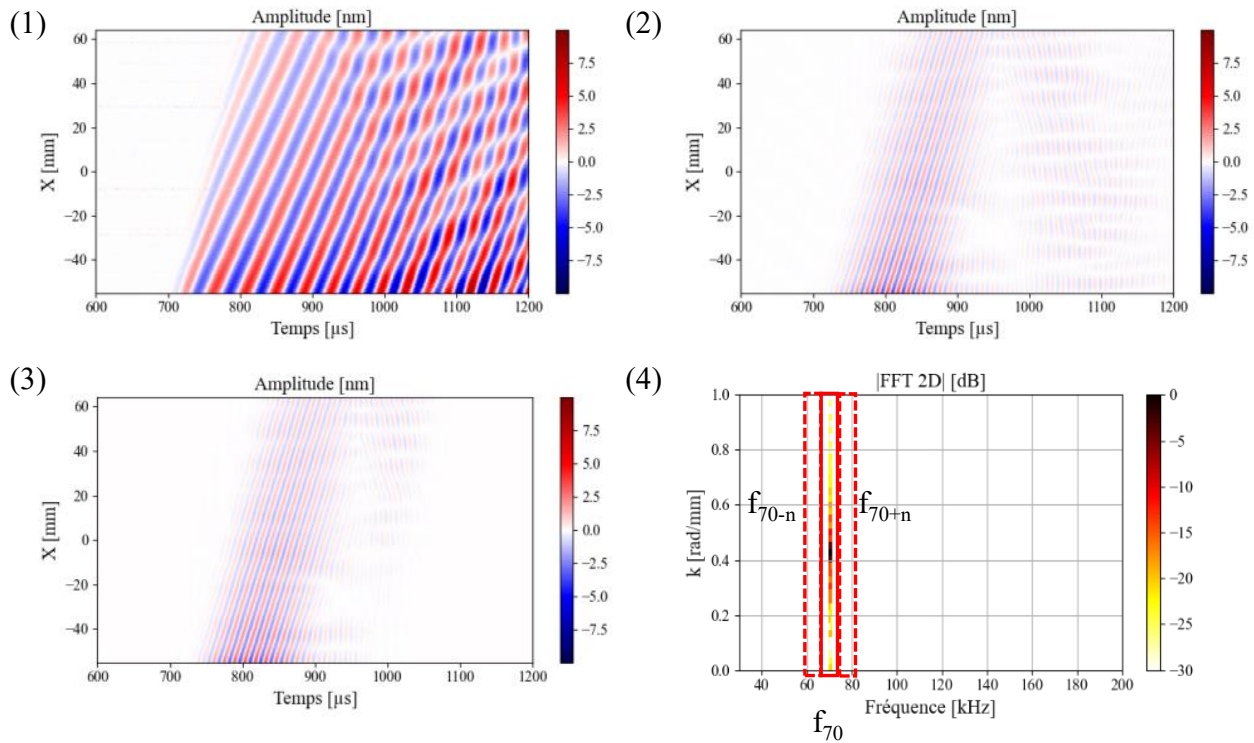


FIGURE 3.12 – Principe de la FFT 2D par morceaux (exemple de la propagation suivant les fibres à 90° suite à l'émission avec un PZT intégré dans un pli) : (1) Signaux Bscan bruts enregistrés suite à l'émission du sinus modulé en fréquence (chirp), (2) signaux Bscan après convolution avec un signal de 15 cycles à 70 kHz (3) signal temporel après fenêtrage de Hanning pour filtrer les contributions réfléchies et (4) construction de la FFT 2D par morceaux en itérant fréquemment

3.2.2.2 Mesure de l'excitabilité de PZT en fonction du couplage

Les excitabilités obtenues suite à l'émission par des PZT en surface ou à cœur sont ainsi calculées. Pour rappel, les PZT sont des PIC 255 de 10 mm de diamètre et 200 μm d'épaisseur, avec retour d'électrode pour les PZT couplés en surface et sans retour d'électrode pour les PZT intégrés.

Couplage au SWC en surface

Tout d'abord, l'excitabilité de deux PZT couplés au SWC en surface est tracée suivant chacune des trois directions principales du composite (Figure 3.13). Les minimums d'amplitude apparaissent alors à des fréquences comprises entre 160 et 180 kHz. La position des minimums varie peu en fonction de la direction de propagation. Par contre, le minimum est plus prononcé dans la direction des fibres à 0° pour le collage (a) et dans la direction des fibres à 90° pour le collage (b), ce qui coïncide avec l'orientation du retour d'électrode. La position des minimums d'excitabilité du mode $qA0$ est globalement la même pour les deux PZT.

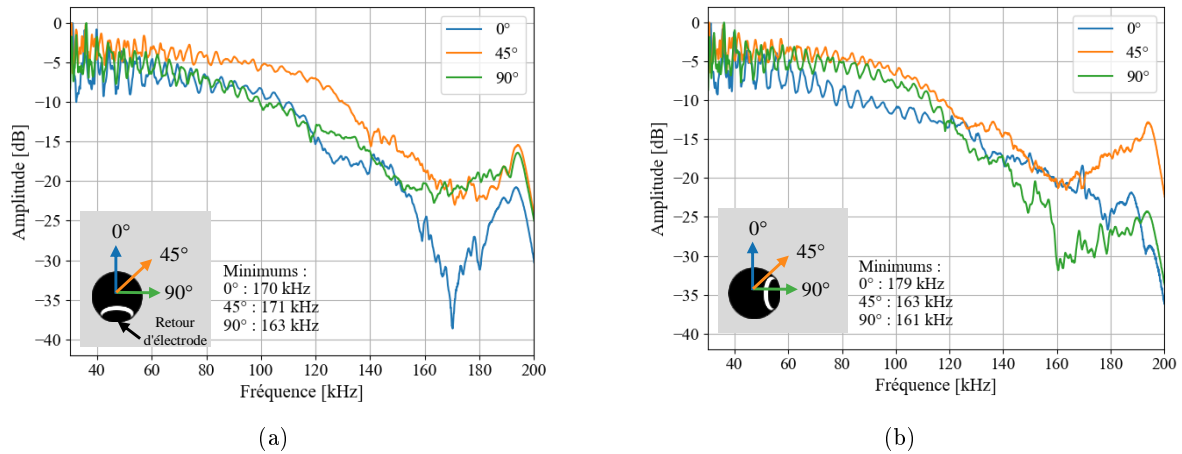


FIGURE 3.13 – Excitabilité fréquentielle mesurée pour deux PZT couplés au SWC (a) pour un premier collage et (b) pour un deuxième collage

Couplage au Salol[®] en surface

L'excitabilité de deux PZT couplés au Salol[®] est présentée sur la Figure 3.14 pour chacune des directions principales du composite. Ces deux graphes font apparaître des minimums d'excitabilité à partir de 120-130 kHz. Malgré la réalisation du couplage le plus propre possible, c'est-à-dire sans Salol[®] sur la tranche du PZT, et une épaisseur la plus constante possible sous le PZT, l'excitabilité varie d'un collage à l'autre. Elle permet néanmoins de coupler les PZT de manière stable physiquement pour toute la durée des essais, ce qui n'est pas le cas du SWC qui est connu pour nécessiter une régulation à température ambiante à cause de l'évolution de sa viscosité lors de longues acquisitions.

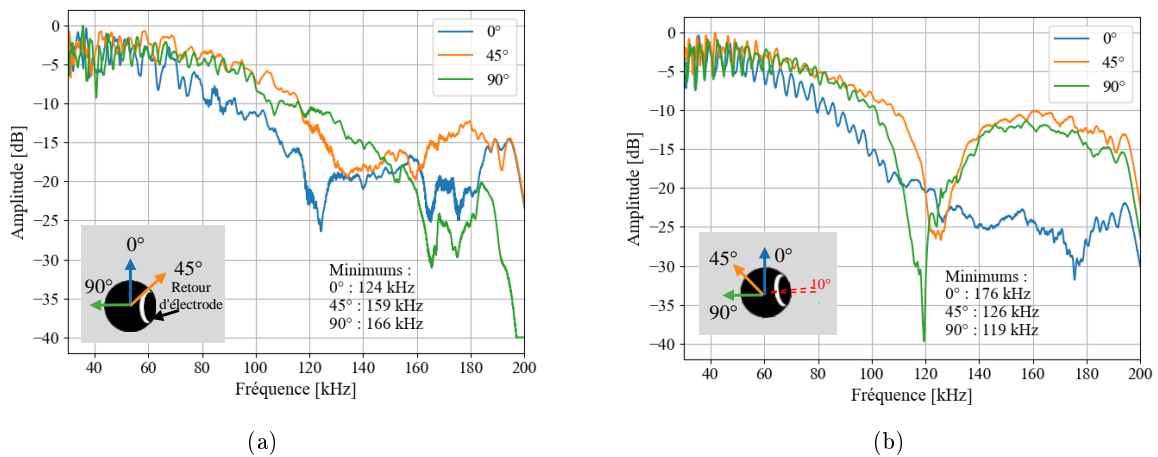


FIGURE 3.14 – Excitabilité fréquentielle mesurée pour deux PZT couplés au Salol[®]

Intégration entre deux plis de composite

L'excitabilité fréquentielle de deux PZT intégrés de la même façon entre deux plis de composite (entre les plis 2 et 3) est tracée en Figure 3.15. Le pli supérieur est orienté à 0° et le pli inférieur est orienté à 90° . Sur la Figure 3.15(a), des minimums sont observés selon chaque direction de propagation entre 100 et 115 kHz. La chute d'amplitude mesurée à 45° est aussi moins prononcée que pour les directions principales du composite. Seul un premier minimum est bien visible sur ces courbes. En revanche, pour le second PZT intégré de cette façon, la Figure 3.15(b) présente un premier minimum entre 80 et 90 kHz et d'autres minimums beaucoup moins clairs à plus haute fréquence. Ainsi, malgré une intégration des PZT selon le même protocole, leurs excitabilités varient.

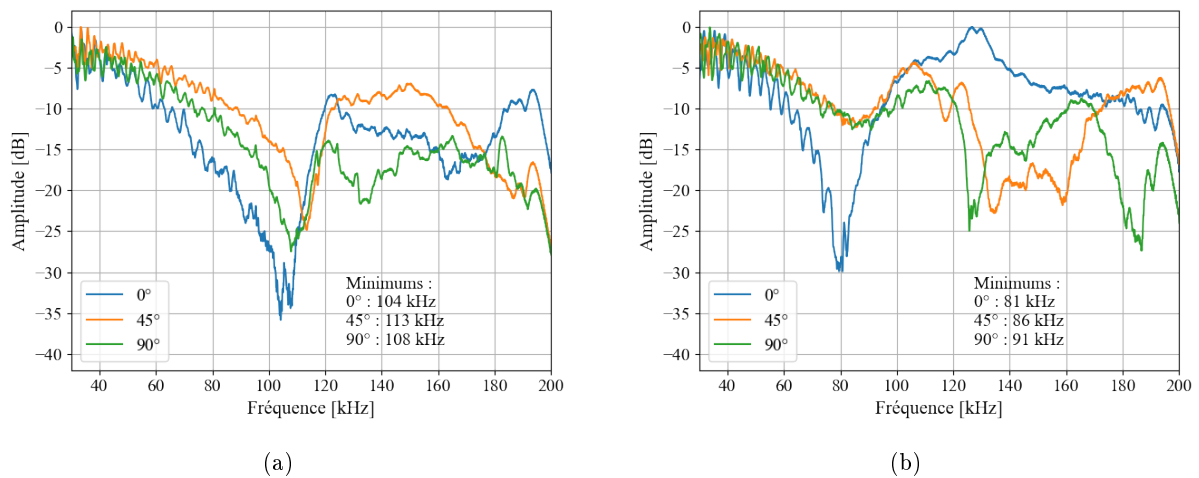


FIGURE 3.15 – Excitabilité fréquentielle mesurée pour deux PZT intégrés entre deux plis de composite

Intégration dans un pli de composite

De la même manière, l'excitabilité fréquentielle de deux PZT intégrés dans un pli (pli 3) de composite est tracée en Figure 3.16 suivant les trois directions principales du composite. Les PZT sont intégrés dans un pli orienté à 0° et donc entre deux plis orientés à 90° . La Figure 3.16(a) montre un premier minimum marqué pour les directions 0° et 90° vers 100 kHz. Ce minimum est aussi observable à 45° mais beaucoup moins marqué en terme de réduction d'amplitude. En revanche, un deuxième minimum cette fois-ci beaucoup plus marqué apparaît à 155 kHz à 45° . La Figure 3.16(b) montre le résultat pour un deuxième PZT intégré de cette façon. Un seul minimum est cette fois observable entre 100 et 120 kHz. Les minimums sont aussi beaucoup plus marqués pour ce deuxième PZT intégré et moins dépendants de la direction de propagation dans le composite.

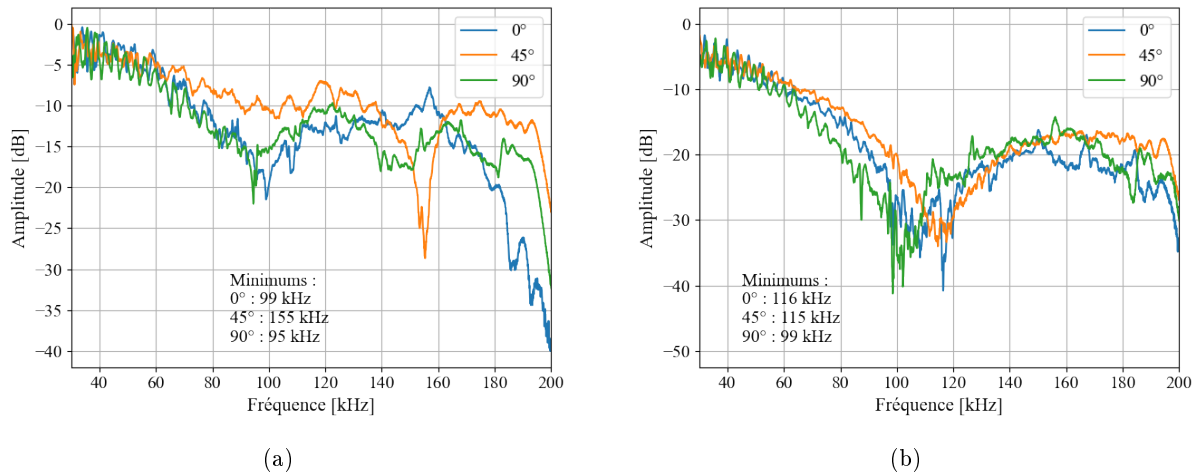


FIGURE 3.16 – Excitabilité fréquentielle mesurée selon les trois directions principales du composite (a) d'un PZT intégré dans un pli et (b) d'un deuxième PZT intégré dans un pli

Pour résumer, les minimums d'excitabilité de PZT intégrés apparaissent à des fréquences nettement plus basses que pour des PZT couplés en surface de plaque. Cette observation est cohérente avec la tendance des travaux de Ren *et al.* lorsqu'ils observent qu'une augmentation de la rigidité du couplage induit un décalage du minimum d'excitation vers les basses fréquences [Ren 2018]. En effet, l'intégration peut être représentée par un couplage plus rigide qu'un couplage en surface, car l'ensemble du transducteur est contraint dans le composite. De la même façon, le couplage au Salol[®] est plus rigide que celui au SWC, ce qui engendre l'apparition des minimums d'excitabilité à plus basse fréquence. De plus, l'excitabilité est beaucoup plus dépendante de la direction de propagation dans le composite pour les PZT intégrés que pour les émissions par PZT couplés en surface avec du SWC. Par ailleurs, les variations observées sur la fréquence des minimums d'excitabilité peuvent provenir des différences de contraintes de cisaillement générées par le PZT. En effet, ces contraintes sont influencées par la forme et l'épaisseur de la pâte à l'argent déposée pour les soudures, ainsi que la variation de la forme du vide autour du PZT. De plus, la sensibilité des minimums fréquentsiels des PZT intégrés à l'orientation des plis du composite peut provenir des différentes orientations des plis avec lesquels ils sont en contact. Pour finir, les minimums d'excitabilité dépendent fortement d'une faible variation des conditions de couplage.

3.2.3 Analyse du champ d'ondes qA0 généré en champ lointain

Cette partie concerne l'effet de l'intégration des PZT sur l'amplitude du mode qA0 à une distance pour laquelle les ondes guidées se sont stabilisées et les ondes évanescentes sont négligeables (supérieure à 2λ ou supérieure à 10 fois le rayon du PZT). Pour commencer, la méthodologie employée est présentée (Partie 3.2.3.1). Ensuite, l'amplitude du déplacement normal du mode qA0 généré par les PZT couplés en surface et intégrés est présentée (Partie 3.2.3.2). Enfin, les amplitudes sont comparées pour les émissions par PZT couplés en surface et intégrés (Parties 3.2.3.3 et 3.2.3.4).

3.2.3.1 Méthode d'extraction des amplitudes du mode qA0

Pour pouvoir analyser le champ d'ondes qA0 généré, le déplacement hors plan est mesuré avec un vibromètre laser à 50 mm ($2,5\lambda$ à 50 kHz) du centre du PZT, suite à l'excitation des PZT avec un signal sinusoïdal de 8 cycles fenêtré par une fenêtre de Tukey à la fréquence centrale de 50 kHz, et une amplitude de 10 V crête-à-crête. Cette fréquence de 50 kHz est choisie telle qu'aucun minimum d'excitabilité n'est rencontré pour tous les couplages testés (Partie 3.2.2). La transformée de Fourier du premier paquet d'ondes qA0 est ensuite calculée (Figure 3.17), et l'amplitude maximale de son module est relevée, pour une propagation selon chacune des trois orientations principales du composite et pour chaque méthode de couplage du PZT (intégration entre deux plis, dans un pli, couplé au Salol® et au SWC). L'avantage de cette méthode de comparaison est de pouvoir extraire précisément l'amplitude à la fréquence de 50 kHz, de façon comparable avec les simulations réalisées au Chapitre 4 dans le domaine fréquentiel.

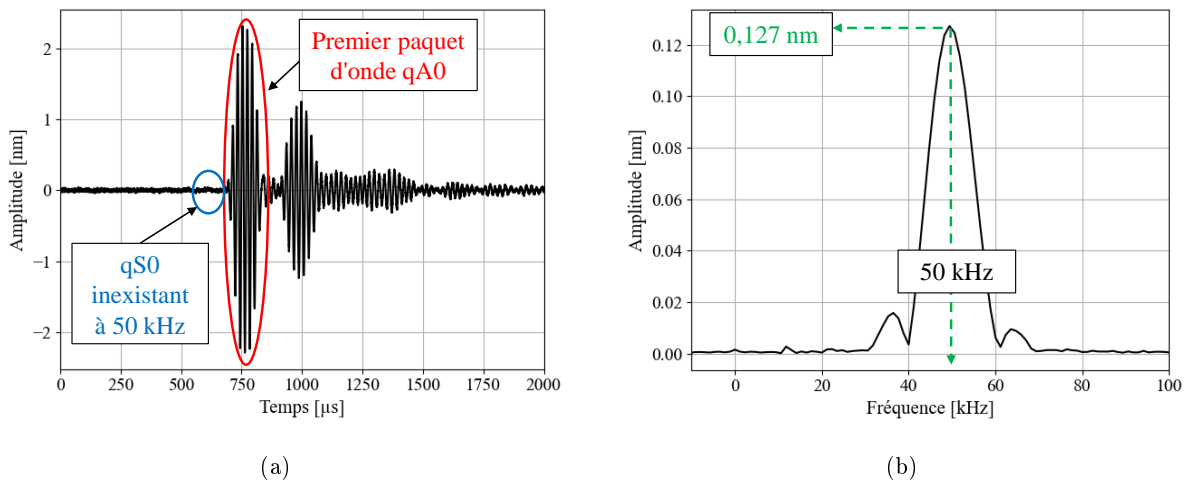


FIGURE 3.17 – Calcul de l'amplitude maximale du module de la FFT suite à l'excitation d'un PZT intégré dans un pli : (a) signal temporel hors plan mesuré par le vibromètre laser à 50 mm du centre du PZT et (b) module de la FFT du premier paquet d'onde pour une orientation des fibres du composite à 90°

Pour une même position de PZT dans le plan de la plaque, des mesures sont réalisées successivement avec un PZT couplé en surface et un PZT intégré, le premier étant positionné exactement au-dessus du second (Figure 3.18). La concordance des positions est précisément vérifiée par radiographie X.

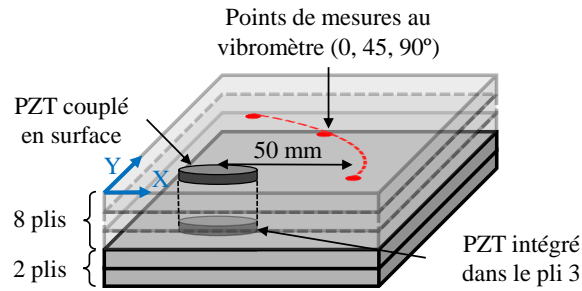


FIGURE 3.18 – Configuration de mesures au vibromètre laser pour un exemple de position de PZT (schéma non à l'échelle)

3.2.3.2 Mesure de l'amplitude du mode qA0

Cette partie présente les amplitudes du déplacement normal de qA0 extraites à la fréquence de 50 kHz. Les Figures 3.19(a) et 3.19(b) présentent des mesures d'amplitudes réalisées à 50 mm du centre des PZT, respectivement, par des PZT couplés au SWC et au Salol[®], après propagation de qA0 selon les trois directions (0, 45 et 90°). De même, les Figures 3.20(a) et 3.20(b) montrent ces mêmes relevés d'amplitude après émission, respectivement, par des PZT intégrés entre deux plis et intégrés dans un pli.

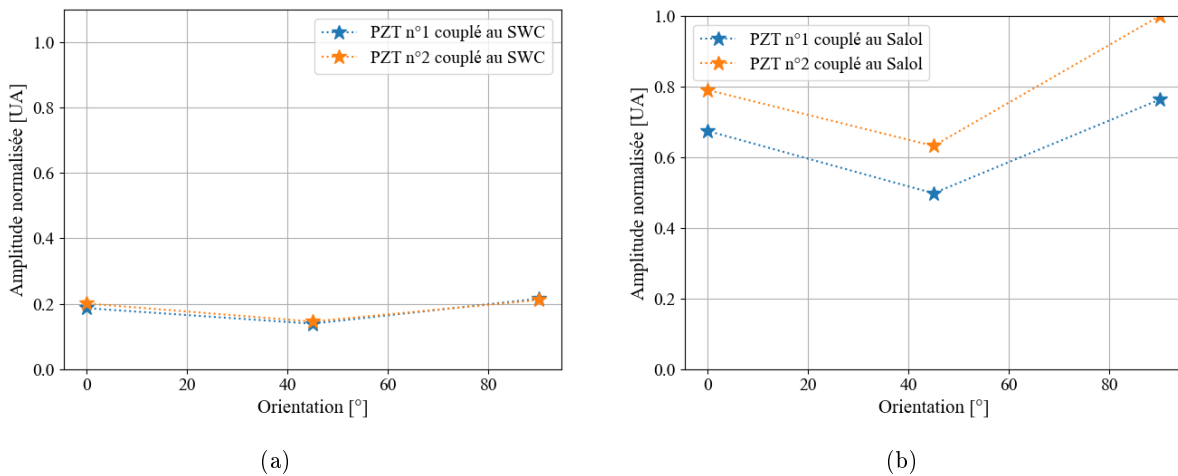


FIGURE 3.19 – Amplitude maximale du module de la FFT du premier paquet d'ondes du signal mesuré au vibromètre laser à 50 mm du centre du PZT émetteur, suite à l'excitation à 50 kHz de (a) PZT couplés au SWC et (b) PZT couplés au Salol[®], pour les trois orientations principales du composite

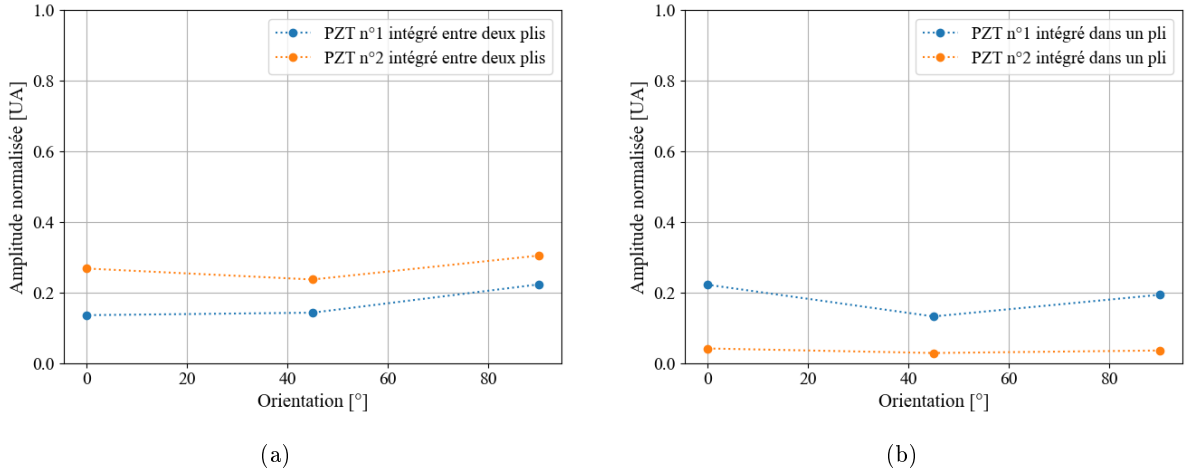


FIGURE 3.20 – Amplitude maximale du module de la FFT du premier paquet d’ondes du signal mesuré au vibromètre laser à 50 mm du centre du PZT émetteur : suite à l’excitation à 50 kHz (a) de PZT intégrés entre deux plis et (b) de PZT intégrés dans un pli, pour les trois orientations principales du composite

3.2.3.3 Analyse de l’émission par PZT couplés en surface

Pour toutes les mesures réalisées avec émission de PZT couplés en surface de composite (Figure 3.19), une amplitude plus faible de l’onde qA0 propagée selon la direction 45° dans le matériau composite est observée. Des travaux avaient permis d’observer ce même effet expérimentalement sur les modes qA0 et qS0 dans un stratifié anisotrope [Chapuis 2010b]. Ce phénomène nommé focalisation est créé en raison de l’orientation des fibres du stratifié. Chapuis *et al.* avait calculé un facteur de focalisation théorique noté F et montré qu’il permet d’obtenir une bonne approximation de la radiation énergétique induite par la disposition des fibres du composite. Ce calcul est donc réalisé pour notre composite, afin de justifier les observations expérimentales. Le facteur F est tracé sur la Figure 3.21(b) à partir de la courbe de lenteur de la Figure 3.21(a) et de l’Equation 3.1.

$$F = \sqrt{Ak \cos(\psi)} \quad (3.1)$$

avec

$$A = \left[s^2 + \frac{ds}{d\theta} \right]^{-1/2} \cdot |K_s|^{-1} \quad (3.2)$$

où s est la lenteur, A le facteur de Maris, ψ l’angle entre la direction de phase (c’est-à-dire du vecteur d’onde) et la direction d’énergie, K_s la courbure de la courbe de lenteur et θ la direction du vecteur d’onde.

Le facteur F prédit une radiation énergétique se concentrant dans la direction des fibres à 0° et 90°, comme observé expérimentalement. Cependant, l’amplitude expérimentale est plus importante dans la direction des fibres à 90° qu’à 0°, ce qui semble contradictoire avec le calcul de F. Cela provient du fait que l’amplitude générale résultante à 0° et 90° ne dépend pas que de ce facteur F théorique, mais aussi de la source soit potentiellement de la directivité induite par le retour d’électrode du PZT et le couplage.

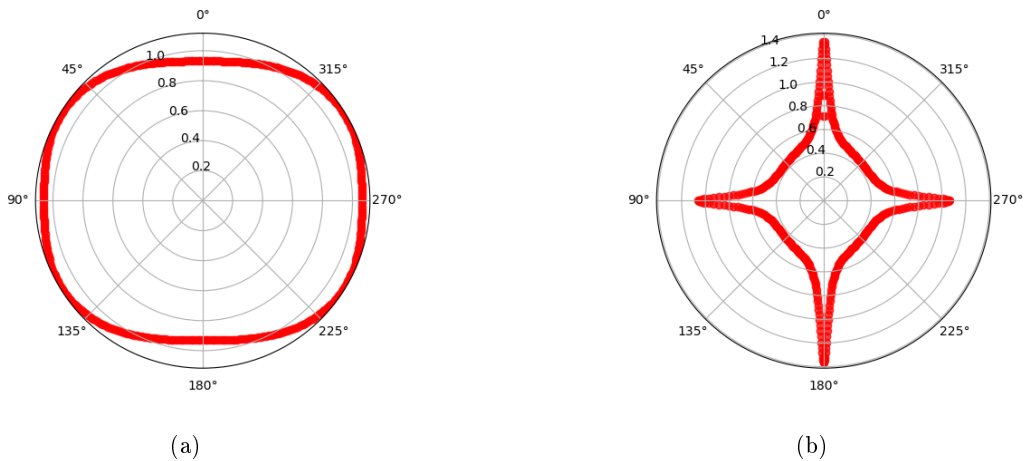


FIGURE 3.21 – (a) Courbe de lenteurs du mode qA0 et (b) racine du facteur de focalisation F du composite permis par un calcul SAFE à 50 kHz, en fonction de la direction d'énergie

Par ailleurs, les amplitudes du mode qA0 obtenues lors d'émissions avec PZT couplés au SWC sont inférieures d'un facteur trois à celles résultant d'émission par PZT couplés au Salol® (Figures 3.19). Il est à noter que les mesures réalisées avec couplage de PZT au Salol® ne permettent pas d'obtenir des amplitudes reproductibles, les mesures faites avec PZT couplés au SWC le sont quant à elles beaucoup plus. Ces variations d'amplitude des ondes guidées (mesurées à une même distance de la source, une même fréquence et une même direction de propagation) viennent en particulier de la qualité du couplage des PZT (état de surface et qualité du collage). Une question subsistante concerne l'effet du retour d'électrode sur l'amplitude d'émission des PZT.

Afin de vérifier que la focalisation provoquée par l'anisotropie du composite est plus impactante que l'effet du retour d'électrode à 50 kHz, des essais complémentaires sont réalisés. En effet, le retour d'électrode est intéressant à considérer pour notre étude, car il constitue la seule différence de géométrie entre les PZT intégrés et les PZT couplés en surface. Un article avait montré la non-axisymétrie du champ de radiation des émissions par des PZT avec retour d'électrode couplés en surface de plaque isotrope, en particulier à haute fréquence [Moll 2012]. Il est donc question de vérifier l'effet de l'orientation du PZT avec retour d'électrode couplé en surface de composite par rapport à l'orientation des fibres du composite. Pour cela, deux PZT sont couplés au SWC à la même position sur une plaque composite. Le collage 1 présente un retour d'électrode dans la direction des fibres à 90° et le collage 2 présente un retour d'électrode avec un angle de 45° par rapport aux fibres à 90° (Figure 3.22(a)). La Figure 3.22 présente les amplitudes du module de la FFT selon les diverses orientations dans le composite et pour les deux couplages. Le collage 1 correspond aux marqueurs rouges et le collage 2 correspond aux marqueurs verts.

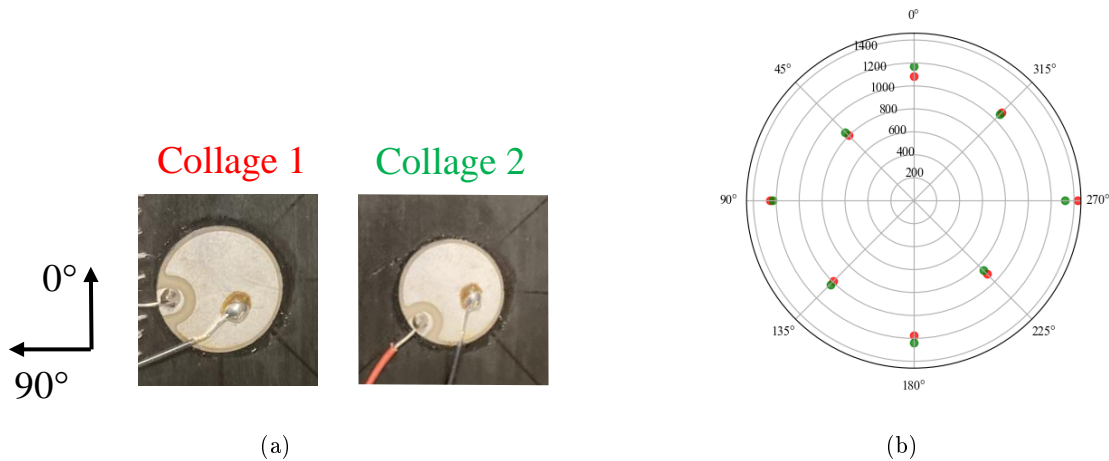


FIGURE 3.22 – (a) Disposition des PZT couplés au SWC sur plaque composite et (b) amplitude maximale du module de la FFT en fonction de l’orientation dans le composite par émission d’un PZT couplé au SWC à 50 kHz (en rouge le collage 1 et en vert le collage 2)

Pour les mesures réalisées à 50 kHz, le changement d’angle du PZT ne produit pas de variation d’amplitude significative du module de la FFT extraite de mesures à 50 mm de la source. Ainsi, le retour d’électrode n’a pas d’impact à cette fréquence. Le phénomène prédominant est la focalisation dans les directions 0° et 90° , ainsi que l’effet du couplage du PZT au composite.

3.2.3.4 Analyse de l’émission par PZT intégrés à cœur

D’après les Figures 3.19 et 3.20, il apparaît que l’amplitude de qA_0 à 50 kHz générée suite à une émission par un PZT en surface couplé au Salol[®] est environ trois fois supérieure à celle par PZT intégré quels que soient le type d’intégration et la direction de propagation considérée. Les écarts relatifs entre la moyenne des amplitudes suite aux émissions par un PZT couplé au Salol[®] en surface et des PZT intégrés dans le pli 3 sont de 74 %, 82 %, 82 % pour les orientations de 0° , 45° et 90° respectivement. Ces valeurs serviront pour les comparaisons avec les modèles FEM. Par ailleurs, l’amplitude des ondes générées par des PZT couplés au SWC (Figure 3.19(a)) est très proche de celle des PZT intégrés.

Les mesures obtenues suite à l’émission par tous les PZT intégrés sont du même ordre de grandeur et il ne ressort pas de tendance qui différencierait les ondes qA_0 générées à 50 kHz avec des PZT intégrés suivant les deux méthodes. La Figure 3.20(a) montre un écart relatif maximum d’environ 50 % (à 0°) entre deux PZT intégrés entre deux plis. La Figure 3.20(b) montre un écart d’environ 78 % (à 0° et 90°) entre l’amplitude générée à 50 kHz par deux PZT intégrés dans un pli. Ainsi, avec la même méthode d’intégration et la même profondeur, l’amplitude varie et rejoint les observations faites sur la fréquence des minimums d’excitabilité. Les deux méthodes d’intégration induisent des conditions autour du PZT qui ne sont pas exactement reproductibles et ne permettent donc pas d’assurer une reproductibilité de l’amplitude de qA_0 générée.

Par ailleurs, le phénomène de focalisation des ondes guidées est aussi observable pour une génération d'ondes par des PZT intégrés, avec une amplitude moins importante dans la direction 45° . L'amplitude est cependant plus importante dans la direction des fibres à 0° pour les deux PZT intégrés dans un pli, mais pas pour les PZT intégrés entre deux plis, ce qui rejoint les observations faites pour les PZT couplés en surface. Ainsi, le facteur de focalisation seul n'explique pas la différence d'amplitude dans les directions des fibres à 0° et 90° et le couplage est un facteur très impactant sur l'amplitude de la génération d'ondes qA0. La préparation des connexions des PZT intégrés, leur couplage, ainsi que le couplage de PZT en surface étant réalisés à la main, ils ne sont pas totalement reproductibles, le couplage ne sera pas étudié de manière approfondie. En revanche, l'effet de l'orientation des plis sur l'amplitude des ondes générées lorsque le PZT émetteur est intégré sera modélisé par FEM dans le Chapitre 4.

3.2.4 Conclusion sur l'étude de la génération d'ondes guidées par PZT intégrés

L'étude en champ proche du PZT permet de montrer que les PZT intégrés sont capables d'émettre des ondes guidées, avec une amplitude plus faible qu'avec un PZT couplé en surface au Salol®. L'étude de l'excitabilité montre que l'intégration induit un décalage du premier minimum vers les basses fréquences. En effet, il apparaît un premier minimum d'excitabilité à 80 kHz pour les PZT ayant le plus bas minimum d'excitabilité (deux premiers PZT testés) et un minimum d'excitabilité vers 100 kHz pour la majorité des PZT intégrés (quelle que soit la méthode d'intégration à cœur). Nous observons cependant des variations de ce minimum d'une intégration à l'autre, pour un même protocole. L'excitabilité d'un même PZT intégré varie également beaucoup avec la direction de propagation dans le composite. De même que l'excitabilité fréquentielle, la directivité de la source varie selon le type de couplage ou d'intégration du PZT. Une hypothèse est que ces effets dépendent des contraintes de cisaillement générées par le PZT intégré qui sont modifiées en fonction des soudures, de la présence de vide, de l'arrangement du matériau composite et de l'orientation des plis autour du PZT. Il est donc important de caractériser la réponse en fréquence et la directivité des PZT intégrés avant de les utiliser pour réaliser un essai de détection de défaut, afin d'éviter de choisir une fréquence correspondant à un minimum d'excitation pour une direction de propagation donnée.

3.3 Mesures d'ondes guidées avec un couple de PZT émetteur et récepteur en fonction du type de couplage au composite

Afin d'évaluer le comportement des PZT intégrés en réception et leur capacité à détecter un défaut, des mesures en pitch-catch, c'est-à-dire avec un couple de PZT émetteur-récepteur distincts, sont réalisées (Partie 3.3.1). La capacité du système à détecter un défaut simulé de type aimant est étudiée (Partie 3.3.2).

3.3.1 Réception d'ondes guidées

Cette partie présente des mesures avec PZT intégrés comparées avec celles obtenues pour des PZT couplés en surface lorsqu'ils sont utilisés comme récepteur. Pour cela, les essais pitch-catch sont réalisés sur une plaque de 400x400 mm² (Figure 3.23). Deux PZT sont couplés en surface, dont l'un est positionné au-dessus d'un PZT intégré dans le troisième pli. Le couplage des PZT en surface est réalisé au Salol[®] afin d'assurer que leur positionnement reste bien identique. Des radiographies par rayons X permettent de vérifier que le positionnement dans le plan de la plaque du PZT couplé en surface correspond bien au positionnement du PZT intégré. Les PZT sont placés à 50 mm l'un de l'autre (centre à centre) de manière à ce que les paquets directs des modes qS0 et qA0 soient bien distincts et afin d'éviter que les retours d'ondes par réflexion sur les bords de plaque ne soient trop proches des signaux directs. Le couple émetteur-récepteur est aligné avec la direction diagonale du composite afin d'éviter une trop grande amplitude du mode qS0 observée en particulier à haute fréquence. L'amplitude de ce mode qS0 est, rappelons-le, significativement réduite en dehors des directions des fibres de carbone (Partie 2.1.2.2). Les fils de connexion des PZT sont gainés avec de la tresse métallique, afin d'éviter les interférences électriques sur les signaux mesurés et le PZT est couplé au composite par son électrode de masse, afin de réduire au maximum les phénomènes de couplages électromagnétiques entre les PZT intégrés et couplés en surface.

Préalablement à toute mesure, des scans au vibromètre laser suivis d'un calcul de FFT 2D avec excitation de chacun des PZT couplés en surface et intégrés sont réalisés afin de connaître les fréquences des minimums d'excitabilité et de les éviter. Il s'avère que les minimums d'excitabilité des PZT sont positionnés au-dessus de 50 kHz. Ainsi, le signal généré par le PZT émetteur est une sinusoïde de 3 cycles à 50 kHz.

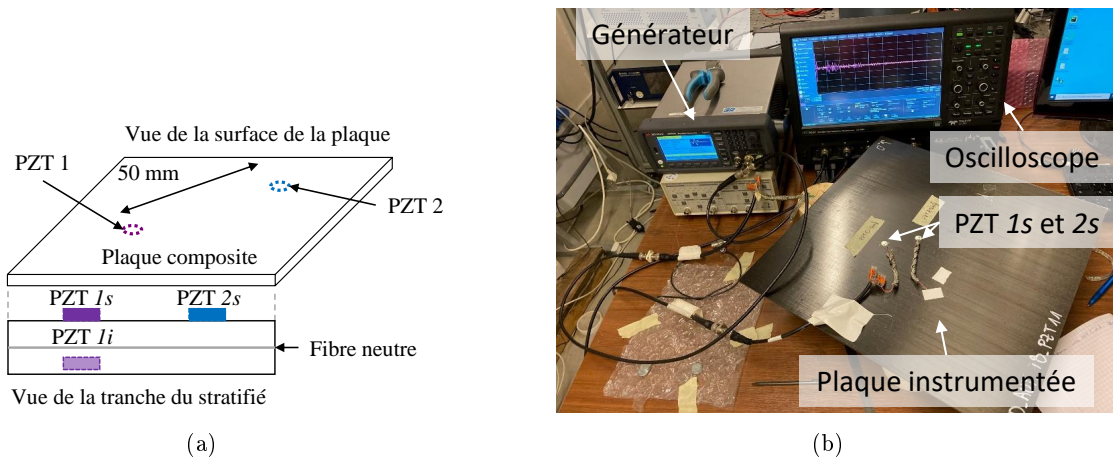


FIGURE 3.23 – Montage des essais pitch-catch pour l'étude de la réception d'ondes

Trois configurations d'émission-réception sont testées, il s'agit pour la première (a) de l'émission avec le PZT $1i$ intégré et la réception avec le PZT $2s$ en surface, pour la deuxième, (b) l'émetteur est le PZT $2s$ en surface et le récepteur est le PZT $1i$ intégré, et (c) pour la dernière, l'émetteur est le PZT $1s$ en surface et le récepteur est le PZT $2s$ en surface (Figure 3.23(a)). Pour chaque configuration de mesure, en raison de la différence d'impédance électrique de chaque PZT, et sachant que l'impédance du générateur est de 50Ω , la non adaptation d'impédance entre les deux provoque des fluctuations de l'amplitude envoyée par le générateur au PZT. Pour que les signaux mesurés par les PZT récepteurs puissent être comparés, chacun d'eux est normalisé par le maximum d'amplitude du signal généré. L'amplitude du signal envoyé est elle-même mesurée en dérivation. Cette observation est cohérente avec les mesures d'impédance électromécanique qui montraient que la pente de la susceptance varie en fonction des intégrations, ce qui indique qu'il y a un effet électrique de l'intégration à cœur du matériau composite sur la réponse du transducteur malgré l'isolation qui lui est appliquée. La Figure 3.24(a) présente les signaux envoyés aux PZT émetteurs après normalisation et la Figure 3.24(b) présente les signaux reçus par les PZT récepteurs normalisés correspondants.

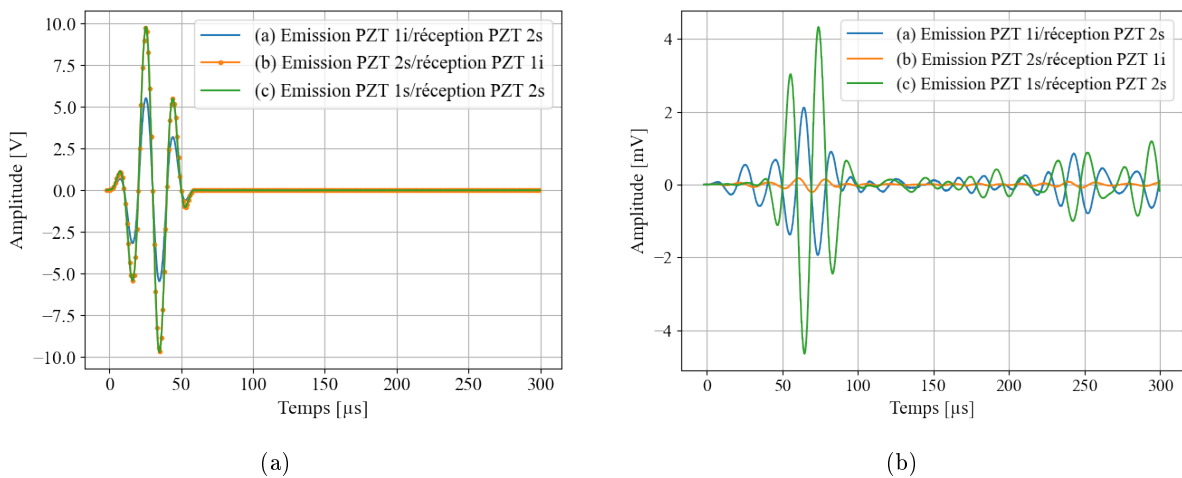


FIGURE 3.24 – (a) Signaux non normalisés générés et (b) signaux normalisés reçus par les PZT suivant les différentes configurations testées

Les signaux des configurations (a) et (c) sont en opposition de phase, ce qui est cohérent car le PZT intégré se trouve de l'autre côté de la fibre neutre du composite, ce qui inverse la forme des ondes générées. Par ailleurs, les signaux de la configuration (b) indiquent un décalage de phase lorsque le PZT intégré est utilisé en réception. Ce phénomène n'est à l'heure actuelle pas expliqué, mais semble pouvoir être relié aux soucis d'adaptation d'impédance mentionnés précédemment. De manière générale, les amplitudes des ondes reçues sont les plus grandes lorsque l'émetteur et le récepteur sont couplés en surface, ce qui est cohérent car l'émetteur en surface est moins contraint, ce qui lui permet d'engendrer plus d'amplitude de signal.

Si les configurations (a) émission intégrée/réception en surface (PZT $1i$ /PZT $2s$) et (c) émission en surface/réception en surface (PZT $1s$ /PZT $2s$) sont comparées, il apparaît que l'amplitude du paquet $qA0$ émis avec un PZT intégré est réduite de 50 % relativement à une émission par un PZT en surface, ce qui est inférieur à l'écart relatif observé sur les mesures de déplacement hors plan pour lesquelles la réduction était de 70 % environ (Partie 3.2.3.2 PZT n°1). Cette différence vient de la bande passante des signaux générés pour les mesures au vibromètre (sinus de 8 cycles) et ceux générés en pitch-catch (sinus de 3 cycles).

La différence d'amplitude observée entre les configurations (a) émission surface/réception intégrée (PZT $2s$ /PZT $1i$) et (b) émission intégrée/réception surface (PZT $1i$ /PZT $2s$) semble en désaccord avec le principe de réciprocité de l'effet piézoélectrique et de la propagation des ondes élastiques. Elle a peut être pour origine un phénomène électrique, à savoir d'une part la différence d'impédance entre un PZT intégré à cœur ($1\text{ k}\Omega$ à 50 kHz) et un PZT en surface ($40\ \Omega$ à 50 kHz), ainsi que leur non adaptation à l'impédance du générateur $50\ \Omega$, et d'autre part les interactions électriques du PZT intégré avec les fibres de carbone du composite. Des travaux complémentaires seraient nécessaires pour trancher.

Ensuite, si les couplages des PZT $1s$ et PZT $2s$ en surface sont considérés semblables, il apparaît par comparaison entre les configurations (b) émission surface/réception intégrée (PZT $2s$ /PZT $1i$) et (c) émission en surface/réception en surface (PZT $1s$ /PZT $2s$), que le paquet d'ondes $qA0$ reçu avec un PZT intégré est réduit de 95 % par rapport à celui reçu par un PZT en surface. Cette réduction est cohérente avec le profil des contraintes planes théoriques du mode $qA0$ dans l'épaisseur du composite, qui est croissant en partant de la fibre neutre. Ce n'est cependant pas le seul paramètre responsable de l'amplitude de la tension mesurée aux bornes du PZT. Une modélisation approfondie de la réponse d'un PZT mince intégré serait nécessaire, ce qui n'a pas été traité dans cette thèse.

3.3.2 Détection de défaut par ondes guidées

Des essais de détection de défauts sont effectués dans une configuration pitch-catch. Pour cela, un défaut est simulé par l'ajout de deux aimants couplés au miel de part et d'autre de la plaque, ce qui simule un défaut. Ce défaut n'est pas tout à fait représentatif d'un défaut réel de type délaminage, car leur diagramme de diffusion diffère comme le montre par exemple l'étude d'Hervin *et al.*. En effet, le délaminage a tendance à produire un fort lobe de diffusion vers l'avant et une faible amplitude de rétrodiffusion, contrairement à l'aimant qui bloque la diffusion vers l'avant mais rétrodiffuse de manière importante, quelle que soit la direction du composite considérée [Hervin 2022]. Cependant, le principal avantage de l'utilisation de ce type de défauts simulés est de pouvoir l'ajouter ou l'enlever en fonction des besoins d'une étude de caractérisation d'un système SHM. A partir des configurations présentées

précédemment, l'aimant est positionné entre les PZT, à 25 mm des deux centres des PZT (Figure 3.25).

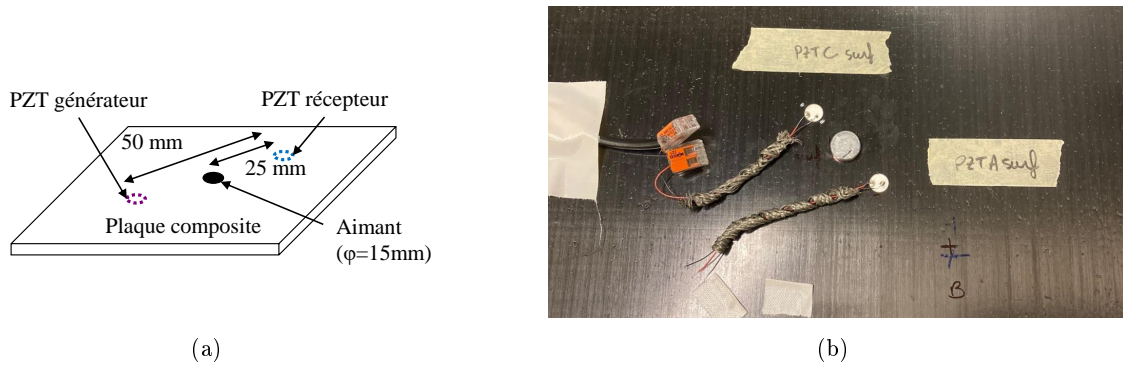


FIGURE 3.25 – Montage des essais de détection de défaut

La Figure 3.26 présente les signaux enregistrés en l'absence de défaut par un PZT couplé en surface suite à l'émission par un PZT également couplé en surface.

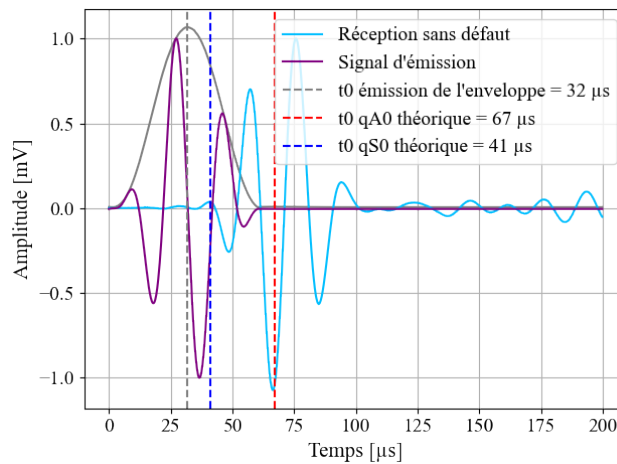


FIGURE 3.26 – Signaux normalisés émis et reçus dans la configuration (c) avec deux PZT couplés en surface de composite

Les temps d'arrivée des paquets d'ondes théoriques sont repérés sur les signaux afin d'identifier la nature de chaque paquet. Le mode qA0 arrive à 67 μs et le mode qS0 arrive à 41 μs . Le paquet d'onde principal correspond bien au paquet qA0, comme attendu puisque les PZT sont alignés avec la diagonale du composite. Les Figures 3.27 correspondent à la soustraction entre un signal reçu lorsque l'aimant est en place et celui reçu lorsque la plaque est saine, et ce pour les différentes configurations (PZT en surface et/ou intégré).

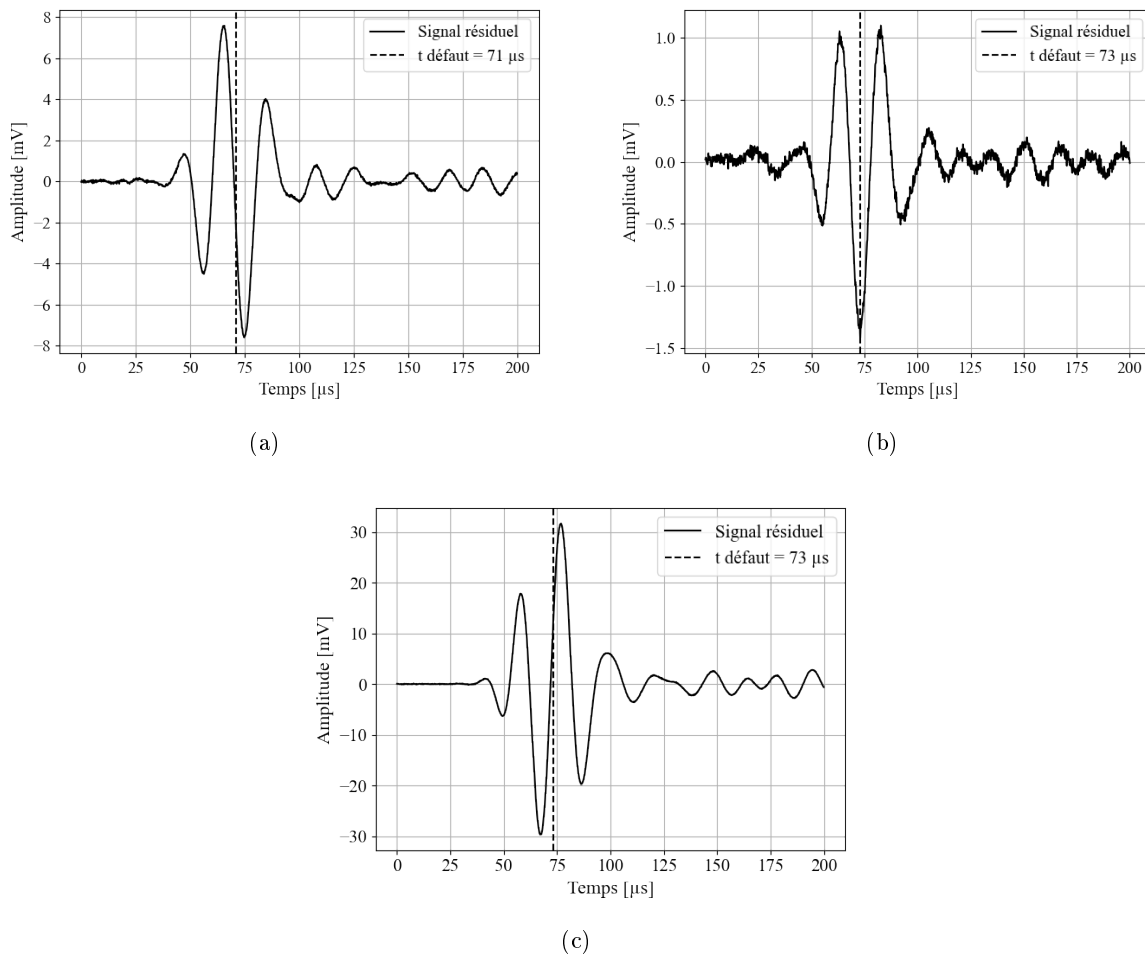


FIGURE 3.27 – Signaux issus de la soustraction des signaux enregistrés par les PZT sur la plaque sans aimant et par les PZT sur la plaque avec aimant par (a) l'émission avec le PZT $1i$ intégré et la réception avec le PZT $2s$ en surface, (b) l'émission avec le PZT $2s$ en surface et la réception avec le PZT $1i$ intégré, et (c) l'émission avec le PZT $1s$ en surface et le PZT $2s$ en surface

La présence de l'aimant est visible dans ce cas sur le paquet d'ondes correspondant au mode $qA0$. L'amplitude de cet écho de défaut est plus importante lorsque les PZT sont tous deux positionnés en surface. Cette observation est cohérente avec les travaux réalisés par Feng *et al.* qui a étudié les échos de défauts sans séparation des modes avec un couple de transducteurs DuraAct™ intégrés à cœur de matériau et un couple du même type de transducteurs couplés en surface [Feng 2020]. Par ailleurs, la détection est faite avec une plus grande amplitude dans la configuration (a) émetteur intégré/récepteur en surface (PZT $1i$ /PZT $2s$) plutôt que dans la configuration (b) émetteur en surface/récepteur intégré (PZT $2s$ /PZT $1i$), ce qui rejoint les observations faites précédemment sur la rupture de réciprocité. Cependant, la détection de défauts est bien permise par un PZT intégré, le rapport signal sur bruit étant très satisfaisant dans toutes les configurations (Figure 3.27 : (a) 34,6 dB, (b) 20,7 dB et (c) 46,1 dB). En conclusion, la mesure du mode $qA0$ par un PZT mince intégré conduit à des amplitudes plus faibles comparées à des mesures par un PZT en surface. Ceci s'explique en partie par la position du PZT. Toutefois, l'émission et la réception avec des PZT intégrés permettent bien de réaliser une détection de défaut.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, l'étude électromécanique des PZT intégrés a permis de caractériser l'efficacité de leur isolation, leur intégrité, et la qualité du couplage {transducteur/composite}. Ainsi, la susceptance à basse fréquence, comprenant le premier pic de résonance radiale, permet de vérifier que l'isolation est efficace et que les PZT intégrés sont intacts. Cette méthode de vérification permet de s'affranchir des essais chronophages et énergivores de vibrométrie et radiographie X. Cette étude a aussi permis de montrer que les réponses en susceptance des PZT intégrés dépendent du couplage mécanique local, mais aussi de l'interaction électrique entre les fibres de composite et ses fils de connexion, ainsi que des fils de connexion entre eux. Cependant, la méthode d'intégration (entre deux plis ou dans un pli) n'implique pas de signature particulière de la réponse à l'impédance électromécanique des PZT. L'intégration induit un décalage de la fréquence de la première résonance radiale à plus haute fréquence, comme celle des PZT couplés en surface, mais une amplitude du premier pic de résonance réduite, ce qui traduit un couplage plus rigide.

Ces mesures ont aussi permis de choisir une plage fréquentielle sur laquelle un PZT intégré a un comportement non résonant. L'étude ultrasonore a mis en évidence que l'intégration entraîne la présence d'un minimum d'excitabilité à plus basse fréquence (environ 100 kHz) que pour un PZT couplé en surface (environ 180 kHz). Ces mesures mettent également en évidence des variations des fréquences des minimums d'excitabilité en fonction de l'intégration des transducteurs réalisée. Ces minimums d'excitabilité des PZT intégrés dépendent aussi bien plus de la direction de propagation dans le composite que ceux des PZT couplés en surface. Le phénomène de focalisation observé en champ lointain des PZT émetteurs est aussi visible pour les PZT couplés en surface et les PZT intégrés, mais avec des différences d'amplitudes réduites pour les PZT intégrés. En réception, les PZT minces intégrés ne sont pas très sensibles, ce qui se traduit par une plus faible amplitude reçue. Ils sont cependant bien capables de détecter un défaut simulé par des aimants, si un état de référence est utilisé.

Finalement, l'intégration est viable pour réaliser des essais de détection de défaut avec le mode qA_0 , mais les amplitudes générées et reçues par les PZT intégrés sont plus faibles que lors de l'utilisation de PZT couplés en surface. Ainsi, l'intégration doit avoir un intérêt significatif pour la protection de l'instrumentation. D'autre part, le choix de la fréquence d'un essai de détection de défauts est à adapter pour éviter les minimums d'excitabilité des PZT intégrés et en raison de la variation du couplage, comme pour les PZT couplés en surface, il est conseillé de réaliser ces mesures préliminaires, afin d'éviter les minimums d'excitabilité du PZT utilisé.

L'ensemble des données expérimentales d'impédance électromécaniques et ultrasonores des PZT en génération seront confrontées aux modèles développés dans le Chapitre 4 pour aider à l'interprétation des observations expérimentales. En effet, ces modèles permettront de faire varier les conditions aux limites entre le PZT et le composite, afin de déterminer l'influence des plis en contact du PZT, mais aussi de la position du PZT dans l'épaisseur du stratifié sur la transduction.

Modélisation de l'émission d'ondes par un PZT intégré dans un composite stratifié

Ce chapitre présente une étude numérique à l'aide de modèles piézoélectrique et élastique de la transduction de PZT couplés en surface et intégrés à cœur de stratifiés. Les données d'entrée des matériaux PZT et composite correspondent aux paramètres expérimentaux (Partie 4.1). Ces modèles permettent dans un premier temps de valider l'interprétation des effets observés expérimentalement sur la réponse électromécanique d'un PZT intégré et sur la génération d'ondes des PZT couplés en surface et intégrés à cœur de composite. L'excitabilité des PZT minces est ensuite étudiée numériquement pour divers cas de couplage afin d'aider à l'interprétation de la complexité des résultats expérimentaux (Partie 4.2). Pour finir, les contraintes sur les surfaces supérieures et inférieures des PZT intégrés sont analysées et comparées à celles en surface inférieure de PZT collés en surface de composite (Partie 4.3). Cette dernière étude permettra de savoir si le modèle simplifié pin-force peut être utilisé pour simplifier le chargement et réaliser des modèles élastiques de détection de défaut en temporel à moindre coût de calcul.

Sommaire

4.1	Modélisation par éléments finis multiphysiques : impédance électromécanique	98
4.1.1	Physique et géométrie	98
4.1.2	Impédance électromécanique des PZT intégrés	103
4.2	Génération de l'onde guidée qA0	107
4.2.1	Présentation du maillage des modèles	107
4.2.2	Etude des caractéristiques du champ d'onde guidé qA0 simulé	108
4.2.3	Réponse fréquentielle en éléments finis	111
4.2.4	Amplitude des ondes guidées à 50 kHz	119
4.3	Etude du chargement local généré par le PZT sur le composite	121
4.3.1	Adaptation des modèles à l'étude des contraintes engendrées par le PZT source	121
4.3.2	Contraintes générées par l'excitation d'un PZT couplé en surface d'un composite multiplis	124
4.3.3	Couplage du PZT intégré dans un matériau composite	127
4.3.4	Comportement de la force linéique en fonction de la fréquence	136
4.4	Conclusion	139

4.1 Modélisation par éléments finis multiphysiques : impédance électromécanique

Deux modèles en FEM sont implémentés à l'aide du logiciel Comsol Multiphysics® (Partie 4.1.1). L'ensemble des calculs FEM sont réalisés avec un solveur fréquentiel. Les modèles utilisent les modules de mécanique du solide avec le couplage multiphysique de la piézoélectricité. Le comportement électromécanique des PZT intégrés est ensuite étudié (Partie 4.1.2).

4.1.1 Physique et géométrie

Deux modèles sont réalisés, le premier modèle simule un PZT couplé parfaitement, c'est-à-dire sans colle, à la surface d'un composite stratifié (Figure 4.1(a)). Le deuxième modèle simule un PZT intégré dans un pli du stratifié (Figure 4.1(b)). La géométrie 3D est prise en compte en raison de l'anisotropie du composite. Un quart de plaque est modélisé, car il existe deux plans de symétrie perpendiculaires à la surface de la plaque dans le composite étudié (Partie 2.1.2.3). La configuration avec PZT intégré dans le stratifié comprend un pli d'épaisseur réduite à l'épaisseur du PZT afin de simplifier la géométrie. L'effet de cette réduction d'épaisseur n'engendre pas de variation notable de l'amplitude des ondes générées à 50 mm du centre du PZT entre 50 et 200 kHz.

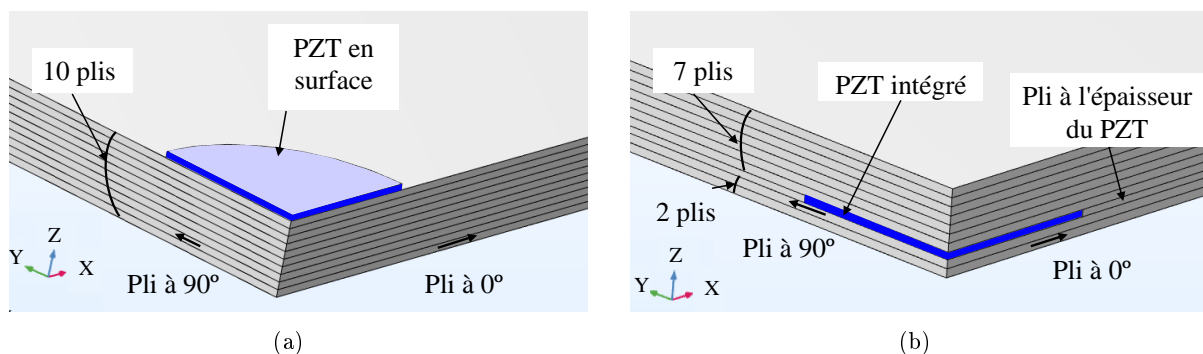


FIGURE 4.1 – Géométrie des modèles en FEM (a) d'un PZT couplé parfaitement au stratifié et (b) d'un PZT intégré dans le stratifié

Le PZT fait 10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur comme ceux utilisés expérimentalement. Les électrodes ne sont pas modélisées. Le quart de plaque simulé a une dimension de 75x75 mm².

Dans un objectif de simplification, l'homogénéisation de l'ensemble des plis avait été envisagée mais celle-ci ne permettait pas de prendre en compte l'environnement réel dans lequel se trouve le PZT intégré, à savoir l'orientation des plis supérieurs, inférieurs et radiaux. L'homogénéisation permet cependant de répondre à quelques interrogations et est présentée dans la Partie 4.1.2. Les paramètres des matériaux (Partie 4.1.1.1) et les conditions aux limites du PZT et des plaques (Parties 4.1.1.2) sont présentés. Puis, les données d'entrée du transducteur PZT simulé sont validées par comparaison avec les données expérimentales du Chapitre 2 (Partie 4.1.1.3).

4.1.1.1 Définition des paramètres matériaux

Les données d'entrée du PZT sont celles déterminées à partir des données constructeur, présentées dans la Partie 2.2.1.1, à savoir, la densité, les matrices de permittivité, de couplage et d'élasticité de ce matériau. Les pertes diélectriques et mécaniques sont aussi implémentées d'après les données du fabricant, et sont respectivement de $20 \cdot 10^{-3}$ et de 0,00625 (facteurs de perte isotrope). Les deux se manifestent par une réduction de l'amplitude de la première fréquence de résonance de 30 %, ce qui n'impacte finalement pas les mesures ultrasonores réalisées [Nader 2004]. Le coefficient de Poisson du PZT est de 0,34.

Les coefficients d'élasticité et la masse volumique d'un pli de composite sont issus de l'étude paramétrique couplée aux mesures expérimentales de la Partie 2.1.2.2. Les plis sont orientés selon l'empilement du composite élaboré $[0, 90, 0, 90, 0]_s$.

4.1.1.2 Définition des conditions aux limites

D'un point de vue mécanique, des symétries sont imposées sur les bords passant par les plans (X0Z) et (Y0Z) (Figure 4.2(a)-(2) en jaune) et une condition libre est appliquée sur toutes les frontières extérieures (Figure 4.2(a)-(1) en gris). Concernant l'électrostatique, la conservation de la charge est appliquée sur l'ensemble du PZT et la valeur du potentiel électrique initial est nulle. Une charge nulle est imposée sur la tranche du PZT (Figure 4.2(b)-(1) en bleu). Lors du calcul de la réponse fréquentielle du PZT, une tension de 10 V est appliquée sur la face supérieure (Figure 4.2(b)-(2) en rouge), et la face opposée du PZT est mise à la masse (Figure 4.2(b)-(3) en vert). Des conditions aux limites analogues ((2) et (3)) sont utilisées pour le modèle dans lequel le PZT est intégré dans le stratifié.

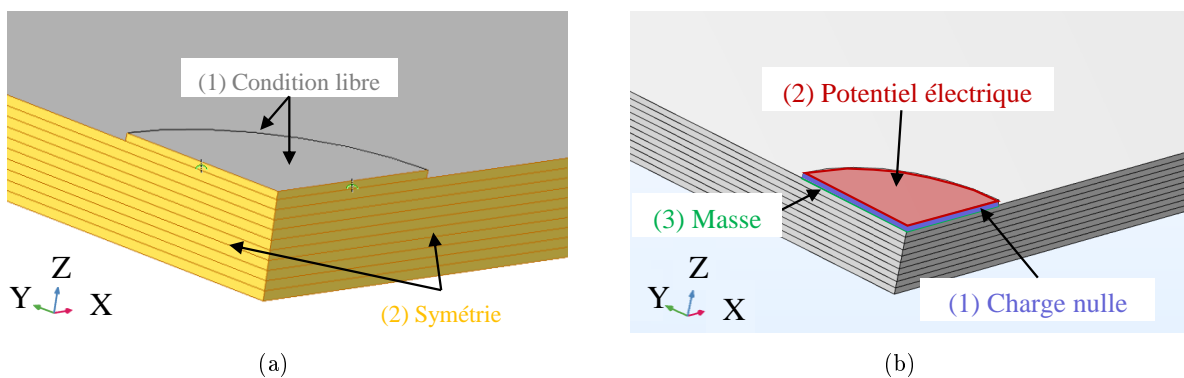


FIGURE 4.2 – Conditions aux limites (a) de la mécanique structurale et (b) électrostatiques

Pour ces calculs FEM avec solveur fréquentiel, il est nécessaire d'appliquer des conditions aux limites en bord de composite afin de pouvoir étudier la propagation d'ondes sans que les ondes réfléchies sur les bords ne se superposent avec les ondes incidentes, et aussi afin que la mesure d'impédance ne soit impactée par les résonances des bords de plaque. L'application d'une région absorbante semble la plus appropriée pour cette configuration, car elle absorbe les modes de Lamb qA_0 et qS_0 , mais sa longueur doit être relativement grande pour absorber les ondes (Equation 4.1).

$$L_{RA} = 1,5 \cdot \lambda_{max} \quad (4.1)$$

La longueur d'application de cette région absorbante dépend de la longueur d'onde maximale des modes (qA0 ou qS0 selon toutes les directions du composite) à la fréquence étudiée et le coefficient de 1,5 peut être utilisé avec les nouvelles formulations mathématiques de la région absorbante validées dans la littérature [Ke 2009].

Au sein de la région absorbante, les propriétés viscoélastiques des plis du composite varient spatialement artificiellement. La partie réelle des coefficients d'élasticité en un point de la région absorbante de coordonnée $x = L + x_{RA}$ décroît avec x_{RA} (cf définitions des variables en Figure 4.3) pour générer une diminution de la raideur du matériau. La partie imaginaire croît avec x_{RA} afin d'accroître les propriétés viscoélastiques du matériau, et donc l'atténuation des ondes. La densité est quant à elle adaptée pour minimiser les réflexions (Equation 4.4). L'évolution des paramètres est présentée dans la thèse de V. Serey [Serey 2018]. Les constantes élastiques C_{RA} et la masse volumique ρ_{RA} en un point de la région absorbante varient alors avec les coordonnées de ce point, via les Equations 4.3 et 4.4, dans lesquelles la quantité $D(x_{RA})$ est définie via l'Equation 4.2.

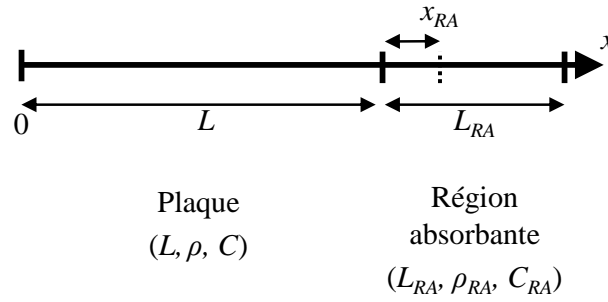


FIGURE 4.3 – Grandeurs définissant la région absorbante selon la direction x

$$D(x_{RA}) = \beta \cdot \left(\frac{x_{RA}}{L_{RA}} \right)^3, \quad (4.2)$$

avec $\beta = 1,5$ et x_{RA} la coordonnée du point dans la région absorbante.

$$C_{RA} = \Re(C) \cdot (1 - D(x_{RA})) + i \cdot (\Im(C) + \Re(C) \cdot D(x_{RA})) [\text{Pa}] \quad (4.3)$$

avec C la matrice de constantes élastiques dans la plaque initiale de longueur L , et

$$\rho_{RA} = \frac{\rho_0}{1 - D(x_{RA}) + i \cdot D(x_{RA})} [\text{kg m}^{-3}]. \quad (4.4)$$

La partie imaginaire des coefficients d'élasticité en $x = L$ est nulle car l'atténuation est considérée comme nulle dans le composite de nos simulations. Des conditions similaires sont appliquées suivant l'axe Y. La Figure 4.4 présente la partie réelle du déplacement hors plan simulée dans une telle configuration dans le composite stratifié de longueur 75 mm à 150 kHz. La longueur d'onde maximale (c'est-à-dire celle du mode qS0) se propageant à cette fréquence est de 50,4 mm, donc la longueur de la région absorbante est de 75,6 mm. L'efficacité de la région absorbante sur le mode qA0 est visible entre 116 et 150 mm.

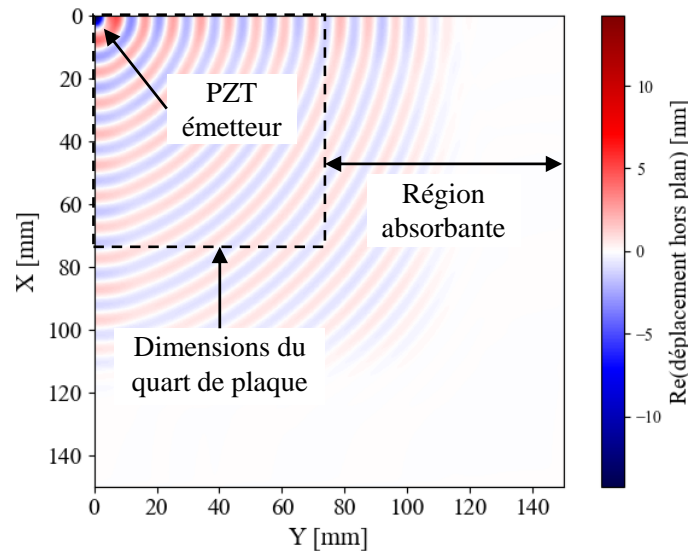


FIGURE 4.4 – Effet de l'application de la région absorbante sur la propagation d'onde à 150 kHz

4.1.1.3 Validation des coefficients piézoélectriques constructeur : comportement électromécanique et mécanique du PZT libre

Cette partie présente la méthode de vérification des données d'entrée des modèles FEM, en l'occurrence ici les paramètres décrivant le PZT (coefficients piézoélectriques présentés en Partie 2.2.1.1) par comparaison aux expériences du Chapitre 2. La surface du PZT est maillée avec une taille maximale d'élément égale au rayon divisé par 20, et l'épaisseur du PZT est divisée en 2 éléments. La réponse électromécanique du PZT libre permet de valider les coefficients piézoélectriques du PZT, par comparaison des pics de résonance simulés et mesurés expérimentalement. La Figure 4.5 présente l'impédance calculée superposée à l'impédance expérimentale.

Le premier pic de résonance correspond bien à la fréquence d'environ 200 kHz attendue. Un décalage de 20 kHz est cependant visible entre les courbes expérimentales et numériques. L'amplitude de l'impédance entre les fréquences de résonance est aussi plus faible pour le PZT simulé. Cet écart peut provenir des données constructeurs de PZT, qui ne s'avèrent pas tout à fait exactes. Toutefois, cet écart s'avère suffisamment faible à basse fréquence pour que les modèles suivants soient réalisés avec les données du constructeur.

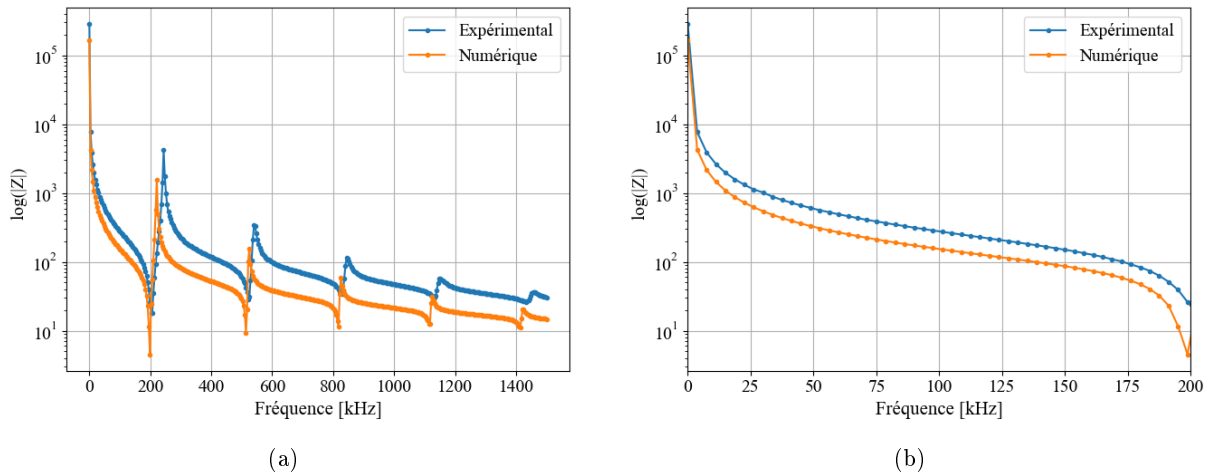


FIGURE 4.5 – Impédance expérimentale et numérique d'un PZT PIC255 libre (10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur) sans retour d'électrode (a) entre 100 Hz et 1500 kHz et (b) avant le premier pic de résonance

Les vibrations mécaniques simulées sont relevées aux deux premières fréquences de résonance électromécanique radiale (Figures 4.6). Les déplacements indiquent que les deux modes électriques coïncident avec deux modes de résonance mécanique radial différents.

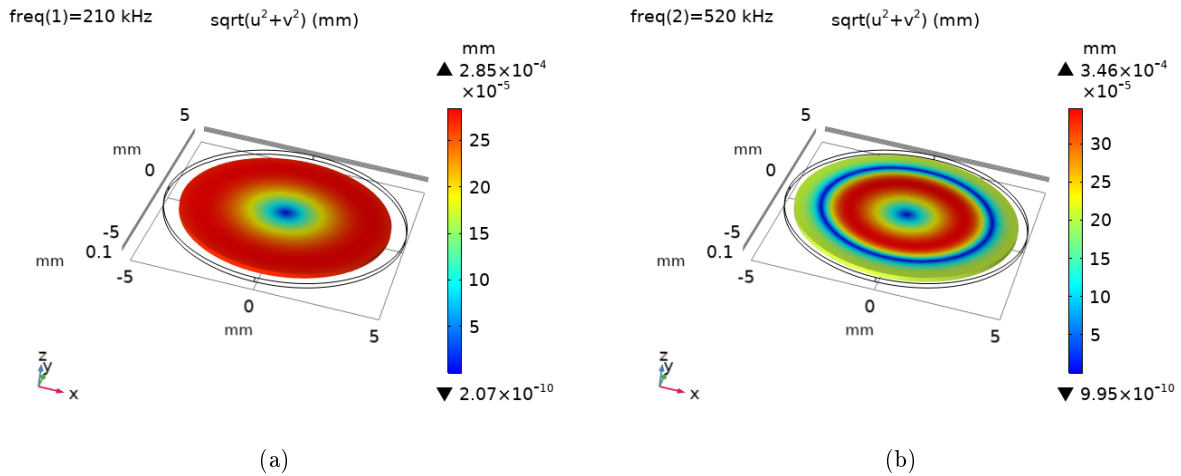


FIGURE 4.6 – Module du déplacement dans le plan (X0Y) codé en couleur sur la déformation géométrique du PZT libre autour des premières fréquences de résonances électromécaniques radiales (a) à 210 kHz et (b) à 520 kHz

4.1.2 Impédance électromécanique des PZT intégrés

Les calculs FEM sont ensuite comparés aux observations électromécaniques faites expérimentalement sur les PZT intégrés (Partie 4.1.2.1), afin de vérifier les hypothèses faites dans le Chapitre 3 concernant l'effet du vide radial autour du PZT intégré et des fils de connexion (Partie 4.1.2.3). La sensibilité de la réponse électromécanique du PZT intégré à l'orientation locale des plis du composite est aussi vérifiée (Partie 4.1.2.2).

4.1.2.1 Effet de l'intégration sur les mesures de susceptance

Le modèle avec un PZT émetteur intégré dans un composite stratifié est utilisé pour effectuer le calcul de la susceptance. Dans un souci de temps de calcul et puisque la propagation d'ondes n'est pas l'objet de cette partie, la taille maximale des éléments dans le composite (hors PZT) est limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 4. Les plis comprennent 1 élément dans l'épaisseur. Une étude de convergence du maillage pour l'étude de la réponse électromécanique d'un PZT intégré est présentée dans l'Annexe B.3. Les écarts relatifs entre les mesures de susceptance à 50 et 200 kHz pour le maillage initial et ce nouveau maillage sont inférieurs à 1 %. Par ailleurs, les temps de calcul des modèles pour cette étude sont présentés dans l'Annexe B.5. Tout d'abord, le courant électrique est calculé à partir de la densité surfacique de charge obtenue par FEM [A] :

$$I = \sigma \cdot \omega \cdot (\pi \cdot R_{PZT}^2) \quad (4.5)$$

avec σ la densité de charge surfacique [$C m^{-2}$], ω la pulsation [$rad s^{-1}$] et $\pi \cdot R_{PZT}^2$ la surface du PZT [m^2].

Puis, l'impédance est calculée grâce à la loi d'Ohm à partir de :

$$Z = \frac{U}{I} \quad (4.6)$$

avec U la tension de 10 V appliquée. La susceptance est ensuite calculée grâce aux Equations 1.8 et 1.9 du Chapitre 1. Les simulations FEM permettent alors de comparer la susceptance d'un PZT intégré avec celle d'un PZT libre sur la Figure 4.8.

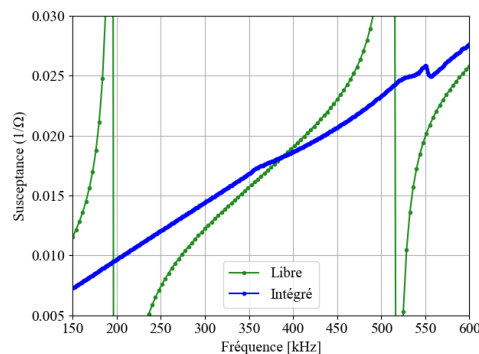


FIGURE 4.7 – Susceptance d'un PZT intégré dans un composite stratifié comparé à un PZT libre en modèle FEM (zoom entre 150 et 600 kHz)

La première résonance à 380 kHz est très atténuée lorsque le PZT est intégré. En revanche, la deuxième résonance, qui apparaît vers 550 kHz est nettement visible. L'amplitude de la première résonance radiale est cohérente avec celle des PZT intégrés expérimentalement dans les plaques de 400x400 mm² (Figure 3.5). En effet, l'écart entre l'amplitude maximale et l'amplitude minimale de la susceptance à la deuxième fréquence de résonance est du même ordre de grandeur pour l'expérimental et la simulation ($\Delta = 0,001$ 1/ Ω pour l'expérimental et $\Delta = 0,0007$ 1/ Ω pour la simulation). Par ailleurs, le décalage, induit par l'intégration, de la première fréquence de résonance simulée est d'environ de 180 kHz et celui de la deuxième fréquence de résonance simulée est de 40 kHz par rapport au PZT libre simulé. Ces décalages ne correspondent pas aux 80 kHz de décalage observé expérimentalement. Ce modèle ne suffit donc pas pour prédire le positionnement de la fréquence de résonance des PZT intégrés. Cet écart entre l'expérimental et la simulation peut notamment s'expliquer par la simplification du modèle qui ne prend pas en compte les réelles rigidités du couplage à savoir les interactions entre le matériau et le PZT, ni les conditions limites réelles autour du PZT. Ces simulations ne prennent pas non plus en compte les connexions électriques des PZT intégrés, or, la pente de la susceptance du PZT intégré simulée suit bien globalement celle de la susceptance du PZT libre simulée en dehors des fréquences de résonance. Ainsi, les hypothèses faites au Chapitre 3 pour expliquer la variation de la pente de la susceptance entre les différentes plaques sont d'autant plus justifiées, c'est-à-dire que la variation de la pente ne dépend pas de la seule présence du composite sur les deux faces du PZT.

4.1.2.2 Effet de l'inhomogénéité du composite sur la réponse en susceptance

En parallèle, un modèle identique mais avec un composite homogénéisé est utilisé afin de le comparer au modèle précédent et ainsi d'étudier l'effet des plis locaux sur la réponse du PZT intégré. La géométrie du modèle avec PZT intégré, présentée dans la Partie 4.1.1, est donc utilisée mais le stratifié est remplacé par un matériau homogène anisotrope. Les coefficients d'élasticité sont définis par homogénéisation grâce aux équations présentées dans l'Annexe B.1 [Monnier 2001]. Cette homogénéisation ne prend donc pas en compte l'empilement exact du stratifié et ne permettrait pas de reproduire tous les phénomènes physiques comme les champs de contraintes et de déplacements dans l'épaisseur, liés à une propagation d'ondes. Le maillage réalisé est équivalent au modèle d'impédance avec une émission par un PZT intégré. La matrice d'élasticité du matériau composite homogénéisé est orthotrope (Equation 4.7). La Figure 4.8 compare les deux réponses en susceptance des PZT intégrés en simulation dans un composite stratifié et dans un composite homogénéisé.

$$C_{CompHomog} = \begin{bmatrix} 90.6 & 5 & 5.952 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & 64.9 & 6.428 & 0 & 0 & 0 \\ 5.952 & 6.428 & 13.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3.704 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 4.026 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4.67 \end{bmatrix} \text{ GPa.} \quad (4.7)$$

Les deux réponses en susceptance des PZT intégrés ne sont pas significativement différentes, ce qui indique que l'impédance électromécanique n'est pas dépendante de l'orientation des plis en contact du PZT et de l'empilement du stratifié.

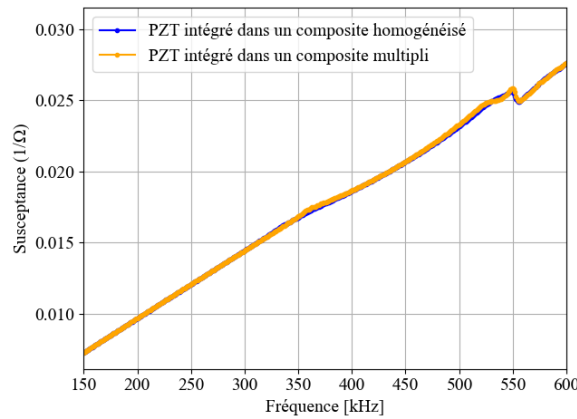


FIGURE 4.8 – Susceptance d'un PZT intégré dans un composite stratifié et dans un composite homogénéisé en modèle FEM

4.1.2.3 Effet du vide radial sur les mesures de susceptance d'un PZT intégré

Afin de connaître l'effet du vide autour du PZT sur sa réponse électromécanique, un vide de section rectangulaire sur tout le pourtour de la tranche du PZT intégré est simulé (Figure 4.9(a)) dans le composite homogénéisé. Sa dimension est de 460 μm de large et son épaisseur équivalente à celle du PZT. Cette largeur est comprise entre les dimensions minimale et maximale du vide radial mesurées expérimentalement. La susceptance du modèle avec PZT intégré est comparée à celle du PZT intégré avec du vide sur la Figure 4.9(b).

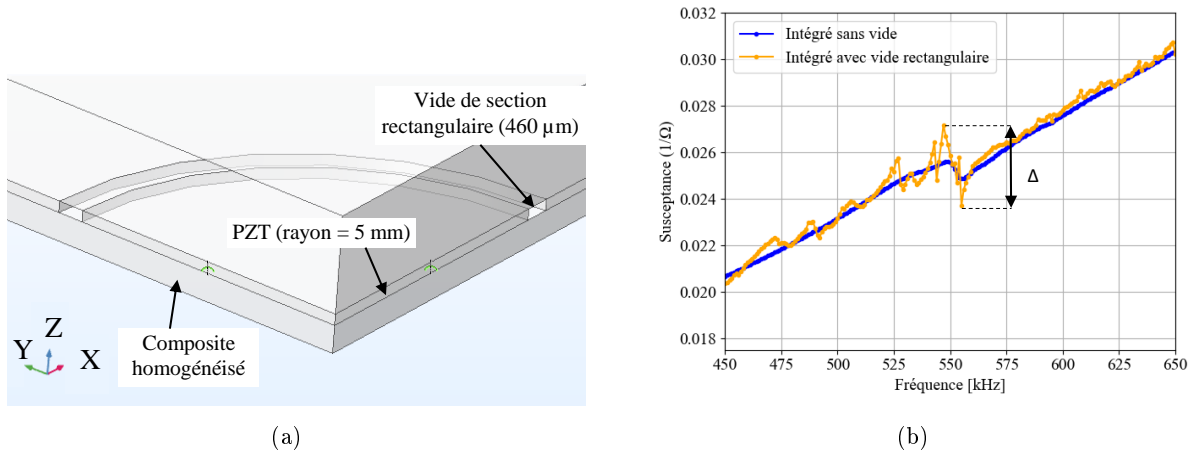


FIGURE 4.9 – (a) Géométrie du PZT intégré dans un composite homogénéisé avec du vide radialement et (b) susceptance de PZT intégré avec et sans vide radial

La première résonance radiale est extrêmement faible dans ce cas également, seule la deuxième résonance est bien visible (Figure 4.9(b)). La fréquence de résonance du PZT entouré de vide est identique à celle de son homologue intégré sans vide. Par ailleurs, l'amplitude de la résonance notée Δ sur la figure est multipliée par cinq lorsqu'un vide régulier est modélisé autour du PZT intégré. Des fréquences de résonance additionnelles autour des fréquences de résonance apparaissent aussi sur la courbe de susceptance, ce qui traduit l'apparition de modes complémentaires liés à la géométrie de l'intégration. Cette observation permet de confirmer l'augmentation de l'amplitude des résonances du PZT intégré avec du vide radial observé expérimentalement ($\Delta = 0,005$ $1/\Omega$ expérimentalement contre $\Delta = 0,003$ $1/\Omega$ en simulation) par rapport au PZT intégré sans vide.

4.1.2.4 Comportement mécanique des PZT intégrés

Les déformations des PZT intégrés sont tracées aux fréquences de résonance électromécanique afin d'observer l'effet de l'intégration sur celles-ci. Les Figures 4.10 et 4.11 présentent respectivement les déformations géométriques sur le PZT intégré dans un composite homogénéisé sans vide et avec vide radial.

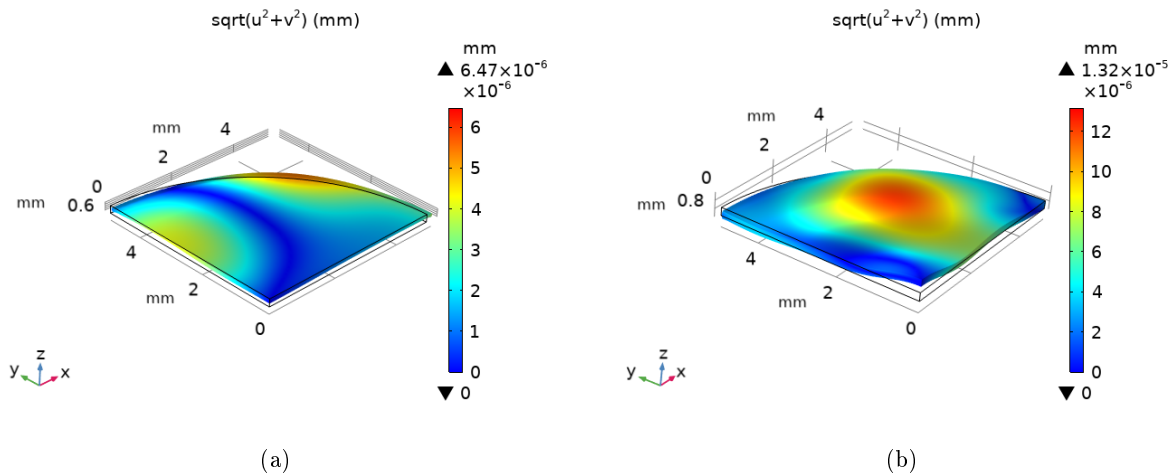


FIGURE 4.10 – Module du déplacement dans le plan (X0Y) codé en couleur sur la déformation géométrique du PZT intégré sans vide à ses premières fréquences de résonances électromécaniques radiales, (a) à 380 kHz et (b) à 550 kHz

A ces fréquences de résonance, les déformations des PZT intégrés sont très complexes, et d'autant plus complexes lorsque du vide est présent radialement, ce qui est cohérent avec les modes additionnels présents sur les courbes de susceptance.

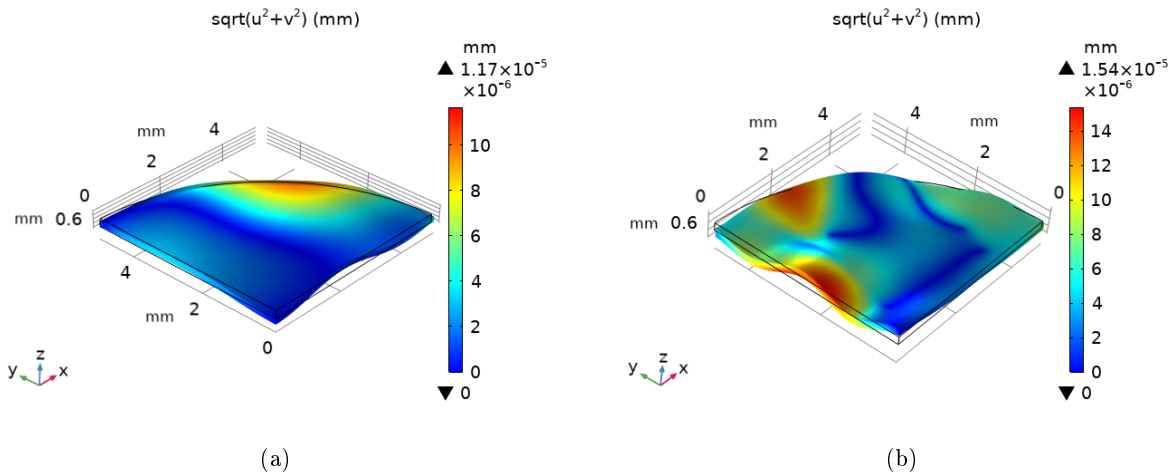


FIGURE 4.11 – Module du déplacement dans le plan (X0Y) codé en couleur sur la déformation géométrique du PZT intégré avec vide à ses premières fréquences de résonances électromécaniques radiales (a) à 380 kHz et (b) à 550 kHz

4.2 Génération de l'onde guidée qA0

La génération d'ondes guidées est étudiée dans un premier temps qualitativement, à des fréquences inférieures à la première fréquence de résonance électromécanique. Le champ d'onde qA0 est extrait et les amplitudes sont comparées à celles mesurées expérimentalement (Partie 4.2.2). Cette étude se poursuit par la détermination numérique des minimums d'excitabilité fréquentielle des PZT intégrés, et des paramètres de l'intégration influant sur l'excitabilité des PZT intégrés (Partie 4.2.3). L'amplitude des ondes guidées est ensuite quantifiée à une fréquence évitant les minimums d'excitabilité et à une distance pour laquelle le mode qA0 est stable, c'est-à-dire pour laquelle les modes évanescents ne sont plus détectés (Partie 4.2.4).

4.2.1 Présentation du maillage des modèles

La surface du PZT est maillée avec une taille maximale d'éléments égale au rayon du PZT divisé par 5, et l'épaisseur du PZT est divisée en 2 éléments. La taille maximale des éléments dans le composite (hors PZT) est limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 8 (utilisé habituellement par [Serey 2018] et inférieure au critère utilisé par [Ke 2009] ($< \lambda/4$)) et à 1 élément dans l'épaisseur de chaque pli (Figure 4.12). Une étude de convergence du maillage pour l'étude de la génération de l'onde guidée qA0 est présentée dans l'Annexe B.4.

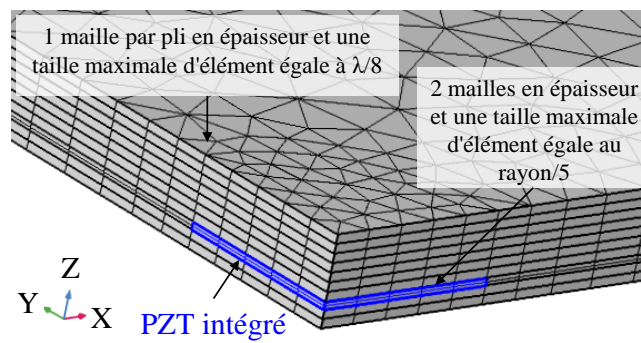


FIGURE 4.12 – Maillage du modèle pour l'étude des ondes guidées

Des comparaisons du déplacement hors plan généré par un PZT intégré au troisième pli d'un stratifié ont été faites selon plusieurs maillages affinés dans l'épaisseur et dans le plan des plis de composite, puis dans l'épaisseur et le plan du PZT. Les résultats des calculs à 50 et 200 kHz n'ont pas montré de variation significative, ce qui a permis de valider le maillage annoncé dans le paragraphe précédent. Les temps de calcul des modèles pour l'étude de la génération d'ondes guidées sont présentés dans l'Annexe B.5.

4.2.2 Etude des caractéristiques du champ d'onde guidé qA0 simulé

Un des objectifs principaux des modèles FEM est de prédire les minimums d'excitabilité du mode qA0 pour l'émission avec un PZT intégré. Pour cela, il est nécessaire de s'assurer que seul le mode qA0 est extrait et de choisir une distance d'observation de manière à éviter les modes évanescents pour la comparaison d'amplitude. Les cartographies du déplacement normal ainsi simulé sur les deux surfaces du composite sont extraites suite à l'émission par un PZT. La Figure 4.13 présente le déplacement normal de la surface supérieure du composite, suite à l'émission à 50 et 200 kHz avec un PZT couplé en surface de composite.

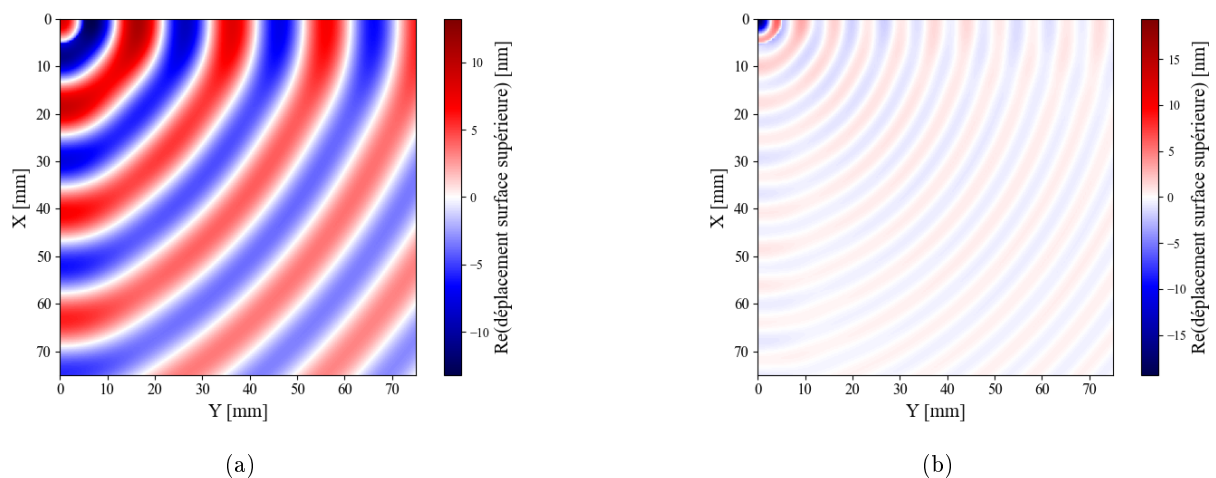


FIGURE 4.13 – Partie réelle du déplacement normal simulé sur la surface supérieure du composite stratifié suite à l'émission (a) à 50 kHz et (b) à 200 kHz avec un PZT couplé en surface

Ces cartographies permettent d'observer plus nettement les longueurs d'onde du mode qA0 à 50 kHz qu'à 200 kHz selon les plis à 0° et 90°. La composante qS0 normale semble avoir un effet sur les ondes observées. Ceci est cohérent, car la composante normale du mode qS0 a une amplitude plus importante à haute fréquence, mais toujours très inférieure à la composante normale du mode qA0, ce qui est en accord avec les mesures expérimentales suivant les axes des fibres de carbone de la Partie 2.1.2.3 du Chapitre 2 (Figure 2.8).

Afin de diminuer la contribution du mode qS0 au déplacement normal simulé, sachant que la composante normale du mode qA0 est majoritairement symétrique, et la composante normale de qS0 majoritairement antisymétrique, la composante normale du mode qA0 est approchée par la relation :

$$qA0 = \frac{depl_{inf} + depl_{sup}}{2} \quad (4.8)$$

avec $depl_{inf}$ le déplacement de la surface inférieure du composite et $depl_{sup}$ le déplacement de la surface supérieure du composite.

Ce calcul permet de construire les cartographies d'amplitude hors plan du mode qA0 en Figure 4.14.

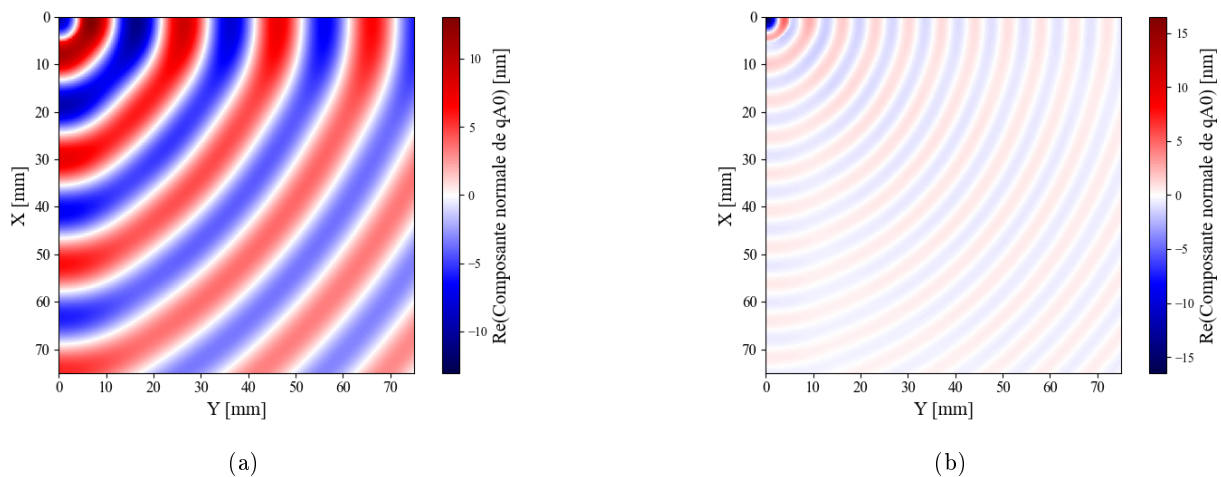


FIGURE 4.14 – Composante normale du mode qA0, pour une émission avec un PZT couplé en surface de plaque (a) à 50 kHz et (b) à 200 kHz

Ces cartographies montrent que le calcul permet bien d'enlever la contribution du mode qS0 présent dans la direction des fibres à 0° et 90°. Elles permettent ensuite de calculer la longueur d'onde instantanée du mode qA0. Cette longueur d'onde instantanée est tracée aux deux fréquences extrêmes de l'étude, à 0°, 45° et 90°, pour l'émission avec un PZT couplé en surface et un PZT intégré. La Figure 4.15 est un exemple de la longueur d'onde instantanée tracée pour l'émission à 50 kHz avec un PZT couplé en surface à 45° et 90°. L'Annexe B.2 présente les calculs de la longueur d'onde instantanée effectués et illustre la méthodologie employée.

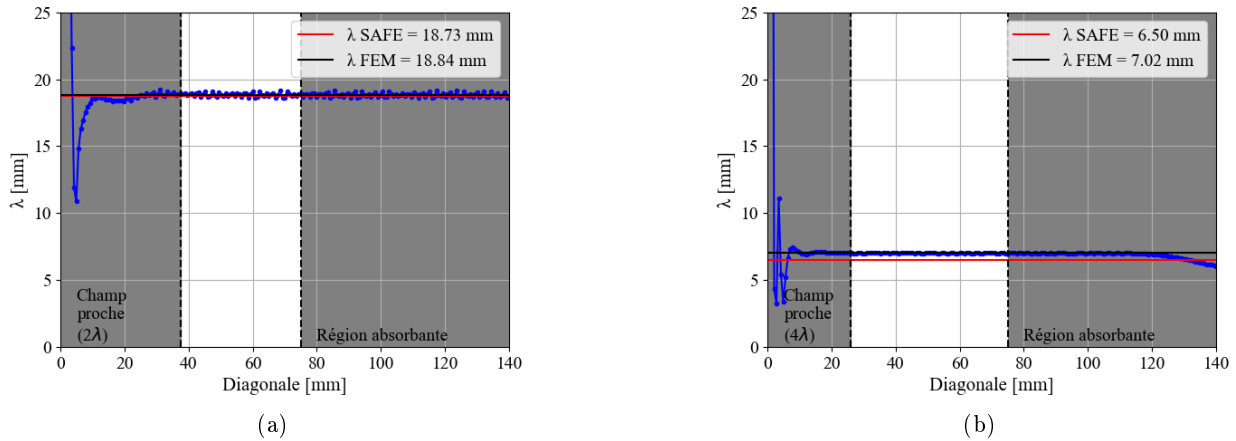


FIGURE 4.15 – Calcul de la longueur d’onde instantanée de la composante normale du mode qA_0 , pour une émission avec un PZT en surface du composite à 45° (a) à 50 kHz et (b) à 200 kHz

Pour les trois directions considérées (90° , diagonale et 0°), à 50 kHz, le mode qA_0 se stabilise à partir de 2λ (37 mm), tandis qu’à 200 kHz, il se stabilise à partir de 4λ (26 mm). Ainsi, les comparaisons d’amplitudes expérimentales du Chapitre 3 réalisées à 50 mm du PZT sont bien justifiées pour éviter la zone où le mode qA_0 est en cours de formation et où des ondes évanescentes sont présentes.

Dans un second temps, une étude qualitative des ondes générées par un PZT intégré dans un composite multiplis est réalisée à 50 kHz. Les cartographies de la composante normale du mode qA_0 simulée sont présentées en Figure 4.16 pour une émission avec un PZT sans et avec du vide autour de sa tranche, intégré dans le troisième pli en partant de l’extrémité de l’empilement (configurations présentées en Figure 4.19).

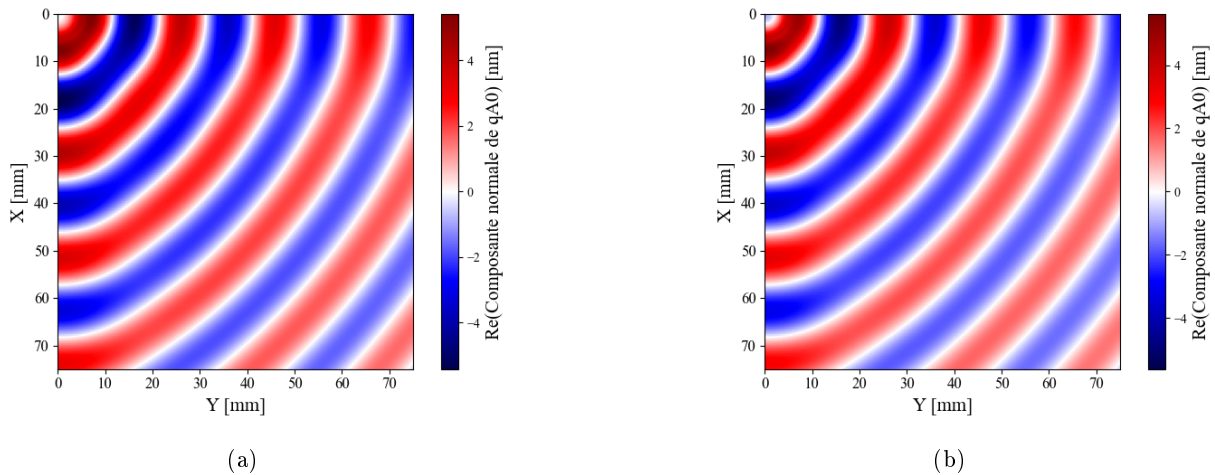


FIGURE 4.16 – Cartographie de la composante normale du mode qA_0 avec émission d’onde (a) d’un PZT dans le troisième pli sans vide et (b) d’un PZT intégré dans le troisième pli avec du vide de section rectangulaire de $460 \mu\text{m}$ radialement à 50 kHz

Nous observons une opposition de phase par rapport à l'émission avec un PZT couplé en surface (Figures 4.14(a)), ce qui s'explique par la position du PZT couplé en surface qui est sur la surface supérieure du composite et la position du PZT intégré dans le troisième pli de l'autre côté de la fibre neutre du composite (Figure 4.1). Comme attendu, l'amplitude du mode qA0 généré par le PZT intégré sans vide et le PZT en surface est plus importante dans la direction des fibres du composite à 0° et 90° , comparée à la direction à 45° . De plus, l'amplitude hors plan maximale relevée si la zone du PZT n'est pas considérée est de 10,9 nm pour l'émission avec un PZT couplé en surface, 5,6 nm pour l'émission avec un PZT intégré sans vide radial. Ainsi, l'écart d'amplitude général est d'environ 50 % entre le couplage en surface et le couplage intégré. Cet écart d'amplitude était de 85 % expérimentalement, ce qui peut s'expliquer par les simplifications réalisées dans les modèles, puisque les soudures qui rigidifient le déplacement ne sont pas modélisées, au même titre que les fibres de carbone du composite.

D'autre part, l'amplitude du mode qA0 généré par le PZT intégré avec du vide est aussi plus importante dans la direction des fibres du composite à 0° et 90° . De plus, l'amplitude hors plan maximale relevée est de 5,4 nm pour l'émission avec un PZT intégré avec du vide radial, donc très proche de son homologue intégré sans vide. Le champ de déplacement du mode qA0 généré par un PZT comportant du vide radialement ne présente pas de différence notable comparé à celui simulé suite à l'émission avec un PZT intégré sans vide. Une étude quantitative du déplacement normal du mode qA0 généré est nécessaire pour décrire plus précisément l'effet de l'intégration sur la transduction ultrasonore et sera présentée dans la Partie 4.2.4. Pour éviter de comparer les amplitudes au niveau des minimums d'excitabilité, ceux-ci doivent être préalablement calculés.

4.2.3 Réponse fréquentielle en éléments finis

Il s'agit maintenant de déterminer si les modèles FEM présentés permettent de prédire les minimums d'excitabilité obtenus expérimentalement pour une émission avec un PZT couplé en surface ou intégré à cœur de composite stratifié (Partie 4.2.3.1). Par ailleurs, les variations des minimums sont étudiées en fonction de la profondeur d'intégration des PZT (Partie 4.2.3.2), de l'orientation des plis de composite en contact du PZT (Partie 4.2.3.3), de la présence de vide radialement autour du PZT (Partie 4.2.3.4), et enfin du diamètre des PZT (Partie 4.2.3.5).

D'après les calculs de la longueur d'onde instantanée entre 50 et 200 kHz, la zone de champ proche (présence d'ondes évanescentes) est d'environ 50 mm. L'amplitude de l'enveloppe du mode qA0 (Equation 4.8) est donc relevée à cette distance du centre du PZT selon les directions de propagation souhaitées (Figure 4.17). Cette méthodologie est utilisée pour l'extraction des courbes d'excitabilité (Partie 4.2.3) et la comparaison des amplitudes à 50 kHz (Partie 4.2.4).

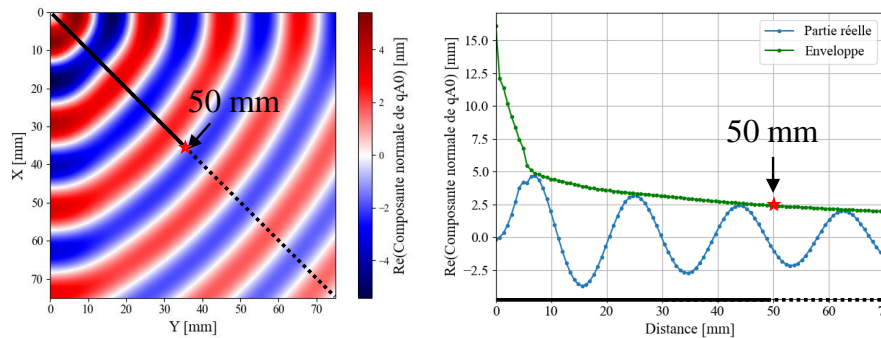


FIGURE 4.17 – Méthode d'extraction de l'amplitude du déplacement hors plan du mode qA0 suite à l'émission par PZT (intégré dans le pli 3 dans cet exemple) faite à 50 mm de la source en diagonale (simulation Comsol®)

4.2.3.1 PZT couplé en surface versus intégré

Les minimums d'excitabilité sont comparés pour une émission avec un PZT couplé en surface de composite ou intégré dans le pli 3. La méthodologie précédemment présentée est utilisée pour extraire les amplitudes pour toutes les fréquences considérées et pour les trois directions du composite. La Figure 4.18 présente le comportement fréquentiel de PZT couplé en surface et intégré dans le pli 3, pour une propagation en diagonale, à 0°, 45° et 90°.

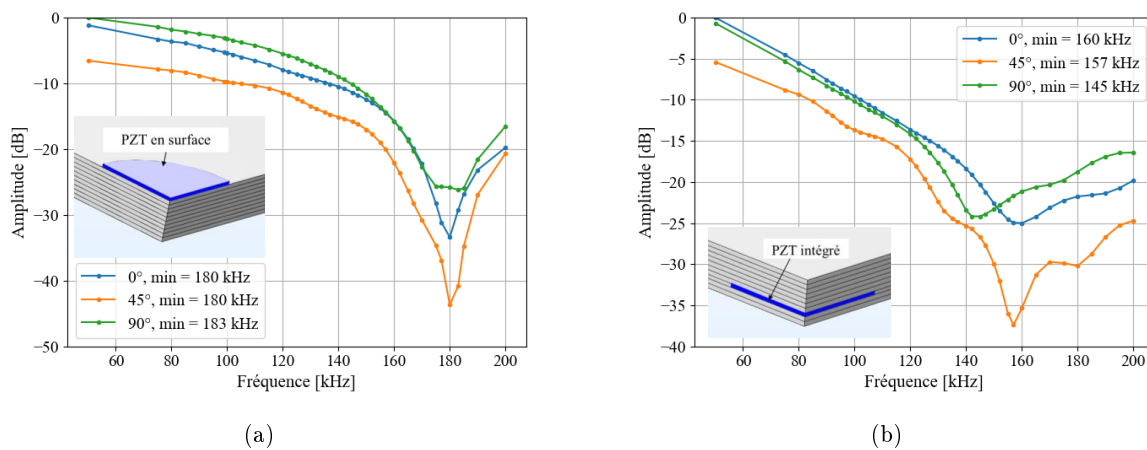


FIGURE 4.18 – Comportement fréquentiel d'un PZT (10 mm de diamètre) (a) couplé en surface et (b) intégré dans le pli 3 d'un composite, selon l'orientation à 0°, 45° et 90°

La Figure 4.18(a) montre que les minimums d'excitabilité suite à l'émission par un PZT parfaitement couplé en surface du composite, pour les trois directions considérées, sont positionnés à la même fréquence de 180 kHz (± 3 kHz). Ainsi, pour ce couplage, la position du minimum d'excitabilité du mode qA0 est quasi-indépendante de l'orientation considérée dans le composite. Ce comportement est proche des observations expérimentales avec les PZT couplés au SWC. La fréquence du minimum d'excitabilité est toutefois surestimée d'une dizaine de kilohertz avec le modèle FEM par rapport à l'expérimental. Cet écart peut provenir du couplage expérimental non modélisé.

Contrairement aux PZT couplés en surface, les minimums d'excitabilité pour un PZT intégré dépendent de la direction considérée dans le composite (Figure 4.18(b)) et sont compris entre 145 kHz et 160 kHz. Un minimum vers 160 kHz avait été observé pour un PZT intégré expérimentalement et à 45° , mais les autres minimums simulés ne correspondent pas aux observations expérimentales. En effet, le minimum observé expérimentalement vers 100 kHz n'est pas nettement observé selon les directions 0° et 90° , mais légèrement selon la diagonale. Le fait que le minimum expérimental soit à plus basse fréquence que le minimum d'excitabilité en FEM peut aussi s'expliquer par le fait qu'en FEM, la rigidité globale du pli est considérée et non celle de l'environnement proche du PZT (proportion de fibres et de résine). Par ailleurs, les soudures à l'argent ($5 \mu\text{m}$) sur les feuilles d'aluminium ($15 \mu\text{m}$) ne sont pas modélisées.

4.2.3.2 Variation de la profondeur d'intégration

La profondeur d'intégration est ensuite changée afin d'observer son effet sur les minimums d'excitabilité (Figure 4.19). Ils sont calculés pour l'émission avec un PZT intégré dans le deuxième et le quatrième pli en partant de l'extrémité de l'empilement (Figure 4.20).

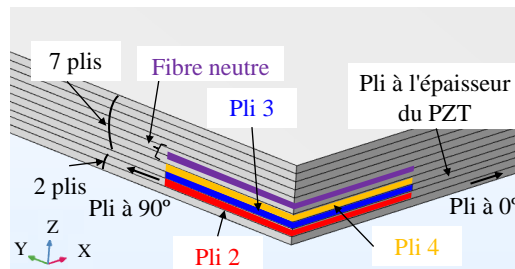


FIGURE 4.19 – Modèles de l'intégration de PZT à différentes profondeurs dans le stratifié

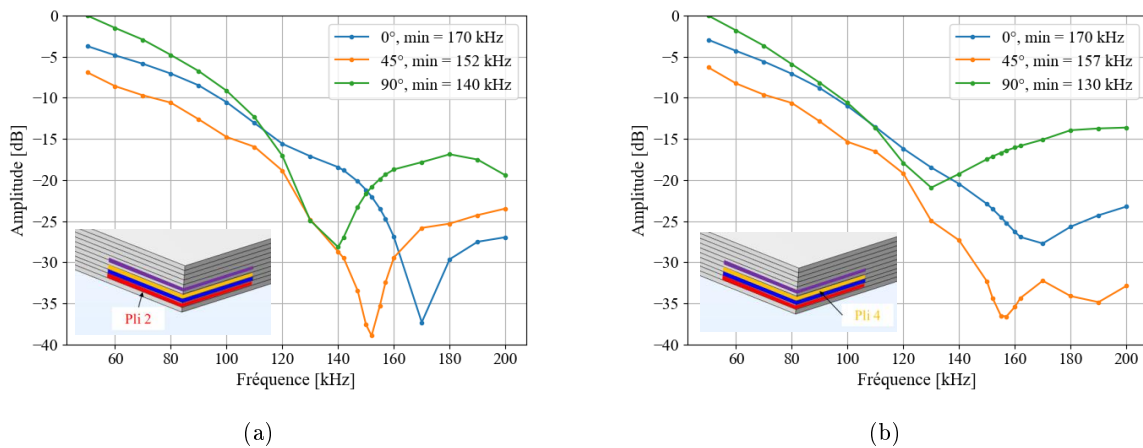


FIGURE 4.20 – Minimums d’excitabilité selon les trois directions 0° , 45° et 90° pour les modèles avec émission par (a) un PZT intégré dans le pli 2 (b) un PZT intégré dans le pli 4 (10 mm de diamètre)

Les fréquences des minimums d’excitabilité dépendent de la profondeur d’intégration ou des plis avec lesquels ils sont en contact. Les PZT intégrés dans les plis 2 et 4 sont en contact avec des plis de même orientation (dans un pli à 90° et en contact de plis à 0° au-dessus et en-dessous). Les fréquences des minimums selon 0° et 90° dépendent de la direction dans le composite. De la même manière que pour le PZT intégré dans le troisième pli, la fréquence du minimum dans la direction 45° est supérieure à celle dans la direction 90° et inférieure à celle selon 0° . En revanche, le minimum d’excitabilité selon 45° est de $157 \text{ kHz} (\pm 2 \text{ kHz})$ pour l’intégration dans le pli 4 (à la même valeur que pour le PZT intégré dans le pli 3), et dévie de 5 kHz pour l’intégration dans le pli 2. La profondeur d’intégration n’implique donc pas d’important changement du minimum d’excitabilité pour la propagation en diagonale. Par ailleurs, il est intéressant de remarquer qu’entre les intégrations aux plis 2 et 4, pour une direction fixée, les fréquences des minimums d’excitabilité diffèrent au maximum d’environ 10 kHz . Ces observations semblent indiquer une influence à la fois de l’ensemble des plis du stratifié et de l’orientation des plis dans lequel le PZT est intégré. Il est maintenant nécessaire de vérifier l’effet de l’orientation des plis en contact du PZT intégré.

4.2.3.3 Effet des plis en contact du PZT

Pour évaluer l'effet des plis en contact du PZT sur les minimums d'excitabilité, un modèle avec un PZT intégré au niveau du pli 3 d'un composite homogénéisé est réalisé. L'homogénéisation employée est la même que celle mentionnée dans la Partie 4.1.2.2 (Annexe B.1). Du fait de l'homogénéisation, les résultats ne seront pas comparables en valeur absolue avec ceux des simulations sur composite stratifié, néanmoins ils permettent de vérifier les variations des minimums d'excitabilité d'une direction à une autre. Une vérification de la cohérence des courbes de dispersions du composite stratifié et homogénéisé est réalisée sur la Figure 4.21.

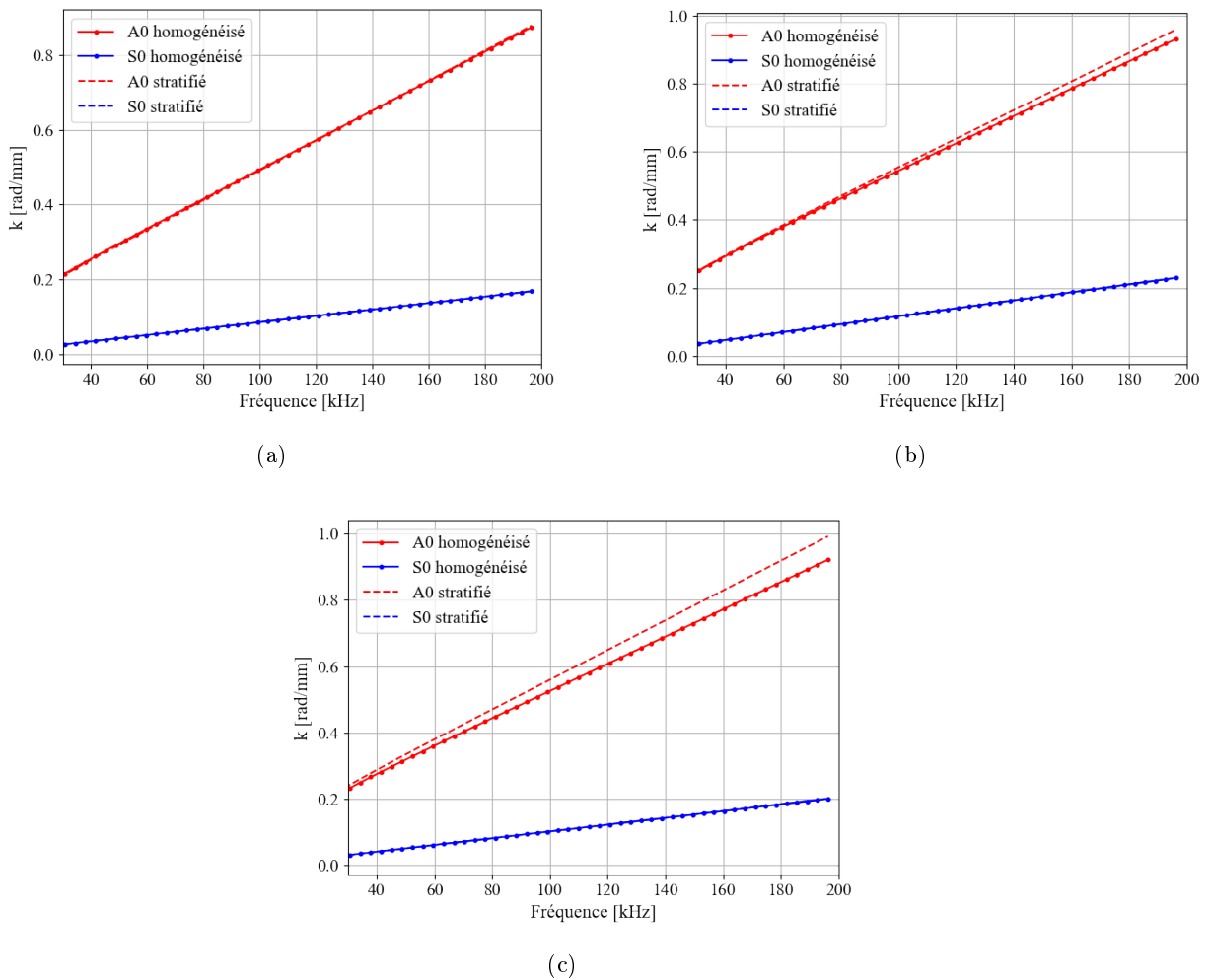


FIGURE 4.21 – Courbe de dispersion en nombre d'ondes (a) selon l'axe 0° , (b) selon l'axe 45° et (c) selon l'axe 90° pour un composite homogénéisé et stratifié

Pour la gamme de fréquence allant de 30 à 200 kHz, l'écart relatif entre les courbes de dispersion du mode qA0 du composite stratifié et du composite homogénéisé est négligeable à 0°. Cet écart est de 3 % en diagonale et de 7 % selon l'axe 90° à 200 kHz. Les minimums d'excitabilité calculés sont ensuite présentés en Figure 4.22.

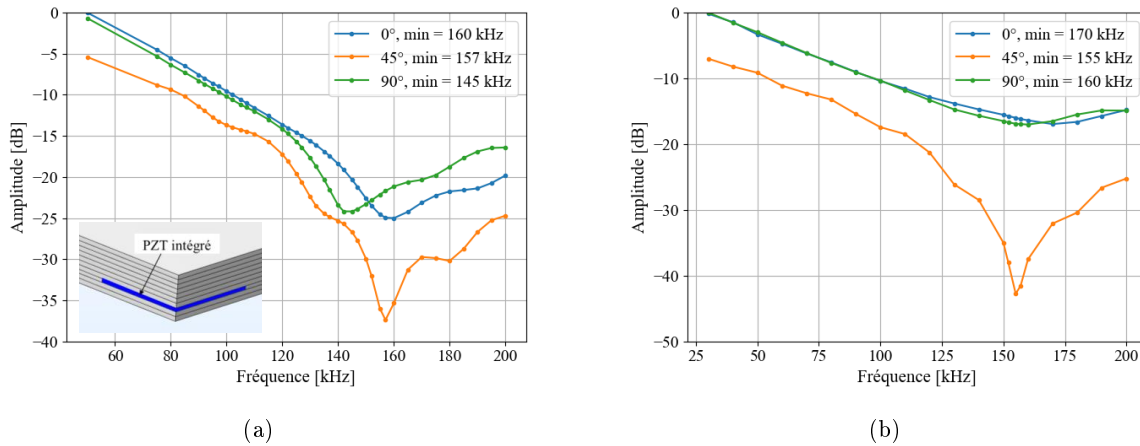


FIGURE 4.22 – Comportement fréquentiel d'un PZT (10 mm de diamètre) (a) intégré dans le pli 3 d'un composite stratifié et (b) intégré dans le pli 3 d'un composite homogénéisé, selon l'orientation à 0°, 45° et 90°

A 45°, le minimum d'excitabilité est similaire à celui du composite stratifié, sans réduction du marquage du creux d'excitabilité. De plus, selon l'axe 90°, les minimums augmentent d'environ 10 kHz et sont aussi moins marqués pour le composite homogénéisé. Cependant, pour les directions diagonales et selon l'axe 90°, l'écart d'anisotropie dû à l'homogénéisation ne permet pas conclure sur l'effet de l'orientation du pli en contact du PZT sur l'excitabilité. En revanche, à 0°, le creux n'est pas aussi marqué pour le composite homogénéisé comparé au composite stratifié et le minimum augmente d'environ 10 kHz pour le composite homogénéisé, pourtant l'anisotropie globale est bien reproduite, donc il semble qu'il y a bien un effet local de l'orientation du pli en contact du PZT sur les minimums d'excitabilité. Ainsi, l'orientation des plis en contact des électrodes du PZT et donc les contraintes vues localement par le PZT ont bien un effet sur la position des minimums d'excitabilité et sur l'amplitude du minimum.

4.2.3.4 Effet du vide radial

Expérimentalement, du vide radial était présent sur une partie du contour du PZT et cela peut affecter l'excitabilité des PZT intégrés. Pour le vérifier, un vide de section rectangulaire est appliqué autour du PZT intégré dans un composite stratifié. La Figure 4.23 présente l'excitabilité ainsi simulée suivant les trois directions du composite.

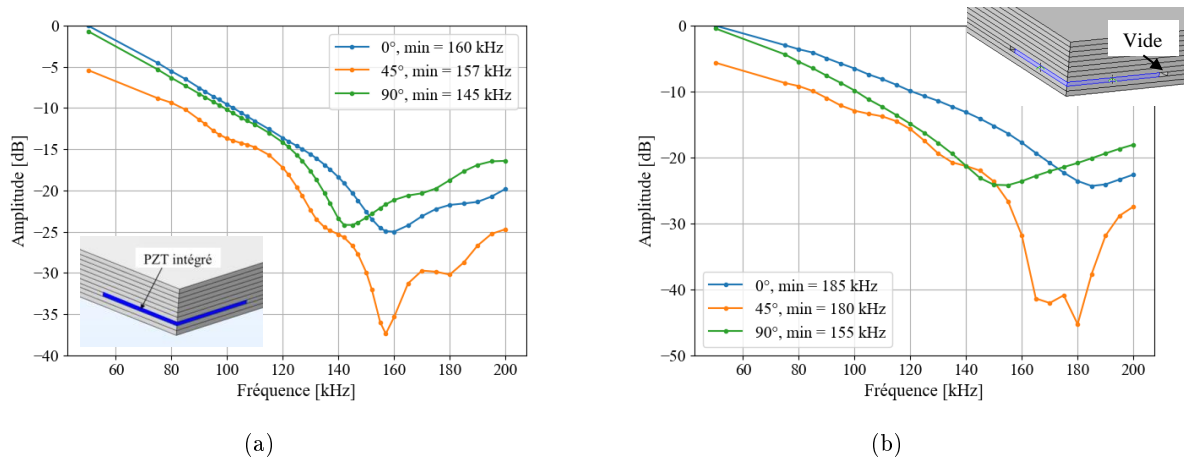


FIGURE 4.23 – Comportement fréquentiel d'un PZT (10 mm de diamètre) (a) intégré sans vide autour et (b) avec un vide radial autour, dans le pli 3 d'un composite stratifié, selon l'orientation à 0°, 45° et 90°

Il apparait que le minimum d'excitabilité est plus marqué à 45° dans le cas avec vide. De plus, la largeur des minimums est plus importante pour le PZT avec du vide radial et s'étend de 160 à 180 kHz. Cet effet n'avait pas été observé expérimentalement, ce qui est normal car le vide n'est pas présent sur tout le pourtour du PZT intégré. En revanche, nous notons que, comme observé qualitativement (Figure 4.16), les réponses à 50 kHz des PZT intégrés avec ou sans vide sont quasi-identiques.

4.2.3.5 Variation des diamètres des PZT intégrés

La littérature a déjà montré que la dimension des PZT couplés en surface affecte leur excitabilité. En effet, plus le diamètre du transducteur augmente, plus le premier minimum d'excitabilité se rapproche des basses fréquences. L'idée ici est de vérifier ces observations dans le cas où le PZT générateur est intégré. La Figure 4.24 présente la réponse fréquentielle de deux PZT de diamètre 20 mm, l'un couplé en surface et l'autre intégré dans le troisième pli d'un stratifié.

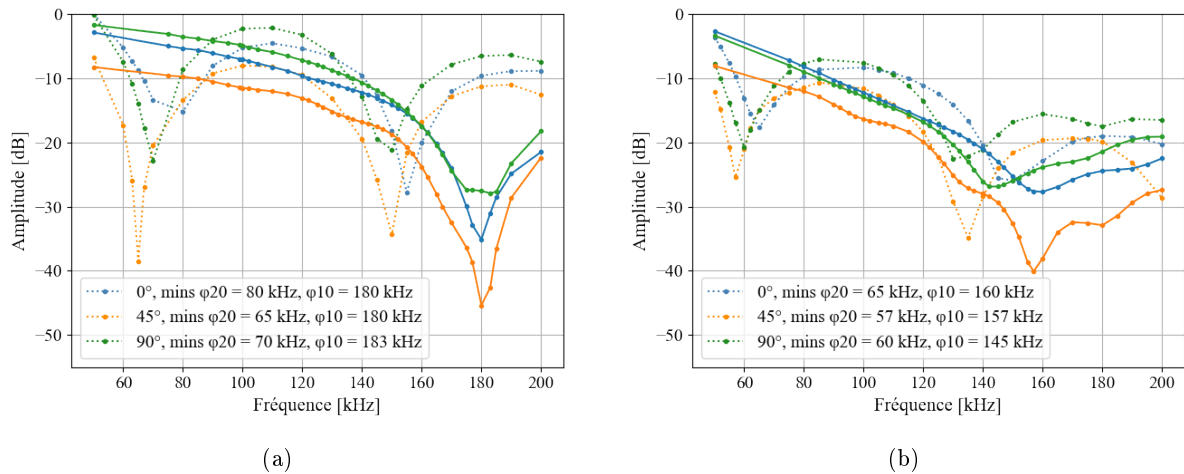


FIGURE 4.24 – Minimum d'excitabilité pour (a) deux PZT couplés en surface de stratifié et (b) deux PZT intégrés au pli 3, de diamètre 10 mm (trait continu) et 20 mm (trait pointillé)

Ces modèles permettent de vérifier que les minimums d'excitabilité se trouvent à plus basse fréquence lorsque le diamètre du PZT augmente. Ce premier minimum fréquentiel est bien inférieur à la fréquence de résonance électromécanique du PZT de diamètre 20 mm, qui est calculée à 100 kHz. Le ratio diamètre/longueur d'onde des minimums d'excitation est déterminé pour estimer la position des premiers minimums pour divers diamètres de transducteurs intégrés dans ce composite. Les rapports diamètre/longueur d'onde sont calculés pour les deux diamètres de PZT et présentés dans les Tableaux 4.1 et 4.2.

Ratio Diamètre/longueur d'onde	0°	45°	90°
Diamètre 10 mm	1,3	1,4	1,5
Diamètre 20 mm	1,3	1,3	1,3

TABLE 4.1 – Tableau récapitulatif des ratios diamètre/longueur d'onde du premier minimum du mode qA0 pour les diamètres de 10 mm et 20 mm de PZT couplés en surface de stratifié

Ratio Diamètre/longueur d'onde	0°	45°	90°
Diamètre 10 mm	1,1	1,2	1,2
Diamètre 20 mm	1,1	1,2	1,2

TABLE 4.2 – Tableau récapitulatif des ratios diamètre/longueur d'onde du premier minimum du mode qA0 pour les diamètres de 10 mm et 20 mm de PZT intégrés au pli 3

Pour le couplage du PZT intégré, les ratios sont cohérents pour les deux diamètres, ce qui donne une indication du ratio à considérer pour les PZT intégrés dans ces modèles (simplification des conditions aux limites et homogénéisation du pli de composite). En effet, ce ratio est inférieur à celui à prendre en compte pour les PZT couplés en surface de composite et moins dépendant de l'orientation considérée. Cependant, la discrétisation fréquentielle des calculs (3 kHz) peut être impliquée dans les écarts observés pour le couplage en surface avec les deux diamètres mais aussi selon l'orientation.

4.2.4 Amplitude des ondes guidées à 50 kHz

Une fois les fréquences des minimums d'excitabilité connues, il est possible de réaliser des comparaisons d'amplitude aux autres fréquences. La Figure 4.25(a) présente les amplitudes simulées lors d'une émission avec un PZT en surface et par plusieurs PZT intégrés suivant différentes profondeurs dans le composite (Figure 4.19). Une comparaison entre une émission avec un PZT intégré dans le pli 3 avec et sans vide radial autour est aussi réalisée (Figure 4.25(b)).

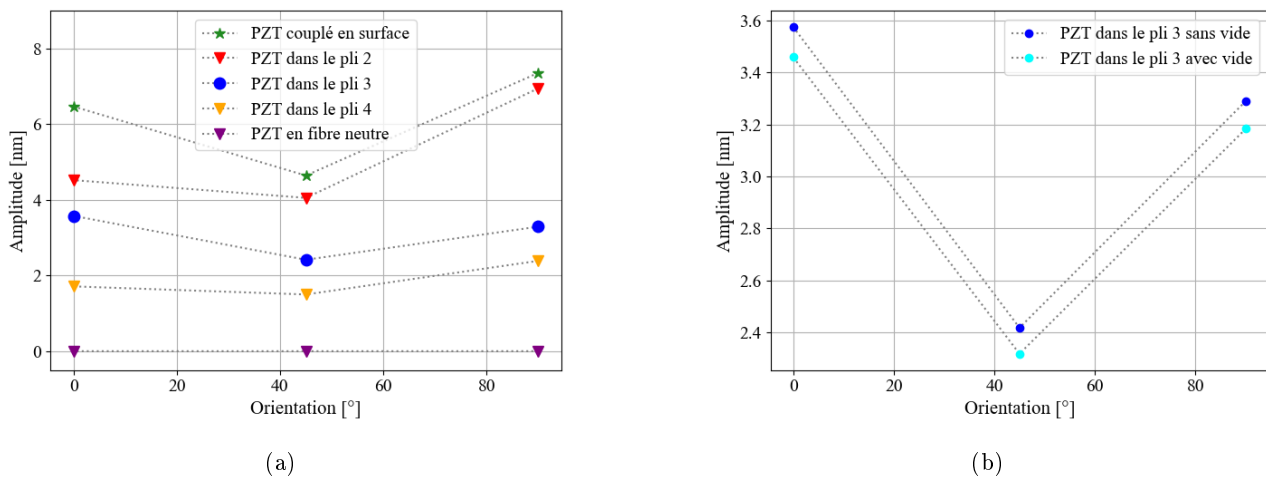


FIGURE 4.25 – Amplitude de la composante normale du mode qA0 à 50 mm de la source selon les trois directions principales du composite pour (a) une émission par PZT intégrés dans différents plis et un PZT couplé en surface et (b) une émission par PZT intégrés dans le pli 3 avec et sans vide radial, excitation à 50 kHz (simulation Comsol®)

Pour rappel, la distance de 50 mm est considérée en champ lointain pour notre étude, car elle est supérieure au rayon du PZT multiplié par 10 et que les ondes évanescentes sont négligeables à partir de cette distance (Figure 4.15). Les écarts relatifs entre les amplitudes en champ lointain, suite à l'émission par un PZT couplé en surface et par un PZT intégré dans le pli 3 sont d'environ 50 % pour les trois orientations. Comme attendu d'après les résultats expérimentaux, le plus grand écart entre l'émission en surface et l'émission par un PZT intégré est bien celui dans la direction des fibres à 90°. Par ailleurs, cette étude en champ lointain montre que les écarts sont plus faible par rapport aux écarts expérimentaux qui sont d'environ 80 % entre l'amplitude en champ lointain de l'émission en surface (couplage au Salol®) et l'émission par PZT intégré. Cela est très probablement lié aux conditions aux limites appliquées sur le PZT en conditions expérimentales (collage et homogénéisation du pli) qui ne sont pas exactement reproduites par les modèles FEM.

Pour toutes les émissions considérées, le phénomène de focalisation de l'énergie de l'onde qA0 dans le matériau composite observé expérimentalement est bien reproduit numériquement. En effet, l'amplitude à 45° est plus faible que l'amplitude selon les directions principales (0° et 90°). L'émission avec un PZT couplé en surface induit une amplitude plus importante selon les fibres à 90° , et l'émission avec un PZT intégré dans le pli 3 induit une amplitude plus importante selon les fibres à 0° . Ces observations sont cohérentes avec les observations expérimentales (Partie 3.2.3.2) et montrent la dépendance de l'orientation des plis en contact des PZT sur l'anisotropie du champ émis, ainsi que la profondeur d'intégration.

D'autre part, cette étude comparative montre aussi que plus le PZT est positionné proche de la surface du composite, plus l'amplitude du mode qA0 générée est forte, ce qui est cohérent avec les profils de déplacement théorique à cette fréquence. Ce mode est donc davantage généré si la position de l'émetteur n'est pas proche de la fibre neutre du composite, ce qui avait été anticipé avec le modèle très simplifié de Crawley *et al.* [Crawley 1987]. Comme attendu, l'amplitude du mode qA0 est égale à zéro lorsque le PZT est intégré en fibre neutre. En effet, pour des raisons de symétrie, c'est le mode qS0 qui pourra être généré avec cette position de PZT. De plus, il apparaît que l'amplitude est plus forte dans la direction correspondant au pli dans lequel le PZT est intégré. Il est aussi à noter que l'écart relatif entre les deux directions principales est plus important lorsque le PZT est intégré au pli 2 (35 %) et au pli 4 (28 %), soit entre deux plis d'orientation 0° , que lorsqu'il est intégré au pli 3 (6 %), soit entre deux plis d'orientation 90° . Cet écart relatif pour une émission en surface est de 12 %, soit très inférieur aux écarts pour les PZT intégrés au pli 2 et 4. Le fait que les modèles s'affranchissent de la complexité du couplage permet de vérifier que les variations d'amplitudes expérimentales entre les deux directions principales 0° et 90° du composite sont bien liées uniquement au composite, c'est-à-dire à l'orientation des plis en contact du PZT intégré et à la proportion de pli dans chaque orientations. Les amplitudes indiquent aussi que les mécanismes de transferts d'effort sont bien différents entre un PZT couplé en surface comparé aux PZT intégrés.

Par ailleurs, la présence de vide radialement autour du PZT induit une diminution très faible de l'amplitude hors plan du mode qA0 (à 50 kHz) de 4 % pour toutes les directions de propagation considérées, tout en conservant l'amplitude maximale dans la direction des fibres à 0° .

4.3 Étude du chargement local généré par le PZT sur le composite

Des modèles élastiques de simulation d'une détection de défaut avec transducteurs couplés en surface utilisent le chargement simplifié du modèle pin-force pour réduire le coût de calcul [Mesnil 2019]. Cependant, certains travaux portant sur le couplage de PZT en surface de matériau avaient montré les limites du modèle pin-force pour les applications sur matériaux anisotropes [Ostiguy 2015] [Shevtsova 2019]. Pour rappel, ce modèle pin-force consiste à simplifier l'excitation d'un PZT couplé en surface de matériau par un anneau de contraintes planes radiales. En effet, la contrainte liée à la génération d'ondes dépend de l'orientation considérée dans le plan du composite et de la fréquence. Ainsi, cette partie présente tout d'abord l'adaptation du maillage des modèles pour étudier les contraintes locales générées par le PZT (Partie 4.3.1). L'étude des contraintes appliquées par un PZT couplé en surface du composite utilisé dans cette thèse (Partie 4.3.2), puis des contraintes appliquées par un PZT intégré dans le composite (Partie 4.3.3) à 50 kHz est présentée. Enfin, le comportement des deux types de chargement (en surface de stratifié et intégré dans le stratifié) en fonction des fréquences d'études est étudié (Partie 4.3.4).

4.3.1 Adaptation des modèles à l'étude des contraintes engendrées par le PZT source

Pour étudier les contraintes sur les surfaces des PZT couplés aux plaques composites, les deux modèles présentés sur la Figure 4.1 sont repris, à savoir le PZT couplé parfaitement au composite et le PZT intégré dans un pli de composite stratifié. La géométrie des PZT en surface et intégré dans un composite présente une singularité au regard de la contrainte aux bords des PZT (Figure 4.26). Une telle singularité de contrainte est prévue par la théorie d'élasticité sur un angle rentrant. En calculs éléments finis, plus le maillage est raffiné, plus la contrainte est élevée près de la singularité, donc si nous nous rapprochons de la singularité, la contrainte tend par conséquent vers l'infini.

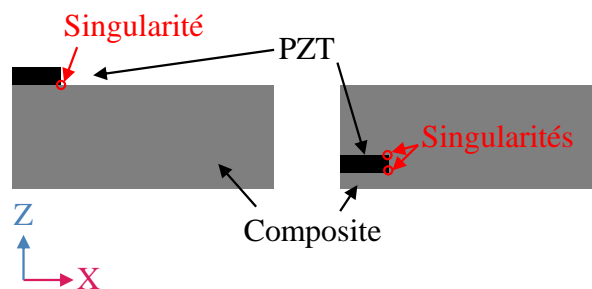


FIGURE 4.26 – Schéma des singularités géométriques des modèles

Pour notre étude, l'effet de source du PZT qui a un sens physique est donc la force résultante, qui est l'intégrale de la contrainte sur la surface des électrodes du PZT. Dans notre cas, cette intégrale est représentée selon un rayon pour observer sa variation selon une direction dans le plan (Equation 4.9).

Cela revient donc à calculer la force linéique [$N.m^{-2}$] :

$$q = \int_0^{R_{PZT}} S(r) dr \quad (4.9)$$

avec R_{PZT} le rayon du PZT, $S(r)$ la valeur de contrainte dans le plan ou hors plan de la surface du PZT en fonction de la valeur du rayon r considérée.

L'optimisation du maillage des électrodes du PZT est réalisée de sorte que le calcul de l'intégrale de la contrainte générée par un PZT couplé en surface de composite converge. Le maillage du bord du PZT est affiné pour étudier plus précisément les contraintes totales générées par l'excitation des PZT (Figure 4.27). Les contraintes S_{XZ} et S_{YZ} sont les contraintes dans le plan (XOY) sur la surface de l'électrode du PZT de normale Z. La contrainte S_Z est la contrainte normale sur cette même surface. Le maillage est affiné sur une largeur de 0,5 mm sur tout le contour du PZT. Des quadrangles réguliers sont utilisés pour cet anneau d'extrémité. Des triangles libres sont utilisés pour le maillage du reste du PZT avec une taille d'élément maximum de la valeur du rayon du PZT divisé par 40. L'épaisseur de PZT est maillée avec 10 éléments afin d'obtenir des informations plus fines sur le comportement du PZT au niveau de sa tranche. La région absorbante est conservée et la taille des plaques est réduite à 10 mm de demi-longueur de sorte à réduire le temps de calcul des modèles, qui seront calculés à de multiples fréquences dans la Partie 4.3.4. Les temps de calcul des modèles pour cette étude sont présentés dans l'Annexe B.5.

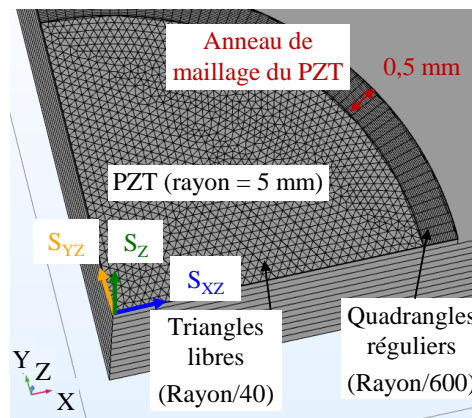


FIGURE 4.27 – Maillage du PZT

Pour vérifier la convergence du maillage sur les contraintes locales, les calculs sont réalisés avec des maillages pour lesquels l'élément de taille maximale va de rayon divisé par 100 jusqu'à rayon divisé par 800. Les graphiques de la Figure 4.28 présentent les valeurs d'intégrale de la contrainte normale et radiale sur la surface inférieure du PZT, le long du rayon du PZT pour trois directions dans le plan (XOY) passant par l'interface PZT/composite.

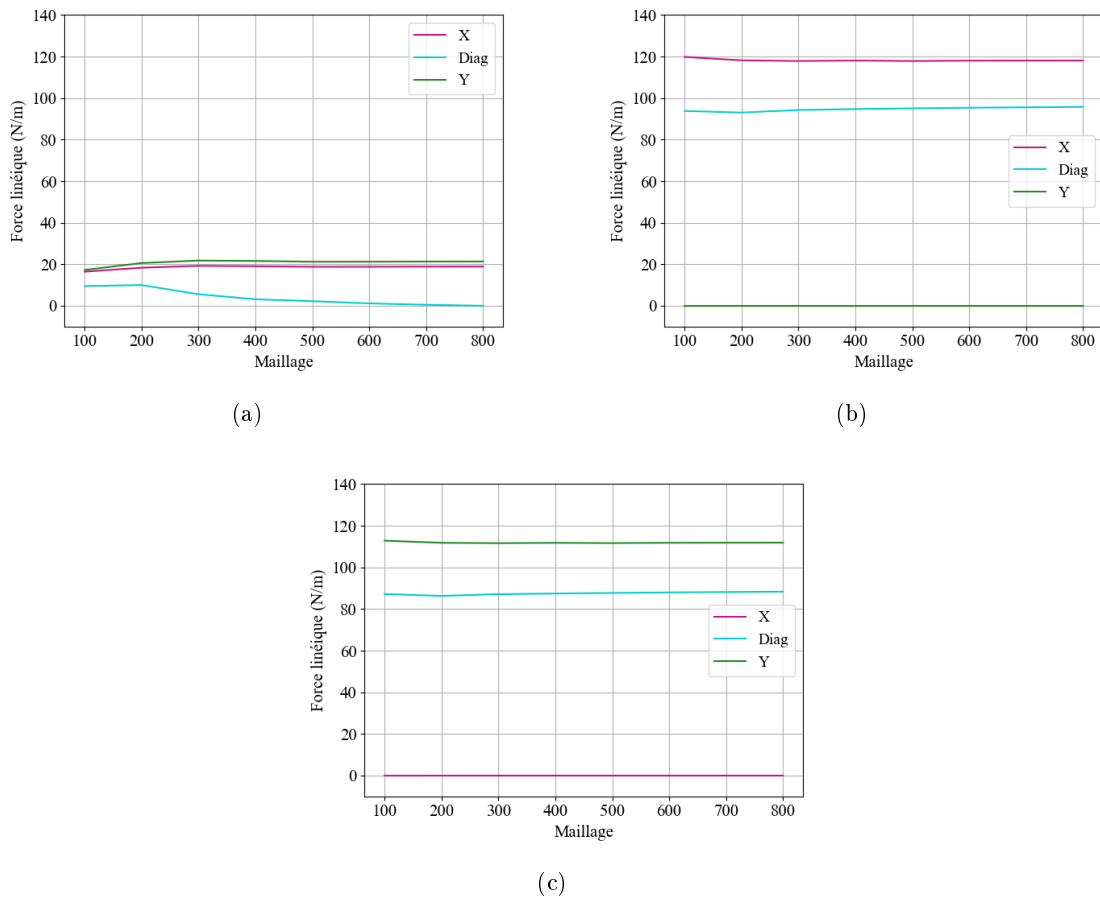


FIGURE 4.28 – Force linéique selon les trois directions dans le plan (X0Y) passant par l'interface PZT/composite pour (a) la composante normale de la contrainte, (b) la composante S_{XZ} et (c) S_{YZ} de la contrainte sur la surface inférieure du PZT, soit celle en contact du composite (PZT couplé en surface émettant à 50 kHz)

La force linéique varie de 0,4 % entre le maillage de 600 et 800 pour les contraintes radiales (S_{XZ}). La contrainte normale est faible devant la contrainte radiale (ration de 0,85 avec un maillage de 600 suivant X entre les composantes S_{XZ} et S_Z). Nous considérons que c'est acceptable et conservons donc un maillage de 600 pour des questions de temps de calcul. Par ailleurs, la force linéique calculée entre 4,96 et 5 mm est négligeable devant la force linéique totale (Figure 4.29). Les analyses seront donc faites entre 0 et 4,96 mm pour éviter la singularité.

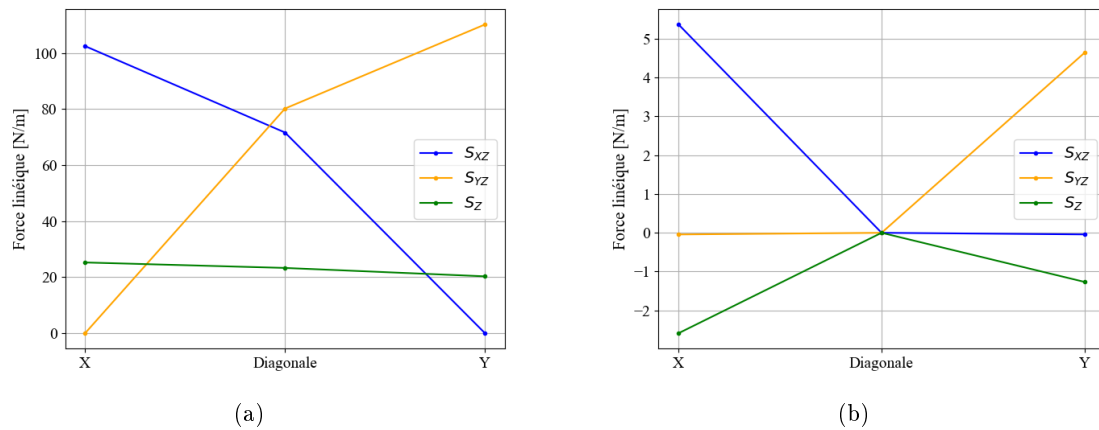


FIGURE 4.29 – Force linéique : intégrale des contraintes S_{XZ} , S_{YZ} et S_Z de l'électrode du PZT, selon les trois directions du plan (X0Y) passant par l'interface PZT/composite pour (a) une intégration entre le centre du PZT jusqu'à 4,96 mm de rayon et (b) une intégration entre 4,96 mm et 5 mm de rayon (exemple d'un PZT émettant à 50 kHz en surface d'un composite multiplis)

4.3.2 Contraintes générées par l'excitation d'un PZT couplé en surface d'un composite multiplis

D'après la littérature, le comportement d'un PZT en surface de composite ne permet pas de simplifier son chargement en un anneau radial en extrémité du PZT à toutes les fréquences d'excitation [Shevtsova 2019] [Ostiguy 2015]. Ainsi, la contrainte de chargement induite par le PZT en surface de stratifié est calculée afin d'avoir une référence pour les comparaisons des chargements avec un PZT intégré dans un composite multiplis. L'étude est réalisée à 50 kHz pour éviter les minimums d'excitabilité engendrés par les deux couplages. Les contraintes dans le plan et hors plan au niveau de l'électrode du PZT en contact du composite stratifié (Figure 4.30) pour le modèle d'un PZT parfaitement couplé en surface de plaque sont extraites.

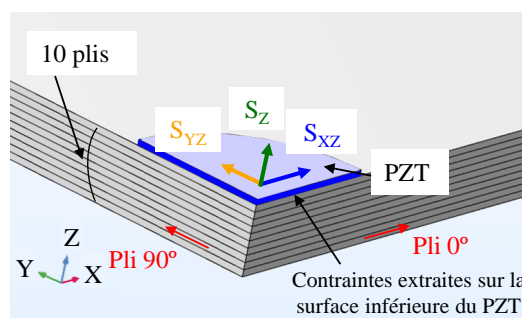


FIGURE 4.30 – Repère des axes et contraintes extraites sur la surface inférieure du PZT couplé en surface de composite stratifié

Les contraintes sur la surface du PZT en contact du composite à 50 kHz sont présentées sur la Figure 4.31. Les contraintes normales et dans le plan, le long des axes X, Y et de la diagonale sont aussi présentées en Figure 4.32. Les forces linéiques calculées à partir des contraintes S_{XZ} , S_{YZ} et S_Z selon le rayon et pour les trois orientations sur les PZT sont calculées. Elles sont présentées en Figure 4.33.

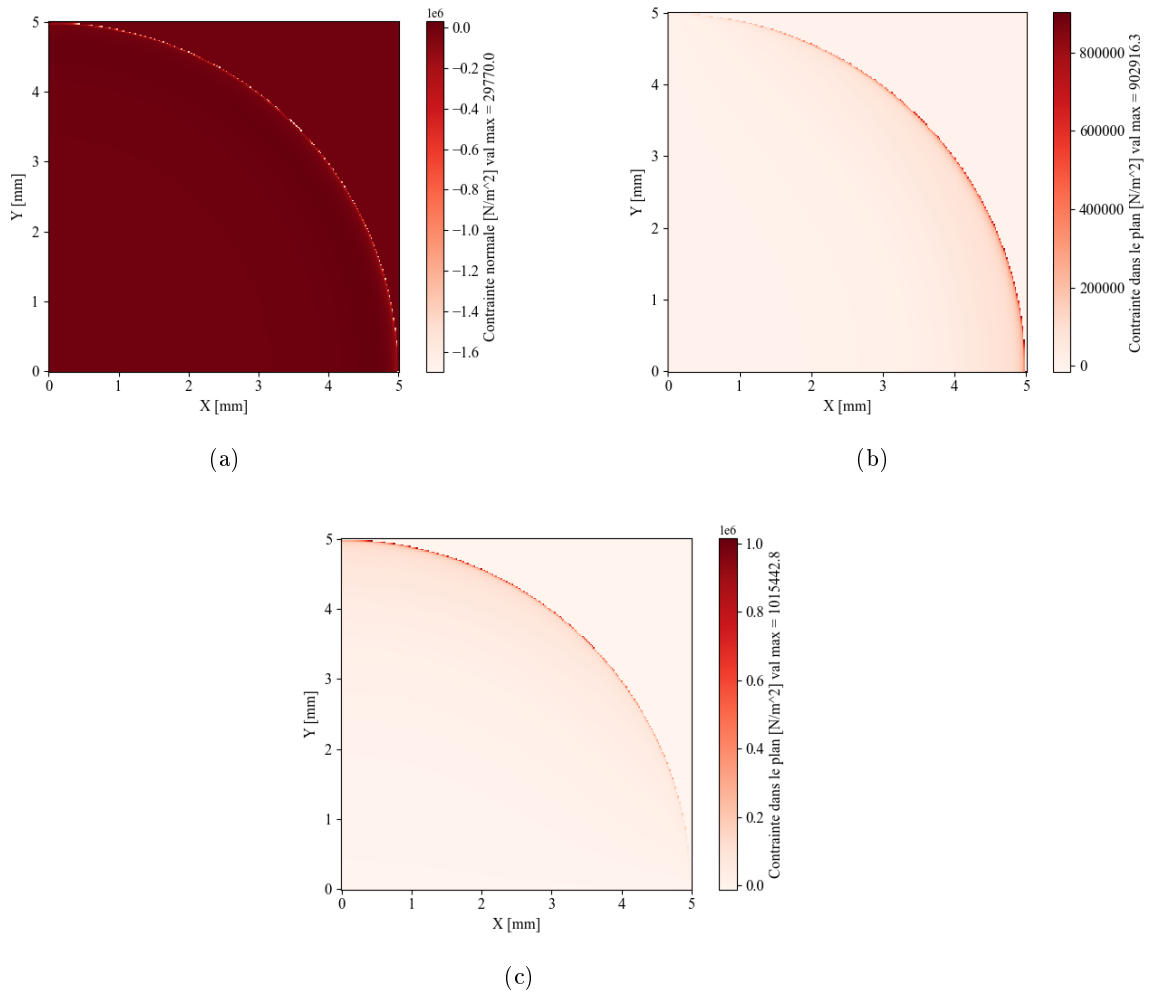


FIGURE 4.31 – Contrainte (a) S_Z normale, (b) S_{XZ} et (c) S_{YZ} dans le plan, suite à l'excitation d'un PZT en surface de multiplis à 50 kHz

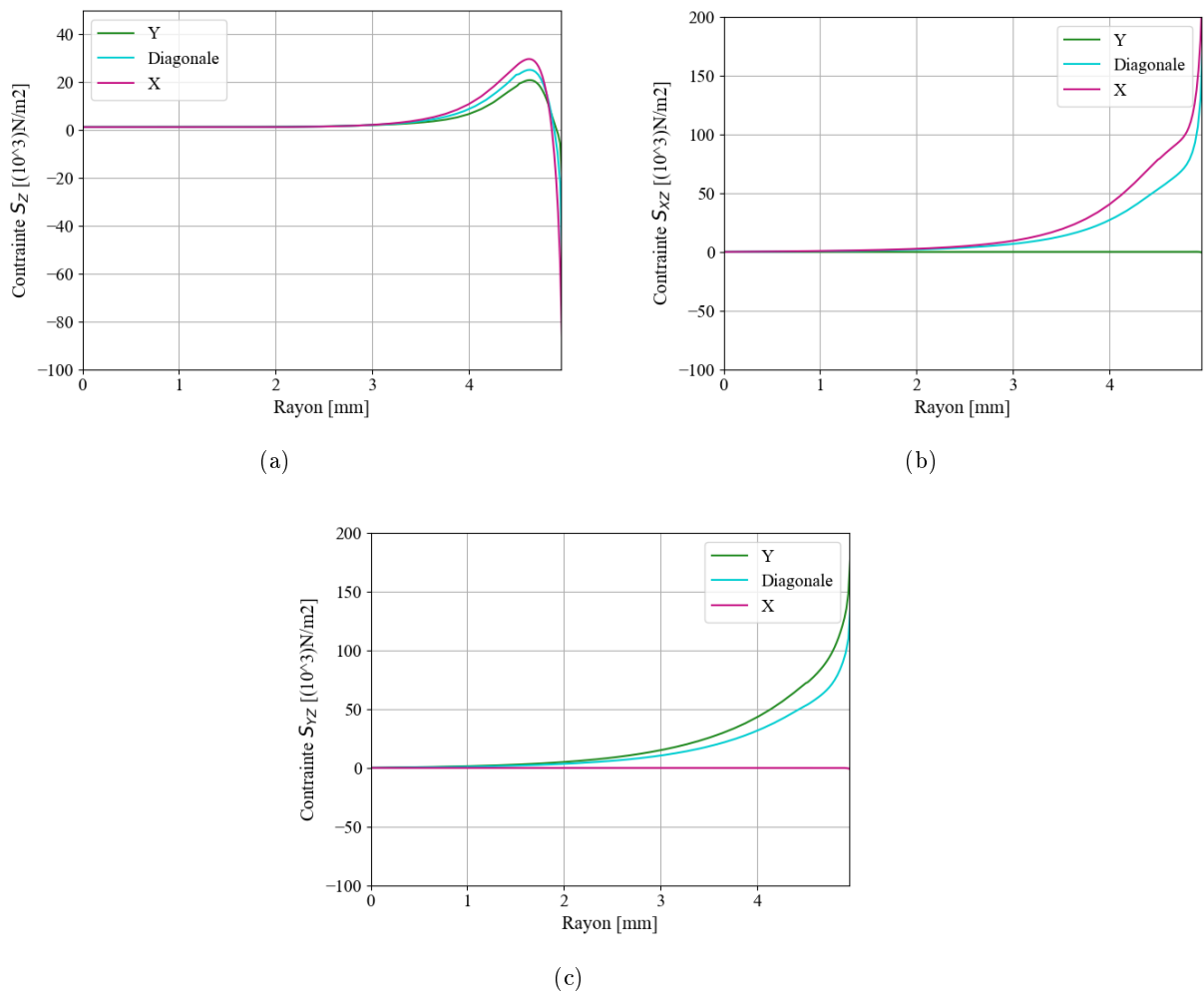


FIGURE 4.32 – Contrainte (a) S_z normale et (b) S_{XZ} et (c) S_{YZ} dans le plan suite à l'excitation d'un PZT en surface de multiplis à 50 kHz

Les graphiques des contraintes selon le rayon permettent de constater que la contrainte normale S_z n'est pas complètement identique en fonction de l'orientation considérée sur le PZT (Figure 4.32(a)). Cette observation est aussi valable pour les contraintes S_{XZ} et S_{YZ} dans le plan (Figures 4.32(b) et 4.32(c)). Les contraintes maximales ne sont pas non plus identiques pour S_{XZ} et S_{YZ} (Figures 4.31(b) et 4.31(c)). Par ailleurs, si l'intégrale de chaque composante de contrainte est considérée selon le rayon du PZT, l'intégrale de la contrainte normale est environ cinq fois plus faible que celle de la contrainte dans le plan (Figure 4.33). En outre, il est à noter que l'intégrale de chacune des contraintes planes entre 3 et 4,96 mm est égale à environ 95 % de l'intégrale totale.

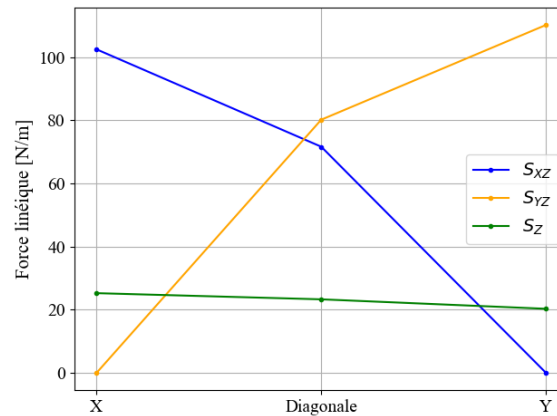


FIGURE 4.33 – Force linéique : intégrale de chaque composante de contrainte en fonction de la direction suite à l'excitation d'un PZT en surface de multiplis à 50 kHz

En conclusion, l'excitation est principalement concentrée en bord de PZT et est essentiellement plane, mais en considérant la contrainte seule, il n'est pas évident de simplifier le chargement par un anneau radial au bord du PZT à cause de la croissance progressive de la contrainte du centre du PZT jusqu'à son extrémité. De plus, le chargement dans le plan ne peut pas être qualifié exactement de radial pour ce cas présent car l'orientation du vecteur de contrainte plane n'est pas radiale pour toutes les directions : c'est le cas à 0° et 90° , mais à l'extrémité du chargement du PZT situé dans sa diagonale, à 4,96 mm du centre, $S_{XZ} = 171,9.10^3 N/m^2$ et $S_{YZ} = 135,9.10^3 N/m^2$, soit une orientation de 38° par rapport à l'axe X (différente de 45°). Appliquer le modèle pin-force comme chargement pour ce type de composite constitue donc une approximation.

4.3.3 Couplage du PZT intégré dans un matériau composite

Ayant identifié les limites du modèle pin-force pour le composite utilisé, il s'agit de vérifier si son utilisation est possible ou non pour les chargements avec PZT intégrés à cœur du composite stratifié étudié. Et si tel est le cas, les modèles permettront de décrire les mécanismes de chargement se produisant. Pour cela, un premier calcul est effectué avec un PZT intégré dans un composite multiplis (Partie 4.3.3.1). Les effets de la profondeur d'intégration (Partie 4.3.3.4), puis des plis autour des PZT intégrés sont pour finir étudiés (Parties 4.3.3.2 et 4.3.3.3). De la même façon que pour l'étude en surface, cette étude est réalisée à 50 kHz pour éviter les minimums d'excitabilité engendrés par le couplage.

4.3.3.1 Contraintes générées par l'émission avec un PZT intégré dans un composite multiplis

Le calcul simulant un PZT intégré dans le troisième pli de composite avec le nouveau maillage adapté à l'étude des contraintes est effectué. Les contraintes sur les deux surfaces du transducteur sont extraites. La Figure 4.34 présente la configuration du modèle et la dénomination des surfaces supérieure et inférieure du PZT intégré selon la direction diagonale. Les cartographies des Figures 4.35, 4.36 et 4.37 présentent les contraintes normales et dans le plan sur la surface supérieure et inférieure du PZT.

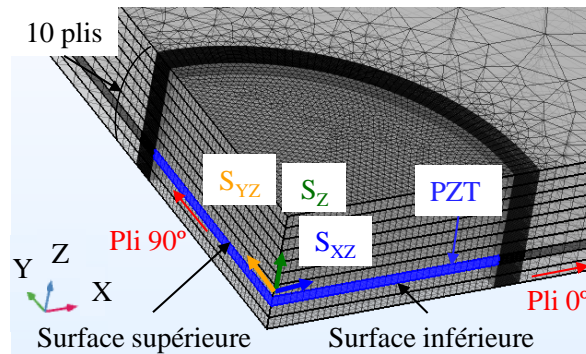


FIGURE 4.34 – Schéma du modèle avec PZT intégré dans un composite multiplis

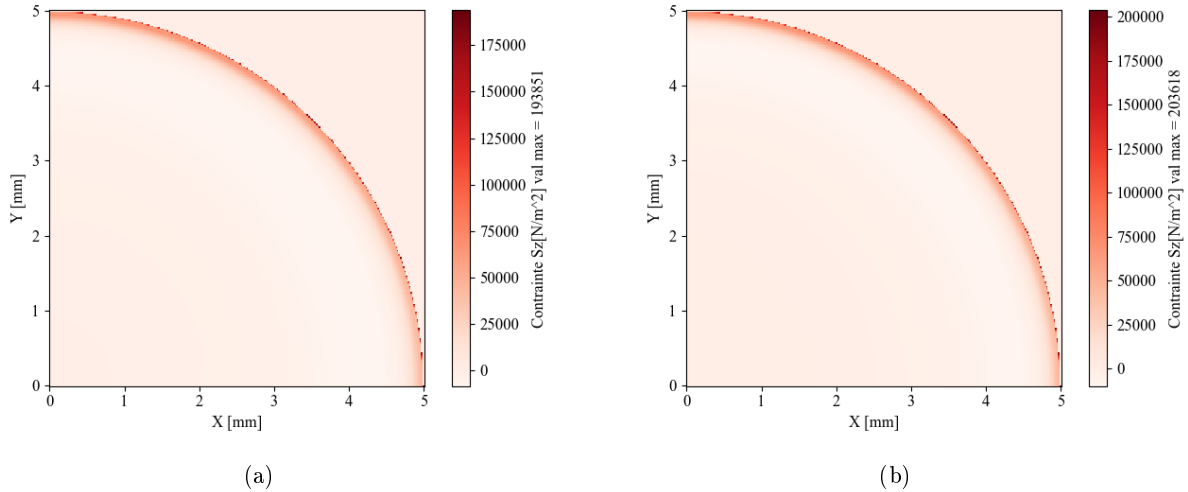


FIGURE 4.35 – Contrainte S_Z du PZT intégré dans le troisième pli émettant à 50 kHz pour la surface (a) supérieure et (b) inférieure du PZT intégré

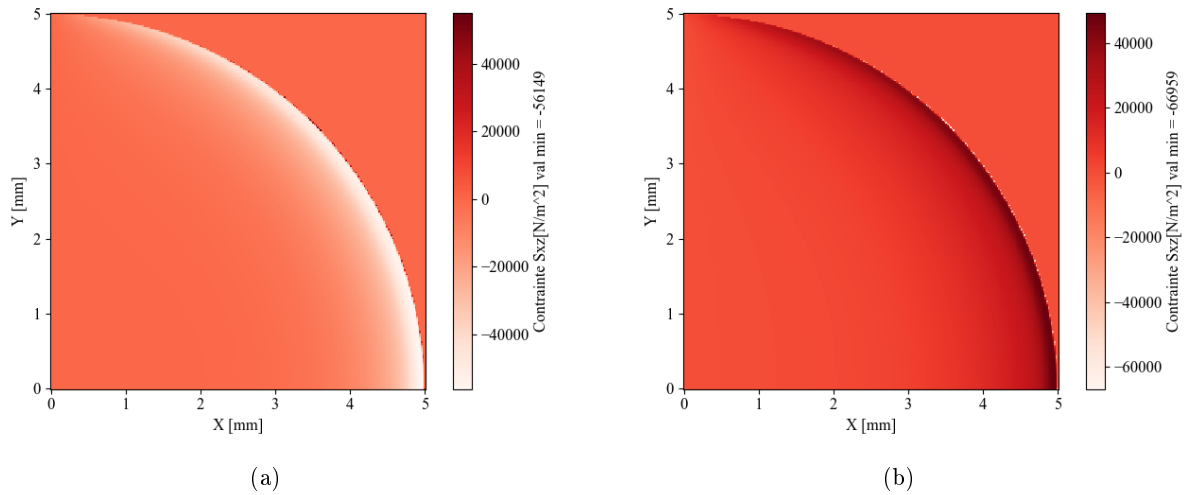


FIGURE 4.36 – Contrainte S_{XZ} dans le plan sur la surface (a) supérieure et (b) inférieure du PZT intégré dans le troisième pli émettant à 50 kHz

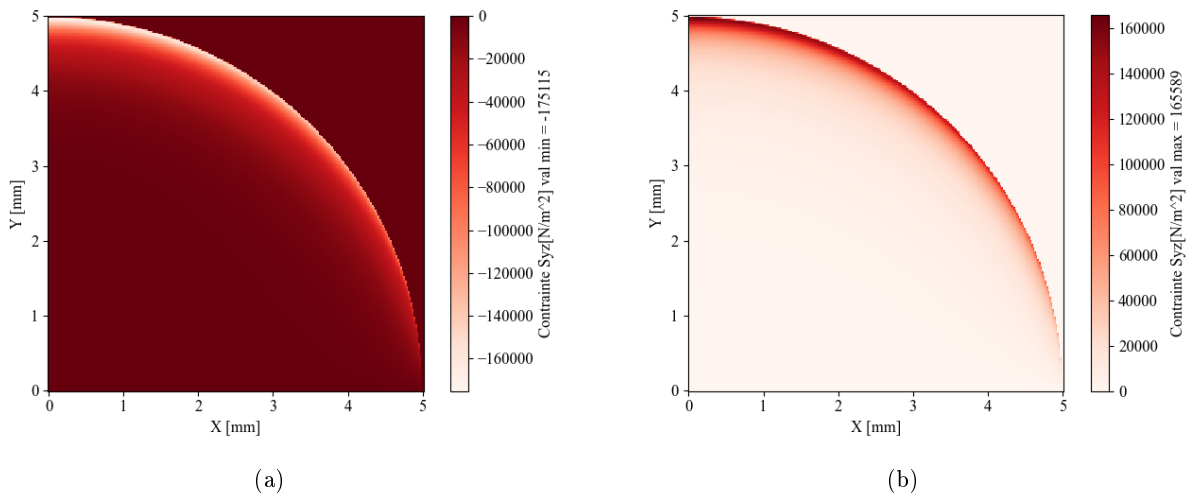


FIGURE 4.37 – Contrainte S_{YZ} dans le plan sur la surface (a) supérieure et (b) inférieure du PZT intégré dans le troisième pli émettant à 50 kHz

Les cartographies 2D de la contrainte normale indiquent des valeurs très proches sur les surfaces supérieure et inférieure. D'autre part, elles permettent de voir que les contraintes sur les surfaces supérieures et inférieures dans le plan sont opposées. Dans tous les cas, les contraintes sont concentrées en extrémité de PZT. Ensuite, concernant les contraintes dans le plan, la contrainte en valeur absolue est maximale selon l'axe Y (Figure 4.37) avec une amplitude trois à quatre fois plus grande que selon l'axe X (Figure 4.36). Le PZT est intégré entre deux plis avec des fibres orientées à 90° . Il est donc par conséquent plus contraint sur ses deux faces dans la direction des fibres, c'est-à-dire dans la direction Y des fibres. En complément, les contraintes normales au plan et dans le plan sont relevées selon la diagonale du PZT pour les deux surfaces du PZT (Figure 4.38).

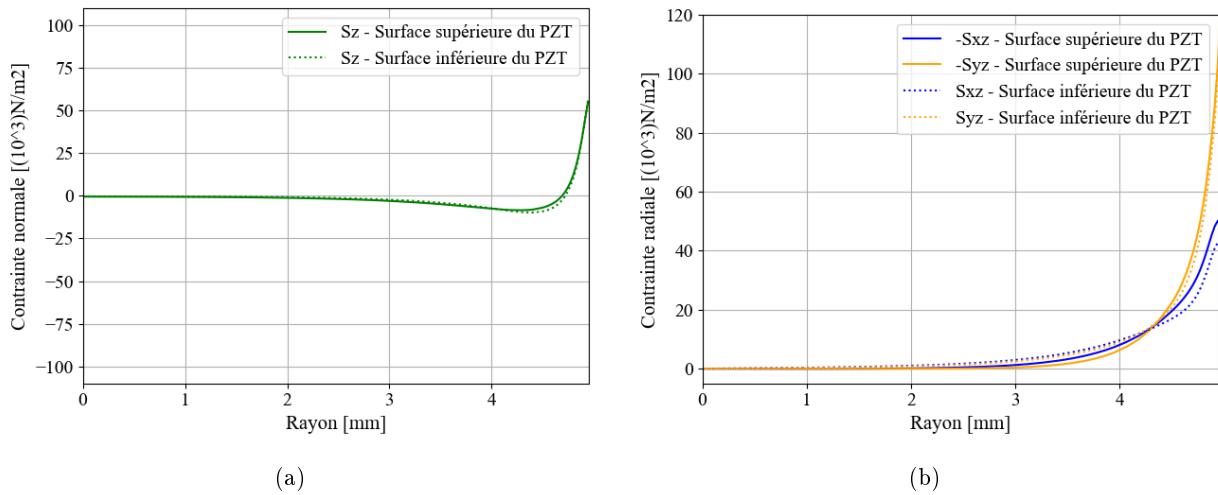


FIGURE 4.38 – Contrainte (a) normale et (b) dans le plan du PZT à 50 kHz, pour les deux surfaces du PZT intégré, et en diagonale

Les contraintes normales sur les deux surfaces du PZT intégré sont identiques. La Figure 4.39 présente la déformation correspondante du PZT à 50 kHz. Par ailleurs, les contraintes dans le plan, sur les surfaces inférieure et supérieure en extrémité du PZT ne sont pas tout à fait symétriques au signe près. Enfin, l'écart relatif entre les contraintes maximales S_{XZ} et S_{YZ} selon 45° pour une même surface est de l'ordre de 60 % donc la contrainte n'est pas purement radiale, mais bien préférentiellement orientée vers l'axe Y. Les contraintes S_{XZ} et S_{YZ} relevées à 4,96 mm du centre du PZT valent respectivement $41,7 \cdot 10^3 N/m^2$ et de $111,8 \cdot 10^3 N/m^2$, ce qui implique une orientation de la contrainte à 69° par rapport à l'axe X au niveau du point situé à l'extrémité du chargement du PZT en diagonale.

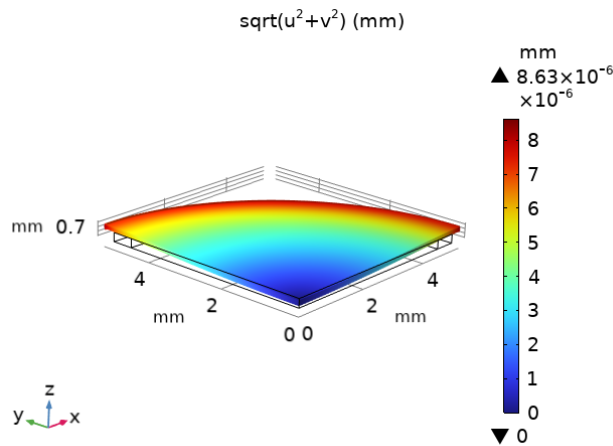


FIGURE 4.39 – Déformation du PZT intégré au troisième pli du stratifié générant à 50 kHz et module du déplacement dans le plan (X0Y) en couleur

En complément, la Figure 4.40 présente la force linéique selon les trois directions X, diagonale et Y pour les contraintes normales et dans le plan. L'intégrale de la contrainte S_{XZ} selon l'axe Y est nulle, car la contrainte S_{XZ} est nulle en tout point du rayon du PZT selon l'axe Y (Figure 4.36), ce qui signifie que la contrainte plane est d'orientation radiale selon l'axe principal X. Il en est de même selon l'axe principal Y. Néanmoins, la force linéique résultant de la contrainte plane selon l'axe Y est 30 % plus forte selon l'axe X.

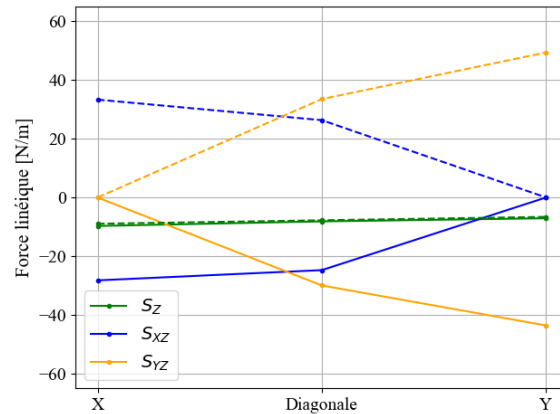


FIGURE 4.40 – Force linéique : intégrale de chacune des contraintes selon les trois directions X, Diagonale et Y pour un PZT intégré dans un composite multiplis (traits pleins pour la surface supérieure du PZT et traits pointillés pour la surface inférieure du PZT)

A cette fréquence de 50 kHz, la force linéique normale est d'environ 25 % de celle dans le plan (selon X), que ce soit pour le PZT couplé en surface ou le PZT intégré à cœur. Il est donc possible de faire l'approximation d'un chargement plan. Cependant, la contrainte plane peut plus difficilement être considérée comme radiale pour le PZT intégré que pour le PZT en surface (écart selon la diagonale de 24° contre 7°). Appliquer le modèle pin-force pour ce type de chargement intégré dans ce composite constitue donc une approximation plus conséquente encore que cela ne l'est pour un chargement en surface. Il faut donc maintenant confirmer que l'orientation des plis environnants est bien à l'origine de la différence d'amplitude et d'orientation des contraintes dans le plan.

4.3.3.2 Effet des plis en contact des électrodes du PZT sur la contrainte

Pour comprendre l'effet des plis environnants, le PZT est cette fois intégré au niveau du deuxième pli. L'intérêt de changer son positionnement est de pouvoir observer l'effet de l'orientation des plis sur la contrainte dans le plan du PZT. Le PZT est cette fois entouré de deux plis à 0° sur ses faces supérieure et inférieure, et d'un pli à 90° radialement. Les Figures 4.41 et 4.42 présentent la contrainte dans le plan des deux surfaces du PZT intégré dans le deuxième pli.

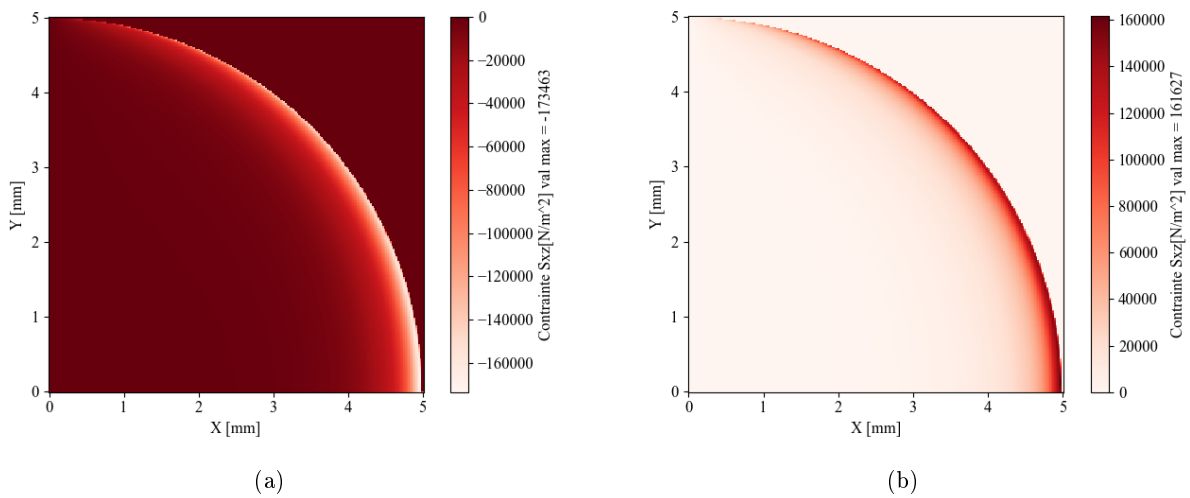


FIGURE 4.41 – Contrainte S_{XZ} dans le plan à 50 kHz pour (a) la surface supérieure et (b) la surface inférieure du PZT intégré dans le deuxième pli de stratifié

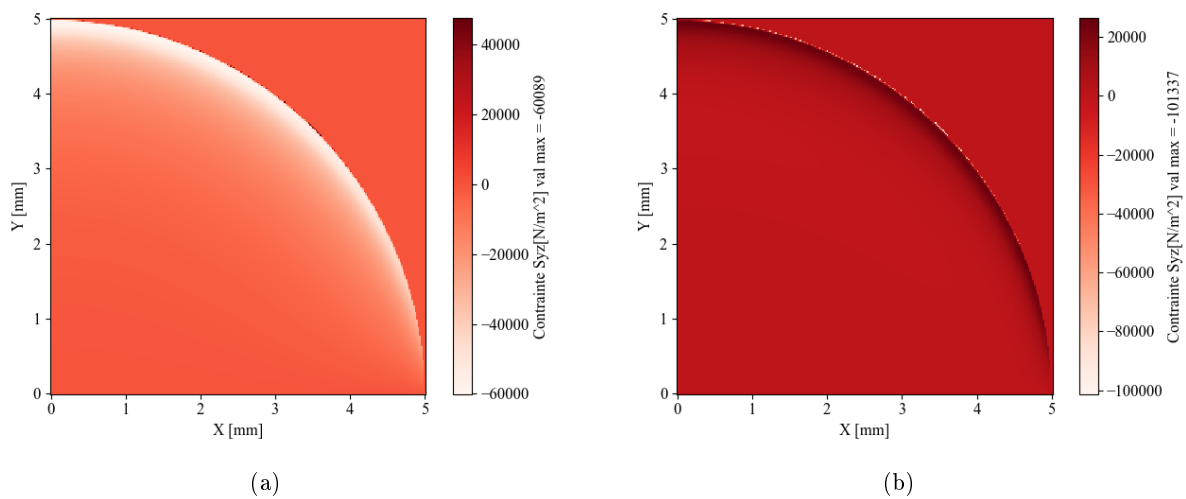


FIGURE 4.42 – Contrainte S_{YZ} dans le plan à 50 kHz pour (a) la surface supérieure et (b) la surface inférieure du PZT intégré dans le deuxième pli de stratifié

Ces cartographies montrent que la contrainte est cette fois maximale dans la direction des fibres à 0° , c'est-à-dire pour $Y = 0$ mm et $X = 5$ mm. Cela confirme que la contrainte dans le plan change d'orientation si les deux plis au contact des surfaces des PZT intégrés changent.

4.3.3.3 Effet du pli radial sur la contrainte

Pour compléter les observations précédentes sur l'effet des plis voisins sur les contraintes générées, il convient maintenant de s'intéresser à l'effet de la présence de vide radialement autour du PZT intégré. Pour cela, le modèle dans lequel le PZT est intégré dans le troisième pli est utilisé (Figure 4.43(a)) et, à l'instar des autres études sur la question, un anneau de vide de section rectangulaire est ajouté radialement. Pour cette comparaison, une seule surface du PZT (surface inférieure, soit celle plus proche de l'extrémité de l'empilement du stratifié) est considérée et la norme des contraintes dans le plan à 45°, ainsi que la force linéique sont tracées en Figure 4.43.

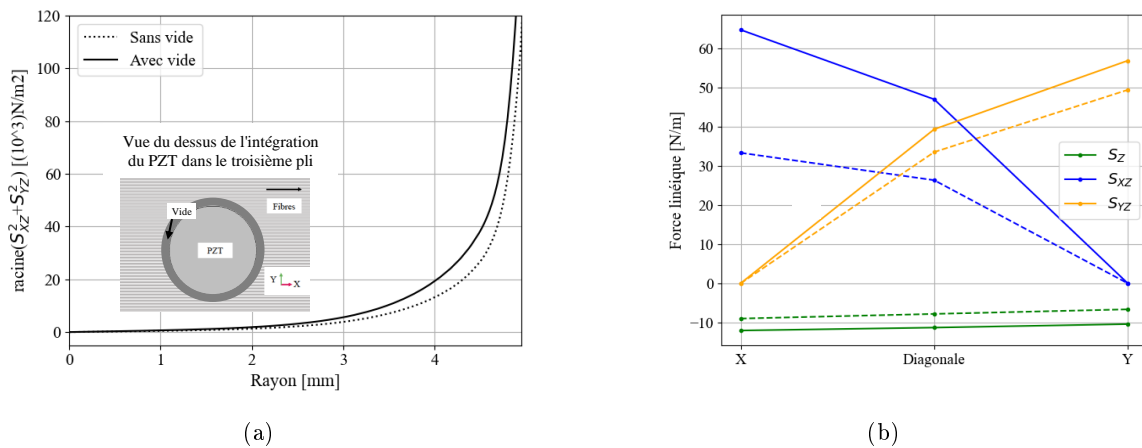


FIGURE 4.43 – (a) Norme des contraintes dans le plan à 45° et (b) force linéique selon les trois directions X, Diagonale et Y, des contraintes sur la surface inférieure de PZT intégrés au troisième pli d'un multiplis, avec et sans vide radial, et générant à 50 kHz (traits pleins pour le PZT intégré avec du vide et traits pointillés pour PZT intégré sans vide)

Ces graphiques montrent que le chargement dans le plan est très dépendant de la présence ou non de vide radialement, avec 50 % d'augmentation de la force linéique suivant X (0°) et 10 % d'augmentation de la force linéique suivant Y (90°) dans le cas où du vide est présent. Ainsi, le vide radial autour du PZT a plus d'effet lorsque la position du vide correspond à l'orientation des fibres de carbone du pli auquel le PZT est en contact radialement. Le déplacement est donc facilité pour le PZT intégré lorsqu'il comporte du vide radialement, ce qui engendre des contraintes beaucoup plus importantes dans le plan. Ces forces linéiques dans le plan restent très supérieures aux contraintes normales. Par ailleurs, les tranches des PZT sont observées en Figure 4.44 et 4.45.

Pour les deux intégrations de PZT (avec et sans vide radial), les déformations de la tranche du PZT ne sont pas constantes dans l'épaisseur du PZT, mais maximales à mi-épaisseur de la tranche du PZT et symétriques de part et d'autre. Ainsi, les plis supérieur et inférieur sont plus contraignants que le pli radial qui permet au PZT de se déformer de manière plus importante. Finalement, les observations de cette partie confirment l'effet du pli radial sur les contraintes vues par le PZT intégré lorsqu'il émet. Par ailleurs, ces observations semblent contredire les observations du champ $qA0$ pour lesquelles la différence n'était que de 4 % avec et sans vide à 50 kHz. L'effet du vide au niveau de la tranche du PZT joue donc uniquement un rôle très localement.

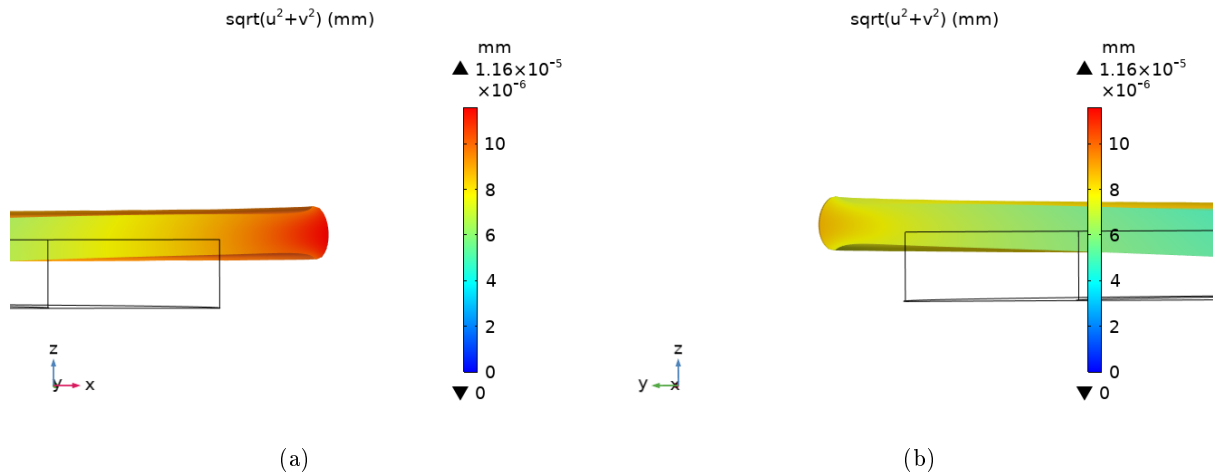


FIGURE 4.44 – Déformation du PZT intégré, avec du vide, au troisième pli du stratifié générant à 50 kHz et module du déplacement dans le plan (X0Y) en couleur : (a) tranche du PZT selon le plan (X0Z) et (b) tranche du PZT selon le plan (Y0Z)

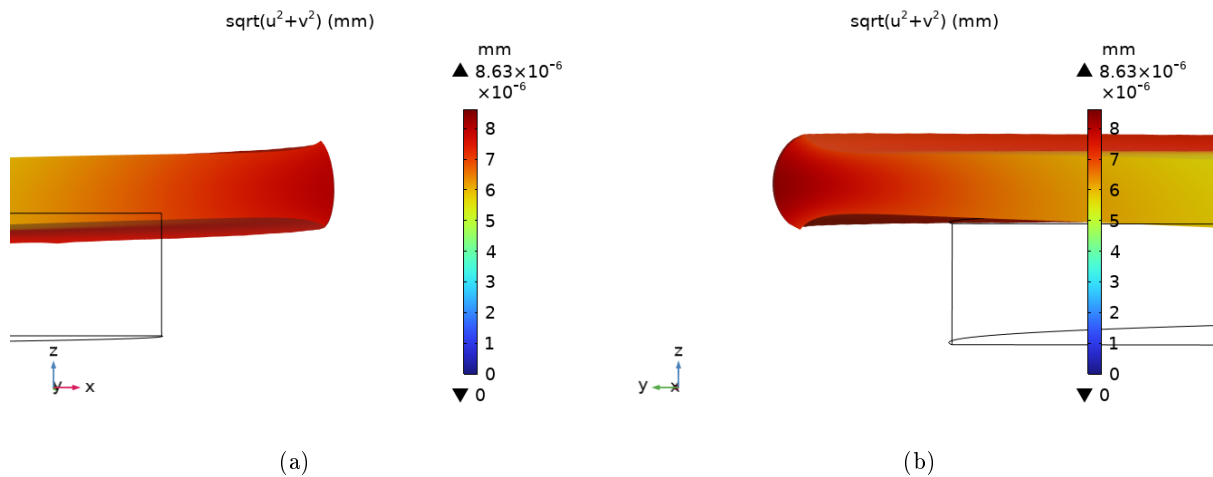


FIGURE 4.45 – Déformation du PZT intégré, sans vide, au troisième pli du stratifié générant à 50 kHz et module du déplacement dans le plan (X0Y) en couleur : (a) tranche du PZT selon le plan (X0Z) et (b) tranche du PZT selon le plan (Y0Z)

4.3.3.4 Effet de la profondeur d'intégration sur la contrainte

Suite aux observations faites sur l'impact de l'orientation des plis et de la présence de vide sur la contrainte générée par un PZT intégré, l'objectif est de déterminer l'effet de la profondeur d'intégration d'un PZT à cœur de matériau sur la contrainte. Pour cela, il faut s'affranchir de l'effet de l'orientation des plis de composite afin d'être certain de séparer les effets correctement. Trois modèles de PZT intégrés dans un composite homogénéisé sont réalisés. L'homogénéisation employée est la même que celle mentionnée dans la Partie 4.1.2.2 (Annexe B.1). La Figure 4.46 présente les trois intégrations modélisées, les intégrations sont réalisées à la profondeur équivalente de l'intégration dans les plis 2, 3 et 4 d'un stratifié. La force linéique des contraintes est calculée pour les trois modèles et présentée sur la Figure 4.47.

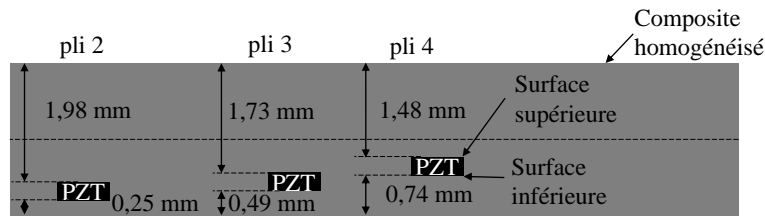


FIGURE 4.46 – Configurations testées en profondeur d'intégration dans un composite homogénéisé

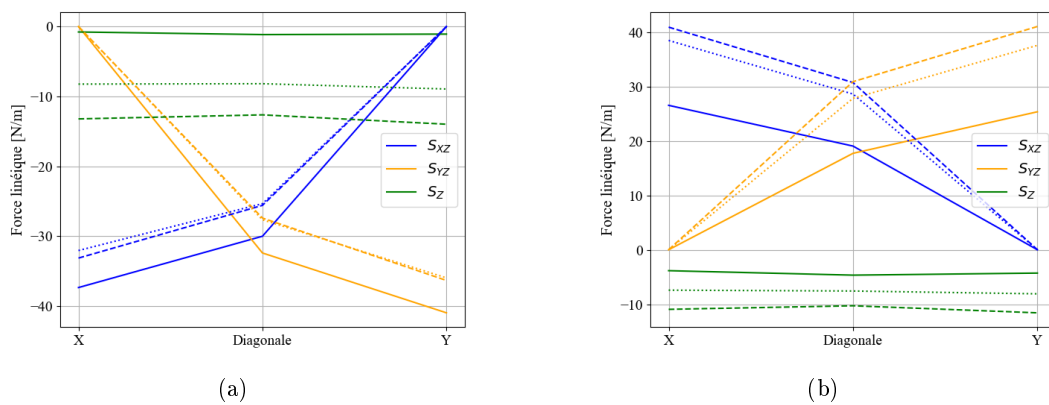


FIGURE 4.47 – Force linéique : intégrale des contraintes normales et dans le plan selon le rayon du PZT des (a) surface supérieure et (b) inférieure du PZT intégré dans le deuxième pli de composite homogénéisé et générant à 50 kHz en modélisation Comsol®(trait plein pour l'intégration au pli 2, trait pointillé pour l'intégration au pli 3 et trait sous forme de tirets pour l'intégration au pli 4)

Pour ces trois intégrations, la force linéique de la surface supérieure des PZT, soit celle en contact d'une plus grande épaisseur de composite est plus dépendante de l'orientation considérée (X et Y) comparée à la force linéique de la surface inférieure du PZT. En effet, la force linéique est plus importante dans la direction Y que selon X pour la surface supérieure, alors qu'elle est quasiment identique dans les deux directions pour la surface inférieure. De plus, les forces linéiques des composantes de contrainte plane sont très proches pour les profondeurs du pli 3 et 4, mais sensiblement différentes de celles de l'intégration au pli 2, ce qui indique une tendance de l'évolution des contraintes engendrées par le PZT qui n'est pas linéaire en fonction de la profondeur d'intégration du PZT dans le composite homogénéisé. Ces courbes permettent de montrer que la profondeur d'intégration joue aussi un rôle dans l'amplitude des contraintes et qu'elle dépend des épaisseurs de composite de chaque côté du PZT.

4.3.4 Comportement de la force linéique en fonction de la fréquence

La littérature mentionne la dépendance du chargement généré par les PZT à la fréquence d'excitation. Ainsi, il est intéressant de quantifier la force linéique des trois composantes de contraintes pour les chargements par les PZT couplés en surface et intégrés dans le troisième pli. Les Figures 4.48, 4.49, et 4.50 présentent respectivement les contraintes sur la surface inférieure du PZT couplé en surface de composite, les contraintes sur la surface supérieure du PZT intégré (soit la plus proche de la fibre neutre), et les contraintes sur la surface inférieure du PZT intégré (soit la surface la plus proche du pli extérieur du composite).

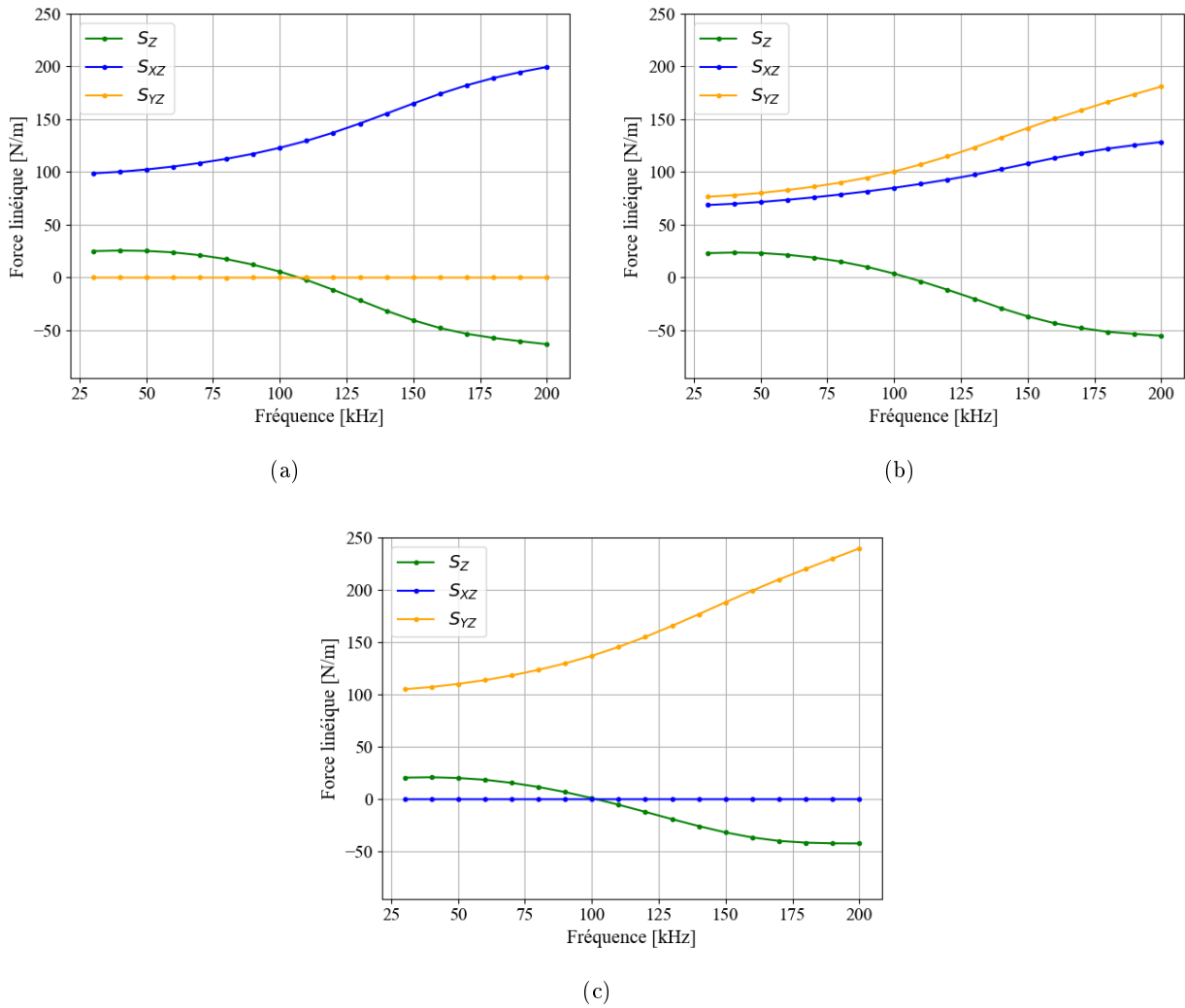


FIGURE 4.48 – Force linéique : intégrale des contraintes normales et dans le plan selon le rayon, sur la surface inférieure du PZT couplé en surface de composite à (a) 0°, (b) 45° et (c) 90°

Ces figures du chargement en surface indiquent que la force linéique associée à la contrainte normale n'est pas négligeable pour le couplage sur composite, car selon l'axe X, elle vaut en valeur absolue 25 % de S_{XZ} à 50 kHz et 30 % de S_{XZ} à 200 kHz. De plus, les écarts entre les forces linéiques des contraintes dans le plan (S_{XZ} suivant l'axe Y et S_{YZ} suivant l'axe X) augmentent lorsque la fréquence augmente. Ainsi, l'anisotropie du composite serait donc plus impactante sur la valeur du chargement à haute fréquence, comme prévu dans la littérature pour un PZT collé en surface [Ostiguy 2015]. Il ne semble donc pas possible de simplifier le chargement par un chargement plan radial uniforme, comme dans le modèle pin-force pour toutes les fréquences étudiées.

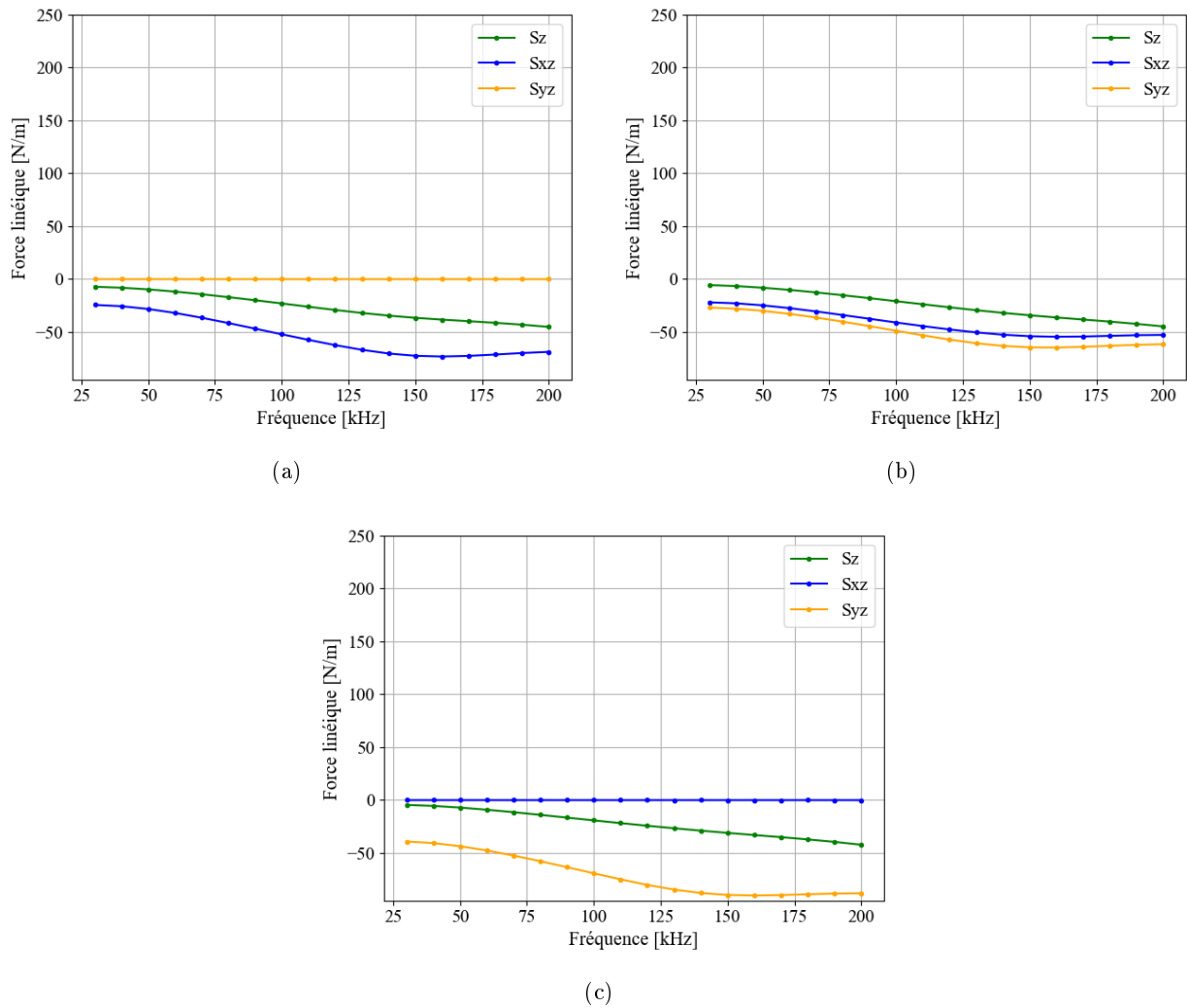


FIGURE 4.49 – Force linéique : intégrale des contraintes normales et dans le plan selon le rayon, sur la surface supérieure (proche fibre neutre) du PZT intégré dans le troisième pli du composite à (a) 0°, (b) 45° et (c) 90°

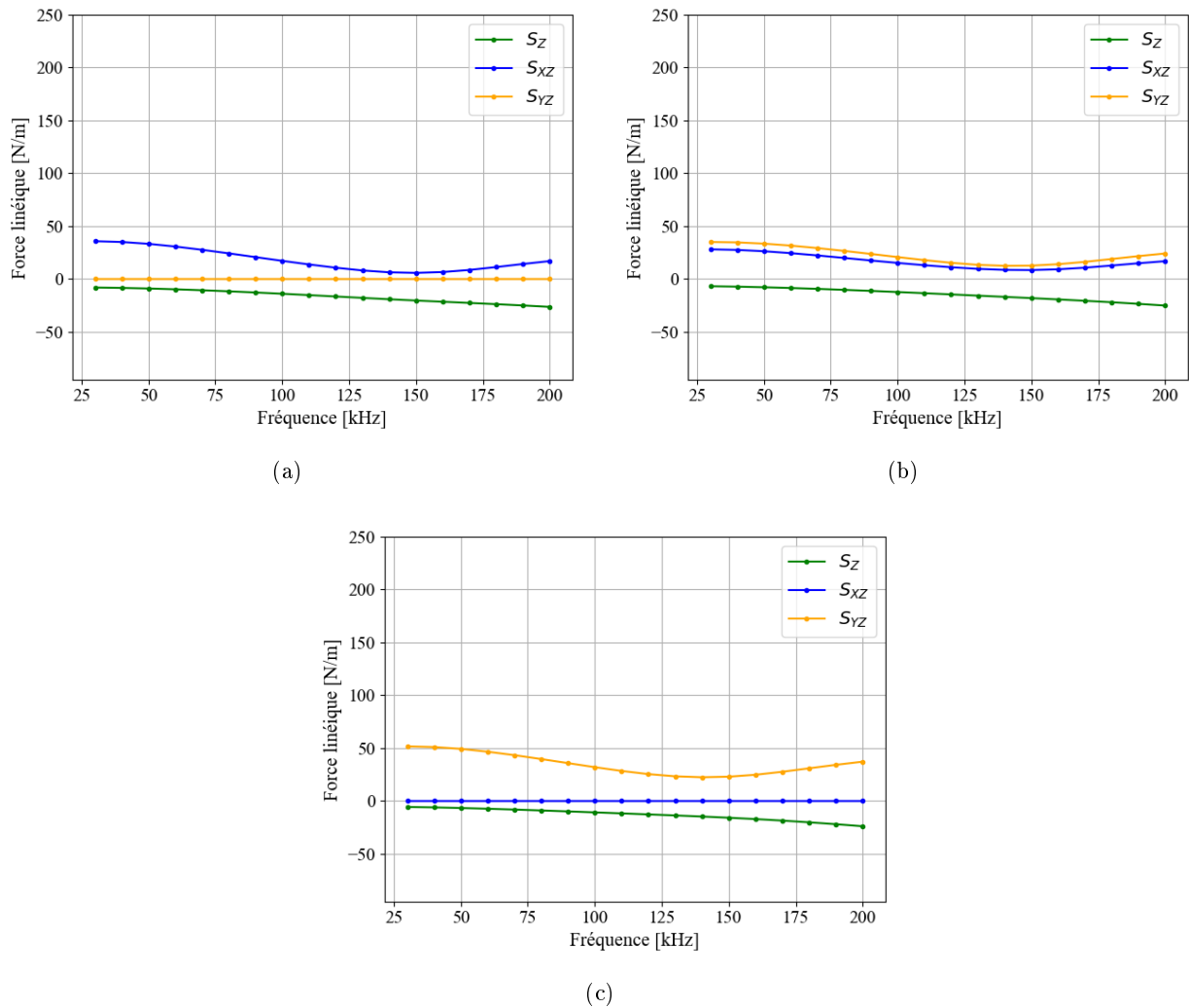


FIGURE 4.50 – Force linéique : intégrale des contraintes normales et dans le plan selon le rayon, sur la surface inférieure (proche extrémité d'empilement) du PZT intégré dans le troisième pli du composite à (a) 0° , (b) 45° et (c) 90°

Les forces linéiques résultantes de la contrainte plane pour le PZT intégré sont divisées par 3 à 50 kHz et divisées par 11 à 200 kHz pour la surface inférieure du PZT par rapport à celles du PZT couplé en surface et selon l'axe X. Il apparaît que la force linéique normale (intégration selon l'axe $X = 0^\circ$) n'est pas négligeable, car elle vaut 25 % de la force linéique résultant de l'intégration de S_{XZ} à 50 kHz, tandis que la force linéique résultant de l'intégration de S_{XZ} à 200 kHz (toujours intégration selon l'axe $X = 0^\circ$) vaut 65 % de la force linéique normale, et ce pour la surface inférieure du PZT (en prenant les valeurs absolues des forces linéiques). Les différentes résultantes des contraintes restent très dépendantes de l'orientation dans le composite. Les chargements sur les deux surfaces sont par ailleurs très différents, puisqu'ils sont très dépendants des plis en contact du PZT mais aussi de la position du PZT selon la profondeur.

4.4 Conclusion

Ce chapitre a permis de développer un modèle de l'émission d'ondes avec un PZT intégré à cœur de matériau composite stratifié afin de valider et de comprendre les mécanismes de l'intégration observés expérimentalement sur l'impédance et les ondes guidées. Les modèles ont permis de confirmer que la mesure de susceptance n'est pas sensible à l'empilement du composite mais à la présence de vide radialement, qui se manifeste par des fréquences additionnelles autour des résonances radiales. De plus, l'intégration induit bien un décalage des fréquences de résonance électromécanique vers les hautes fréquences et une réduction de l'amplitude des pics avec un premier pic de résonance particulièrement atténué comme c'est le cas expérimentalement. L'état des modèles ne permet pas de prédire le déplacement fréquentiel des pics de résonance électromécanique, mais la mesure de la réponse électromécanique du PZT libre permet de limiter convenablement la plage des fréquences de mesure pour l'étude des ondes guidées. Par ailleurs, le choix des fréquences avant la première fréquence de résonance est judicieux puisque la déformation du PZT intégré à plus haute fréquence s'avère très complexe. D'autre part, cette étude numérique montre que la pente de la susceptance n'est pas influencée par l'intégration, ni par la structure multicouches, ni par la présence de vide.

L'étude de la génération d'ondes a permis de montrer qu'une distance d'observation par rapport à la source de 50 mm permet d'être suffisamment éloigné du PZT pour que les ondes évanescents soient négligeables devant le mode qA_0 et les comparaisons d'amplitude sont cohérentes (modulo les simplifications faites dans les modèles) avec l'expérimental à cette distance. Les minimums d'excitabilité des PZT intégrés sont décalés vers de plus basses fréquences que ceux des PZT couplés en surface (157 kHz contre 180 kHz). En effet, les minimums varient en fonction du couplage, comme observé expérimentalement, mais aussi en fonction de l'orientation des plis entre lesquels le PZT est intégré et la profondeur d'intégration. Par exemple, la présence de vide autour de la tranche du PZT intégré a tendance à élargir le minimum d'excitabilité en particulier à 45° . Grâce à ces calculs, un ratio diamètre de PZT/longueur d'onde identique pour les trois orientations semble pouvoir être considéré pour la position du premier minimum d'excitabilité du PZT intégré dans ce CFRP. Celui-ci est légèrement inférieur au ratio trouvé pour le PZT couplé en surface, sur lequel l'orientation influe un peu. Concernant l'évaluation de l'amplitude des ondes guidées, le modèle montre que plus le PZT émetteur est proche de la surface de l'empilement, plus le mode qA_0 est émis avec une grande amplitude. Par ailleurs, les amplitudes du mode qA_0 généré en champ lointain sont plus élevées selon la direction des fibres du pli qui est en contact de la tranche du PZT. D'autre part à 50 kHz, la présence d'un vide radial implique une réduction de l'amplitude du mode qA_0 de 4 % pour toutes les orientations considérées.

Les contraintes engendrées par le PZT intégré sont, quant à elles, beaucoup plus faibles que pour le PZT en surface. Elles sont aussi beaucoup plus dépendantes de l'orientation considérée dans le composite. Elles dépendent tout d'abord de la présence de vide, qui induit une contrainte plus importante sur les surfaces des électrodes du PZT. La contrainte dépend ensuite de l'orientation des plis qui sont en contact des électrodes supérieure et inférieure du PZT, avec une plus forte contrainte dans la direction des fibres. Les contraintes dépendent aussi de la profondeur d'intégration, qui implique des contraintes plus importantes du côté de la surface qui est au contact d'une plus grande quantité de matière composite. De plus, les contraintes résultantes (force linéique) pour les PZT couplés au composite sont dépendantes de la fréquence entre 50 et 200 kHz d'émission considérée. La fréquence de 50 kHz pour notre exemple est idéale. Par ailleurs, la contrainte normale n'est plus négligeable par rapport aux contraintes dans le plan pour les applications sur le composite étudié.

En effet, la force linéique normale S_Z vaut 25 % de la force linéique S_{XZ} dans le plan dans la direction X pour le PZT couplé en surface du composite et pour le PZT intégré à 50 kHz. Pour rappel, le chargement du modèle pin-force ne prend pas en considération la composante normale, car pour des PZT couplés en surface de plaques isotropes, elle est usuellement négligeable devant la composante dans le plan avant la première fréquence de résonance radiale du PZT. En effet, la force linéique normale vaut 14 % de la force linéique dans le plan à 100 kHz pour un PZT couplé à une plaque en aluminium [Sharma 2022]. Le modèle pin-force considère aussi que le chargement peut être simplifié par un anneau radial et que la variation du chargement ne dépend pas de la fréquence sur la bande passante considérée. Ainsi, le modèle pin-force du chargement n'est plus valable pour les PZT intégrés dans un composite stratifié. Finalement, pour réaliser un modèle 3D de détection de défaut en temporel rapide en l'absence de modèle analytique type pin-force du chargement, un calcul fréquentiel par éléments finis pourrait être réalisé en amont pour en extraire le chargement induit par l'excitation d'un PZT intégré dans le stratifié étudié, chargement qui serait injecté dans un modèle temporel de type éléments finis spectraux ne modélisant pas la piézoélectricité.

Conclusion et perspectives

5.1 Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse avaient pour objectif d'étudier l'effet de l'intégration de transducteurs à cœur de matériaux composites, notamment sur leur capacité à générer et recevoir des ondes élastiques guidées, afin de disposer d'un système de surveillance de l'état de santé de la structure (SHM) fonctionnel. Le système considéré est composé de disques en céramiques PZT minces intégrés à cœur d'une plaque plane de composite stratifié carbone/epoxy typiquement utilisée en aéronautique pour la réalisation de pièces structurales.

La mise au point d'une méthode d'intégration compatible avec les conditions d'élaboration spécifiques de ces pièces structurales a d'abord été étudiée. En effet, l'élaboration du matériau composite nécessite de hautes conditions de température et de pression (7 bar et 180 °C) sous autoclave pour minimiser la porosité à 1 %. Une nouvelle méthode de préparation des PZT minces pour leur intégration à cœur de matériau CFRP a donc été proposée dans cette thèse (soudure à la pâte à l'argent sur des feuilles aluminium et fine couche d'isolant électrique en silicone), de manière à favoriser la conservation de l'intégrité des PZT durant l'élaboration et optimiser leur capacité d'émission. En effet, il a été montré qu'une absence d'isolation électrique se traduit par une réduction de l'amplitude maximale des ondes guidées générées d'environ 50 %.

Avant toute utilisation de systèmes SHM, il est important de vérifier que les PZT qui composent le système sont bien fonctionnels. Dans cette thèse, nous avons évalué la technique de la mesure de susceptance pour vérifier l'intégrité des PZT à cœur de composites, leur isolation et la qualité du couplage avec le matériau composite. L'efficacité de cette méthode a été comparée à des méthodes conventionnelles comme la radiographie X et les observations microscopiques. Il a été montré qu'un endommagement de type fissuration du PZT se traduit par la présence de fréquences additionnelles autour du premier pic de résonance radiale, accompagné d'un décalage du pic vers les basses fréquences et d'une réduction de la pente de la susceptance. Cette vérification peut être faite par comparaison à la réponse d'un PZT intact comme état de référence. Ces travaux ont aussi permis de montrer que l'absence d'isolation induit la disparition des modes radiaux sur la réponse en susceptance des PZT intégrés sous une pression d'élaboration de 7 bar. L'utilisation de cette méthode est validée et présente de multiples avantages puisqu'elle permet des vérifications non invasives, rapides et peu énergivores du système intégré.

Dans une première partie des travaux, deux méthodes d'intégration consistant en l'intégration d'un PZT entre deux plis ou dans un pli (par découpe de celui-ci) ont été testées. La suite de la thèse s'est ensuite concentrée sur l'effet de l'intégration d'un PZT dans un pli, car des observations microscopiques de leur intégration ont permis de constater que les conditions en bord d'un PZT intégré dans un pli sont plus homogènes que celles d'un PZT intégré entre deux plis. Par conséquent, l'excitabilité est plus répétable, bien que très sensible aux couplages. De plus, les amplitudes des ondes générées par des PZT intégrés suivant les deux méthodes d'intégration sont similaires.

Du point de vue du comportement électromécanique des PZT, l'intégration induit un décalage des fréquences de résonances radiales vers les hautes fréquences et une nette réduction de l'amplitude de la première fréquence de résonance. D'après les mesures expérimentales et les calculs numériques, la mesure de susceptance n'est pas sensible à la disposition des plis qui entourent les PZT, mais au composite dans son ensemble et aux conditions aux limites vues par le PZT. En effet, la présence de vide, qui est corrélée à la présence de fréquences additionnelles autour des résonances radiales et à l'augmentation de l'amplitude des résonances, influence ces mesures de susceptance.

Du point de vue de la génération du mode $qA0$, les essais expérimentaux ont montré que l'intégration induit un décalage de la fréquence du minimum d'excitabilité à plus basse fréquence comparé aux PZT couplés en surface de composite (100 kHz contre 180 kHz). De plus, l'excitabilité d'un PZT intégré dépend plus fortement de l'orientation considérée dans le composite par rapport à un PZT couplé en surface. L'étude numérique a permis de montrer que l'excitabilité dépend de l'orientation des plis en contact du PZT, de la présence de vide autour du PZT et de la profondeur d'intégration. La plus forte amplitude d'onde $qA0$ mesurée en champ lointain correspond à l'orientation du pli dans lequel le PZT est intégré tandis que pour un PZT couplé en surface, le maximum est observé à 90° du pli sous le PZT. Les études expérimentales et numériques ont aussi montré que le positionnement du PZT intégré en extrémité d'empilement permet de générer le mode $qA0$ avec plus d'amplitude que si le PZT est positionné proche de la fibre neutre (80 % pour le PZT intégré dans le troisième pli comparé au PZT couplé en surface). Cependant, si la protection du PZT est requise et que la pièce à instrumenter le permet, le PZT intégré reste capable de générer le mode $qA0$. Enfin, l'intégration dans un pli engendrait des pores autour du PZT intégré expérimentalement. Une étude numérique sur la présence d'un vide de section rectangulaire et régulier tout autour du PZT intégré a montré qu'il conduit à une faible réduction de l'amplitude (4 %) du mode $qA0$ généré dans toutes les orientations, à 50 kHz, ce qui montre que ces pores ont peu d'effet sur la génération de ce mode.

Les essais de détections de défauts avec un couple de PZT dont l'un est intégré ont montré que l'émission et la réception sont bien permises, malgré l'amplitude plus faible lorsque le mode $qA0$ est émis ou reçu par un PZT intégré. Cette réduction est de 50 % en émission, et de 95 % en réception. Ainsi, les essais ont montré que le principe de réciprocité n'est pas respecté, pour un couple de transducteurs {intégré/surface}.

Les calculs par éléments finis des contraintes aux interfaces {PZT/composite} ont montré que celles engendrées par l'excitation d'un PZT intégré sont beaucoup plus faibles que celles engendrées par un PZT couplé en surface (contraintes planes divisées par 3 à 50 kHz et par 11 à 200 kHz). La contrainte engendrée par l'excitation d'un PZT intégré dépend de l'anisotropie du composite, et est maximale dans la direction des plis qui sont en contact des électrodes du PZT intégré, ce qui est cohérent avec les variations angulaires d'amplitudes d'onde $qA0$ observées en champ lointain. De plus, avec la présence de vide, la force linéique dans le plan (résultant de l'intégration de la contrainte plane)

augmente significativement (50 %) dans la direction des fibres du pli dans lequel le PZT est intégré et plus faiblement dans la direction des fibres en contact des électrodes du PZT intégré (10 %), ce qui ne transparait que très peu sur l'amplitude de l'onde $qA0$ émise. Enfin, cette force linéique s'est avérée plus importante sur la face du PZT qui se trouve en contact de la plus grande épaisseur de composite. En outre, dans le cas d'un PZT couplé en surface de composite, nous avons montré que la contrainte normale est d'environ 25 % de la contrainte dans le plan, et que cette dernière n'est pas purement radiale (déviations maximale de 7°) comme c'est le cas pour un PZT en surface de matériau isotrope. Pour l'émission avec un PZT intégré dans le stratifié, ces effets sont bien plus marqués, notamment à 200 kHz où la contrainte normale est plus forte que la contrainte plane. Par conséquent, un modèle pin-force ne peut pas être utilisé pour simplifier le chargement d'un PZT intégré dans un composite.

5.2 Perspectives

Cette thèse a permis de mettre en évidence l'efficacité des PZT intégrés pour la génération du mode $qA0$. Pour compléter l'étude avec un système SHM composé de PZT minces, il serait intéressant d'étudier la capacité des PZT intégrés à générer le mode $qS0$. Le ratio entre les ondes $qA0$ et $qS0$ émises devrait être étudié en fonction de la profondeur d'intégration du PZT. L'étude du comportement des PZT en réception étant limitée dans ces travaux, la réponse d'un PZT en réception pour les modes $qA0$ et $qS0$ pourrait ensuite être observée. Ensuite, la capacité d'un système complet à détecter un défaut réaliste pourrait être étudiée.

Par ailleurs, pour compléter les observations de cette thèse, les expériences menées pourraient être réalisées sur de multiples empilements de composites. De plus, afin d'aider à l'analyse des essais expérimentaux, l'idéal serait de réaliser des simulations de la propagation d'ondes générées par un PZT intégré avec un modèle temporel en trois dimensions. Une solution peu coûteuse pourrait être l'utilisation de la méthode des éléments finis spectraux utilisée dans le module CIVA®-SHM, qui résout uniquement les équations de la mécanique du solide et non la piézoélectricité. Un champ de contraintes calculé par méthode éléments finis multiphysiques, qui couple donc mécanique du solide et piézoélectricité pourrait être extrait pour définir un chargement dans l'outil de simulation temporel, sous réserve que le chargement ne varie pas sur une bande fréquentielle correspondant à la bande passante du signal d'émission. Les données d'entrée de ce type de modèle dépendront du type de PZT, du stratifié, de la profondeur d'intégration et de la fréquence. Ces modèles temporels 3D permettraient d'étudier l'interaction des modes avec divers types de défauts sur des pièces complexes et de réaliser des études paramétriques.

Pour compléter les essais de détection de défaut, l'étude pourrait s'étendre à l'imagerie avec plusieurs PZT intégrés (au moins 4) en adaptant les algorithmes d'imagerie utilisés habituellement pour des PZT couplés en surface. De plus, les algorithmes d'imagerie passive exploitant les signaux enregistrés avec des PZT en réception en présence de bruit ambiant pourraient également être testés, évitant ainsi le besoin d'alimentation de PZT émetteurs dans un système SHM. Par ailleurs, des capteurs à réseaux de Bragg inscrits sur fibre optique moins intrusifs que les PZT minces seraient plus favorables à une intégration dans des zones des pièces composites chargées mécaniquement. Ils pourraient être couplés à des PZT intégrés en zone peu chargée pour imager la structure de façon active, ou bien être utilisés seuls avec les algorithmes d'imagerie passive.

Annexes

Compléments sur la caractérisation expérimentale

Cette annexe contient des éléments complémentaires sur la caractérisation de la réponse électromécanique et de l'émission d'ondes guidées d'un PZT intégré. Il s'agit dans un premier temps de la vérification complémentaire de l'isolation d'un PZT intégré dans un composite élaboré à plus basse pression (Annexe A.1) et de la vérification de l'épaisseur des échantillons utilisés dans la thèse (Annexe A.2). Un exemple de calcul de FFT 2D par morceaux est ensuite présenté pour le comparer à un calcul de FFT 2D pour l'émission d'un PZT intégré (Annexe A.3). Enfin, une étude des ondes guidées générées par un PZT endommagé est présentée (Annexe A.4).

Sommaire

A.1 Réponse électromécanique d'un PZT intégré sans isolation électrique à basse pression	147
A.2 Vérification de l'épaisseur des échantillons	148
A.3 Exemple de FFT 2D par morceaux	150
A.4 Emission d'ondes guidées par un PZT intégré et endommagé	150

A.1 Réponse électromécanique d'un PZT intégré sans isolation électrique à basse pression

A titre de comparaison aux mesures réalisées dans la Partie 3.1.1.1, la réponse électromécanique d'un PZT intégré sous une pression d'élaboration de 1 bar est réalisée et présentée en Figure A.1. Pour rappel, à 7 bar, les pics de résonance radiales n'étaient pas visibles lorsque le PZT intégré n'était pas isolé, et apparaissaient lorsque le PZT était isolé.

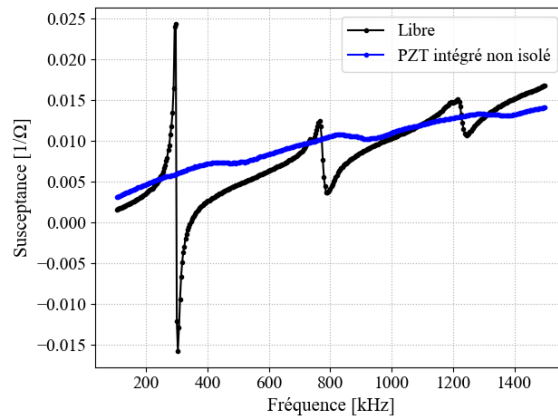


FIGURE A.1 – Effet de l’absence d’isolation électrique sur les mesures de susceptance d’un PZT intégré à 1 bar

La corrélation entre la présence de pics de résonance et l’isolation est valable uniquement pour des PZT intégrés avec une pression de 7 bar d’élaboration, car une mesure sur un PZT non isolé et intégré avec une pression d’élaboration de 1 bar (Figure A.1) montre bien l’apparition de pics de résonance. Le fait que les modes radiaux d’un PZT intégré non isolé à 1 bar soient visibles comme ceux d’un PZT intégré et isolé à 7 bar peut s’expliquer par l’isolation naturelle du PZT par la résine à 1 bar. Ainsi, à faible pression, l’isolation de l’instrumentation ne semble pas indispensable.

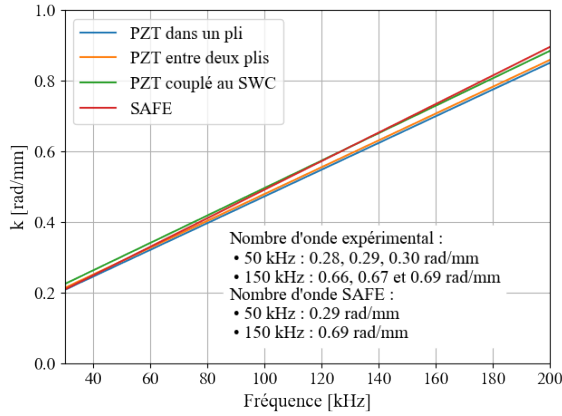
A.2 Vérification de l’épaisseur des échantillons

Afin de vérifier le nombre d’onde des ondes de Lamb qui se propagent dans les différentes plaques élaborées pour l’étude des ondes guidées, une comparaison entre les données expérimentales et les calculs SAFE est menée. La méthodologie utilisée est présentée dans la Partie 3.2.2.1. Une fois les extractions des courbes de dispersion réalisées pour toutes les configurations d’émission (PZT couplés en surface et intégrés) et les orientations d’intérêt, elles sont comparées entre elles et avec les courbes de dispersion théoriques calculées avec SAFE (Figure A.2).

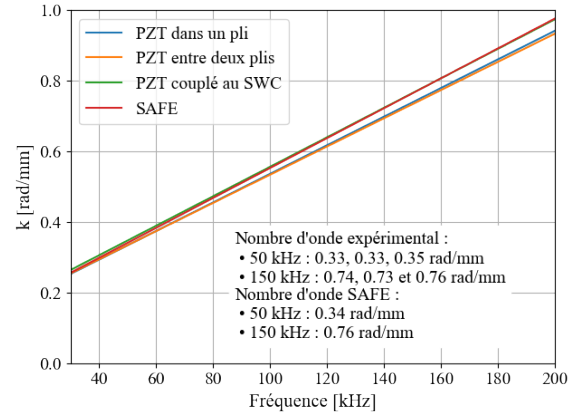
Ecart type en rad/mm	0°	45°	90°
50 kHz	0,04	négligeable	0,03
150 kHz	0,08	0,01	0,05

TABLE A.1 – Tableau des écarts types entre les nombres d’onde expérimentaux et les nombres d’onde du calcul théorique SAFE

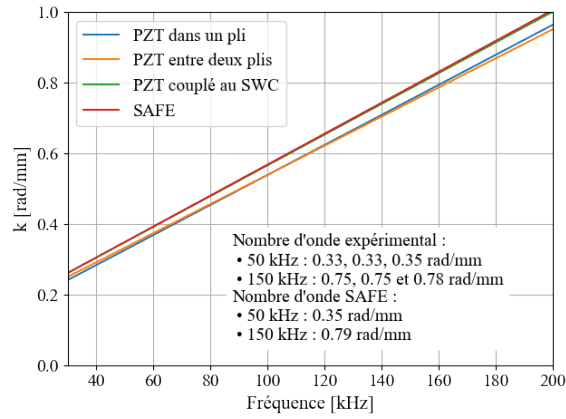
Les écarts entre les courbes de dispersion expérimentales pour les trois configurations d’émission sont faibles, avec un écart type de 0,02 rad/mm au maximum pour les fréquences de 50 et 150 kHz. Le Tableau A.1 récapitule l’écart type entre la moyenne des nombres d’onde expérimentaux et les nombres d’onde du calcul théorique SAFE. Les écarts observés sont donc minimes et peuvent être



(a)



(b)



(c)

FIGURE A.2 – Courbes de dispersion théorique et expérimentales pour les trois configurations d'émission testées (couplage en surface au SWC, couplage intégré dans un pli et couplage intégré entre deux plis) selon (a) les fibres à 0°, (b) l'orientation à 45° et (c) les fibres à 90°

simplement dus à la résolution en nombre d'onde qui dépend de la longueur du scan L , elle-même limitée par la dimension des plaques (Equation A.1).

La résolution en nombre d'onde des FFT 2D est en effet :

$$\delta_k = \frac{2\pi}{L}, \quad (\text{A.1})$$

avec L la longueur du scan. Ainsi, le nombre d'onde des ondes de Lamb qui se propagent dans les plaques élaborées avec PZT intégré correspondent bien au nombre d'onde calculé théoriquement donc cela montre que toutes les plaques testées ont des propriétés comparables.

A.3 Exemple de FFT 2D par morceaux

Les deux calculs de FFT 2D (classique et par morceaux) sont présentés pour l'émission d'un signal chirp entre 30 et 200 kHz avec un PZT intégré dans un pli. Les Bscans réalisés avec un vibromètre laser sont enregistrés selon la direction 90° du composite. Il apparaît que les minimums d'excitabilité sont bien localisés aux mêmes fréquences, mais que l'amplitude des modes est plus réduite pour les calculs de FFT 2D par morceaux. Le calcul de la FFT 2D classique permet donc bien d'avoir la fréquence des minimums d'excitabilité.

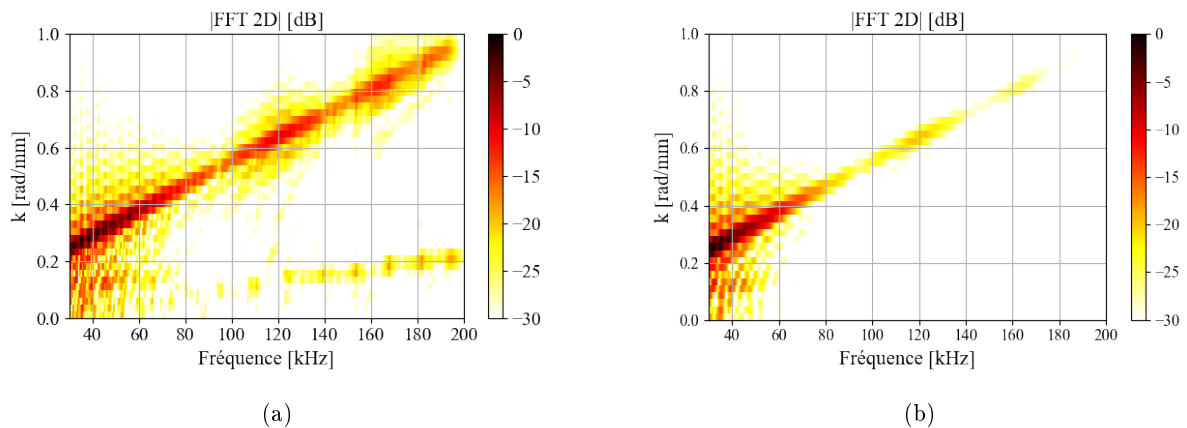


FIGURE A.3 – Courbe de dispersion selon la direction 90° pour une émission avec un PZT intégré dans un pli de composite calculées par (a) FFT 2D et (b) FFT 2D par morceaux

A.4 Emission d'ondes guidées par un PZT intégré et endommagé

Le but ici est d'observer l'effet de l'endommagement d'un PZT intégré sur sa capacité à émettre des ondes guidées. Pour cela, le PZT endommagé et intégré entre deux plis, et qui a fait l'objet de l'étude de la Partie 3.1.1.2, est excité par un signal de 8 cycles de sinusoides avec une fenêtre de Hanning centrée à 50 kHz, avec une tension d'excitation de 10 V crête-à-crête. Une cartographie par interféromètre laser du champ d'onde guidée généré par ce PZT est réalisée et présentée sur la Figure A.4.

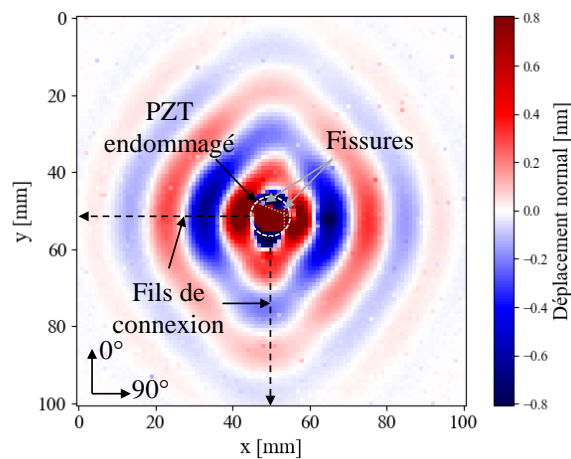


FIGURE A.4 – Acquisition en vibrométrie à 50 kHz et 40 μ s de l'émission d'un PZT intégré endommagé (échelle d'amplitude du déplacement réglée sur celle du PZT intact (Figure 3.9(a)) - orientation cohérente avec la radiographie X)

L'excitation d'un PZT endommagé induit un déplacement normal local, à l'aplomb du PZT, dix fois plus important par rapport au PZT intact (Figure 3.9(a)). Localement, l'émission est plus complexe en raison des fissures divisant le PZT en deux portions indépendantes. La fissure verticale qui ne présente pas de séparation de matière piézoélectrique (ou très faible) n'a, quant à elle, pas d'effet visible sur la transduction. En effet, les deux parties peuvent être suffisamment proches pour pouvoir être excitées correctement, même lorsque les feuilles d'aluminium ne sont pas connectées aux parties cassées. La Figure A.5 présente l'amplitude du deuxième front d'onde positif, soit à environ 20 mm du bord du PZT selon les trois orientations, afin de pouvoir comparer l'amplitude des fronts d'ondes.

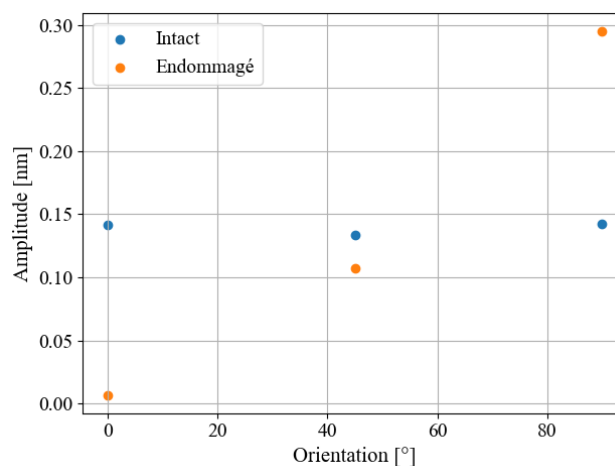


FIGURE A.5 – Mesure locale de l'amplitude au niveau du deuxième front d'onde positif dans les trois directions principales du composite

Les amplitudes de l'onde qA0 générées à environ 20 mm de la source par un PZT intact et un PZT endommagé sont comparées. Il apparaît que l'amplitude est un peu plus de deux fois supérieure à celle du PZT intact selon l'orientation des fibres à 90° donc parallèlement à la fissure horizontale. L'écart d'amplitude entre les différentes orientations pour le PZT endommagé est aussi plus important, et le front d'onde est déformé (génération du mode qA0 beaucoup moins circulaire). L'émission d'ondes guidées reste donc possible avec un PZT endommagé, mais sa directivité dépend de la géométrie de l'endommagement du PZT.

Compléments sur les modèles multiphysiques

Cette annexe contient des éléments complémentaires à la compréhension des modèles en éléments finis présentés dans ce mémoire, comme la méthode utilisée pour homogénéiser le composite stratifié (Annexe B.1) et pour calculer la longueur d'onde instantanée (Annexe B.2). Les études de convergence des maillages pour les calculs d'impédance électromécaniques (Annexe B.3) et l'étude des ondes guidées (Annexe B.4) sont présentées et enfin, les temps de calculs pour chaque étude numérique sont détaillés (Annexe B.5).

Sommaire

B.1	Méthode d'homogénéisation des coefficients d'élasticité d'un multipli	153
B.2	Longueur d'onde instantanée pour les modèles FEM	154
B.3	Etude de convergence pour le calcul d'impédance	156
B.4	Etude de convergence pour l'étude des ondes guidées	157
B.5	Temps de calcul des modèles	159

B.1 Méthode d'homogénéisation des coefficients d'élasticité d'un multipli

La méthode d'homogénéisation des coefficients d'élasticité utilisée dans cette thèse consiste tout d'abord à calculer les coefficients d'élasticité de chaque pli dans un repère commun. Ainsi, pour une rotation de θ , la matrice devient :

$$C(\theta) = R(\theta)^{-1} \cdot C \cdot R(\theta), \quad (\text{B.1})$$

avec $R(\theta)^{-1}$ l'inverse de la matrice de rotation et C la matrice de rigidité des coefficients d'élasticité du pli dans le repère initial, avec la direction des fibres dans la direction 1. La matrice de rotation s'exprime :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} c^2 & s^2 & 0 & 0 & 0 & 2sc \\ s^2 & c^2 & 0 & 0 & 0 & -2sc \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c & -s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s & c & 0 \\ -sc & sc & 0 & 0 & 0 & c^2 - s^2 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.2})$$

avec

$$c = \cos(\theta), \quad (\text{B.3})$$

et

$$s = \sin(\theta). \quad (\text{B.4})$$

Ensuite, la moyenne des coefficients des différents plis est réalisée. Cette homogénéisation constitue une approximation et ne prend donc pas en compte l'empilement exact du stratifié [Monnier 2001].

B.2 Longueur d'onde instantanée pour les modèles FEM

Le calcul des longueurs d'ondes instantanées permet d'une part de vérifier à partir de quelle distance à la source le champ d'onde ne contient plus d'ondes évanescentes et d'autre part, il permet accessoirement de vérifier que les longueurs d'onde du mode qA0 simulées dans notre modèle hors champ proche sont bien celles attendues en théorie, ce que nous montrons ci-après. À partir de la partie réelle et imaginaire du déplacement normal du mode qA0, il s'agit de calculer la phase et la phase déroulée selon une direction (phase instantanée - Equation B.5) puis de calculer le nombre d'onde instantané (k instantané - Equation B.6) et pour finir remonter à la longueur d'onde (λ instantanée - Equation B.7). La Figure B.1 présente les étapes de calculs pour une propagation en diagonale et l'émission avec un PZT intégré au pli 3 à 50 kHz.

Pour chaque position x :

$$\theta_x = \text{arg}(g(x)), \quad (\text{B.5})$$

avec $g(x)$ le déplacement normal complexe,

$$k_x = \frac{\partial \theta(x)}{\partial(x)}, \quad (\text{B.6})$$

$$\lambda_x = \frac{2\pi}{k(x)}. \quad (\text{B.7})$$

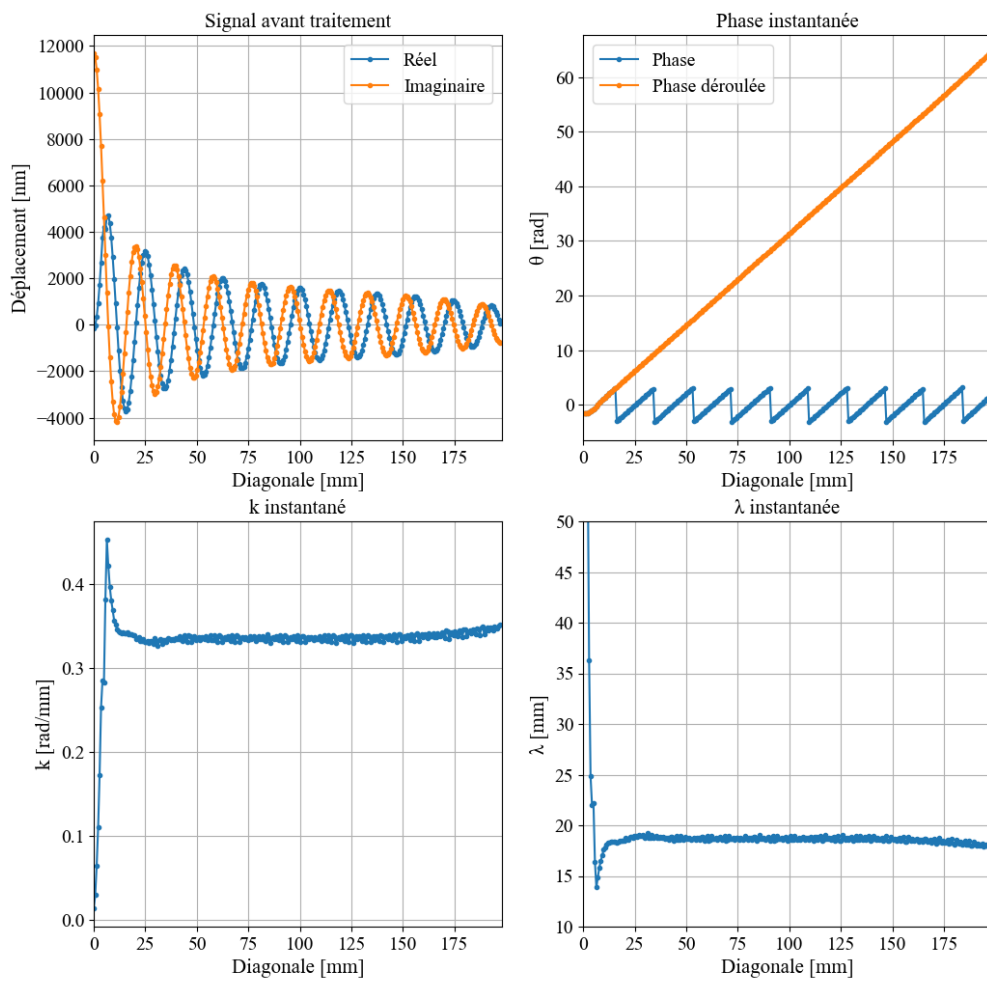


FIGURE B.1 – Calcul de la longueur d'onde instantanée de la composante normale du mode qA_0 , pour une émission avec un PZT intégré au pli 3 à 50 kHz et une propagation suivant la diagonale

Longueur d'onde [mm]	Théorie (SAFE et expérimentale)	PZT couplé en surface (FEM)	PZT intégré (FEM)
Selon X (Fibre à 0°)	21,8	22,3	22,2
Selon la diagonale	18,7	18,8	18,7
Selon Y (Fibre à 90°)	19,1	19,8	19,7

TABLE B.1 – Tableau des longueurs d'ondes à 50 kHz

Longueur d'onde [mm]	Théorie (SAFE et expérimentale)	PZT couplé en surface (FEM)	PZT intégré (FEM)
Selon X (Fibre à 0°)	7,2	7,7	7,7
Selon la diagonale	6,5	7,0	7,0
Selon Y (Fibre à 90°)	6,3	7,0	6,9

TABLE B.2 – Tableau des longueurs d'ondes à 200 kHz

Aux deux fréquences d'intérêt, les calculs montrent un écart d'un dixième pour les longueurs d'ondes estimées pour les deux modèles (PZT intégré et en surface). Ensuite, toutes directions confondues, les écarts relatifs sont au maximum de 4 % (maximal selon Y) entre la longueur d'onde théorique et la longueur d'onde FEM à 50 kHz. De la même manière, les écarts relatifs sont compris entre 6 % (selon X) et 10 % (selon Y) entre la longueur d'onde théorique et FEM à 200 kHz. Malgré ces écarts, les données d'entrées du composite pour les deux modèles, ainsi que la composition du stratifié en FEM permettent bien d'obtenir les ondes guidées attendus théoriquement.

B.3 Etude de convergence pour le calcul d'impédance

Trois modèles de calcul de l'impédance électromécanique ont été réalisés sur des PZT intégrés dans un composite stratifié pour une étude de convergence sur les valeurs d'impédance calculées. Un premier modèle est défini avec une taille maximale des éléments limitée au rayon divisé par 20 et 2 éléments dans l'épaisseur pour le PZT, ainsi qu'une taille maximale d'éléments en dehors du PZT limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 4 et 1 élément dans l'épaisseur du pli. Un deuxième modèle est construit avec une taille maximale des éléments limitée au rayon divisé par 20 et 2 éléments dans l'épaisseur pour le PZT, ainsi qu'une taille maximale d'éléments en dehors du PZT limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 8 et 1 élément dans l'épaisseur du pli. Un troisième modèle est construit avec une taille maximale des éléments limitée au rayon divisé par 5 et 2 éléments dans l'épaisseur pour le PZT, ainsi qu'une taille maximale d'éléments en dehors du PZT limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 8 et 1 élément dans l'épaisseur du pli. Les écarts relatifs entre les impédances simulées avec les différents maillages ne sont pas différents à plus de 1 %, ce qui nous permet de choisir n'importe lequel des maillages proposés.

	Impédance [Ω] à 50 kHz	Impédance [Ω] à 200 kHz
Premier modèle (retenu)	41,25	10,33
Deuxième modèle	41,25	10,33
Troisième modèle	41,33	10,34

TABLE B.3 – Tableau des impédances selon les maillages testés à 50 et 200 kHz

B.4 Etude de convergence pour l'étude des ondes guidées

Plusieurs maillages du stratifié sont testés pour vérifier son effet sur l'étude des ondes guidées. Les déplacements normaux sur la surface inférieure du composite selon la diagonale sont comparés sur les Figures B.2, B.3 et B.4 aux fréquences de 50 et 200 kHz. Dans un premier temps, la taille maximale d'éléments dans le plan est limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 4, 8 et 12 sans faire varier les autres paramètres de maillage (1 élément dans l'épaisseur du stratifié et la surface du PZT avec des éléments de taille maximale limitée au rayon divisé par 5 et 2 éléments dans l'épaisseur). Le maillage correspondant à une taille d'éléments limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 4 induit un léger décalage des ondes formées à partir de 30 mm à 50 kHz. Pour l'étude des ondes guidées, le critère en longueur d'onde divisée par 8 sera donc retenu.

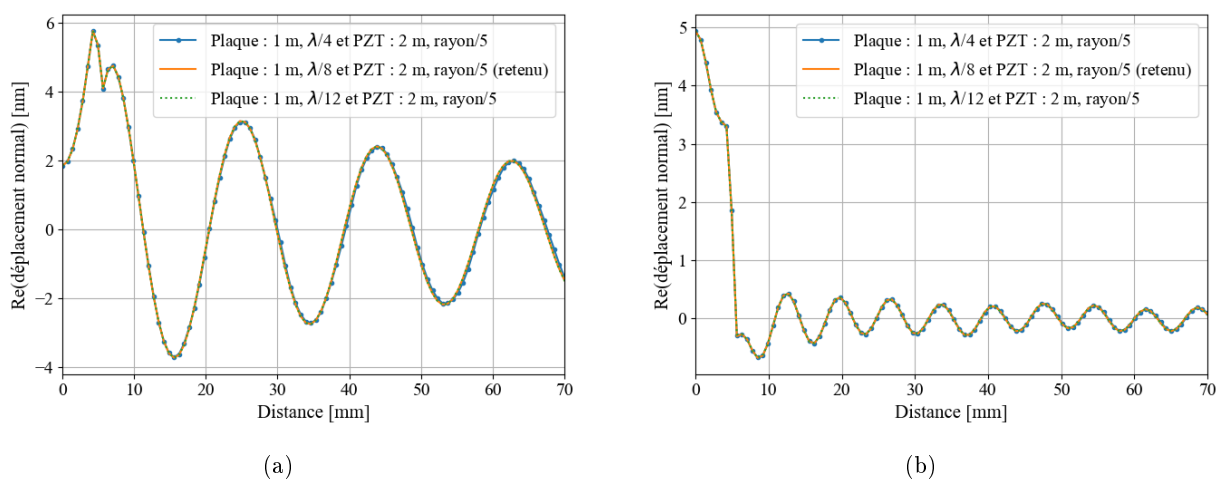


FIGURE B.2 – Etude du maillage de la surface du composite : déplacement normal sur la surface inférieure du composite à 45° pour les fréquences de (a) 50 kHz et (b) 200 kHz

Dans un deuxième temps, le nombre d'éléments dans l'épaisseur du stratifié est testé à 1 et 2 éléments pour un même maillage (taille maximale d'éléments limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 8 pour la surface du stratifié et la surface du PZT avec des éléments de taille maximale limitée au rayon divisé par 5 et 2 éléments dans l'épaisseur). Aucune variation notable n'est observée pour les deux fréquences considérées.

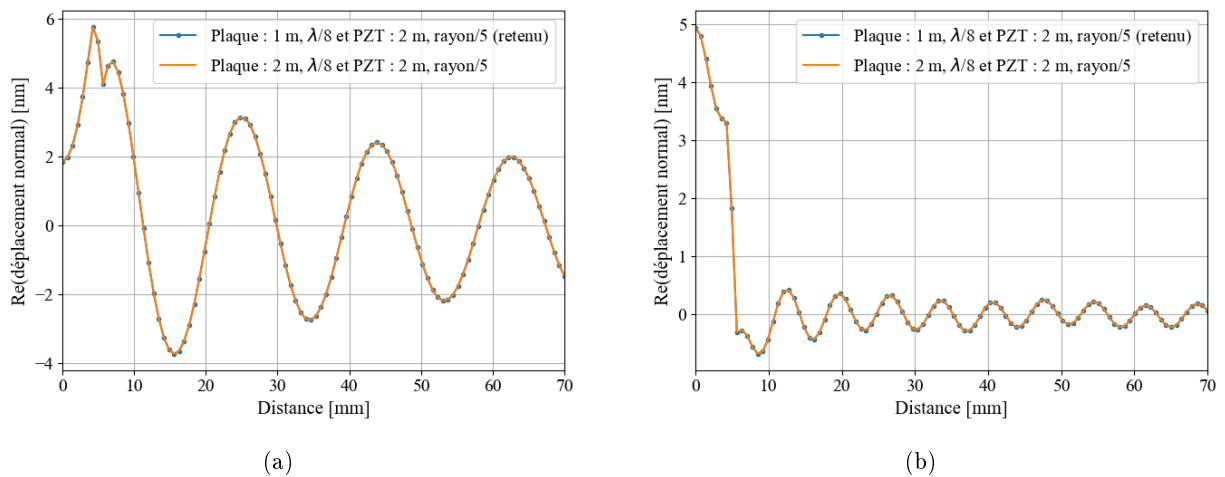


FIGURE B.3 – Étude du maillage du pli : déplacement normal sur la surface inférieure du composite à 45° pour les fréquences de (a) 50 kHz et (b) 200 kHz

Et pour finir, le maillage du PZT est changé avec 2 éléments dans l'épaisseur du PZT et une taille maximale d'éléments égale au rayon divisé par 5 sur la surface du PZT, puis 5 éléments dans l'épaisseur du PZT et une taille maximale d'élément égale au rayon divisé par 5 sur la surface du PZT, et 2 éléments dans l'épaisseur du PZT et une taille maximale d'élément égale au rayon divisé par 20 sur la surface du PZT. Aucune variation notable n'est observée pour les deux fréquences considérées. Ainsi, grâce aux deux dernières études de convergence, un maillage avec 2 éléments dans l'épaisseur du PZT et une taille maximale d'éléments égale au rayon divisé par 5 sur la surface du PZT est retenu pour 1 élément dans l'épaisseur des plis du stratifié.

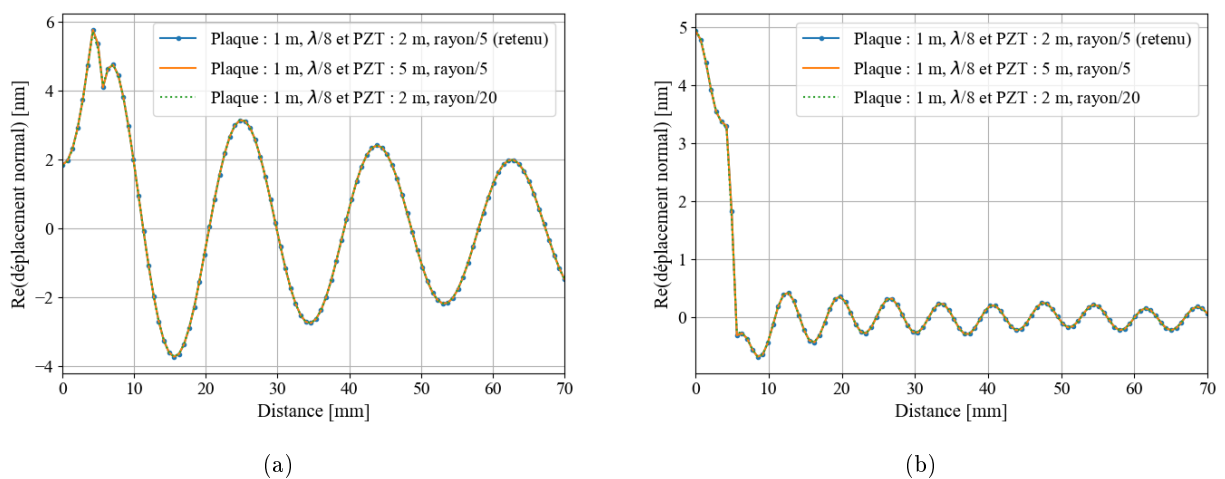


FIGURE B.4 – Étude du maillage du PZT : déplacement normal sur la surface inférieure du composite à 45° pour les fréquences de (a) 50 kHz et (b) 200 kHz

B.5 Temps de calcul des modèles

L'ensemble des calculs FEM de cette thèse sont réalisés dans Comsol® avec un solveur fréquentiel linéaire MUMPS.

Pour rappel, le maillage des modèles pour l'étude des ondes guidées consiste à mailler la surface du PZT avec une taille maximale d'un élément égale au rayon divisé par 5, et l'épaisseur du PZT est divisée en 2 éléments. La taille maximale des éléments dans le composite (hors PZT) est limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 8 (utilisé habituellement par [Serey 2018] et inférieure au critère utilisé par [Ke 2009] ($< \lambda/4$)) et à 1 élément dans l'épaisseur de chaque pli (Figure 4.12).

Ce calcul dure 12 min pour un calcul à 50 kHz (Nombre de degrés de liberté résolus : 3483412) et dure 23 min pour un calcul à 200 kHz (Nombre de degrés de liberté résolus : 5703550) avec un ordinateur muni d'un processeur de 3,6 GHz.

Pour l'étude de l'impédance électromécanique, le maillage consiste à mailler la surface du PZT avec une taille maximale d'un élément égale au rayon divisé par 20, et l'épaisseur du PZT est divisée en 2 éléments. La taille maximale des éléments dans le composite est limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 4 et à 1 élément dans l'épaisseur de chaque pli.

Ce calcul dure 13 min pour un calcul à 50 kHz (Nombre de degrés de liberté résolus : 990018) et dure 24 min pour un calcul à 200 kHz (Nombre de degrés de liberté résolus : 1541016) avec un ordinateur aux mêmes capacités que le précédent.

Pour l'étude des contraintes, la plaque fait 10 mm de demi-longueur. De plus, le maillage consiste à mailler la surface du PZT avec une taille maximale d'élément égale au rayon divisé par 40, puis avec une taille maximale d'élément égale au rayon divisé par 600 à 0,5 mm de l'extrémité du PZT. Le PZT est maillé avec 10 éléments en épaisseur et la plaque est maillée avec une taille maximale d'élément dans le composite limitée à la longueur d'onde minimale divisée par 8 et à 1 élément dans l'épaisseur de chaque pli.

Ce calcul dure 1 h pour un calcul à 50 kHz (Nombre de degrés de liberté résolus : 5270211) et dure 49 min pour un calcul à 200 kHz (Nombre de degrés de liberté résolus : 4119984) avec un ordinateur muni d'un processeur de 3,7 GHz.

Table des figures

1.1	Composition en matériau composite des avions jusqu'en 2015 [Fendzi 2015]	2
1.2	Diagramme comparatif du module d'Young et de la masse volumique des matériaux [Ashby 2011]	3
1.3	(a) Rouleau de pré-imprégné à fibres unidirectionnelles et (b) schéma d'un composite stratifié de deux plis unidirectionnels $[0,90^\circ]$	4
1.4	Élaboration à partir de pré-imprégnés sous autoclave : (a) schéma du montage [Dereims 2013] et (b) autoclave de l'ONERA	5
1.5	Endommagements possibles dans un composite stratifié à base de plis unidirectionnels [Berthelot 2012]	5
1.6	(a) Mécanismes d'endommagement dans un composite stratifié suite à un impact à basse vitesse observé en tomographie [Chaibi 2020] et (b) schéma de la structure pyramidale d'un impact à basse vitesse [Azouaoui 2010]	6
1.7	(a) Exemple de cartographie par ultrasons multi-éléments (ondes élastiques de volume) d'un stratifié CFRP avec des inclusions à différentes profondeurs [Wang 2022] et (b) exemple de cartographie par thermographie infrarouge active réalisée sur des plaques de CFRP avec délaminages créés par un impact de foudre [Roche 2022]	7
1.8	Schéma d'un interféromètre Mach-Zehnder (adapté de [Polytec 2020])	8
1.9	Exemple d'application de la vibrométrie laser : (a) courbes de dispersion (présentées plus en détail dans la Partie 1.2.2.2) à partir d'un scan linéaire sur une plaque de 1 mm d'épaisseur en aluminium [Tian 2014], (b) décollement d'une portion de PZT avec concentration d'énergie sur la partie libre [Mueller 2017] et (c) détection d'un insert de téflon dans un CFRP de 3 mm d'épaisseur à 50 kHz [Radzienski 2019]	9
1.10	(a) Tube à rayons X [Wade 1914] et (b) schéma du dispositif de mesure en radiographie X par transmission [Giakoumakis 2022]	10
1.11	Exemple d'application de la radiographie X au contrôle d'un CFRP endommagé suite à un impact basse vitesse de 14,7 J [Shi 2017]	10
1.12	(a) Méthode pitch-catch, (b) méthode pulse-echo et (c) méthode de détection d'impact ou d'émission acoustique [Mei 2018]	12
1.13	Conversion des ondes transverses verticales et longitudinales sur les plans supérieurs et inférieurs de la plaque [Dieulesaint 2001]	13
1.14	Modes de Lamb avec u le déplacement [Royer 2001]	14
1.15	(a) Représentation ($k-f$) des modes de Lamb et qSH dans le sens des fibres à 0° et (b) vitesse d'énergie des modes à la fréquence de 50 kHz pour un composite CFRP anisotrope de 10 plis selon l'empilement $[0, 90, 0, 90, 0]_s$ avec une épaisseur de 2,5 mm (calculés avec SAFE présenté dans la Partie 1.4.1)	15
1.16	Principe de fonctionnement d'un transducteur piézoélectrique	17
1.17	Calcul de l'impédance électromécanique d'un transducteur piézoélectrique mince par mesure avec un impédancemètre	18
1.18	(a) Module de l'impédance et (b) phase d'un PZT libre et connecté à des fils et (c) modes de vibration des transducteurs piézoélectriques minces (disque PZT de diamètre 10 mm et d'épaisseur 200 μm)	19
1.19	Observation des mesures de susceptance [Park 2009]	21

1.20	Détermination de l'intégrité par mesure de susceptance à basse fréquence : pour deux PZT PIC 255 (10 mm de diamètre et 0,5 mm d'épaisseur) (a) comportant une fissure, (b) comportant une fissure avec écaillage et (c) pour un DuraAct™(PZT pré-encapsulé) avec fissure, tous couplés en surface [Mueller 2017]	22
1.21	Filtrage fréquentiel des modes qA0 et qS0 dans la direction 0° mesuré expérimentalement suite à l'émission par un PZT de 9 mm de diamètre couplé à une plaque composite tissée CFRP quasi-isotrope [0, 45, 45, 0] _s de 2,25 mm d'épaisseur [Mei 2018]	24
1.22	(a) SMART Layer™ [Acellent 2020] et (b) exemple d'intégration de la SMART Layer™ [Lin 2002]	26
1.23	Intégration dans la résine après découpe du composite [Moulin 1997])	26
1.24	Méthodes d'intégration : dans deux plis découpés à gauche et entre deux plis à droite [Mall 2002])	27
1.25	(a) Réponse en impédance d'un PZT (diamètre de 5 mm et d'épaisseur 2 mm) intégré dans une poche de résine après découpe du composite [Moulin 1997] et (b) décalage des résonances radiales et variation de pente sur les mesures de susceptance des DuraAct™ fin couplés en surface et intégrés à cœur (dimensions non indiquées) [Feng 2020]	28
1.26	Excitabilité des DuraAct™ couplés en surface et intégrés à cœur de CFRP de 8,7 mm d'épaisseur [Feng 2020])	29
1.27	Contrainte de cisaillement générée dans l'épaisseur de colle (vue de coupe passant par le centre du PZT)	31
1.28	Calcul numérique de l'influence de l'épaisseur de colle sur la contrainte de cisaillement à l'interface {colle/plaque} d'un PZT collé [Giurgiutiu 2005])	33
1.29	Contrainte de cisaillement radial générée par un PZT (0,25 mm d'épaisseur et 10 mm de diamètre) couplé en surface d'une plaque stratifiée unidirectionnelle d'épaisseur 1 mm à basse fréquence [Ostiguy 2015]	34
1.30	Contrainte de cisaillement radiale d'un PZT de 10 mm de diamètre couplé en surface d'une plaque stratifiée orthotrope d'épaisseur 1 mm à 10 kHz à gauche et 100 kHz à droite [Shevtsova 2019]	35
1.31	Filtrage fréquentiel du mode A0 (déplacement radial normalisé) pour un PZT de 18 mm de diamètre couplé en surface d'une plaque en aluminium de 3,1 mm d'épaisseur [Raghavan 2005]	36
2.1	Drage du stratifié en autoclave	40
2.2	Exemple de cycle d'élaboration à 7 bar	41
2.3	Observation microscopique sur la tranche d'une plaque élaborée à 7 bar (objectif x5)	41
2.4	Méthodologie de détermination de la porosité	42
2.5	Acquisitions réalisées au vibromètre laser suivant les trois directions principales du composite	44
2.6	Calcul FFT 2D (dB) d'un Bscan en diagonale avec extraction de la droite passant par les maximums du mode excité	45
2.7	Courbe de dispersion optimale (en tirets noirs) et courbe de dispersion expérimentale (en droite continue cyan superposée sur le niveau de couleur en dB de la FFT 2D) du Bscan en diagonale dans le composite	46
2.8	Nombre d'ondes dans la direction des fibres à 90° a) par mesure expérimentale (dB) et b) par calcul SAFE	47
2.9	Diagrammes polaires des longueurs d'ondes à 50 et 150 kHz (Axe X correspondant à l'orientation 0°)	48

2.10	Diagrammes polaires des vitesses d'énergie à 50 et 150 kHz	48
2.11	PZT avec retour d'électrode à gauche et sans retour d'électrode à droite (10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur)	50
2.12	Calcul analytique de l'excitabilité des PZT de différents diamètres pour les longueurs d'onde du mode qA0 dans la direction diagonale du composite stratifié	51
2.13	Impédance des PZT PIC255 libres avec et sans retour d'électrode (10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur)	52
2.14	(a) Méthode de mesure de l'impédance sans fils et (b) module de l'impédance d'un PZT soudé à l'argent et de deux PZT libres	53
2.15	Module de l'impédance pour (a) des PZT avec retour d'électrode et (b) des PZT sans retour d'électrode	53
2.16	PZT soumis à un cycle d'élaboration sans retour d'électrode	54
2.17	a) Soudure à l'étain de fils de cuivre, b) soudure à l'argent de fils de cuivre et c) soudure à l'argent de feuilles aluminium	55
2.18	Banc de radiographie par rayons X	56
2.19	Radiographie de PZT intégrés : (a) soudé à l'étain sur des fils de cuivre (1 pixel = 200 μm), (b) soudé à l'argent sur des fils de cuivre (1 pixel = 10 μm) et (c) soudé à l'argent sur des feuilles aluminium (1 pixel = 7 μm)	56
2.20	Schéma de la composition des fils de connexion du PZT intégré	57
2.21	Contacts entre les fibres de carbone du matériau composite et le PZT intégré	58
2.22	Effet induit par les 10 μm de vernis déposé sur chaque électrode du PZT (diamètre de 10 mm et épaisseur de 0,2 mm)	58
2.23	(a) Génération d'ondes avec un PZT non isolé et (b) avec un PZT isolé à 60 μs , à 50 kHz	59
2.24	Intégration entre deux plis de pré-imprégnés	60
2.25	Intégration entre deux plis : orientation des observations microscopiques	60
2.26	Intégration entre deux plis : observations microscopiques du couplage {transducteur/composite} (a) coupe (XZ), (b) coupe à 45°, (c) coupe (YZ) à gauche et à droite	61
2.27	Intégration entre deux plis de pré-imprégnés	62
2.28	Intégration dans un pli : orientation des observations microscopiques	62
2.29	Intégration dans un pli : observations microscopiques du couplage {transducteur/composite} (a) coupe (XZ), (b) coupe à 45°, (c) coupe (YZ) à gauche et à droite	63
2.30	Intégration dans un pli : géométrie de la zone de vide par radiographie X (zone gris clair située à gauche du PZT)	63
3.1	Effet de l'absence d'isolation électrique sur les mesures de susceptance d'un PZT intégré à 7 bar	69
3.2	(a) Radiographie (résolution : 1 pixel = 14 μm) et (b) observation microscopique localisée au niveau de la fissure horizontale du PZT sur une coupe verticale du PZT intégré endommagé	70
3.3	Susceptance de PZT libre, intégré et intact, et intégré et endommagé	70
3.4	Susceptance expérimentale sur PZT couplés (PIC255 de 10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur) en surface au SWC, au Salol® et intégrés entre deux plis et dans un pli de composite	72
3.5	Susceptance expérimentale de PZT intégrés (PIC255 de 10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur) dans diverses plaques	73

3.6	Géométrie des zones de vide observées par radiographie X pour deux PZT intégrés dans le troisième pli d'une plaque de 400x400 mm ²	73
3.7	Disposition des fils de connexion des PZT intégré de 10 mm de diamètre : (a) dans les plaques de 150x150 mm ² et (b) dans les plaques de 400x400 mm ²	74
3.8	Cartographie à l'instant $t = 40 \mu\text{s}$ du déplacement hors plan mesuré au vibromètre laser pour une fréquence d'excitation de 50 kHz avec un PZT couplé au Salol [®] en surface de composite ($t = 0$ correspondant au début de l'excitation du PZT)	76
3.9	Cartographie à 40 μs du déplacement hors plan mesuré au vibromètre laser pour une fréquence d'excitation de 50 kHz (a) avec un PZT intégré entre deux plis et (b) avec un PZT intégré dans un pli	77
3.10	(a) Extraction du maximum d'amplitude du module de la FFT 2D pour le mode qA0 et (b) amplitude correspondante du mode qA0 pour l'émission d'un PZT intégré dans un pli de composite et une propagation selon les fibres à 90°	78
3.11	(a) Types de réflexions possibles pour une acquisition selon les directions des fibres du composite et (b) conversions de mode possible en bord de plaque - A0 _d pour A0 direct et A0 _r pour A0 réfléchi	79
3.12	Principe de la FFT 2D par morceaux (exemple de la propagation suivant les fibres à 90° suite à l'émission avec un PZT intégré dans un pli) : (1) Signaux Bscan bruts enregistrés suite à l'émission du sinus modulé en fréquence (chirp), (2) signaux Bscan après convolution avec un signal de 15 cycles à 70 kHz (3) signal temporel après fenêtrage de Hanning pour filtrer les contributions réfléchies et (4) construction de la FFT 2D par morceaux en itérant fréquemment	80
3.13	Excitabilité fréquentielle mesurée pour deux PZT couplés au SWC (a) pour un premier collage et (b) pour un deuxième collage	81
3.14	Excitabilité fréquentielle mesurée pour deux PZT couplés au Salol [®]	81
3.15	Excitabilité fréquentielle mesurée pour deux PZT intégrés entre deux plis de composite	82
3.16	Excitabilité fréquentielle mesurée selon les trois directions principales du composite (a) d'un PZT intégré dans un pli et (b) d'un deuxième PZT intégré dans un pli	83
3.17	Calcul de l'amplitude maximale du module de la FFT suite à l'excitation d'un PZT intégré dans un pli : (a) signal temporel hors plan mesuré par le vibromètre laser à 50 mm du centre du PZT et (b) module de la FFT du premier paquet d'onde pour une orientation des fibres du composite à 90°	84
3.18	Configuration de mesures au vibromètre laser pour un exemple de position de PZT (schéma non à l'échelle)	85
3.19	Amplitude maximale du module de la FFT du premier paquet d'ondes du signal mesuré au vibromètre laser à 50 mm du centre du PZT émetteur, suite à l'excitation à 50 kHz de (a) PZT couplés au SWC et (b) PZT couplés au Salol [®] , pour les trois orientations principales du composite	85
3.20	Amplitude maximale du module de la FFT du premier paquet d'ondes du signal mesuré au vibromètre laser à 50 mm du centre du PZT émetteur : suite à l'excitation à 50 kHz (a) de PZT intégrés entre deux plis et (b) de PZT intégrés dans un pli, pour les trois orientations principales du composite	86
3.21	(a) Courbe de lenteurs du mode qA0 et (b) racine du facteur de focalisation F du composite permis par un calcul SAFE à 50 kHz, en fonction de la direction d'énergie	87
3.22	(a) Disposition des PZT couplés au SWC sur plaque composite et (b) amplitude maximale du module de la FFT en fonction de l'orientation dans le composite par émission d'un PZT couplé au SWC à 50 kHz (en rouge le collage 1 et en vert le collage 2)	88

3.23	Montage des essais pitch-catch pour l'étude de la réception d'ondes	91
3.24	(a) Signaux non normalisés générés et (b) signaux normalisés reçus par les PZT suivant les différentes configurations testées	91
3.25	Montage des essais de détection de défaut	93
3.26	Signaux normalisés émis et reçus dans la configuration (c) avec deux PZT couplés en surface de composite	93
3.27	Signaux issus de la soustraction des signaux enregistrés par les PZT sur la plaque sans aimant et par les PZT sur la plaque avec aimant par (a) l'émission avec le PZT <i>1i</i> intégré et la réception avec le PZT <i>2s</i> en surface, (b) l'émission avec le PZT <i>2s</i> en surface et la réception avec le PZT <i>1i</i> intégré, et (c) l'émission avec le PZT <i>1s</i> en surface et le PZT <i>2s</i> en surface	94
4.1	Géométrie des modèles en FEM (a) d'un PZT couplé parfaitement au stratifié et (b) d'un PZT intégré dans le stratifié	98
4.2	Conditions aux limites (a) de la mécanique structurale et (b) électrostatiques	99
4.3	Grandeurs définissant la région absorbante selon la direction x	100
4.4	Effet de l'application de la région absorbante sur la propagation d'onde à 150 kHz	101
4.5	Impédance expérimentale et numérique d'un PZT PIC255 libre (10 mm de diamètre et 0,2 mm d'épaisseur) sans retour d'électrode (a) entre 100 Hz et 1500 kHz et (b) avant le premier pic de résonance	102
4.6	Module du déplacement dans le plan (X0Y) codé en couleur sur la déformation géométrique du PZT libre autour des premières fréquences de résonances électromécaniques radiales (a) à 210 kHz et (b) à 520 kHz	102
4.7	Susceptance d'un PZT intégré dans un composite stratifié comparé à un PZT libre en modèle FEM (zoom entre 150 et 600 kHz)	103
4.8	Susceptance d'un PZT intégré dans un composite stratifié et dans un composite homogénéisé en modèle FEM	105
4.9	(a) Géométrie du PZT intégré dans un composite homogénéisé avec du vide radialement et (b) susceptance de PZT intégré avec et sans vide radial	105
4.10	Module du déplacement dans le plan (X0Y) codé en couleur sur la déformation géométrique du PZT intégré sans vide à ses premières fréquences de résonances électromécaniques radiales, (a) à 380 kHz et (b) à 550 kHz	106
4.11	Module du déplacement dans le plan (X0Y) codé en couleur sur la déformation géométrique du PZT intégré avec vide à ses premières fréquences de résonances électromécaniques radiales (a) à 380 kHz et (b) à 550 kHz	107
4.12	Maillage du modèle pour l'étude des ondes guidées	108
4.13	Partie réelle du déplacement normal simulé sur la surface supérieure du composite stratifié suite à l'émission (a) à 50 kHz et (b) à 200 kHz avec un PZT couplé en surface	108
4.14	Composante normale du mode qA0, pour une émission avec un PZT couplé en surface de plaque (a) à 50 kHz et (b) à 200 kHz	109
4.15	Calcul de la longueur d'onde instantanée de la composante normale du mode qA0, pour une émission avec un PZT en surface du composite à 45° (a) à 50 kHz et (b) à 200 kHz	110
4.16	Cartographie de la composante normale du mode qA0 avec émission d'onde (a) d'un PZT dans le troisième pli sans vide et (b) d'un PZT intégré dans le troisième pli avec du vide de section rectangulaire de 460 μm radialement à 50 kHz	110

4.17	Méthode d'extraction de l'amplitude du déplacement hors plan du mode qA0 suite à l'émission par PZT (intégré dans le pli 3 dans cet exemple) faite à 50 mm de la source en diagonale (simulation Comsol®)	112
4.18	Comportement fréquentiel d'un PZT (10 mm de diamètre) (a) couplé en surface et (b) intégré dans le pli 3 d'un composite, selon l'orientation à 0°, 45° et 90°	112
4.19	Modèles de l'intégration de PZT à différentes profondeurs dans le stratifié	113
4.20	Minimums d'excitabilité selon les trois directions 0°, 45° et 90° pour les modèles avec émission par (a) un PZT intégré dans le pli 2 (b) un PZT intégré dans le pli 4 (10 mm de diamètre)	114
4.21	Courbe de dispersion en nombre d'ondes (a) selon l'axe 0°, (b) selon l'axe 45° et (c) selon l'axe 90° pour un composite homogénéisé et stratifié	115
4.22	Comportement fréquentiel d'un PZT (10 mm de diamètre) (a) intégré dans le pli 3 d'un composite stratifié et (b) intégré dans le pli 3 d'un composite homogénéisé, selon l'orientation à 0°, 45° et 90°	116
4.23	Comportement fréquentiel d'un PZT (10 mm de diamètre) (a) intégré sans vide autour et (b) avec un vide radial autour, dans le pli 3 d'un composite stratifié, selon l'orientation à 0°, 45° et 90°	117
4.24	Minimum d'excitabilité pour (a) deux PZT couplés en surface de stratifié et (b) deux PZT intégrés au pli 3, de diamètre 10 mm (trait continu) et 20 mm (trait pointillé)	118
4.25	Amplitude de la composante normale du mode qA0 à 50 mm de la source selon les trois directions principales du composite pour (a) une émission par PZT intégrés dans différents plis et un PZT couplé en surface et (b) une émission par PZT intégrés dans le pli 3 avec et sans vide radial, excitation à 50 kHz (simulation Comsol®)	119
4.26	Schéma des singularités géométriques des modèles	121
4.27	Maillage du PZT	122
4.28	Force linéique selon les trois directions dans le plan (XOY) passant par l'interface PZT/composite pour (a) la composante normale de la contrainte, (b) la composante S_{XZ} et (c) S_{YZ} de la contrainte sur la surface inférieure du PZT, soit celle en contact du composite (PZT couplé en surface émettant à 50 kHz)	123
4.29	Force linéique : intégrale des contraintes S_{XZ} , S_{YZ} et S_Z de l'électrode du PZT, selon les trois directions du plan (XOY) passant par l'interface PZT/composite pour (a) une intégration entre le centre du PZT jusqu'à 4,96 mm de rayon et (b) une intégration entre 4,96 mm et 5 mm de rayon (exemple d'un PZT émettant à 50 kHz en surface d'un composite multiplis)	124
4.30	Repère des axes et contraintes extraites sur la surface inférieure du PZT couplé en surface de composite stratifié	124
4.31	Contrainte (a) S_Z normale, (b) S_{XZ} et (c) S_{YZ} dans le plan, suite à l'excitation d'un PZT en surface de multiplis à 50 kHz	125
4.32	Contrainte (a) S_z normale et (b) S_{XZ} et (c) S_{YZ} dans le plan suite à l'excitation d'un PZT en surface de multiplis à 50 kHz	126
4.33	Force linéique : intégrale de chaque composante de contrainte en fonction de la direction suite à l'excitation d'un PZT en surface de multiplis à 50 kHz	127
4.34	Schéma du modèle avec PZT intégré dans un composite multiplis	128
4.35	Contrainte S_Z du PZT intégré dans le troisième pli émettant à 50 kHz pour la surface (a) supérieure et (b) inférieure du PZT intégré	128
4.36	Contrainte S_{XZ} dans le plan sur la surface (a) supérieure et (b) inférieure du PZT intégré dans le troisième pli émettant à 50 kHz	129

4.37	Contrainte S_{YZ} dans le plan sur la surface (a) supérieure et (b) inférieure du PZT intégré dans le troisième pli émettant à 50 kHz	129
4.38	Contrainte (a) normale et (b) dans le plan du PZT à 50 kHz, pour les deux surfaces du PZT intégré, et en diagonale	130
4.39	Déformation du PZT intégré au troisième pli du stratifié générant à 50 kHz et module du déplacement dans le plan (X0Y) en couleur	130
4.40	Force linéique : intégrale de chacune des contraintes selon les trois directions X, Diagonale et Y pour un PZT intégré dans un composite multiplis (traits pleins pour la surface supérieure du PZT et traits pointillés pour la surface inférieure du PZT) . .	131
4.41	Contrainte S_{XZ} dans le plan à 50 kHz pour (a) la surface supérieure et (b) la surface inférieure du PZT intégré dans le deuxième pli de stratifié	132
4.42	Contrainte S_{YZ} dans le plan à 50 kHz pour (a) la surface supérieure et (b) la surface inférieure du PZT intégré dans le deuxième pli de stratifié	132
4.43	(a) Norme des contraintes dans le plan à 45° et (b) force linéique selon les trois directions X, Diagonale et Y, des contraintes sur la surface inférieure de PZT intégrés au troisième pli d'un multiplis, avec et sans vide radial, et générant à 50 kHz (traits pleins pour le PZT intégré avec du vide et traits pointillés pour PZT intégré sans vide)	133
4.44	Déformation du PZT intégré, avec du vide, au troisième pli du stratifié générant à 50 kHz et module du déplacement dans le plan (X0Y) en couleur : (a) tranche du PZT selon le plan (X0Z) et (b) tranche du PZT selon le plan (Y0Z)	134
4.45	Déformation du PZT intégré, sans vide, au troisième pli du stratifié générant à 50 kHz et module du déplacement dans le plan (X0Y) en couleur : (a) tranche du PZT selon le plan (X0Z) et (b) tranche du PZT selon le plan (Y0Z)	134
4.46	Configurations testées en profondeur d'intégration dans un composite homogénéisé . .	135
4.47	Force linéique : intégrale des contraintes normales et dans le plan selon le rayon du PZT des (a) surface supérieure et (b) inférieure du PZT intégré dans le deuxième pli de composite homogénéisé et générant à 50 kHz en modélisation Comsol®(trait plein pour l'intégration au pli 2, trait pointillé pour l'intégration au pli 3 et trait sous forme de tirets pour l'intégration au pli 4)	135
4.48	Force linéique : intégrale des contraintes normales et dans le plan selon le rayon, sur la surface inférieure du PZT couplé en surface de composite à (a) 0°, (b) 45° et (c) 90° .	136
4.49	Force linéique : intégrale des contraintes normales et dans le plan selon le rayon, sur la surface supérieure (proche fibre neutre) du PZT intégré dans le troisième pli du composite à (a) 0°, (b) 45° et (c) 90°	137
4.50	Force linéique : intégrale des contraintes normales et dans le plan selon le rayon, sur la surface inférieure (proche extrémité d'empilement) du PZT intégré dans le troisième pli du composite à (a) 0°, (b) 45° et (c) 90°	138
A.1	Effet de l'absence d'isolation électrique sur les mesures de susceptance d'un PZT intégré à 1 bar	148
A.2	Courbes de dispersion théorique et expérimentales pour les trois configurations d'émission testées (couplage en surface au SWC, couplage intégré dans un pli et couplage intégré entre deux plis) selon (a) les fibres à 0°, (b) l'orientation à 45° et (c) les fibres à 90°	149
A.3	Courbe de dispersion selon la direction 90° pour une émission avec un PZT intégré dans un pli de composite calculées par (a) FFT 2D et (b) FFT 2D par morceaux	150

A.4	Acquisition en vibrométrie à 50 kHz et 40 μ s de l'émission d'un PZT intégré endommagé (échelle d'amplitude du déplacement réglée sur celle du PZT intact (Figure 3.9(a)) - orientation cohérente avec la radiographie X)	151
A.5	Mesure locale de l'amplitude au niveau du deuxième front d'onde positif dans les trois directions principales du composite	151
B.1	Calcul de la longueur d'onde instantanée de la composante normale du mode qA0, pour une émission avec un PZT intégré au pli 3 à 50 kHz et une propagation suivant la diagonale	155
B.2	Etude du maillage de la surface du composite : déplacement normal sur la surface inférieure du composite à 45° pour les fréquences de (a) 50 kHz et (b) 200 kHz	157
B.3	Etude du maillage du pli : déplacement normal sur la surface inférieure du composite à 45° pour les fréquences de (a) 50 kHz et (b) 200 kHz	158
B.4	Etude du maillage du PZT : déplacement normal sur la surface inférieure du composite à 45° pour les fréquences de (a) 50 kHz et (b) 200 kHz	158

Liste des tableaux

3.1	Tableau récapitulatif des effets observés sur les PZT intégrés	75
4.1	Tableau récapitulatif des ratios diamètre/longueur d'onde du premier minimum du mode qA0 pour les diamètres de 10 mm et 20 mm de PZT couplés en surface de stratifié . . .	118
4.2	Tableau récapitulatif des ratios diamètre/longueur d'onde du premier minimum du mode qA0 pour les diamètres de 10 mm et 20 mm de PZT intégrés au pli 3	118
A.1	Tableau des écarts types entre les nombres d'onde expérimentaux et les nombres d'onde du calcul théorique SAFE	148
B.1	Tableau des longueurs d'ondes à 50 kHz	155
B.2	Tableau des longueurs d'ondes à 200 kHz	156
B.3	Tableau des impédances selon les maillages testés à 50 et 200 kHz	156

Bibliographie

- [Acellent 2020] SMART Layer Acellent. *SMART Layer® Sensors - Products - Acellent Technologies*, 2020. (Cité en pages 26 et 162.)
- [Alleyne 1991] D. Alleyne et P. Cawley. *A two-dimensional Fourier transform method for the measurement of propagating multimode signals*. The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 89, no. 3, pages 1159–1168, Mars 1991. (Cité en page 8.)
- [Andreades 2018] Christos Andreades, Pooya Mahmoodi et Francesco Ciampa. *Characterisation of smart CFRP composites with embedded PZT transducers for nonlinear ultrasonic applications*. Composite Structures, vol. 206, pages 456–466, Décembre 2018. (Cité en page 27.)
- [Andreades 2019] Christos Andreades, Gian Piero Malfense Fierro, Michele Meo et Francesco Ciampa. *Nonlinear ultrasonic inspection of smart carbon fibre reinforced plastic composites with embedded piezoelectric lead zirconate titanate transducers for space applications*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 30, no. 20, pages 2995–3007, 2019. ISBN : 1045-389X Publisher : Sage Publications Sage UK : London, England. (Cité en pages 19, 24 et 26.)
- [Andreades 2020] Christos Andreades, Michele Meo et Francesco Ciampa. *Tensile and fatigue testing of impacted smart CFRP composites with embedded PZT transducers for nonlinear ultrasonic monitoring of damage evolution*. Smart Materials and Structures, vol. 29, no. 5, page 055034, Mai 2020. (Cité en pages 25 et 27.)
- [Ashby 2011] Mike Ashby. *Hybrid Materials to Expand the Boundaries of Material-Property Space*. Journal of the American Ceramic Society, vol. 94, no. s1, pages s3–s14, 2011. _eprint : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1111/j.1551-2916.2011.04559.x>. (Cité en pages 3 et 161.)
- [Azouaoui 2010] Krime Azouaoui, Z. Azari et Pluvinage Guy. *Evaluation of impact fatigue damage in glass/epoxy composite laminate*. International Journal of Fatigue, vol. 32, pages 443–452, Février 2010. (Cité en pages 6 et 161.)
- [Bartoli 2006] Ivan Bartoli, Alessandro Marzani, Francesco Lanza di Scalea et Erasmo Viola. *Modeling wave propagation in damped waveguides of arbitrary cross-section*. Journal of Sound and Vibration, vol. 295, no. 3, pages 685–707, Août 2006. (Cité en page 30.)
- [Baudis 2023] Quentin Baudis. *Caractérisation acoustique de matériaux viscoélastiques homogènes et hétérogènes pour la furtivité sous-marine*. These de doctorat, Sorbonne université, Janvier 2023. (Cité en page 71.)
- [Berthelot 2012] Jean-Marie Berthelot. *Matériaux composites : comportement mécanique et analyse des structures*.  d. Tec & doc, Paris, 5e  d édition, 2012. (Cité en pages 3, 4, 5 et 161.)
- [Boehme 2010] B. Boehme, M. Roellig et K.-J. Wolter. *Moisture induced change of the viscoelastic material properties of adhesives for SHM sensor applications*. In 2010 Proceedings 60th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), pages 1885–1892, Juin 2010. ISSN : 2377-5726. (Cité en page 23.)
- [Bronowicki 1996] Allen J Bronowicki, Lori J McIntyre, Robert S Betros et George R Dvorsky. *Mechanical validation of smart structures*. Smart Materials and Structures, vol. 5, no. 2, pages 129–139, Avril 1996. (Cité en page 25.)
- [Buehe 2014] Inka Buehe, Maria Moix-Bonet, Peter Wierach et Claus-Peter Fritzen. *Check of Piezoelectric Transducers Using the Electro-Mechanical Impedance*. Juillet 2014. (Cité en page 22.)

- [Ceramic 2020] PI Ceramic. *Piezo Ceramic Technology, Piezo Actuators & Piezo Components from PI Ceramic*, 2020. (Cité en pages 23 et 49.)
- [Chaibi 2020] Salim Chaibi, Christophe Bouvet, Frédéric Laurin, Johann Rannou, Julien Berthe, Fabrice Congourdeau et Dominique Martini. *Experimental and Numerical Study of Damages Induced by Low-Velocity Impact on 4th Generation Composite Laminates*. In American Society for Composites 2020, Online, United States, Septembre 2020. (Cité en pages 6 et 161.)
- [Chapuis 2010a] Bastien Chapuis. *Contrôle santé intégré par méthode ultrasonore des r parations composites coll es sur des structures métalliques*. These de doctorat, Paris 7, Janvier 2010. (Cité en pages 36 et 45.)
- [Chapuis 2010b] Bastien Chapuis, Nicolas Terrien et Daniel Royer. *Excitation and focusing of Lamb waves in a multilayered anisotropic plate*. The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 127, no. 1, pages 198–203, Janvier 2010. (Cité en pages 15, 44 et 86.)
- [Chapuis 2012] Bastien Chapuis, Karim Jezzine, Vahan Baronian, Damien Segur et Alain Lhemery. *Simulation of ultrasonic guided wave inspection in CIVA software platform*. page 10, 2012. (Cité en page 45.)
- [Cinquin 2020] Jacques Cinquin. *Les composites en aérospatiale*. Techniques de l’ingénieur, page 14, 2020. (Cité en page 3.)
- [Cognard 2003] Philippe Cognard. *Assemblage des composites - Les points forts du collage*. Conception et Production, Technique de l’ingénieur, Juillet 2003. (Cité en page 2.)
- [Crawley 1987] Edward F. Crawley et Javier de Luis. *Use of piezoelectric actuators as elements of intelligent structures*. AIAA Journal, vol. 25, no. 10, pages 1373–1385, 1987. Publisher : American Institute of Aeronautics and Astronautics _eprint : <https://doi.org/10.2514/3.9792>. (Cité en pages 31 et 120.)
- [CTSR-12E 2020] Vernis CTSR-12E. *CTSR-12E | Vernis de blocage Paille Chemtronics, Aérosol 400 ml, Silicone pour Aérospatiale, Communications de données, / RS*, 2020. (Cité en page 58.)
- [Dereims 2013] Arnaud Dereims. *simulation industrielle des procédés d’élaboration de pièces composites par infusion de résine : couplage fluide / solide poreux très faiblement perméable en grandes déformations*. page 173, 2013. (Cité en pages 5 et 161.)
- [Dieulesaint 2001] Eugène Dieulesaint et Daniel Royer. *Propagation et génération des ondes élastiques*. page 28, 2001. (Cité en pages 13 et 161.)
- [Dong 1972] S. B. Dong et R. B. Nelson. *On Natural Vibrations and Waves in Laminated Orthotropic Plates*. Journal of Applied Mechanics, vol. 39, no. 3, pages 739–745, Septembre 1972. (Cité en pages 30 et 45.)
- [Druet 2019] Tom Druet, Arnaud Recoquillay, Bastien Chapuis et Emmanuel Moulin. *Passive guided wave tomography for structural health monitoring*. The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 146, no. 4, pages 2395–2403, Octobre 2019. (Cité en page 12.)
- [Dziendzikowski 2016] M. Dziendzikowski, A. Kurnyta, K. Dragan, S. Klysz et A. Leski. *In situ Barely Visible Impact Damage detection and localization for composite structures using surface mounted and embedded PZT transducers : A comparative study*. Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 78, pages 91–106, Octobre 2016. (Cité en page 20.)
- [Etxaniz 2023] Josu Etxaniz, Gerardo Aranguren, José Miguel Gil-García, Jesús Sánchez, Gabriel Vivas et Jon González. *Ultrasound-based structural health monitoring methodology employing active and passive techniques*. Engineering Failure Analysis, vol. 146, page 107077, Avril 2023. (Cité en page 11.)

- [Fendzi 2015] Claude Fendzi. *Structural Health Monitoring of Composite Structures : application to the Monitoring of Aeronautical Nacelles*. PhD thesis, Décembre 2015. (Cité en pages 2 et 161.)
- [Feng 2020] Tianyi Feng, Dimitrios Bekas et M. H. Ferri Aliabadi. *Active Health Monitoring of Thick Composite Structures by Embedded and Surface-Mounted Piezo Diagnostic Layer*. *Sensors*, vol. 20, no. 12, page 3410, Janvier 2020. Number : 12 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute. (Cité en pages 11, 23, 24, 28, 29, 94 et 162.)
- [Fialka 2016] Jiri Fialka, Petr Benes, Lenka Michlovska, Stanislav Klusacek, Stanislav Pikula, Premysl Dohnal et Zdenek Havranek. *Measurement of thermal depolarization effects in piezoelectric coefficients of soft PZT ceramics via the frequency and direct methods*. *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 36, no. 11, pages 2727–2738, Septembre 2016. (Cité en pages 23 et 50.)
- [Gallot 2012] Thomas Gallot, Stefan Catheline, Philippe Roux et Michel Campillo. *A passive inverse filter for Green's function retrieval*. *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 131, no. 1, pages EL21–27, Janvier 2012. (Cité en page 11.)
- [Güemes 2020] Alfredo Güemes, Antonio Fernandez-Lopez, Angel Renato Pozo et Julián Sierra-Pérez. *Structural Health Monitoring for Advanced Composite Structures : A Review*. *Journal of Composites Science*, vol. 4, no. 1, page 13, Mars 2020. Number : 1 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute. (Cité en page 11.)
- [Giakoumakis 2022] Georges Giakoumakis. *Imagerie de phase en rayons X haute résolution pour le contrôle non-destructif de matériaux composites*. These de doctorat, université Paris-Saclay, Juin 2022. (Cité en pages 10 et 161.)
- [Giurgiutiu 2005] Victor Giurgiutiu. *Tuned Lamb Wave Excitation and Detection with Piezoelectric Wafer Active Sensors for Structural Health Monitoring*. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 16, no. 4, pages 291–305, Avril 2005. (Cité en pages 24, 31, 33, 35, 36 et 162.)
- [Giurgiutiu 2011] Victor Giurgiutiu et Giola Santoni-Bottai. *Structural Health Monitoring of Composite Structures with Piezoelectric-Wafer Active Sensors*. *AIAA Journal*, vol. 49, no. 3, pages 565–581, Mars 2011. (Cité en page 37.)
- [Giurgiutiu 2014] Victor Giurgiutiu. *Structural Health Monitoring with Piezoelectric Wafer Active Sensors - 2nd Edition*. Elsevier édition, 2014. (Cité en pages 11, 16, 17, 18, 23, 32 et 33.)
- [Giurgiutiu 2015] Victor Giurgiutiu. *Structural Health Monitoring of Aerospace Composites*. Academic Press, Septembre 2015. (Cité en page 5.)
- [Gorgin 2020] Rahim Gorgin, Ying Luo et Zhanjun Wu. *Environmental and operational conditions effects on Lamb wave based structural health monitoring systems : A review*. *Ultrasonics*, vol. 105, page 106114, Juillet 2020. (Cité en pages 14 et 23.)
- [Guo 1993] N. Guo et P. Cawley. *The interaction of Lamb waves with delaminations in composite laminates*. *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 94, no. 4, pages 2240–2246, Octobre 1993. Publisher : Acoustical Society of America. (Cité en page 15.)
- [Gupta 2018] Saurabh Gupta et Prabhu Rajagopal. *Effect of ply orientation and through-thickness position of delamination on the reflection of fundamental symmetric S0 Lamb mode in GFRP composite plate structures*. *Ultrasonics*, vol. 90, pages 109–119, Novembre 2018. (Cité en page 15.)
- [Hervin 2022] Flora Hervin et Paul Fromme. *Anisotropy influence on guided wave scattering for composite structure monitoring*. *Structural Health Monitoring*, page 14759217221133284, Novembre 2022. Publisher : SAGE Publications. (Cité en page 92.)

- [Hexcel 2020] Hexcel. *DataSheet Hexcel Matériau Hexply M21*, 2020. (Cité en page 40.)
- [Huijjer 2021] Arnaud Huijjer, Christos Kassapoglou et Lotfollah Pahlavan. *Acoustic Emission Monitoring of Carbon Fibre Reinforced Composites with Embedded Sensors for In-Situ Damage Identification*. *Sensors*, vol. 21, no. 20, page 6926, Octobre 2021. (Cité en pages 8, 19, 24, 25 et 26.)
- [Jeong 1995] H. Jeong et D. K. Hsu. *Experimental analysis of porosity-induced ultrasonic attenuation and velocity change in carbon composites*. *Ultrasonics*, vol. 33, no. 3, pages 195–203, Mai 1995. (Cité en page 41.)
- [Jezzine 2006] Karim Jezzine. *Approche modale pour la simulation globale de contrôles non-destructifs par ondes élastiques guidées*. These de doctorat, Bordeaux 1, Janvier 2006. (Cité en page 30.)
- [Kapuria 2019] Santosh Kapuria, Bhabagrahi Natha Sharma et A. Arockiarajan. *Dynamic Shear-Lag Model for Stress Transfer in Piezoelectric Transducer Bonded to Plate*. *AIAA Journal*, vol. 57, no. 5, pages 2123–2133, 2019. Publisher : American Institute of Aeronautics and Astronautics _eprint : <https://doi.org/10.2514/1.J057681>. (Cité en page 33.)
- [Ke 2009] W. Ke, M. Castaings et C. Bacon. *3D finite element simulations of an air-coupled ultrasonic NDT system*. *NDT & E International*, vol. 42, no. 6, pages 524–533, Septembre 2009. (Cité en pages 100, 107 et 159.)
- [Kulkarni 2020] Pritam Kulkarni, Kiran D. Mali et Sandeep Singh. *An overview of the formation of fibre waviness and its effect on the mechanical performance of fibre reinforced polymer composites*. *Composites Part A : Applied Science and Manufacturing*, vol. 137, page 106013, Octobre 2020. (Cité en page 5.)
- [Kupsch 2020] A Kupsch, V Trappe, B R Müller et G Bruno. *Evolution of CFRP stress cracks observed by in-situ X-ray refractive imaging*. *IOP Conference Series : Materials Science and Engineering*, vol. 942, no. 1, page 012035, Octobre 2020. (Cité en page 8.)
- [Lamb 1917] Horace Lamb. *On waves in an elastic plate*. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, vol. 93, no. 648, pages 114–128, Janvier 1917. Publisher : Royal Society. (Cité en page 13.)
- [Lanzara 2009] Giulia Lanzara, Youngki Yoon, Yujun Kim et Fu-Kuo Chang. *Influence of Interface Degradation on the Performance of Piezoelectric Actuators*. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 20, no. 14, pages 1699–1710, Septembre 2009. Publisher : SAGE Publications Ltd STM. (Cité en page 23.)
- [Li 2005] Fa-Xin Li et Dai-Ning Fang. *Effects of electrical boundary conditions and poling approaches on the mechanical depolarization behavior of PZT ceramics*. *Acta Materialia*, vol. 53, no. 9, pages 2665–2673, Mai 2005. (Cité en page 42.)
- [Lin 2002] Mark Lin et Fu-Kuo Chang. *The manufacture of composite structures with a built-in network of piezoceramics*. *Composites Science and Technology*, vol. 62, no. 7, pages 919–939, Juin 2002. (Cité en pages 25, 26 et 162.)
- [Liu 2006] Ling Liu, Bo-Ming Zhang, Dian-Fu Wang et Zhan-Jun Wu. *Effects of cure cycles on void content and mechanical properties of composite laminates*. *Composite Structures*, vol. 73, no. 3, pages 303–309, Juin 2006. (Cité en pages 41 et 43.)
- [Liu 2023] Xuerong Liu, Yuanming Xu, Ning Li et Weifang Zhang. *Effect of piezoelectric sensor debonding failure on structural health monitoring system based on lamb wave signals*. *International Journal of Mechanics and Materials in Design*, vol. 19, no. 2, pages 285–298, Juin 2023. (Cité en page 23.)

- [Machado 2021] Miguel A. Machado, Kim-Niklas Antin, Luís S. Rosado, Pedro Vilaça et Telmo G. Santos. *High-speed inspection of delamination defects in unidirectional CFRP by non-contact eddy current testing*. Composites Part B : Engineering, vol. 224, page 109167, Novembre 2021. (Cité en page 8.)
- [Mall 2002] S. Mall. *Integrity of graphite/epoxy laminate embedded with piezoelectric sensor/actuator under monotonic and fatigue loads*. Smart Materials and Structures, vol. 11, no. 4, pages 527–533, Juillet 2002. Publisher : IOP Publishing. (Cité en pages 26, 27 et 162.)
- [Mei 2018] Hanfei Mei et Victor Giurgiutiu. *Effect of structural damping on the tuning between piezoelectric wafer active sensors and Lamb waves*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 29, no. 10, pages 2177–2191, Juin 2018. Publisher : SAGE Publications Ltd STM. (Cité en pages 12, 24, 36, 161 et 162.)
- [Meola 2015] C. Meola, S. Boccardi, G. M. Carlomagno, N. D. Boffa, E. Monaco et F. Ricci. *Nondestructive evaluation of carbon fibre reinforced composites with infrared thermography and ultrasonics*. Composite Structures, vol. 134, pages 845–853, Décembre 2015. (Cité en page 25.)
- [Mesnil 2019] Olivier Mesnil, Alexandre Imperiale, Edouard Demaldent et Bastien Chapuis. *Validation of spectral finite element simulation tools dedicated to guided wave based structure health monitoring*. AIP Conference Proceedings, vol. 2102, no. 1, page 050018, Mai 2019. Publisher : American Institute of Physics. (Cité en pages 31 et 121.)
- [Meyer 2019] Y. Meyer, R. Lachat et G. Akhras. *A review of manufacturing techniques of smart composite structures with embedded bulk piezoelectric transducers*. Smart Materials and Structures, vol. 28, no. 5, page 053001, Avril 2019. Publisher : IOP Publishing. (Cité en pages 23 et 26.)
- [Michaels 2007] Jennifer E. Michaels et Thomas E. Michaels. *Damage Localization in Inhomogeneous Plates Using a Sparse Array of Ultrasonic Transducers*. AIP Conference Proceedings, vol. 894, no. 1, pages 846–853, Mars 2007. (Cité en page 12.)
- [Moll 2012] Jochen Moll, Mikhail V. Golub, Evgeny Glushkov, Natalia Glushkova et Claus-Peter Fritzen. *Non-axisymmetric Lamb wave excitation by piezoelectric wafer active sensors*. Sensors and Actuators A : Physical, vol. 174, pages 173–180, Février 2012. (Cité en pages 23 et 87.)
- [Monnier 2001] Thomas Monnier. *Ondes de Lamb dans les milieux stratifiés : application à la surveillance in situ et en temps réel de l'endommagement de structures composites*. page 207, 2001. (Cité en pages 43, 104 et 154.)
- [Moulin 1997] Emmanuel Moulin, Jamal Assaad, Christophe Delebarre, Henri Kaczmarek et Daniel Balageas. *Piezoelectric transducer embedded in a composite plate : Application to Lamb wave generation*. Journal of Applied Physics, vol. 82, no. 5, pages 2049–2055, Septembre 1997. Publisher : American Institute of Physics. (Cité en pages 26, 28 et 162.)
- [Mueller 2017] Inka Mueller et Claus-Peter Fritzen. *Inspection of Piezoceramic Transducers Used for Structural Health Monitoring*. Materials, vol. 10, no. 1, page 71, Janvier 2017. (Cité en pages 8, 9, 19, 21, 22, 68, 69, 70, 161 et 162.)
- [Mulligan 2013] Kyle R Mulligan, Nicolas Quaegebeur, Pierre-Claude Ostiguy, Patrice Masson et Sylvain L tourneau. *Comparison of metrics to monitor and compensate for piezoceramic debonding in structural health monitoring*. Structural Health Monitoring, vol. 12, no. 2, pages 153–168, Mars 2013. Publisher : SAGE Publications. (Cité en page 23.)
- [Nader 2004] Gilder Nader, Emilio Carlos, Nelli Silva et Julio Adamowski. *Effective Damping Value of Piezoelectric Transducer Determined by Experimental Techniques and Numerical Analysis*. vol. 1, Janvier 2004. (Cité en page 99.)

- [Ng 2011] Ching-Tai Ng et Martin Veidt. *Scattering of the fundamental anti-symmetric Lamb wave at delaminations in composite laminates*. The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 129, no. 3, pages 1288–1296, Mars 2011. (Cité en page 15.)
- [Ng 2012] C. T. Ng, M. Veidt, L. R. F. Rose et C. H. Wang. *Analytical and finite element prediction of Lamb wave scattering at delaminations in quasi-isotropic composite laminates*. Journal of Sound and Vibration, vol. 331, no. 22, pages 4870–4883, Octobre 2012. (Cité en pages 16 et 48.)
- [Olivier 2007] Philippe A. Olivier, Benoît Mascaro, Philippe Margueres et Francis Collombet. *CFRP with voids : ultrasonic characterization of localized porosity, acceptance criteria and mechanical characteristics*. In Proceedings of ICCM, volume 16, 2007. (Cité en pages 5 et 43.)
- [Ostiguy 2015] Pierre-Claude Ostiguy, Nicolas Quaegebeur, Maxime Bilodeau et Patrice Masson. *Semi-analytical modelling of guided waves generation on composite structures using circular piezoceramics*. In Health Monitoring of Structural and Biological Systems 2015, volume 9438, pages 123–136. SPIE, Mars 2015. (Cité en pages 34, 121, 124, 137 et 162.)
- [Paradies 2000] Rolf Paradies et Martin Ruge. *In situ fabrication of active fibre reinforced structures with integrated piezoelectric actuators*. Smart Materials and Structures, vol. 9, no. 2, pages 220–225, Avril 2000. Publisher : IOP Publishing. (Cité en pages 25 et 61.)
- [Park 2006] Gyuhae Park, Charles R. Farrar, Francesco Lanza di Scalea et Stefano Coccia. *Performance assessment and validation of piezoelectric active-sensors in structural health monitoring*. Smart Materials and Structures, vol. 15, no. 6, pages 1673–1683, Octobre 2006. Publisher : IOP Publishing. (Cité en page 20.)
- [Park 2009] Seunghee Park, Gyuhae Park, Chung-Bang Yun et Charles R. Farrar. *Sensor Self-diagnosis Using a Modified Impedance Model for Active Sensing-based Structural Health Monitoring*. Structural Health Monitoring, vol. 8, no. 1, pages 71–82, Janvier 2009. (Cité en pages 21, 72 et 161.)
- [Piezotech 2020] Arkema Piezotech. *Piezoelectric Materials | P(VDF-TRFE) | Arkema Piezotech*, 2020. (Cité en page 23.)
- [Polytec 2020] Polytec. *Structural Health Monitoring Using Lamb Wave Testing*, 2020. (Cité en pages 8 et 161.)
- [Qing 2006] Xinlin P. Qing, Hian-Leng Chan, Shawn J. Beard, Teng K. Ooi et Stephen A. Marotta. *Effect of adhesive on the performance of piezoelectric elements used to monitor structural health*. International Journal of Adhesion and Adhesives, vol. 26, no. 8, pages 622–628, Décembre 2006. (Cité en page 23.)
- [Radzienski 2019] Maciej Radzienski, Pawel Kudela, Alessandro Marzani, Luca De Marchi et Wieslaw Ostachowicz. *Damage Identification in Various Types of Composite Plates Using Guided Waves Excited by a Piezoelectric Transducer and Measured by a Laser Vibrometer*. Sensors, vol. 19, page 1958, Avril 2019. (Cité en pages 8, 9 et 161.)
- [Raghavan 2005] Ajay Raghavan et Carlos E. S. Cesnik. *Finite-dimensional piezoelectric transducer modeling for guided wave based structural health monitoring*. Smart Materials and Structures, vol. 14, no. 6, page 1448, Novembre 2005. (Cité en pages 35, 36, 51 et 162.)
- [Ren 2018] Baiyang Ren et Cliff J. Lissenden. *Modeling guided wave excitation in plates with surface mounted piezoelectric elements : coupled physics and normal mode expansion*. Smart Materials and Structures, vol. 27, no. 4, page 045014, Mars 2018. Publisher : IOP Publishing. (Cité en pages 36 et 83.)

- [Roche 2022] Jean-Michel Roche, Ludovic Gavérina et Pierre Beauchêne. *Contribution of IR thermography to assess lightning-strike impact resistance of carbon fiber composite materials*. In QIRT 2022 -16th Quantitative InfraRed Thermography Conference, Paris, France, Juillet 2022. (Cité en pages 7 et 161.)
- [Rothberg 2017] S. J. Rothberg, M. S. Allen, P. Castellini, D. Di Maio, J. J. J. Dirckx, D. J. Ewins, B. J. Halkon, P. Muyschondt, N. Paone, T. Ryan, H. Steger, E. P. Tomasini, S. Vanlanduit et J. F. Vignola. *An international review of laser Doppler vibrometry : Making light work of vibration measurement*. Optics and Lasers in Engineering, vol. 99, pages 11–22, Décembre 2017. (Cité en page 8.)
- [Royer 2001] Daniel Royer et Eugène Dieulesaint. *Acoustique - Propagation dans un solide*. page 19, 2001. (Cité en pages 14 et 161.)
- [Royer 2021] Daniel Royer et Tony Valier-Brasier. Ondes élastiques dans les solides 1 : Propagation. ISTE Group, Juin 2021. Google-Books-ID : aCo0EAAAQBAJ. (Cité en page 14.)
- [Salas 2009] K. I. Salas et C. E. S. Cesnik. *Guided wave structural health monitoring using CLoVER transducers in composite materials*. Smart Materials and Structures, vol. 19, no. 1, page 015014, Novembre 2009. Publisher : IOP Publishing. (Cité en page 44.)
- [Salmanpour 2016] Mohammad Saleh Salmanpour, Zahra Sharif Khodaei et Mohammad Hossein Aliabadi. *Airborne Transducer Integrity under Operational Environment for Structural Health Monitoring*. Sensors, vol. 16, no. 12, page 2110, Décembre 2016. Number : 12 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute. (Cité en page 23.)
- [Santoni 2007] Giola B. Santoni, Lingyu Yu, Buli Xu et Victor Giurgiutiu. *Lamb Wave-Mode Tuning of Piezoelectric Wafer Active Sensors for Structural Health Monitoring*. Journal of Vibration and Acoustics, vol. 129, no. 6, pages 752–762, Février 2007. (Cité en page 36.)
- [Serey 2018] Valentin Serey. *Sélectivité modale d’ondes ultrasonores dans des guides d’ondes de section finie à l’aide d’éléments piézoélectriques intégrés pour le SHM*. These de doctorat, Bordeaux, Décembre 2018. (Cité en pages 100, 107 et 159.)
- [Sha 2021] Gaofeng Sha et Cliff J. Lissenden. *Modeling Magnetostrictive Transducers for Structural Health Monitoring : Ultrasonic Guided Wave Generation and Reception*. Sensors, vol. 21, no. 23, page 7971, Janvier 2021. Number : 23 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute. (Cité en page 71.)
- [Shah 1982] A.H. Shah et S.K. Datta. *Harmonic waves in a periodically laminated medium*. International Journal of Solids and Structures, vol. 18, no. 5, pages 397–410, 1982. (Cité en pages 30 et 45.)
- [Sharma 2022] Sanjay Sharma. *Performance Demonstration of Guided Waves based Structural Health Monitoring system for Aerospace Application*. These de doctorat, université Paris-Saclay, Octobre 2022. (Cité en pages 33 et 140.)
- [Shevtsova 2019] Maria Shevtsova, Evgenia Kirillova, Eugeny Rozhkov, Valery Chebanenko, Sergey Shevtsov, Jiing Kae Wu et Shun Hsyung Chang. *Piezoelectric Based Lamb Waves Generation and Propagation in Orthotropic CFRP Plates : II. Influence of Interfacial Stress Distribution*. Materials Science Forum, vol. 962, pages 227–235, 2019. Conference Name : Advanced Materials and Processing Technologies ISBN : 9783035714166 Publisher : Trans Tech Publications Ltd. (Cité en pages 35, 121, 124 et 162.)
- [Shi 2017] Yu Shi et Constantinos Soutis. *Modelling low velocity impact induced damage in composite laminates*. Mechanics of Advanced Materials and Modern Processes, vol. 3, page 14, Juillet 2017. (Cité en pages 10 et 161.)

- [Soutis 2005] C. Soutis. *Fibre reinforced composites in aircraft construction*. Progress in Aerospace Sciences, vol. 41, no. 2, pages 143–151, Février 2005. (Cité en page 2.)
- [Su 2006a] Zhongqing Su, Xiaoming Wang, Zhiping Chen, Lin Ye et Dong Wang. *Abuilt-inactive sensor network for health monitoring of composite structures*. Smart Materials and Structures, vol. 15, no. 6, pages 1939–1949, Novembre 2006. Publisher : IOP Publishing. (Cité en pages 11 et 25.)
- [Su 2006b] Zhongqing Su, Lin Ye et Ye Lu. *Guided Lamb waves for identification of damage in composite structures : A review*. Journal of Sound and Vibration, vol. 295, no. 3, pages 753–780, Août 2006. (Cité en page 8.)
- [Taupin 2011] L. Taupin, A. Lhémy et G. Inquiétude. *A detailed study of guided wave propagation in a viscoelastic multilayered anisotropic plate*. Journal of Physics : Conference Series, vol. 269, no. 1, page 012002, Janvier 2011. (Cité en page 15.)
- [Tenreiro 2022] A Francisco G Tenreiro, António M Lopes et Lucas FM da Silva. *A review of structural health monitoring of bonded structures using electromechanical impedance spectroscopy*. Structural Health Monitoring, vol. 21, no. 2, pages 228–249, Mars 2022. (Cité en page 18.)
- [Tian 2014] Zhenhua Tian et Lingyu Yu. *Lamb wave frequency–wavenumber analysis and decomposition*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 25, no. 9, pages 1107–1123, Juin 2014. Publisher : SAGE Publications Ltd STM. (Cité en pages 8, 9 et 161.)
- [Tuloup 2019] Corentin Tuloup, Walid Harizi, Zoheir Aboura, Yann Meyer, Kamel Khellil et Rémy Lachat. *On the manufacturing, integration, and wiring techniques of in situ piezoelectric devices for the manufacturing and structural health monitoring of polymer–matrix composites : A literature review*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 30, no. 16, pages 2351–2381, Septembre 2019. Publisher : SAGE Publications Ltd STM. (Cité en page 16.)
- [Tuloup 2020] C. Tuloup, W. Harizi, Z. Aboura et Y. Meyer. *Integration of piezoelectric transducers (PZT and PVDF) within polymer–matrix composites for structural health monitoring applications : new success and challenges*. International Journal of Smart and Nano Materials, vol. 11, no. 4, pages 343–369, Octobre 2020. Publisher : Taylor & Francis _eprint : <https://doi.org/10.1080/19475411.2020.1830196>. (Cité en page 17.)
- [Wade 1914] Herbert T. Wade. *The New Coolidge Roentgen Ray Tube*. Scientific American, vol. 110, no. 8, pages 157–171, 1914. Publisher : Scientific American, a division of Nature America, Inc. (Cité en pages 10 et 161.)
- [Wang 2022] Bocheng Wang, Pengju He, Yingnan Kang, Jiabin Jia, Xin Liu et Nan Li. *Ultrasonic Testing of Carbon Fiber-Reinforced Polymer Composites*. Journal of Sensors, vol. 2022, page e5462237, Juin 2022. Publisher : Hindawi. (Cité en pages 7 et 161.)
- [Willberg 2015] C. Willberg, S. Duczek, J. M. Vivar-Perez et Z. A. B. Ahmad. *Simulation Methods for Guided Wave-Based Structural Health Monitoring : A Review*. Applied Mechanics Reviews, vol. 67, no. 1, Janvier 2015. (Cité en page 30.)
- [Yang 1993] S. M. Yang et J. W. Chiu. *Smart structures — vibration of composites with piezoelectric materials*. Composite Structures, vol. 25, no. 1, pages 381–386, Janvier 1993. (Cité en page 25.)
- [Yang 2022] Fu Yang, Wenhao Chen, Shunxin Li, Tangjiali Chen, Yanyu Lu et Ping Zhong. *Research on a defect detection method on carbon composite laminates based on digital shearography*. Journal of Optical Technology, vol. 89, no. 4, pages 236–242, Avril 2022. Publisher : S.I. Vavilov Optical Institute. (Cité en page 8.)

- [Yoo 2014] Sanghyun Yoo, Akbar Afaghi Khatibi et Everson Kandare. *Durability of Embedded PZTs in Structural Health Monitoring Systems under Cyclic Loading*. Advanced Materials Research, vol. 891-892, pages 1255–1260, 2014. Conference Name : 11th International Fatigue Congress ISBN : 9783038350088 Publisher : Trans Tech Publications Ltd. (Cité en pages 19, 24 et 25.)
- [Zarei 2024] Alireza Zarei et Srikanth Pilla. *Laser ultrasonics for nondestructive testing of composite materials and structures : A review*. Ultrasonics, vol. 136, page 107163, Janvier 2024. (Cité en page 8.)
- [Zeng 2022] Xianping Zeng, Xiao Liu, Jiajia Yan, Yinghong Yu, Bowen Zhao et Xinlin Qing. *Lamb wave-based damage localization and quantification algorithms for CFRP composite structures*. Composite Structures, vol. 295, page 115849, Septembre 2022. (Cité en page 12.)
- [Zhang 2022] Yaowen Zhang, Linsheng Huo, Ying He et Jing Zhao. *Admittance signature of piezoceramic transducers bonded on different materials*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, page 1045389X221128579, Novembre 2022. Publisher : SAGE Publications Ltd STM. (Cité en pages 18 et 72.)
- [Zhao 2007] Xiaoliang Zhao, Huidong Gao, Guangfan Zhang, Bulent Ayhan, Fei Yan, Chiman Kwan et Joseph L. Rose. *Active health monitoring of an aircraft wing with embedded piezoelectric sensor/actuator network : I. Defect detection, localization and growth monitoring*. Smart Materials and Structures, vol. 16, no. 4, pages 1208–1217, Juin 2007. Publisher : IOP Publishing. (Cité en page 12.)
- [Zhu 2020] Kaige Zhu, Xinlin P. Qing, Bin Liu et Tiren He. *A passive localization method for stiffened composite structures with a parameterized laminate model*. Journal of Sound and Vibration, vol. 489, page 115683, Décembre 2020. (Cité en page 11.)

Etude de l'intégration de transducteurs piézoélectriques à cœur de matériaux composite de type aéronautique pour le contrôle santé intégré par ondes de Lamb

Résumé : Des systèmes CSI sont actuellement à l'étude pour vérifier l'intégrité des matériaux composites des avions. Ils permettent d'optimiser la maintenance, en donnant la possibilité de suivre l'état des structures en temps réel ou de contrôler ponctuellement des pièces difficiles d'accès par les méthodes de CND courantes. Les matériaux composites offrent la possibilité d'intégrer un système CSI directement à cœur du matériau. De cette façon, l'instrumentation est protégée de l'environnement et les problématiques de collage en surface sont résolues. L'objectif de cette thèse est de déterminer les effets de l'intégration de transducteurs ultrasonores piézoélectriques à cœur d'un composite PRFC stratifié de type aéronautique sur leur comportement en émission et en réception afin de montrer les avantages et inconvénients d'une telle intégration à cœur pour le monitoring de ces structures par ondes de Lamb. Les transducteurs PZT minces se sont révélés être les transducteurs les plus adaptés à l'intégration, car ils supportent les conditions d'élaboration d'un composite de structures aéronautiques élaboré en autoclave (7 bar et 180 °C) et sont capables d'émettre et de recevoir des ondes guidées se propageant dans les plaques. La méthode d'intégration a été adaptée pour préserver l'intégrité des PZT et optimiser leur capacité d'émission d'ondes dans un composite. A cette occasion, la capacité des mesures d'impédance électromécanique à vérifier rapidement l'efficacité de la mise en œuvre de l'intégration a été validée. La caractérisation du champ d'onde qA_0 a été réalisée expérimentalement, grâce aux déplacements hors plan mesurés avec un vibromètre laser suite à l'excitation de disques PZT intégrés à des fréquences comprises entre 30 et 200 kHz. La capacité du PZT intégré à détecter un défaut simulé de type aimant a aussi été étudiée en essai d'émission-réception et a été comparée avec le comportement de PZT couplés en surface de composite. Une étude par modélisation fréquentielle multiphysique a ensuite été réalisée afin de mettre en évidence les phénomènes physiques mis en jeu par l'intégration d'un PZT à cœur de composite. Ainsi, la direction des plis en contact du PZT intégré, la profondeur d'intégration et le couplage du PZT au composite influent sur le mécanisme de transduction ultrasonore. De plus, les contraintes induites par l'actionneur PZT ne permettent pas d'être simplifiées sous forme d'un modèle de type pin-force habituellement utilisé comme chargement d'un PZT en surface de matériau isotrope. En effet, les contraintes induites localement par l'excitation du PZT intégré ne sont pas radiales et dépendent de l'électrode du PZT considérée ainsi que des fréquences de génération d'ondes.

Mots clés : Contrôle Non-Destructif (CND), Contrôle Santé Intégré (CSI), composite en polymère renforcé de fibres de carbone (PRFC) stratifié, disques minces intégrés en Titano-Zirconate de Plomb (PZT), ondes de Lamb, mode quasi-antisymétrique d'ordre 0 (qA_0), impédance électromécanique

Integration study of piezoelectric transducers into aeronautical composite material for structural health monitoring with Lamb waves

Abstract : SHM systems are currently being developed to check the integrity of aircraft composite materials. These systems will help optimize maintenance by enabling real-time monitoring of structural condition, or spot-checking of parts that are difficult to access using conventional NDT methods. Composite materials offer the possibility of integrating a SHM system directly into the material. In this way, the instrumentation is protected from the environment and surface bonding issues are resolved. The aim of this thesis is to determine the effects of integrating piezoelectric transducers into the core of an aeronautical laminated CFRP composite on their Lamb-wave emission and reception abilities, in order to demonstrate the advantages and disadvantages for the design of a defect detection SHM system. Thin PZT transducers proved to be the most suitable ones for integration, as they can withstand the processing conditions of an autoclave-processed composite (7 bar and 180 °C). They are also capable of transmitting and receiving guided waves, which are propagating in the plates. Moreover, the integration method was adapted to preserve the integrity of the PZTs and to optimize their ability to transmit waves in a composite. In order to assess the effectiveness of the integration, electromechanical impedance measurements were made a fast checking process. Characterization of qA0 mode wavefield transmitted by embedded PZT was carried out experimentally. Surface-bonded and embedded PZT were excited at frequencies between 30 and 200 kHz, while out-of-plane displacements were measured with a laser vibrometer. The ability of the embedded PZT to detect a simulated magnet-type defect was also studied in pitch-catch tests, and was compared with the behavior of surface-bonded PZT to the composite surface. A dynamic finite element modelling study was then conducted to highlight the physical phenomena induced by the integration of a PZT in the composite core. The direction of the plies in contact with the embedded PZT, the depth of integration and the coupling of the PZT with the composite are influencing the ultrasonic transduction mechanism. Furthermore, it appears that the stresses induced by the PZT actuator cannot be simplified by the pin-force model usually used to load a PZT on an isotropic material surface in flaw detection models. These stresses are not radially oriented and depend on the PZT electrode considered, as well as on the wave generation frequencies.

Keywords : Non-Destructive Testing (NDT), Structural Health Monitoring (SHM), composite laminate in Carbon Fiber Reinforced Polymer (CFRP), thin embedded Lead Zirconate Titanate (LZT) disk, Lamb waves, zero order of quasi-antisymmetric (qA0) mode, ElectroMechanical Impedance (EMI)
