



**République algérienne démocratique et populaire**  
**Ministère de l'enseignement supérieur**  
**et de la recherche scientifique**  
**Université des frères Mentouri Constantine 1**  
**Faculté des sciences et de technologie**  
**Département d'électronique**



N° d'ordre : 150/05/2019  
Série : 03/Ele/2019

**Thèse**

*Présentée en vue de l'obtention du grade de Docteur en Sciences*  
*En Electronique*

*Spécialité : Système Microélectronique*

Par  
Merdjana Toufik

**Thème**

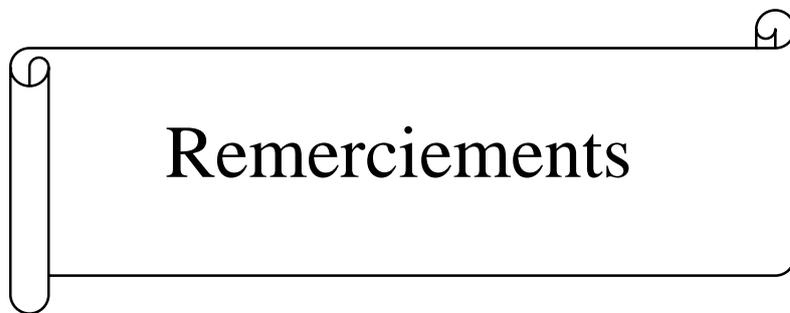
**Modélisation Non Linéaire des Transducteurs**  
**Ultrasonores et Applications**



Devant le jury :

M <sup>er</sup> Mohamed Bouchmat	Professeur	Université Constantine 1	Président
M <sup>er</sup> Abdelhafid Chaabi	Professeur	Université Constantine 1	Rapporteur
M <sup>elle</sup> Warda Barkat	Professeur	Université Constantine 1	Examinatrice
M <sup>er</sup> Ramdane Mahamdi	Professeur	Université de Batna 2	Examinateur
M <sup>er</sup> Noredine Brihi	Professeur	Université de Jijel	Examinateur

Soutenu le : 30/09/2019

A decorative scroll-like frame with a black outline and small circular details at the top and bottom corners, resembling a rolled-up document. The word "Remerciements" is centered within the frame.

Remerciements

# REMERCIEMENTS

*Je tiens à remercier tout d'abord dieu le tout puissant qui m'a donné durant toutes ces années la santé, le courage et la foi en moi-même pour arriver à ce jour.*

*J'exprime ma gratitude à Mr A. Chaabi qui a suivi de près ce travail et a accepté d'en être rapporteur. Je le dois vraiment beaucoup de respect.*

*Je tiens à remercier très sincèrement Mr M. Bouchemat professeur à l'université de Constantine 1 d'avoir bien voulu accepter de présider le jury de cette thèse.*

*Mes remerciements les plus sincères sont adressés à M<sup>el</sup> W. Barkat professeur à l'université 1 de Constantine , Mr R. Mehamdi professeur à l'université de Batna ainsi que Mr N. Brihi professeur à l'université de Jijel pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptent de faire partie du jury de cette thèse.*

*Je remercie également Melle Hamouy Hajar de son aide pour la réalisation de ce travail Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribués de près ou de loin l'élaboration de ce travail. .*

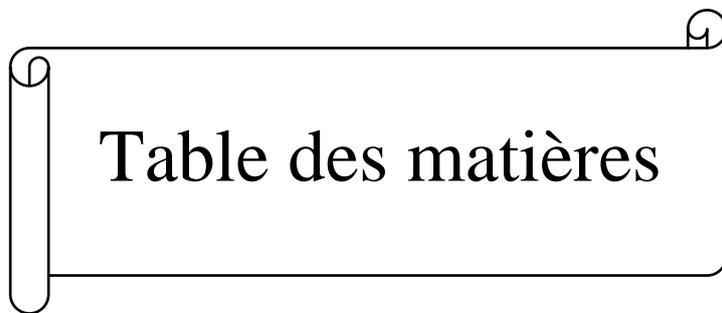


Table des matières

# Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	01
----------------------------	----

## CHAPITRE I

### Piézoélectricité et matériaux piézoélectriques

I.1 Introduction.....	05
I.2 Piézoélectricité.....	05
I.2.1 Définition.....	05
I.2.2 Equations de la piézoélectricité.....	08
I.2.2.1 Equations d'état.....	08
I.2.2.2 Définition des constantes piézoélectriques.....	09
I.2.3 Coefficients caractéristique de la piézoélectricité.....	09
I.2.3.1 Modes de déformation d'un échantillon piézoélectrique.....	09
I.2.3.2 Coefficient de couplage électromécanique.....	10
I.3 Ferroélectricité.....	11
I.3.1 Polarisaison.....	11
I.3.2 Température de Curie et transition de phase.....	12
I.4 Matériaux piézoélectriques.....	12
I.4.1 Monocristaux (Quartz et Niobate de lithium).....	13
I.4.2 Céramiques massives.....	13
I.4.3 Polymères piézoélectriques.....	15
I.3.4 Piézocomposites.....	16
I.5 Les applications de l'effet piézoélectrique.....	17
I.6 Conclusion.....	18

## CHAPITRE II

### Principe des ultrasons et applications

II.1 Introduction.....	19
II.2 Les ultrasons.....	19
II.2.1 Principe.....	19
II.2.2 Physique des ultrasons.....	20
II.2.2.1 Propagation des ondes ultrasonores dans l'air.....	21
II.2.2.2 Réflexion et réfraction des ondes ultrasonores.....	22
II.2.3 Propagation des ondes ultrasonores dans les matériaux anisotrope.....	24
II.2.3.1 Comportement des ultrasons dans les matériaux anisotropes.....	24
II.2.3.2 Equation de propagation.....	25
II.3 Les applications des systèmes ultrasonores.....	29
II.4 Conclusion.....	31

## CHAPITRE III

### Transducteurs piézoélectriques et outils de simulation

III.1 Introduction.....	32
III.2 Transducteur piézoélectrique.....	32

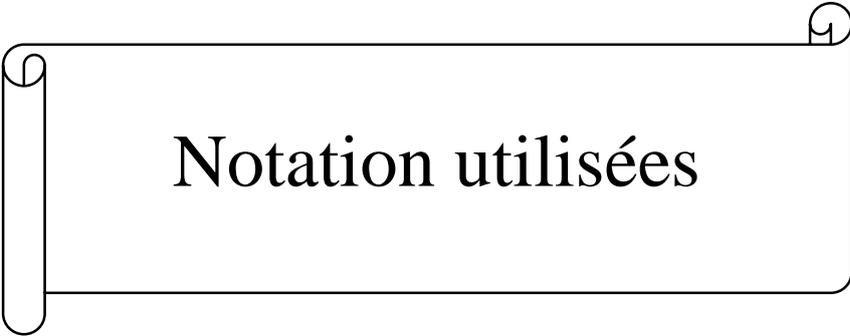
III.2.1 Définition.....	32
III.2.2 Principe.....	33
III.2.3 Système ultrasonore pulse-écho.....	33
III.3 Le transducteur comme un élément à trois ports.....	34
III.3.1 Impédance électrique d'entrée du transducteur.....	38
III.4 Présentation des modèles d'un transducteur piézoélectrique.....	39
III.4.1 Modèle électrique de Mason.....	40
III.4.2 Modèle électrique de Redwood.....	42
III.4.3 Modelé électrique de KLM.....	43
III.4.4 Modelé électrique de Leach.....	44
III.5 L'excitation électrique du transducteur piézoélectrique.....	45
III.6 L'adaptation dans un transducteur piézoélectrique.....	48
III.6.1 L'adaptation d'impédance électrique.....	48
III.6.2 L'adaptation mécanique de l'onde arrière.....	49
III.6.3 L'adaptation mécanique entre le milieu et le transducteur.....	50
III.7 Réponse du transducteur à une excitation impulsionnelle.....	51
III.7.1 Impédance électrique d'un transducteur piézoélectrique.....	53
III.8 Outils de simulations.....	53
III.8.1 Le simulateur électrique Spice.....	54
III.8.1.1 Description générale.....	54
III.8.1.2 Limitations de Spice.....	55
III.8.2 Brève présentation du langage VHDL-AMS.....	55
III.8.2.1 Description générale.....	55
III.8.2.2 Exemple de description d'un transducteur en VHDL-AMS.....	56
III.9 Conclusion.....	60

## CHAPITRE IV

### Modélisation et simulation des transducteurs piézoélectriques

IV.1 Introduction.....	61
IV.2 Aspect théorique d'un transducteur ultrasonore.....	61
IV.2.1 Introduction à la piézoélectricité d'un disque en céramique.....	61
IV.2.2 Le transducteur comme un système à trois ports.....	62
IV.3 Modélisation linéaire du transducteur ultrasonore.....	65
IV.3.1 Description de la structure d'un transducteur ultrasonore.....	65
IV.3.2 Schéma électrique équivalent.....	66
IV.3.3 Modélisation du transformateur électro-acoustique.....	67
IV.3.3.1 Modélisation avec Pspice.....	67
IV.3.3.2 Modélisation avec le langage VHDL-AMS.....	68
IV.3.4 Modélisation de la ligne de transmission.....	69
IV.3.4.1 schéma équivalent d'une ligne de transmission.....	69
IV.3.4.2 Déclaration de la ligne de transmission sous Pspice.....	70
IV.3.4.3 Modélisation de la ligne par VHDL-AMS.....	71
IV.3.5 Modélisation du milieu de propagation.....	72
IV.3.5.1 Modélisation de la propagation linéaire en VHDL-AMS.....	72
IV.4 Simulation du transducteur ultrasonore.....	73
IV.4.1 Principe de mesure en mode pulse-écho.....	73
IV.4.2 Circuit mis en œuvre pour la simulation.....	74
IV.4.2.1 La couche piézoélectrique.....	75

IV.4.2.2 Le milieu avant.....	75
IV.4.2.3 Le milieu arrière .....	76
IV.4.2.4 L'adaptation d'impédance.....	76
IV.4.2.5 L'excitation.....	76
IV.4.3 Simulation temporelle.....	77
IV.4.4 Simulation fréquentielle.....	79
IV.4.4.1 Etude de l'impédance électrique d'entrée du transducteur .....	79
IV.4.4.2 Le module d'impédance électrique du transducteur.....	81
IV.4.5 Influence des différents facteurs sur l'impédance du transducteur....	82
IV.4.5.1 Influence du milieu de propagation sur de l'impédance.....	82
IV.4.5.2 Influence de facteur de couplage.....	84
IV.4.5.3 Influence des pertes électriques.....	85
IV.4.6 Effet de l'épaisseur du milieu de propagation.....	85
IV.4.7 Sensibilité du transducteur à l'amplitude d'excitation.....	86
IV.5 Modélisation non linéaire des transducteurs ultrasonores.....	87
IV.5.1 Théorie de l'acoustique non linéaire.....	88
IV.5.1.1 Equation de propagation en acoustique non linéaire.....	88
IV.5.1.2 Propagation dans un milieu non dissipatif.....	89
IV.5.2 Modélisation de la propagation non linéaire dans un milieu.....	90
IV.5.3 Principe du système de mesure pour une propagation non linéaire...	91
IV.5.4 Simulations et analyse.....	92
IV.5.4.1 Etude de la réponse du transducteur.....	93
IV.5.4.2 Etude de l'impédance électrique du transducteur.....	94
IV.6 Applications des transducteurs ultrasonores en imagerie médicale.....	95
IV.6.1 Principe de l'imagerie ultrasonore.....	96
IV.6.2 Transducteur ultrasonore et focalisation.....	98
IV.6.3 Transducteur hybride multifréquence.....	98
IV.6.4 Modèle équivalent de KLM en mode épaisseur.....	100
IV.6.5 Circuit pour la simulation en VHDL-AMS.....	101
IV.7 Conclusion.....	103
Conclusion Générale.....	104
Annexe A.....	107
Annexe B.....	111
Annexe C.....	112
Bibliographie.....	114



Notation utilisées

# NOTATIONS UTILISÉES

- $E$**  : Champ électrique (V/m)  
 **$D$**  : Déplacement électrique (C/m<sup>2</sup>)  
 **$T$**  : Contrainte (N/m<sup>2</sup>)  
 **$F$**  : Force (N)  
 **$Z_C$**  : Impédance acoustique (Kg/m<sup>2</sup>s)  
 **$Z_0$**  : Impédance acoustique caractéristique (Kg/m<sup>2</sup>s)  
 **$v_a$**  : Célérité acoustique (m/s)  
 **$A$**  : Air de la surface active (m<sup>2</sup>)  
 **$P$**  : Moment dipolaire (C/m<sup>2</sup>)  
 **$s$**  : Souplesse (m<sup>2</sup>/N)  
 **$c$**  : Rigidité élastique (N/m<sup>2</sup>)  
 **$d$**  : Constante de charge (C/N)  
 **$e$**  : Coefficient piézoélectrique (C/m<sup>2</sup>)  
 **$h$**  : Constante piézoélectrique (N/C)  
 **$g$**  : Constante de tension (m<sup>2</sup>/C)  
 **$f_0$**  : Fréquence de résonance (HZ)  
 **$\epsilon$**  : Permittivité électrique (F/m)  
 **$Td$**  : Temps de retard (s)  
 **$R_e$**  : Pertes électriques ( $\Omega$ )  
 **$S$**  : Déformation (sans dimension)  
 **$\beta$**  : Constante de propagation (sans dimension)  
 **$Q$**  : Facteur de qualité (sans dimension)  
 **$K$**  : Facteur de couplage électromécanique (sans dimension)  
 **$K_t$**  : Facteur de couplage en mode épaisseur (sans dimension)  
 **$\tan \delta_e$**  : Facteur de perte électrique (sans dimension)  
 **$\tan \delta_m$**  : Facteur de perte mécanique (sans dimension)  
 **$\rho$**  : Masse volumique du milieu (densité) (Kg/m<sup>3</sup>)  
 **$\rho_0$**  : Masse volumique à l'équilibre (Kg/m<sup>3</sup>)  
 **$co$**  : Célérité ou vitesse de phase de propagation (m/s)  
 **$c$**  : Célérité d'une onde d'amplitude infinitésimale (m/s)  
 **$\alpha$**  : Coefficient d'absorption du milieu (Np/m)  
 **$\alpha_0$**  : Coefficient d'absorption caractéristique (Np/m.Hz)  
 **$q$**  : Coefficient caractéristique du milieu (sans dimension)  
 **$\alpha_1, \alpha_2$**  : Coefficients d'absorption aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  (Np/m)  
 **$f_1, f_2$**  : Fréquence du fondamental et du second harmonique (Hz)  
 **$u$**  : Vitesse de vibration des particules du milieu (vitesse particulière) (m/s)  
 **$U_0$**  : Amplitude de la vitesse particulière à la source (m/s)  
 **$p$**  : Pression acoustique dans le milieu (Pa)  
 **$p_0$**  : Pression dans le milieu au repos (Pa)  
 **$p_o$**  : Amplitude de la pression à la source (Pa)  
 **$s$**  : Entropie massique (J/Kg.K)

$s_0$  :  $s$  au repos (J/Kg.K)

$T$  : Température du milieu (K)

$B/A$  : Paramètre de non linéarité acoustique du milieu (sans dimension)

$\beta = 1 + B/2A$  : Autre paramètre de non linéarité (sans dimension)

$\gamma = C_p/C_v$  : Paramètre de non linéarité acoustique pour un gaz (sans dimension)

$K = \omega/c_0$  : Nombre d'onde ( $m^{-1}$ )

$K' = K + j.\alpha$  : Nombre d'onde complexe ( $m^{-1}$ )

$\lambda = c/f$  : Longueur d'onde (m)

$\omega$  : Pulsation (rd/s)

$\phi$  : Potentiel des vitesses ( $m^2/s$ )

$D$  : Coefficient de diffusion du son ( $m^2/s$ )

$z$  : Coefficient de diffusion du son (m)

$\tau = t - z/c_0$  : Temps retardé (s)

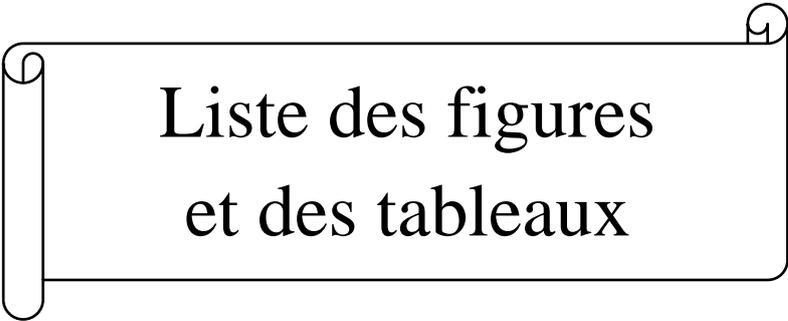
$Mo = U_0/c_0$  : Nombre de Mach à la source (sans dimension)

$I$  : Intensité acoustique moyenne ( $W/m^2$ )

$I_D$  : Distance de discontinuité (m)

$\sigma = z/I_D$  : Abscisse normalisée (sans dimension)

$Re_D$  : Nombre acoustique de Reynolds (sans dimension)



Liste des figures  
et des tableaux

# Liste des figures

- Figure I.1 : Illustration de l'effet piézoélectrique direct et inverse.
- Figure I.2 : Cristal possédant un centre de symétrie.
- Figure I.3 : Cristal ne possédant pas de centre de symétrie.
- Figure I.4 : Organigramme des 32 classes cristallines.
- Figure I.6 : Structure du niobate de lithium.
- Figure I.7 : Cycle de fabrication des céramiques PZT par voie solide.
- Figure I.8 : Structure du polymère de type PVDF.
- Figure I.9 : Piézocomposites de types (a) 0-3, (b) 1-3.
- Figure II.1 : Domaines de fréquence des sons.
- Figure II.2 : Mesure de la longueur d'onde d'un signal acoustique.
- Figure II.3 : Caractéristique d'une onde ultrasonore.
- Figure II.4 : Polarisation et vecteur d'onde des modes de propagation.
- Figure II.5 : Polarisations des ondes.
- Figure III.1 : Schéma de fonctionnement d'un transducteur.
- Figure III.2 : Schéma d'un système ultrasonore fonctionnant en mode pulse-écho.
- Figure III.3 : Modèle (1-D) d'un résonateur piézoélectrique d'une longueur  $l$  avec les paramètres électrique et acoustique.
- Figure III.4 : Transducteur piézoélectrique comme un système à trois ports.
- Figure III.5 : Modèle électrique de Mason d'un transducteur piézoélectrique.
- Figure III.6 : (a) Le circuit T d'impédances représenté dans le modèle de Mason, (b) ligne de transmission coaxial d'impédance  $Z_C$ .
- Figure III.7 : Modèle électrique de Redwood.
- Figure III.8 : Modèle de KLM d'un transducteur piézoélectrique.
- Figure III.9 : Modèle de Leach d'un transducteur piézoélectrique.
- Figure III.10 : Schéma de base d'excitation d'un transducteur piézo-électrique.
- Figure III.11 : Réflexion des ondes de force au sein du transducteur.
- Figure III.12 : Génération de l'onde directe et de l'onde arrière.
- Figure III.13 : Traitement de l'onde arrière par un matériau fortement réfléchissant.
- Figure III.14 : (a) impulsion d'excitation, (b) réponse impulsionnelle d'un transducteur piézoélectrique.
- Figure III.15 : Circuit équivalent d'un transducteur piézoélectrique.
- Figure III.16 : Passage de la modélisation en VHDL-AMS.
- Figure IV.1 : Disque de céramique vibrant en mode épaisseur.
- Figure IV.2 : Transducteur piézoélectrique comme un système à trois ports.

- Figure IV.3 : Schéma 1D d'une Structure de base d'un transducteur piézo-électrique.
- Figure IV.4 : Modèle de Redwood pour un élément piézoélectrique vibrant en mode épaisseur.
- Figure IV.5 : Modèle du transformateur électroacoustique idéal sous PSPICE.
- Figure IV.6 : Transformateur électroacoustique.
- Figure IV.7 : Schéma équivalent d'un tronçon de ligne de longueur  $dx$  avec perte.
- Figure IV.8 : schéma sous PSPICE d'une ligne de transmission sans pertes.
- Figure IV.9 Schéma électrique équivalent de la propagation linéaire acoustique dans un milieu.
- Figure IV.10 : Système de mesure ultrasonique pulse-écho.
- Figure IV.11 : Schéma de circuit de simulation du transducteur en mode pulse-écho.
- Figure IV.12 : L'impulsion d'excitation (a) Sous PSPICE (b) par VHDL-AMS.
- Figure IV.13 : Réponse temporelle du transducteur en mode pulse-écho.
- Figure IV.14 : Transformée de Fourier de la réponse du transducteur.
- Figure IV.15 : Courbes caractéristiques de l'impédance électrique du modèle de Redwood.
- Figure IV.16 : Module d'impédance du transducteur.
- Figure IV.17 : Phase d'impédance du transducteur par VHDL-AMS.
- Figure IV.18 : Module d'impédance du transducteur pour différents milieux de propagation.
- Figure IV.19 : Phase d'impédance du transducteur pour différents milieux de propagation.
- Figure IV.20 : Variation du module et de phase d'impédance en fonction de  $Kt$ .
- Figure IV.21 : Variations du module et de la phase de l'impédance en fonction de  $Re$ .
- Figure IV.22 : Réponse temporelle pour différents épaisseurs du milieu de propagation.
- Figure IV.23 : Sensibilité du transducteur à l'amplitude d'excitation.
- Figure IV.24 : Géométrie du système de mesure.
- Figure IV.25 : Evolution temporelle de la pression.
- Figure IV.26 : Transformée de Fourier de la réponse temporelle avec  $Z= 25\text{mm}$ .
- Figure IV.27 : Transformée de Fourier de la réponse temporelle avec  $Z= 40\text{mm}$ .
- Figure IV.28 : Module d'impédance du transducteur émetteur vibrant à 2.25MHz.
- Figure IV.29 : Module d'impédance du transducteur récepteur vibrant à 4.5MHz.
- Figure IV.30 : Schéma de fonctionnement d'un système d'imagerie ultrasonore.
- Figure IV.31 : Principe des modes A et B en échographie.
- Figure IV.32 : Transducteurs focalisés par (a) mise en forme ou (b) ajout d'une lentille sphérique.
- Figure IV.33 : a) modèle du transducteur hybride b) présentation comme un système à trois ports.
- Figure IV.34 : Modèle équivalent de KLM en mode épaisseur.
- Figure IV.35 : Circuit pour la simulation en VHDL-AMS.
- Figure IV.36 : Réponse fréquentielle du transducteur hybride.
- Figure IV.37 : Module d'impédance du transducteur hybride.

# Liste des tableaux

Tableau I.1 : Les 4 formes d'écriture équivalentes du couple d'équations piézoélectriques.

Tableau 1.2 : Glossaire des constantes électriques, mécaniques et piézoélectriques intervenant dans les équations de la piézoélectricité.

Tableau 1.3 : Principaux modes de déformation selon les dimensions et la direction de la polarisation.

Tableau 1.4 : Coefficients de couplage électromécanique.

Tableau II.1 : Vitesse de propagation du son dans différents milieux liquides et solides.

Tableau II.2 : Valeurs de l'interface acoustique entre quelques milieux.

Tableau IV.1 : Analogies entre grandeurs électrique, acoustiques et mécaniques.

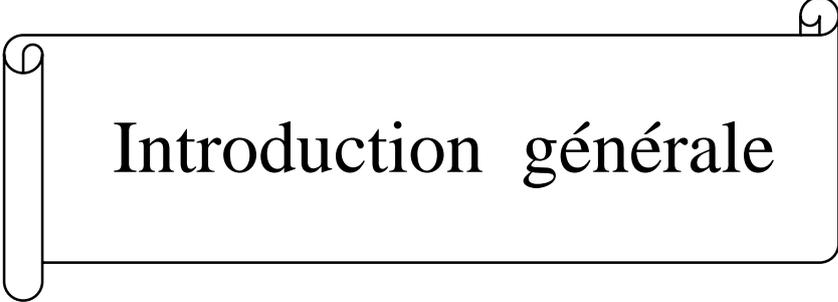
Tableau IV.2 : Caractéristiques acoustiques de quelques milieux.

Tableau IV.3 : Propriétés physiques de la céramique PZT P188.

Tableau IV.4 : Caractéristiques acoustiques de quelques milieux de propagation.

Tableau IV.5 : Récapitulatif de quelques méthodes d'imagerie.

Tableau IV.6 : Propriétés électroacoustiques de PZT-4 et de PVDF.

A decorative horizontal scroll border with a black outline and rounded ends, containing the text "Introduction générale".

# Introduction générale

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

De nos jours, la caractérisation de l'intérieur de la matière est possible grâce aux deux principaux outils qui sont les rayons X et les ultrasons, fournis respectivement par la physique nucléaire et la physique acoustique. Cette dernière présente toutefois un avantage certain, car elle est moins exigeante en matériel, en autorisation et en coût. De plus, elle ne cause aucun effet sur le matériau, contrairement aux rayons X. La caractérisation de la matière par ultrason se range dans la catégorie des méthodes de mesures dites non destructives. Ces dernières séduisent de plus en plus l'industrie. En effet, caractériser une pièce sans la toucher et sans l'abîmer est une opération élégante qui peut espérer avoir de beaux jours devant elle.

L'utilisation en médecine des ultrasons, jusque-là réservés au domaine militaire, a commencé dans les années 1950. En 1952, le Britannique J.J.Wild et l'américain J.M.Reid présentent les premières images de section 2D d'un sein obtenu à l'aide d'ultrason. Ils proposent également le terme d'échographie, "échométrie" pour désigner cette technique d'investigation. L'élément essentiel d'un système échographique est le transducteur, qui agit à la fois comme émetteur et comme récepteur des signaux acoustique et vice-versa. Un transducteur ultrasonore est constitué d'un ou plusieurs actuateurs piézo-électriques, que l'on met en contact avec le corps humain, à travers un gel de couplage qui assure une bonne adaptation d'impédance acoustique [1].

Les ultrasons sont des ondes élastiques dont la fréquence est comprise entre 15 kHz environ et quelques centaines de Mégahertz. En deçà de cette bande, on a affaire à des sons ou infrasons, au delà à des hypersons. Les ultrasons possèdent toutes les propriétés générales des ondes élastiques (ondes de pression ou ondes vibratoires selon le milieu de propagation). Ils n'ont de propriétés remarquables que par l'interaction qu'ils peuvent avoir avec les milieux dans lesquels ils se propagent.

De nombreux systèmes sont susceptibles de produire des ultrasons. Un appareil produisant des ultrasons est communément appelé transducteur ou convertisseur ultrasons. La technologie des transducteurs peut être basée sur des générateurs pneumatiques (sifflets, sirène,...), électrodynamiques (haut-parleur) ou électriques. Dans ce dernier cas, on utilisera

les propriétés des matériaux magnétostrictifs ou piézoélectriques pour convertir l'énergie électrique en une énergie mécanique ultrasonore. Les matériaux piézoélectriques ont l'avantage par rapport aux autres systèmes de présenter de bonnes performances et d'être disponibles dans des géométries très diverses. Ces matériaux se présentent le plus souvent sous la forme d'un disque ou d'un anneau sur les faces duquel sont déposées deux électrodes métallisées. Lorsqu'une tension électrique est appliquée sur ces deux électrodes, le matériau se dilate ou se comprime selon l'orientation de la tension par rapport à la polarisation de la céramique [2].

Le champ d'application des ultrasons est vaste, et chacun des domaines est caractérisé par les fréquences et les intensités utilisées, ainsi que par la technologie employée pour produire, contrôler et détecter le champ de pression ultrasonore. Selon l'intensité ultrasonore et les phénomènes que l'on désire analyser, l'étude se fera dans le cadre de l'acoustique linéaire ou non linéaire. L'acoustique linéaire traite des mouvements qui caractérisent une perturbation infinitésimale du milieu autour de l'état d'équilibre. Dans ce cas les variations locales de la densité du milieu et de la vitesse de propagation sont négligées, et les mouvements sont gouvernés par des équations différentielles linéaires. Cette théorie est utilisée pour décrire la propagation d'une onde ultrasonore dans un grand nombre de domaines. Cependant, certains phénomènes accompagnant la propagation de l'onde ne peuvent s'expliquer dans le cadre de la théorie linéaire. Le plus apparent étant la déformation de la forme temporelle de l'onde ultrasonore, engendrée par la non linéarité acoustique du milieu [3]. Le caractère non linéaire de la propagation se quantifie par une grandeur propre au milieu, appelée paramètre de non linéarité  $B/A$ .

Le développement rapide des calculateurs et leur capacité de calcul de plus en plus importante, ouvre la porte grande ouverte à l'utilisation de codes numériques pour modéliser le comportement des réseaux de transducteurs en 3D. Ces codes reposent généralement soit sur des méthodes Eléments Finis (EF), soit sur un couplage entre des méthodes éléments finis et des équations intégrales ou également sur des modélisations basées sur les éléments de frontière (BEM). Plusieurs codes de calcul numérique dédiés à la modélisation des structures piézoélectriques, piézomagnétiques, acoustiques ..., ont été développés et commercialisés. Citons en particulier le code ATILA, mais également d'autres codes multiphysiques tels que PZFlex, ANSYS, Comsol Multiphysics, etc ...

Afin de mieux appréhender le fonctionnement des matériaux piézoélectriques utilisés dans les transducteurs ultrasonore, plusieurs modèles analytiques ont été proposés. Ils reposent tous sur les équations piézoélectriques unidimensionnelles et conduisent à une présentation sous la forme soit d'un circuit équivalent soit d'une fonction de transfert particulière. Les modèles ont été imaginés pour répondre à un problème particulier lié à l'excitation du transducteur. Certains sont bien adaptés à la détermination de la réponse harmonique d'un système alors que d'autres sont fort utiles lorsque l'on désire déterminer les réponses transitoires ou impulsionnelles d'un piézoélectrique. Ces derniers font appel soit à la transformée de Fourier soit à la transformée de Laplace.

Les outils analytiques sont basés sur les équations physiques traduisant le comportement réel des réseaux, c'est à dire sur des équations pour des milieux 3D difficiles à résoudre dans la plupart des cas. C'est pourquoi plusieurs approximations sont généralement apportées afin de simplifier ces problèmes et avoir une idée rapide des résultats. Elles sont parfois très sévères, notamment en choisissant l'adoption d'un fonctionnement en mode piston et d'un comportement 1D du transducteur. D'autres outils de modélisation viennent compléter ces modèles simplifiés. Ils utilisent également des approximations (considération d'un fonctionnement 1D ou 2D, validité au voisinage d'une fréquence de résonance ...), seulement cette fois-ci la représentation se fait sous forme de circuits électriques équivalents. Ceux-ci traduisent le comportement électromécanique des transducteurs piézoélectriques et prennent en compte les différentes couches de matériaux [4]. Nous pouvons citer par exemple les plus connus et les plus souvent utilisés. Il s'agit des modèles de Redwood, le modèle de KLM (Krimholtz, Leedom et Matthaei), le modèle de Mason, le modèle de Puttmer et le modèle de Leach.

Actuellement, l'analyse de comportement du transducteur ultrasonore dans le domaine temporel et/ou fréquentiel est réalisée à l'aide d'un simulateur électrique de type SPICE (Simulation Program with Integrad Circuit Emphasis). Ce simulateur se heurte par conséquent à certaines limitations : Il ne peut pas supporter les représentations discrètes, et en conséquence, il n'est pas adapté pour la modélisation mixte, le temps d'exécution est très long et il est très gourmand en mémoire.

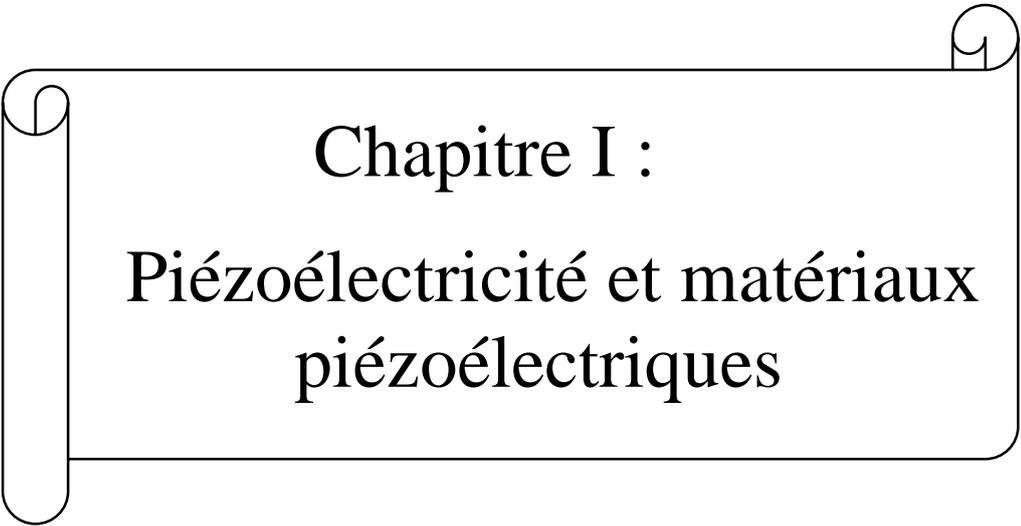
Le langage VHDL-AMS (Very high speed integrated circuit Hardware Description Language Analog and Mixed Signal) est un standard IEEE (IEEE 1076.1-1999) qui a été

développé comme une extension du langage VHDL pour permettre la modélisation et la simulation de circuits et de systèmes analogiques et mixtes logiques-analogiques. VHDL-AMS constitue un sur-ensemble de VHDL, ce qui signifie principalement que les extensions apportées dans VHDL-AMS conservent les principes VHDL. C'est un langage de haut-niveau permet de faire des simulations numériques et analogiques, tout en donnant la possibilité de simuler des systèmes avec différentes grandeurs physiques : mécaniques, thermiques et électriques. L'utilisation de ce type d'outil d'analyse de description comportementale peut être une solution susceptible de pallier les difficultés et les limitations causées par l'utilisation de simulateur SPICE.

Les travaux menés dans le cadre de ce mémoire consistent à modéliser le comportement électrique d'un transducteur ultrasonore à l'aide d'un simulateur électrique de type SPICE (Simulation Program with Integrad Circuit Emphasis) : il s'agit de la version PSpice (9.2), ainsi qu'un autre outil de description comportementale multi-physiques de type VHDL-AMS sous hamster. Les modèles de Redwood et de KLM ont fait l'objet de ces travaux.

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire se décompose en quatre chapitres.

- ❖ Un premier chapitre effectue un état de l'art sur la piézoélectricité et les matériaux piézoélectriques, ainsi que les différentes équations d'état permettent d'appréhender quantitativement les phénomènes piézoélectriques.
- ❖ Le deuxième chapitre est consacré aux principes des ultrasons, à savoir : la propagation des ondes ultrasonore et les systèmes susceptibles de produire des ultrasons ainsi que leurs domaines d'applications.
- ❖ Le troisième chapitre est une représentation des différents circuits équivalents, traduisant le comportement électromécanique d'un transducteur piézoélectrique. Ainsi que les outils de simulations pour l'analyse de ces circuits.
- ❖ La dernière partie est dédiée à la modélisation linéaire et non linéaire des transducteurs ultrasonore avec simulation d'un système en mode pulse-écho de la réponse temporelle, la réponse spectrale, l'impédance électrique et sa phase, sous PSpice et VHDL-AMS. Ainsi que la proposition d'un modèle d'un transducteur hybride multifréquence pour une application en imagerie médicale.



Chapitre I :  
Piézoélectricité et matériaux  
piézoélectriques

## I.1. Introduction :

L'effet piézoélectrique a beau avoir été découvert il y a plus d'un siècle sur le quartz par les frères Curie, il intéresse toujours autant la communauté scientifique. En 1917, Langevin se servait de cristaux de quartz pour engendrer des ondes de compressions, et dans les années 40, la découverte de sels piézoélectriques comme le  $\text{BaTiO}_3$  permet d'augmenter le couplage électromécanique (application pour les sonars). Dans les années 50, l'apparition de nouvelles céramiques donnent un deuxième souffle à la piézoélectricité, grâce à l'utilisation des oxydes de plomb (PZT). La piézo-électricité, pressentie au milieu du XIXème siècle après les théories cristallographiques de René Just Haüy, a été mise en évidence en 1880 par les frères Pierre et Jacques Curie. Ce fut une découverte exemplaire, puisque ces derniers apportèrent à la fois la preuve expérimentale du phénomène et une théorie élaborée, le reliant à la géométrie atomique des cristaux et énonçant ses principales lois.

## I.2. Piézoélectricité :

Contraction des mots grec *piezein* (pression) et *elektron*, la piézoélectricité est la capacité de certains matériaux (cristaux, céramiques, polymères ou composites) de pouvoir transformer une énergie mécanique en une énergie électrique (et vice-versa).

La piézoélectricité a été observée qualitativement pour la première fois par l'abbé René Just Haüy en 1817, mais l'étude théorique et expérimentale de ce phénomène fut entreprise par les frères Pierre et Jacques Curie en 1880.

### I.2.1. Définition :

On distingue les effets piézoélectriques direct et inverse. L'effet direct est le phénomène d'apparition de charges électriques lorsqu'on soumet un matériau à une contrainte mécanique. Et l'effet inverse correspond à l'apparition d'une déformation mécanique du matériau lorsqu'on le soumet à un champ électrique figure 1.1.

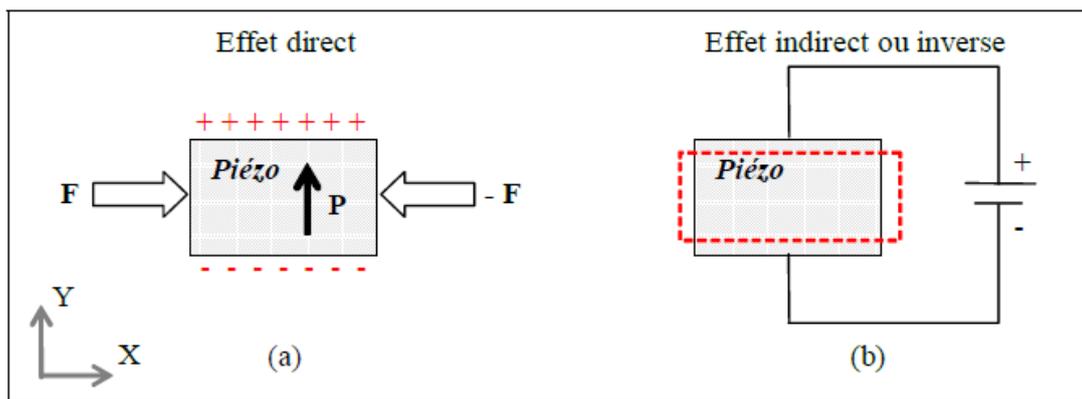


Figure I.1 : Illustration de l'effet piézoélectrique direct et inverse.

Pour qu'un corps soit piézoélectrique, il faut qu'il soit non centro-symétrique, c'est-à-dire que les barycentres des charges positives et négatives doivent être différents dans la maille. Ainsi, seuls les cristaux ne présentant pas de centre de symétrie possèdent des caractéristiques piézoélectriques. Ceci est illustré dans les figures I.2 et I.3 [5].

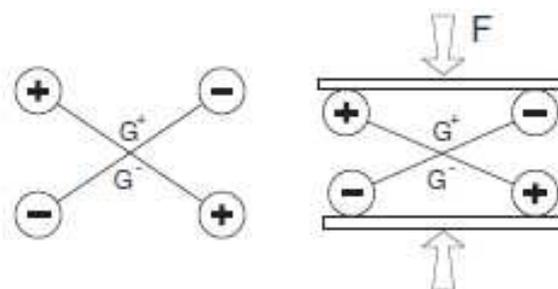


Figure I.2 : Cristal possédant un centre de symétrie.

Dans ce cas figure I.2, l'application d'une contrainte mécanique, si elle engendre une déformation du matériau, n'induit pas de déplacement des barycentres positif et négatif ( $G^+$  et  $G^-$ ), si bien qu'aucune polarisation n'apparaît.

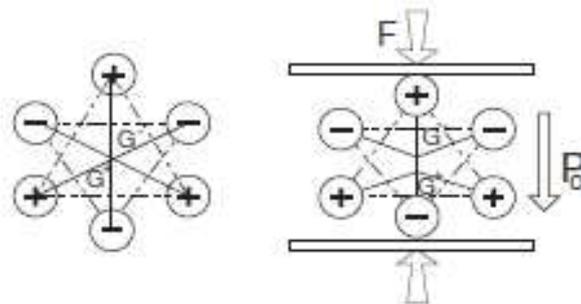
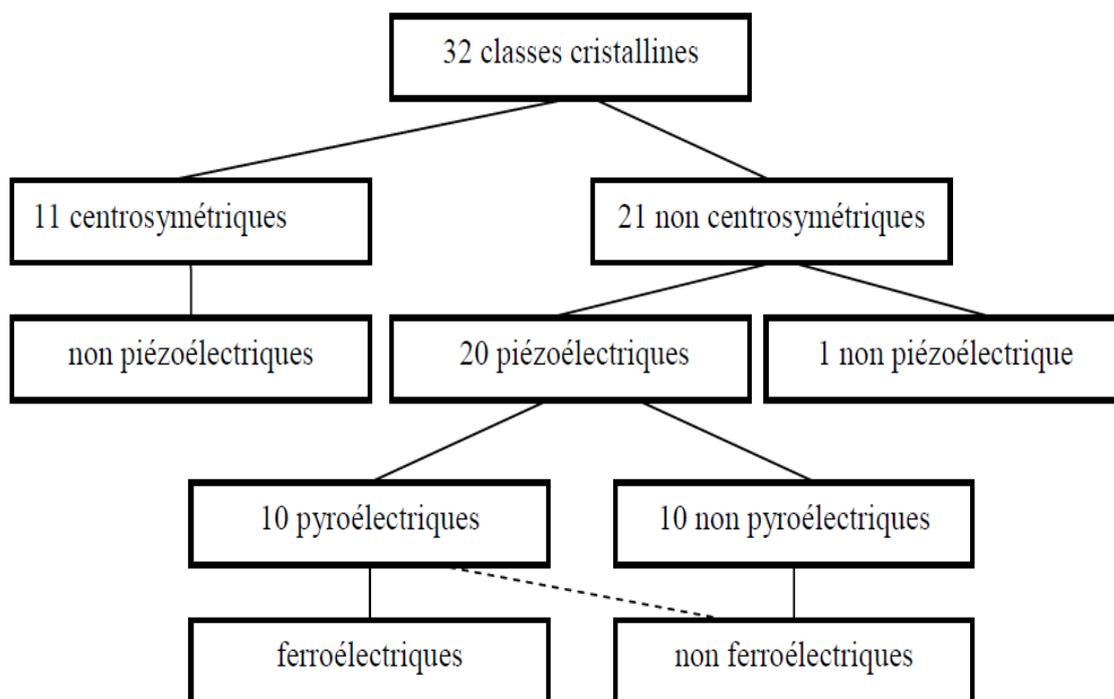


Figure I.3 : Cristal ne possédant pas de centre de symétrie.

Pour ce cristal, figure I.3, la déformation entraîne un déplacement des barycentres, et une polarisation électrique  $P_0$  apparaît.

La piézoélectricité est une propriété de certains cristaux. Un milieu cristallin est composé de particules chargées. Dans un cristal, la piézoélectricité naît du décalage des barycentres des charges positives et négatives de la maille cristalline provoqué par la déformation mécanique de cette maille. De ce fait, la propriété de piézoélectricité est fortement liée à la symétrie de la maille et une maille "Centro-symétrique" (qui possède un centre de symétrie) ne peut donner lieu à un cristal piézoélectrique.

Sur les 32 classes cristallines, il en existe 21 non centrosymétriques, dont 20 sont piézoélectriques et dont 10 possèdent une polarisation électrique en l'absence de champ électrique appliqué et sont dites pyroélectriques (leurs moments dipolaires étant sensibles à la température). Parmi les cristaux pyroélectriques on peut distinguer les cristaux ferroélectriques. La figure 1.4 présente un organigramme des cristaux piézoélectriques.



**Figure I.4 : Organigramme des 32 classes cristallines.**

Certains cristaux sont donc intrinsèquement piézoélectriques (comme le quartz). D'autres, les ferroélectriques, présentent des propriétés piézoélectriques si ils sont préalablement polarisés.

**I.2.2 Equations de la piézoélectricité :**

Les équations d'état permettent d'appréhender quantitativement les phénomènes piézoélectriques (déformation, apparition de champ électrique...). Dans le cas des résonateurs piézoélectriques, le coefficient de couplage électromécanique permet de quantifier la conversion piézoélectrique, alors que le facteur de surtension mécanique quantifie la qualité mécanique du résonateur.

**I.2.2.1 Equations d'état :**

Le phénomène piézoélectrique est une conversion d'énergie électrique en énergie mécanique et réciproquement. Il existe quatre couples d'équations d'état qui permettent d'écrire le couplage piézoélectrique (tableau I.1). Ces équations relient les variables électriques (champ électrique E en V.m<sup>-1</sup> et déplacement électrique D en C.m<sup>-2</sup>) aux variables mécaniques (déformation S sans unité et contrainte T en N.m<sup>-2</sup>). Les grandeurs électriques sont des tenseurs de dimensions 1 x 3 et les grandeurs mécaniques des tenseurs de dimensions 1 x 6.

Equation d'état	Variable indépendantes	Forme
$S = s^E T + d^t E$ $D = \epsilon^t E + dT$	T,E	Intensive
$T = c^D S - h^T D$ $E = \beta^S D - hS$	S,D	Extensive
$S = s^D T + g^t D$ $E = \beta^T D - gT$	T,D	Mixte
$T = c^E S - e^t E$ $D = \epsilon^S E + e S$	S,E	Mixte

**Tableau I.1 : Les 4 formes d'écriture équivalentes du couple d'équations piézoélectriques [6].**

[ ]<sup>t</sup> est la transposée de la matrice [ ].

( )<sup>X</sup> indique que la grandeur considérée est considérée à X nul ou constant.

Les matériaux piézoélectriques étant toujours anisotropes, les phénomènes décrits par ces équations dépendent des orientations spatiales et les constantes sont des tenseurs qu'il est d'usage d'écrire sous forme matricielle tableau I.2.

Grandeur	Terme	Appellation	Matrice
ELECTRIQUE	$\epsilon$	Permittivité électrique ( $F.m^{-1}$ )	3 * 3
	$\beta$	imperméabilité électrique ( $m.F^{-1}$ )	3 * 3
MECANIQUE	s	Compliance ou souplesse ( $m^2.N^{-1}$ )	6 * 6
	c	raideur ou rigidité élastique ( $N.m^{-2}$ )	6 * 6
PIEZOELECTRIQUE	d	constante de charge ( $C.N^{-1}$ ou $m.V$ )	3 * 6
	e	constante piézoélectrique ( $C.m^{-2}$ )	3 * 6
	g	constante de tension ( $m^2.C^{-1}$ )	3 * 6
	h	constante piézoélectrique ( $V.m^{-1}$ ou $N.C^{-1}$ )	3 * 6

**Tableau 1.2 : Glossaire des constantes électriques, mécaniques et piézoélectriques intervenant dans les équations de la piézoélectricité.**

### I.2.2.2 Définition des constantes piézoélectriques :

La constante de charge d traduit la proportionnalité entre la contrainte et l'induction à champ électrique nul ou constant.

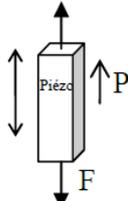
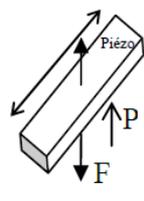
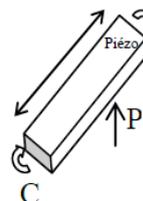
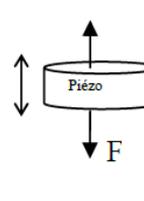
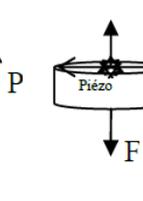
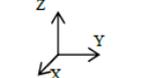
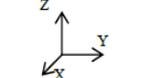
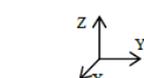
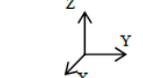
- ✓ La constante piézoélectrique e traduit la proportionnalité entre la déformation et le déplacement électrique à champ électrique nul ou constant.
- ✓ La constante de tension g traduit la proportionnalité entre la contrainte mécanique et le champ électrique à déplacement électrique nul ou constant.
- ✓ La constante piézoélectrique h traduit la proportionnalité entre la déformation et le champ électrique à déplacement électrique nul ou constant.

### I.2.3 Coefficients caractéristiques de la piézoélectricité :

#### I.2.3.1 Modes de déformation d'un échantillon piézoélectrique :

On distingue trois modes de déformation d'un barreau piézoélectrique : 33 (mode longitudinal), 31 (mode transversal) et 15 (mode de cisaillement) tableau I.3. Ces modes correspondent à des échantillons de dimensions particulières. Dans le cas d'un disque mince, on parle du mode épaisseur (le champ  $\vec{E}$ , de même direction que l'épaisseur) plutôt que du mode longitudinal. De même, le mode radial doit être distingué par Ikeda du mode transversal. Jusqu'ici, seuls quelques modes sont définis parmi les modes distingués selon les dimensions de l'échantillon et la direction du champ électrique appliqué  $\vec{E}$  par rapport à la polarisation  $\vec{P}$ .

A partir d'un choix convenable de ces grandeurs, un mode de déformation particulier peut être privilégié. Cette classification n'est pas purement formelle : le mode de déformation détermine le couple de variables parmi les quatre possibles (T, E – S, E – T, D et S, D). Ce choix s'effectue à partir des conditions aux limites électriques et mécaniques. Un seul des quatre jeux d'équations tableau I.1 régit le fonctionnement du système piézoélectrique. Ce jeu d'équations fait apparaître trois coefficients électromécaniques qui constituent les coefficients de référence. Leurs valeurs sont fournies par le fabricant. Les neuf autres coefficients doivent être calculés à partir des trois premiers [7]. Afin d'éviter les confusions, les coefficients définis par le fabricant sont désignés par : « coefficients intrinsèques » et les coefficients calculés par « coefficients effectifs ».

Modes de déformations	Mode 33 ou longitudinal	Mode 31 ou transversal	Mode 15 ou cisaillement	Épaisseur	Radial
Schémas					
	$L_x, L_y \ll L_z$	$L_y, L_z \ll L_x$	$L_x \ll L_z$	$A_z \gg L_z$	$A_z \gg L_z$
					

**Tableau 1.3 : Principaux modes de déformation selon les dimensions et la direction de la polarisation.**

### I.2.3.2 Coefficient de couplage électromécanique :

Plusieurs coefficients faisant intervenir des grandeurs mécaniques, électriques, énergétiques et acoustiques sont nécessaires pour décrire tous les aspects de fonctionnement d'un élément piézoélectrique. Il semble donc naturel d'introduire un coefficient de couplage afin de traduire l'efficacité de la conversion mécano-électrique. Sachant qu'un matériau piézoélectrique se polarise sous l'effet d'une contrainte mécanique, cette énergie mécanique apportée se répartit en énergie mécanique stockée dans le matériau déformé et en énergie électrique stockée sous forme de charges. Le facteur de couplage électromécanique ( $k$ ) est défini comme la racine carrée du rapport entre l'énergie électrique stockée et l'énergie mécanique fournie pendant un cycle.

$$k = \sqrt{\frac{\text{Energie électrique stockée}}{\text{Energie mécanique apportée}}}$$

Suivant le mode de fonctionnement et la géométrie du transducteur, on distingue :  $k_{33}$  pour un barreau piézoélectrique fonctionnant en compression/traction longitudinale,  $k_{15}$  pour un barreau piézoélectrique fonctionnant en cisaillement et  $k_p$  pour un disque fin en mode polaire. Généralement, les coefficients de couplage se classent de la manière suivante [8] :

$$k_{33} \succ k_p \succ k_{15} \succ k_t \succ k_{31}$$

Les coefficients de couplage peuvent être exprimés pour chaque mode de déformation mentionné précédemment comme suit (tableau I.4).

Mode de vibration	Longitudinale	Epaisseur	cisaillement	Radial
Facteur de couplage électromécanique	$k_{33} = \sqrt{\frac{e_{33}^2}{s_{33}^D \cdot \beta_{33}^T}}$	$k_t = \sqrt{\frac{e_{23}^2}{c_{33}^D \cdot \epsilon_{33}^S}}$	$k_{15} = \sqrt{\frac{e_{15}^2}{c_{55}^D \cdot \epsilon_{11}^S}}$	$k_p = \sqrt{\frac{2k_{31}^2}{1 - \nu^E}}$

Tableau 1.4 : Coefficients de couplage électromécanique.

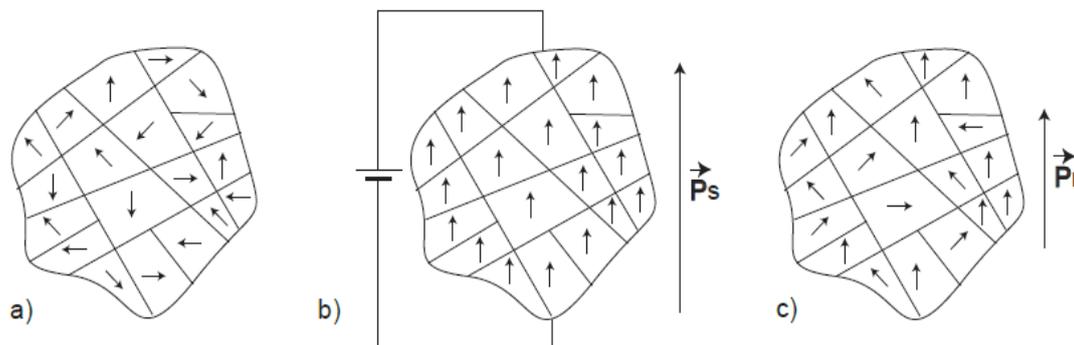
### I.3 Ferroélectricité :

La classe des ferroélectriques est constituée de cristaux dont la polarisation spontanée des domaines microscopiques peut être réorientée par l'application d'un champ électrique extérieur. Un matériau ferroélectrique ne présente pas de propriété macroscopique piézoélectrique avant polarisation. Une fois polarisé il devient alors piézoélectrique.

#### I.3.1 Polarisation :

Les ferroélectriques sont des matériaux dont il est possible de réorienter l'axe de polarisation en les soumettant à un champ électrique suffisamment fort. Il s'avère que d'un point de vue macroscopique le matériau ferroélectrique "non polarisé" est organisé en différents domaines de polarisations aléatoires dont il résulte une polarisation macroscopique nulle figure I.5 (a). Le matériau soumis à un champ électrique figure I.5 (b), aura pour tendance de réaligner ses différents domaines dans la direction d'application du champ, le matériau est alors macroscopiquement polarisé (polarisation  $P_s$ ). Cet effet de polarisation est "rémanent", c'est à- dire que lorsque que l'on supprime le champ

électrique tous les domaines ne retournent pas dans un état d'orientation aléatoire et il existe alors un état de polarisation macroscopique rémanent ( $P_r$ ) du matériau figure I.5 (c) [6].



**Figure I.5 : Schéma de la polarisation des domaines : (a) avant polarisation, (b) pendant polarisation, (c) après polarisation.**

### I.3.2 Température de Curie et transition de phase :

Au-delà d'une certaine température (température de Curie) un matériau piézoélectrique perd ses propriétés. Pour les matériaux piézoélectriques ferroélectriques il s'agit d'un changement de phase structurale qui a pour conséquence de supprimer la polarisation rémanente. Le matériau passe de l'état ferroélectrique à l'état para-électrique.

Dans le cas des matériaux piézoélectriques non ferroélectriques, cette notion existe et correspond aussi à un changement de structure cristalline. A 573 °C le quartz a (structure trigonale) piézoélectrique se transforme en quartz b (structure hexagonale) non piézoélectrique.

### I.4 Matériaux piézoélectriques :

Parmi les matériaux piézoélectriques nous différencierons d'une part les cristaux non ferroélectriques (quartz) et d'autre part les ferroélectriques pérovskites tels que les céramiques ferroélectriques (PZT) et les monocristaux ferroélectriques (PMN-PT). Nous présenterons un état de l'art non exhaustif des matériaux piézoélectriques dont la mise en œuvre est envisageable pour les micro-gyromètres vibrants.

La répartition des matériaux ferroélectriques en deux groupes peut être établie en se rapportant à leur constitution chimique. Dans le premier groupe, la ferroélectricité est attribuée à la liaison hydrogène. Dans le deuxième groupe, la ferroélectricité provient de la déformation d'une structure à base d'octaèdres d'oxygène. C'est à cette catégorie qu'appartiennent la majorité des matériaux piézoélectriques y compris le niobate de lithium,

dont les propriétés varient peu en fonction de la température au voisinage des conditions usuelles (-20 et +80 °C).

#### I.4.1 Monocristaux (Quartz et Niobate de lithium) :

La silice ( $\text{SiO}_2$ ), constituant le quartz, existe sous un aspect cristallisé dont chaque forme possède deux variables allotropiques  $\alpha$  et  $\beta$ . Le quartz  $\alpha$  (trigonal) est stable en dessous de 573 ° C, tandis que le quartz  $\beta$  (hexagonal) est stable de 573 à 870 °C. Ses qualités de grande linéarité et acoustique permettent la réalisation d'excellents résonateurs et capteurs. D'autre part, le niobate de lithium appartient à la classe 3m. Ce matériau ferroélectrique contient dans sa structure des octaèdres d'oxygène figure I.6, qui se décrit à partir de l'empilement hexagonal compact des ions.

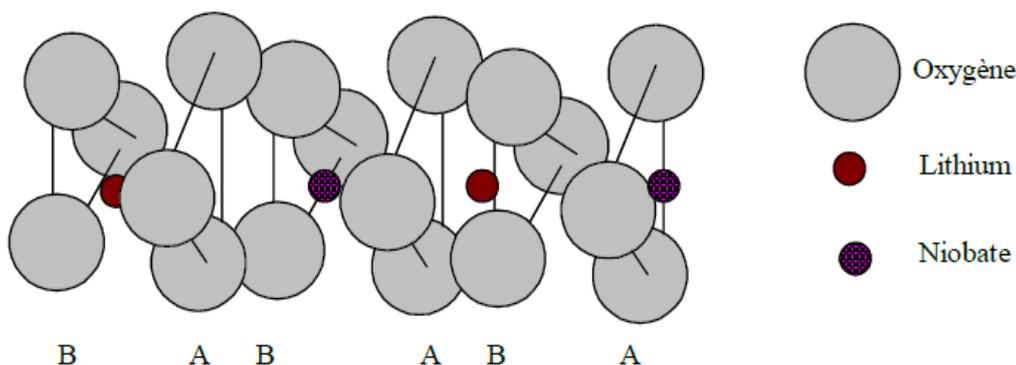


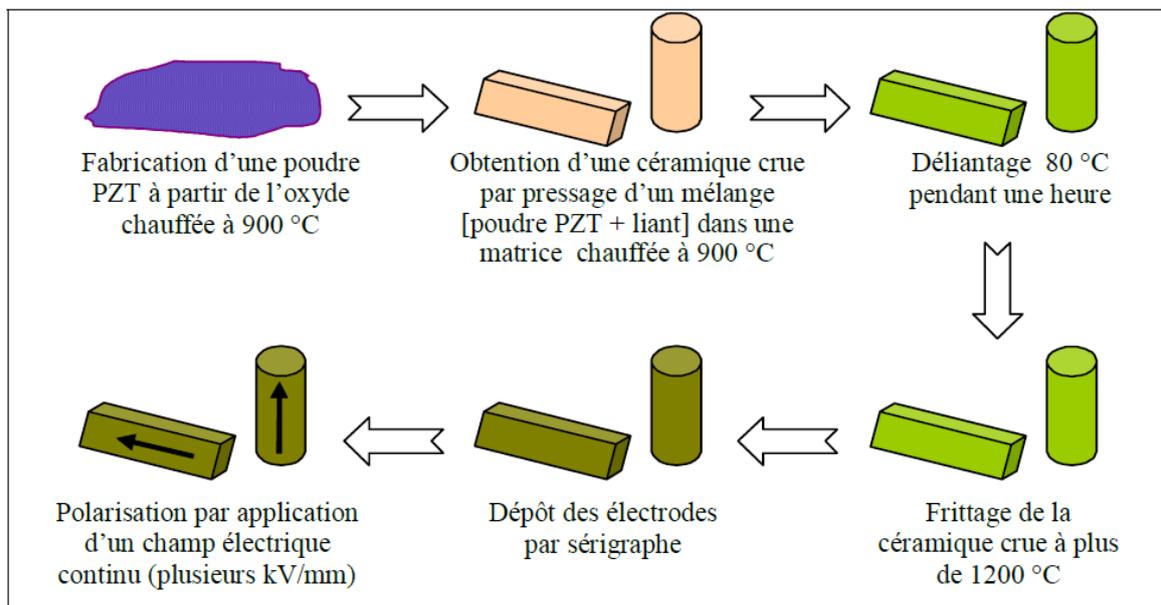
Figure I.6 : Structure du niobate de lithium.

#### I.4.2 Céramiques massives :

Les céramiques piézoélectriques de synthèse sont apparues dans les années quarante. Elles sont alors utilisées dans les sonars. Grâce à leurs coefficients piézoélectriques bien supérieurs à ceux des cristaux, elles permettent d'étendre considérablement les applications des matériaux piézoélectriques. Les plus répandues sont les céramiques PZT, composées d'oxyde de plomb, de zirconium et de titane. La structure PZT ( $\text{Pb}(\text{Zr}_{1-y}\text{Ti}_y)\text{O}_3$ ) est de type perovskite : les atomes de plomb entourent les oxygènes et le Zirconium est central. Les céramiques piézoélectriques sont obtenues sous des formes géométriques simples (barreaux, disques, anneaux,...) par des procédés de frittage de poudres mélangées avec un liant [9]. Leur cycle de fabrication par voie solide est illustré en figure. I.7. La céramique simplement frittée est constituée de microcristaux élémentaires ferroélectriques, donc dotée d'une polarisation spontanée. Ces matériaux sont généralement multipolaires et peuvent réclamer un cycle de polarisation pour saturer leur moment

dipolaire global. Cet agrégat désordonné présente un moment dipolaire faible voire nul à l'échelle macroscopique. En soumettant la céramique à un champ électrique intense, on obtient l'alignement des moments élémentaires dans la direction du champ appliqué. Cette opération est facilitée par l'élévation concomitante de la température qui favorise la mobilité des éléments de base du solide. Après cette étape de polarisation, les effets piézoélectriques sont macroscopiquement cohérents. Pour assurer un bon usage des céramiques massives, le respect de certaines limites du champ et de la contrainte est nécessaire, sans quoi les céramiques risquent une détérioration :

- ✚ Rigidité diélectrique : la céramique possède une rigidité diélectrique qui conduit naturellement à une valeur limite de la tension appliquée.
- ✚ Champ coercitif : les céramiques présentent un cycle d'hystérésis P(E). Celui-ci fait apparaître une valeur limite du champ coercitif (dépend fortement de la composition : exemple  $E_c = 1500 \text{ V.mm}^{-1}$ ) au-delà de laquelle le matériau se dépolairise [8].
- ✚ Contrainte maximale admissible : les céramiques supportent des valeurs élevées de contraintes. Cependant, elles résistent moins bien aux chocs.
- ✚ Déformation relative maximale : une déformation supérieure à  $3 \times 10^{-4}$  peut causer l'endommagement puis la rupture de la céramique. De plus, les matériaux céramiques supportent moins la dilatation que la compression. C'est pourquoi une précontrainte leur est souvent appliquée en cas de sollicitation alternative.
- ✚ Echauffement : lors du fonctionnement à haute fréquence, les pertes diélectriques et mécaniques produisent un échauffement de la structure. Afin d'éviter tout risque de dépolairisation, il est conseillé de ne pas dépasser la moitié de la température de Curie [10].



**Figure I.7 : Cycle de fabrication des céramiques PZT par voie solide [10].**

La limitation principale de ces matériaux réside dans la faible valeur de leur température de Curie (souvent inférieure à 400 ° C). Ensuite, deux familles de céramiques sont distinguées selon l'ampleur des pertes générées lors des fortes sollicitations électriques ou mécaniques, et selon la propension à se dépolariiser :

- Céramiques douces : elles se dépolariisent facilement et manifestent des pertes importantes. Elles sont utilisées dans des applications de bas niveau d'excitation, notamment comme détecteurs (sondes médicales, hydrophones,...) [11].
- Céramiques dures : elles présentent de faibles pertes mécaniques et diélectriques. Elles sont utilisées dans les applications de puissance (transducteurs, piézomoteurs,...).

### **I.4.3 Polymères piézoélectriques :**

Ces matériaux ont été découverts en 1969. Les films polymères piézoélectriques de type polyfluorure de vinilydène (PVF<sub>2</sub> ou PVDF :polyvinylidine flouride) sont apparus sur le marché au début des années quatre-vingts. C'est une chaîne organique qui possède des caractéristiques piézoélectriques figure I.8. Ces polymères sont très flexibles et peuvent subir de grandes déformations. L'élaboration de tels polymères nécessite une phase d'étirement mécanique avant l'étape de polarisation, afin de disposer les chaînes macromoléculaires dans une seule direction. Les faibles facteurs de couplage électromécanique (0,2 à 0,3) et tension de claquage sont compensés par quelques propriétés

remarquables comme le découpage facile en formes complexes, la flexibilité (appréciée en cas de surfaces non-planes), la haute résistance mécanique et la possibilité d'avoir des films minces de quelques dizaines de micromètres voire quelques centaines de micromètres. Ces applications concernent plutôt le domaine acoustique ; à titre d'exemple : les capteurs de vitesses vibratoires, de déformations, de pressions acoustiques.



Figure I.8 : Structure du polymère de type PVDF [11].

#### I.3.4 Piézocomposites :

En général, on rencontre deux types de piézo-composites. Les premiers sont réalisés en mélangeant une poudre de céramique piézoélectrique et une matrice polymère figure I.9 (a). Pour les seconds, la phase céramique se trouve sous forme de barreaux verticaux répartis de façon périodique dans une matrice polymère moins dure que les bâtonnets en céramique [12]. La matrice permet à ces derniers de bouger plus facilement par rapport à une configuration dite massive figure. I.9 (b).

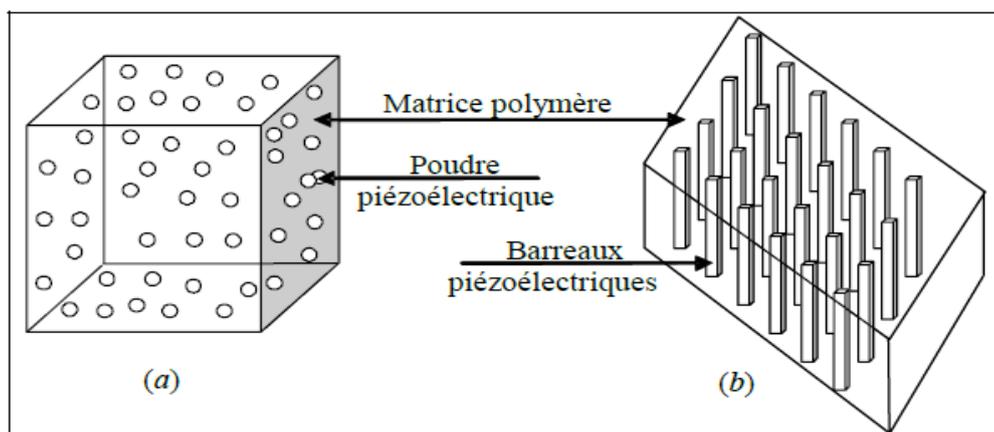


Figure I.9 : Piézocomposites de types (a) 0-3, (b) 1-3.

Les caractéristiques diélectriques, piézoélectriques et mécaniques de l'ensemble dépendent de la proportion et de la nature des constituants neutres et actifs [12].

### **I.5 Les applications de l'effet piézoélectrique :**

Le domaine d'application des matériaux piézoélectriques est très vaste car il est possible d'exploiter soit l'effet direct, soit l'effet inverse, soit les deux alternativement. Ces matériaux permettent de convertir une onde acoustique en signal électrique et inversement. Ils constituent le cœur des transducteurs acoustiques utilisés pour émettre ou détecter des ondes acoustiques dans toutes les gammes de fréquences. Dans les gammes de fréquences audibles, on réalise des microphones et des haut-parleurs, dans les sonars, mais aussi dans l'automobile pour la détection d'obstacles et en médecine, ou pour les échographies, qui nécessitent l'émission et la détection d'ondes ultrasonores. L'allumage et le briquet électronique sont des exemples de la manière dont les matériaux piézoélectriques permettent de produire de fortes tensions. L'effet piézoélectrique direct permet de générer de très fortes tensions, supérieures à la tension de claquage de l'air (30 kV/cm) pour un écartement de quelques millimètres, générant ainsi une étincelle de décharge mise à profit pour allumer le gaz du briquet ou de la gazinière.

Il est possible de réaliser des résonateurs piézoélectriques très stables, et avec des fréquences très précises permettant de générer des références de temps exploitables en électronique. Les montres à quartz utilisent la résonance d'un diapason en quartz pour générer les impulsions régulières d'horloge. Ces derniers atteignent typiquement des facteurs de qualité de l'ordre de  $10^4$  à  $10^6$ . Les microbalances piézoélectriques, et particulièrement les microbalances à quartz, reposent également sur ce principe et permettent des mesures de masses très précises.

Une pression exercée sur un matériau piézoélectrique génère des charges mesurables électroniquement, ce qui fait d'eux des candidats naturels pour les applications basées sur la détection de pressions. Les actionneurs et moteurs piézoélectriques tirent profit de l'effet piézoélectrique inverse en utilisant la déformation induite par une tension électrique pour générer le déplacement. Leur faible échauffement et leur haute densité énergétique sont des atouts majeurs dans le domaine spatial. Le microscope à force atomique et le microscope à effet tunnel emploient la piézoélectricité pour réaliser les petits déplacements nécessaires au balayage de la surface sondée. Certains injecteurs automobiles les utilisent pour gagner en rapidité d'injection et en consommation. Les moteurs

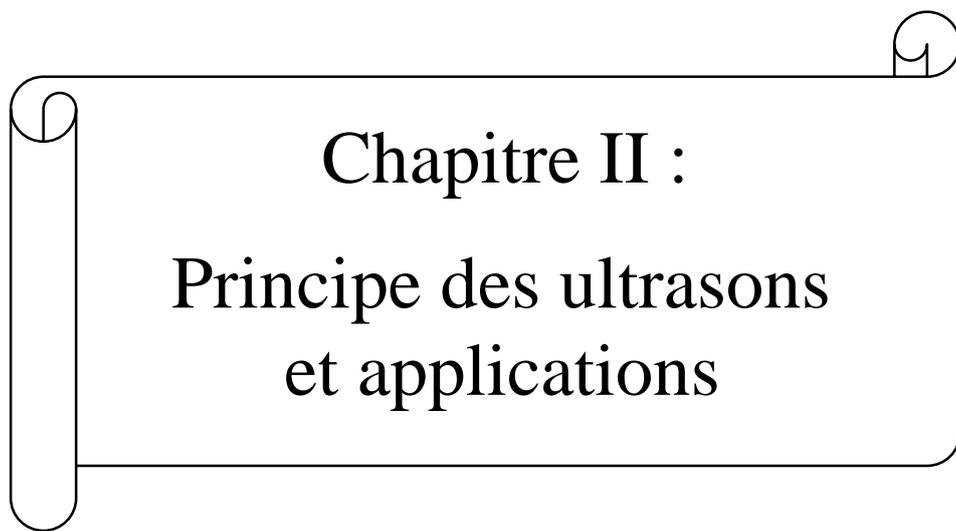
piézoélectriques sont utilisés dans les systèmes autofocus d'appareils photographiques, dans les mécanismes de vitre électrique de voiture, et en général dans les applications où la taille réduite de ces moteurs répond à des contraintes volumiques.

L'effet piézoélectrique est aussi utilisé dans le domaine des transformateurs pour multiplier des tensions alternatives. Contrairement au transformateur classique qui utilise un couplage magnétique, le couplage mis à profit est acoustique. Par effet piézoélectrique inverse, une tension d'excitation génère une contrainte alternative dans une barre d'un matériau fortement piézoélectrique. Cette contrainte permet la mise en vibration de la barre à une fréquence choisie correspondant à une fréquence de résonance. Par effet piézoélectrique direct, une tension est générée sur des électrodes situées sur la deuxième extrémité de la barre. Cette tension, qui bénéficie de l'amplification du mouvement dû à la résonance, peut-être 1000 fois plus élevée.

Les matériaux piézoélectriques sont aussi au cœur d'applications plus récentes visant à récupérer l'énergie présente dans notre environnement sous différentes formes ou effectuées par des mouvements quotidiens. L'incorporation d'un film piézoélectrique dans les chaussures permet de produire de l'énergie grâce à la pression du talon pendant la marche. Les faibles puissances produites pourraient suffire à terme à alimenter certains dispositifs électroniques. La microscopie à force piézoélectrique est un mode particulier d'utilisation du microscope à force atomique. L'application d'une tension entre la pointe et l'échantillon permet de sonder la structure en domaines ferroélectriques à l'échelle nanométrique.

## **I.6 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté des généralités sur la piézoélectricité, telles que le l'effet piézoélectrique direct et l'effet inverse. La première partie de ce chapitre est consacrée à l'analyse théorique du phénomène de piézoélectricité, et les différentes équations d'état ainsi que les modes de déformation d'un échantillon piézoélectrique et le coefficient de couplage. La seconde partie du chapitre a été consacrée à la présentation des différents matériaux piézoélectriques on rappelant ces propriétés ainsi que leurs modes de fabrication. Dans une dernière partie, nous avons cité les domaines d'applications de l'effet piézoélectrique.



**Chapitre II :**  
**Principe des ultrasons**  
**et applications**

## II.1. Introduction :

Depuis bien longtemps on sait que les animaux tels que les baleines, dauphins ou bien encore chauve-souris utilisent les ultrasons dans le but de trouver la localisation d'un objet. En 1883, le physiologiste anglais Francis Galton invente un « sifflet à ultrasons ». En soufflant dans ce sifflet, l'homme ne perçoit rien alors que les chiens réagissent. Mais c'est surtout la découverte en 1880, de la piézo-électricité, par les frères Pierre et Jacques Curie, qui a permis après 1883, de produire facilement des ultrasons et de les utiliser.

Les premières études des ultrasons n'étaient pas destinées aux humains. Ainsi ils étaient plutôt utilisés durant la première guerre mondiale pour par exemple détecter les sous-marins. En 1918, Langevin l'utilise pour mesurer la profondeur et détecter la présence d'icebergs avec les sonars qui commencent à se répandre à partir de 1920 et qui sont les premiers appareils à ultrasons. Mais c'est seulement à partir de 1970, qu'on utilise les ultrasons dans la médecine. En effet Wild et Reid s'en servent pour faire les premières images de coupes échographiques.

## II.2. Les ultrasons :

### II.2.1 Principe :

Les ultrasons sont des ondes acoustiques (mécaniques) sinusoïdales dont la fréquence se situe entre 16 kHz et 10 MHz, c'est-à-dire entre les domaines des sons audibles (16 Hz-16 kHz) et des hypérons (> 10 MHz).

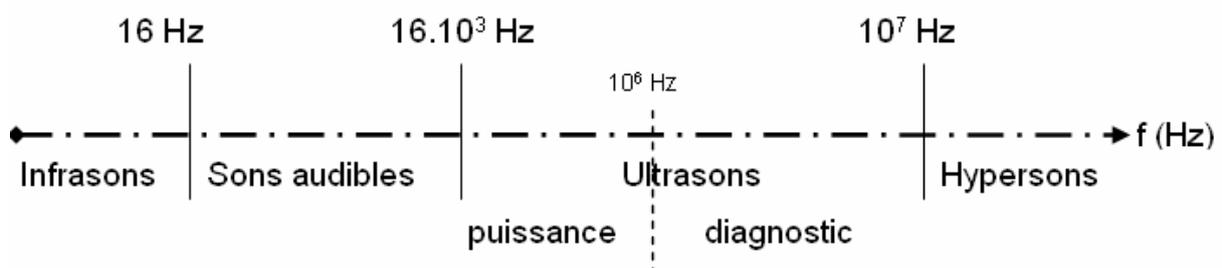


Figure II.1 : Domaines de fréquence des sons.

Étant donné le large spectre de fréquence figure II.1 occupé par les ultrasons (16 kHz-10 MHz) on différencie classiquement deux zones :

- ✚ Les ultrasons de puissance, forte intensité et faible fréquence, de 16 à 1000 kHz.

Dans cette gamme de fréquences, l'effet recherché est une modification du milieu par les ultrasons principalement grâce à la cavitation : l'onde modifie le milieu irradié.

Cette modification peut être physique (décapage, dégazage, émulsification) ou chimique (modification du mécanisme réactionnel, production de radicaux libres...). C'est le domaine d'utilisation des ultrasons en génie des procédés ; l'exemple le plus connu et le plus utilisé est le nettoyage par ultrasons fonctionnant à des fréquences inférieures à 50 kHz. Cependant il n'est pas rare de pratiquer la sonochimie à des fréquences pouvant aller jusqu'au méga hertz. Ces hautes fréquences semblent plus favorables à la production de radicaux libres, et seront préférées par exemple pour des procédés de dégradation de polluants chimiques [13].

- ✚ Les ultrasons de diagnostic, faible intensité et haute fréquence, de 1 à 10 MHz. Contrairement au cas précédent, dans ce domaine d'application des ultrasons, on ne veut pas que l'onde modifie le milieu traversé. Le but est d'observer l'impact du milieu sur l'onde ultrasonore. Lorsqu'un son traverse un milieu (peu importe sa fréquence), il en ressort modifié : l'amplitude et la phase de l'onde sinusoïdale sont modifiées. Amplitude et phase dépendent de l'atténuation de l'onde (absorption par le milieu), des propriétés acoustiques du milieu (réflexion, transmission), ainsi que de l'angle d'incidence de l'onde et de la topographie de l'interface. L'analyse de ces modifications de l'onde (transmise ou réfléchi) donne des informations sur les caractéristiques du milieu traversé, c'est pour cela qu'ils sont utilisés en détection pour faire des diagnostics. Cette catégorie d'ultrasons est utilisée entre autres en métallurgie pour la détection de défauts dans les soudures ou la présence d'inclusions, cependant l'application la plus courante est l'échographie en imagerie médicale, dans ce cas la sonde de l'échographe sert alternativement à émettre des impulsions d'onde et à recevoir l'écho de ces impulsions.

En résumé, on utilise les ultrasons de puissance pour que l'onde modifie le milieu irradié et ainsi obtenir des effets physico-chimiques sur le milieu, et les ultrasons de diagnostic pour observer la modification de l'onde par le milieu et en déduire ainsi des caractéristiques du milieu traversé.

### II.2.2 Physique des ultrasons :

Les ondes ultrasonores, concentrées sous forme de faisceaux vont interagir avec la matière qu'elles traversent. L'amplitude de ces ondes décroît au cours de la propagation car les liaisons entre atomes ou entre molécules ne sont pas purement élastiques. Il se produit plusieurs phénomènes qui aboutissent à leur atténuation :

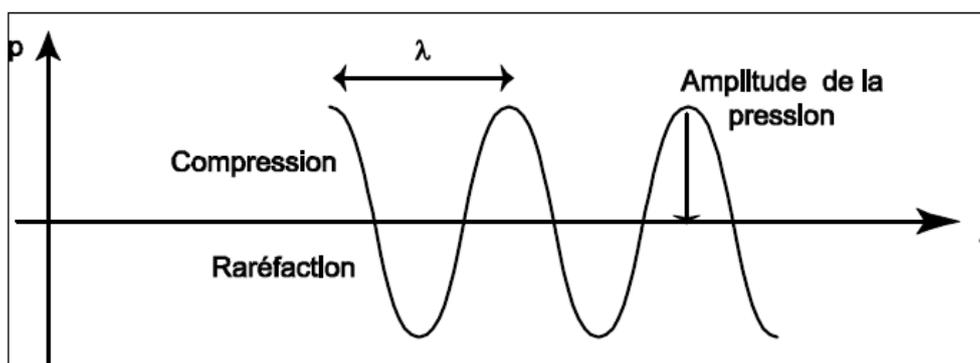
- Une absorption dans les milieux homogènes, lorsque l'onde ultrasonore se propage elle cède une partie de son énergie au milieu.
- Des réflexions, réfractions et diffusions aux changements de milieux (interface acoustique).

### II.2.2.1 Propagation des ondes ultrasonores dans l'air :

Nous rappelons que la relation pour la vitesse d'une onde sonore dans un milieu donné est définie par :

$$c = \lambda f \quad (\text{II.1})$$

Où  $f$  représente la fréquence et  $\lambda$  la longueur d'onde, que l'on peut voir sur la figure II.2.



**Figure II.2 :** Mesure de la longueur d'onde d'un signal acoustique.

La vitesse de propagation des sons dans la matière dépend essentiellement des caractéristiques du milieu (élasticité, densité), elle est d'environ 334 m/s dans l'air. A titre d'exemple, quelques vitesses de propagation du son dans différents milieux sont répertoriées dans le Tableau II.1.

Milieu	Vitesse de propagation (m.s <sup>-1</sup> )
Air	334
Eau	1480
Os	4080

**Tableau II.1 :** Vitesse de propagation du son dans différents milieux liquides et solides.

L'équation d'onde qui régit le fonctionnement des ultrasons est décrit par [14] :

$$\nabla^2 p = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (\text{II.2})$$

Où  $p$  représente la pression et  $c$  la vitesse du son. La solution de cette équation est donnée par :

$$p(r, t) = p_0 \frac{1}{r} e^{-i(kr - \omega t)} \quad (\text{II.3})$$

Elle est fonction de la distance  $r$  parcourue par l'ultrason, de la pulsation  $\omega$ , du nombre d'onde  $k$  et du temps  $t$ , avec  $P_0$  la pression statique. En supposant une propagation de l'onde ultrasonore simple, uniquement dans une direction et en se plaçant dans le cas où la distance  $r$  est importante (par rapport aux dimensions de la membrane et de la longueur d'onde) la pression acoustique produite par une plaque de surface  $S$  prend alors la forme :

$$p(r) = \frac{2\pi\rho_0 S f^2}{r} u_m e^{-i(kr - \omega t)} \quad (\text{II.4})$$

Où  $\rho_0$  représente la densité de l'air,  $f$  la fréquence et  $u_m$  le déplacement moyen de la plaque.

### II.2.2.2 Réflexion et réfraction des ondes ultrasonores :

Lorsqu'une onde ultrasonore atteint une interface, une partie de son énergie est réfléchiée c'est-à-dire renvoyée vers la source (formation d'un écho ultrasonore), l'autre partie est transmise figure II.3. L'importance relative de l'intensité de cet écho par rapport à l'onde incidente dépend de l'interface. L'interface acoustique est définie par son coefficient de réflexion qui dépend de l'impédance acoustique de chaque milieu.

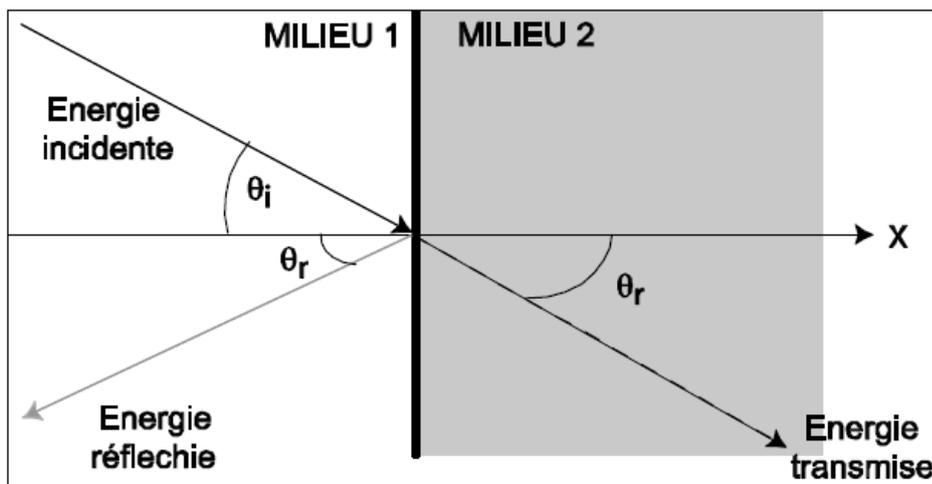


Figure II.3 : Caractéristique d'une onde ultrasonore.

Chaque milieu est caractérisé par son impédance acoustique ( $Z=pc$ ). Connaissant l'impédance acoustique  $Z_1$  du milieu 1 et  $Z_2$ , celle du milieu 2 on peut retrouver le coefficient de réflexion  $R$  de l'interface acoustique :

$$R = \frac{I_r}{I_i} = \left( \frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \right)^2 \quad (\text{II.5})$$

Et le coefficient de transmission  $T$  :

$$T = \frac{I_t}{I_i} = \frac{4Z_2 Z_1 \cos^2 \theta_i}{(Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t)^2} \quad (\text{II.6})$$

Où  $I_r$ ,  $I_i$  et  $I_t$  représente respectivement l'intensité de l'énergie réfléchie, incidente et transmise. Si nous considérons que l'onde ultrasonore atteint l'obstacle perpendiculairement, les angles  $\theta_i$ ,  $\theta_r$ ,  $\theta_t$  sont donc nuls. Les coefficients de réflexion et transmission peuvent donc s'écrire uniquement en fonction de l'impédance acoustique de chaque milieu :

$$R = \left( \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2, T = \frac{4Z_2 Z_1}{(Z_2 + Z_1)^2} \quad (\text{II.7})$$

Si on reprend l'équation de la propagation des ondes ultrasonores, en lui associant le coefficient de réflexion on peut déterminer l'équation régissant l'amplitude de la pression créée par l'écho sur la membrane (approximation des ondes planes):

$$p_{echo}(r) = R.p(r) = R \frac{2\pi\rho_0 S f^2}{r} u_m e^{-i(kr - \omega t)} \quad (\text{II.8})$$

Dans le Tableau 2 nous présentons quelques valeurs des coefficients de réflexion et de transmission pour quelques interfaces acoustiques typiques. Ces coefficients sont calculés sous incidence normale ( $\theta_i, \theta_r, \theta_t$  nuls).

Milieu 1	Milieu 2	Impédance1 ( $\text{kg.s}^{-1}.\text{m}^{-2}$ )	Impédance2 ( $\text{kg.s}^{-1}.\text{m}^{-2}$ )	Coefficient de réflexion	Coeff. de transmission
Air	Eau	442	$15 \times 10^6$	99.9 %	0.1%
Air	Plexiglas	442	$4 \times 10^6$	100%	0%
Air	Aluminium	442	$1.7 \times 10^7$	100%	0%
Air	Muscle	442	$1.64 \times 10^6$	99.9%	0,1%
Eau	Plexiglas	$1.5 \times 10^6$	$4 \times 10^6$	20.7%	79.3%
Eau	Aluminium	$1.5 \times 10^6$	$1.7 \times 10^7$	70.2%	29.8%

**Tableau II. 2 : Valeurs de l'interface acoustique entre quelques milieux.**

### II.2.3 Propagation des ondes ultrasonores dans les matériaux anisotropes :

Les ultrasons sont des vibrations élastiques, qui se propagent dans des milieux fluides ou solides. L'onde ultrasonore subit plusieurs phénomènes tels que la réflexion, la réfraction, et la diffusion. Elle est caractérisée par sa longueur d'onde, c'est-à-dire la distance parcourue par l'onde pendant une période. Une onde ultrasonore se propageant dans un milieu déterminé peut aussi être caractérisée d'une part par sa célérité, d'autre part par la perte d'énergie qu'elle subit par unité de longueur de milieu traversé, c'est-à-dire par un coefficient d'absorption. C'est de ce double point de vue que nous aborderons le problème.

#### II.2.3.1 Comportement des ultrasons dans les matériaux anisotropes :

Il existe deux modes de propagation dans un solide en général. Pour le mode longitudinal ou de compression, les particules du milieu se déplacent parallèlement à la direction de propagation [15]. Le passage d'une onde longitudinale plane fait varier

la distance entre deux plans parallèles donc le volume occupé par un nombre donné de particules varie, ce qui engendre des fronts de compression-dilatation.

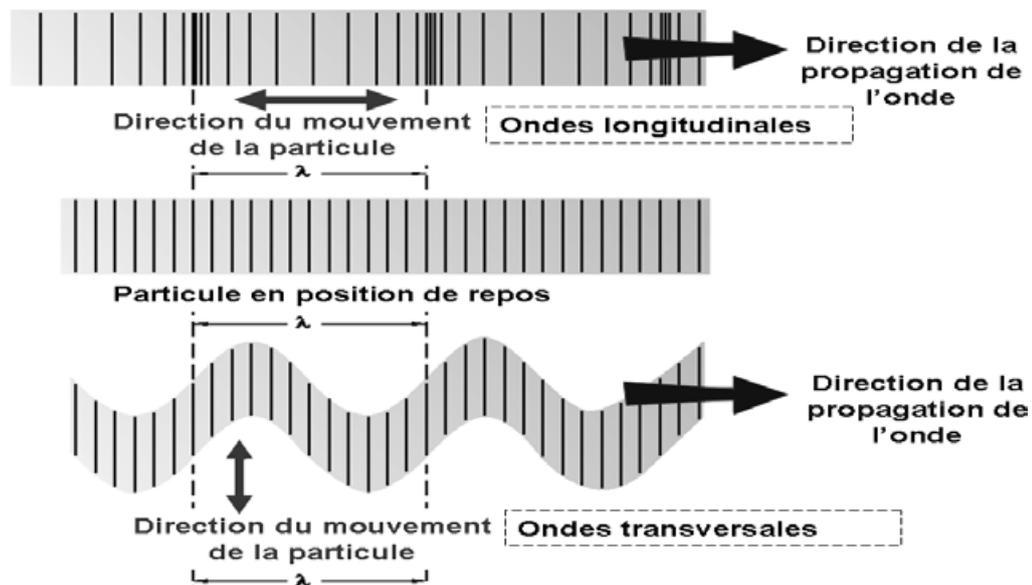


Figure II.4 : Polarisation et vecteur d'onde des modes de propagation.

Dans le deuxième mode, dit transversal ou de cisaillement, les particules du milieu vibrent suivant l'axe perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde (le déplacement des particules est alors perpendiculaire au vecteur d'onde). Dans ce mode de propagation, le volume occupé par un nombre donné de particules ne varie pas [15]. Dans la suite nous nous intéresserons à ces deux types d'ondes de volume pour la détermination des constantes d'élasticité, des angles d'Euler et de l'atténuation des matériaux. Suivant l'anisotropie du matériau, l'onde ultrasonore a un comportement plus ou moins différent. Ce comportement est dû à l'interaction entre l'onde et la microstructure du matériau, autrement dit l'anisotropie est due aux structures internes du matériau qui présentent une certaine orientation.

Dans le cas le plus général, lorsqu'une onde ultrasonore plane, est envoyée en incidence oblique sur l'interface plane séparant un liquide d'un solide anisotrope, elle donne naissance à trois ondes transmises (une quasi-longitudinale et deux quasi-transversales) dans le milieu de réfraction et une onde longitudinale réfléchie dans le milieu d'incidence.

### II.2.3.2 Equation de propagation :

L'insonification d'un matériau anisotrope élastique par une onde ultrasonore crée des déplacements de particules  $u_i(x_k, t)$ , qui varient au cours du temps. Ces déplacements de particules entraînent une variation des déformations et donc une variation des contraintes.

La loi de comportement, appelée loi de Hooke, qui relie les contraintes aux déformations s'écrit :

$$T_{ij} = c_{ijkl} \varepsilon_{kl} \quad (\text{II.9})$$

où  $T_{ij}$  est le tenseur des contraintes internes de rang deux et  $c_{ijkl}$  est un tenseur de rang quatre appelé tenseur des constantes élastiques ou rigidités élastiques qui possède 81 éléments dans un espace 3D.

La relation reliant le tenseur des déformations  $\varepsilon_{kl}$  au vecteur de déplacement est :

$$\varepsilon_{kl} = \frac{1}{2} \left( \frac{\partial u_k}{\partial x_l} + \frac{\partial u_l}{\partial x_k} \right) \quad (\text{II.10})$$

Etant donné que les tenseurs des contraintes et des déformations sont symétriques, la permutation des deux premiers indices ou des deux derniers laisse les  $c_{ijkl}$  inchangées.

$$c_{ijkl} = c_{jikl} \quad \text{et} \quad c_{ijkl} = c_{ijlk} \quad (\text{II.11})$$

On voit donc que l'on peut représenter le tenseur de rang quatre des constantes d'élasticité par une matrice 6x6 symétrique. Par conséquent le nombre maximum de constantes indépendantes est de 21 dans le cas le plus anisotrope (système triclinique). Si la symétrie du matériau augmente, le nombre de constantes indépendantes diminue. Pour un milieu isotrope ce nombre se réduit à deux : en utilisant la notation contractée, la loi de Hooke prend la forme suivante :

$$T_m = c_{mn} \varepsilon_n \quad m, n = 1, 2, \dots, 6 \quad (\text{II.12})$$

$$c_{mn} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} & c_{15} & c_{16} \\ & c_{22} & c_{23} & c_{24} & c_{25} & c_{26} \\ & & c_{33} & c_{34} & c_{35} & c_{36} \\ & & & c_{44} & c_{45} & c_{46} \\ & sym & & & c_{55} & c_{56} \\ & & & & & c_{66} \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

L'application du principe fondamental de la dynamique sur une unité de volume du milieu de masse volumique  $\rho$  (la force de pesanteur est négligée) permet d'obtenir la relation suivante :

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = c_{ijkl} \frac{\partial^2 u_l}{\partial x_j \partial x_k} \quad (\text{II.14})$$

L'équation générale de propagation est valable pour un milieu d'anisotropie quelconque. La solution de cette équation, sous forme d'une onde plane progressive se propageant à une vitesse de phase  $V_\varphi$  de vecteur d'onde  $\vec{k} = k\vec{n}$ , de polarisation  $\vec{U}$ , peut s'écrire :

$$\vec{u}(\vec{x}, t) = \vec{U} G \left( t - \frac{\vec{n}\vec{x}}{V_\varphi} \right) \quad (\text{II.15})$$

$V_\varphi$  est la vitesse de phase,  $\vec{n}$  est le vecteur unitaire de la direction de propagation et perpendiculaire au plan d'onde.

L'équation (II.15) a pour composantes :

$$u_i = U_i G \left( t - \frac{n_j r_j}{V_\varphi} \right) \quad (\text{II.16})$$

En présence d'atténuation le vecteur d'onde devient complexe [16] et s'exprime alors :

$$\vec{k}^* = \left( \frac{\omega}{V_\varphi} - i\alpha \right) \vec{n} \quad (\text{II.17})$$

Où  $\alpha$  est le coefficient d'atténuation positif.

En reportant la relation (II.16) dans l'équation (II.14) nous obtenons l'équation :

$$\rho V_\varphi^2 U_i = c_{ijkl} n_j n_k U_l \quad (\text{II.18})$$

Appelée équation de Christoffel [15] [17].

En posant  $\Gamma_{il} = c_{ijkl} n_j n_k$  et  $U_i = \delta_{il} U_l$  étant le symbole de Kronecker, on obtient :

$$(\rho V_\varphi^2 \delta_{il} - \Gamma_{il}) U_l = 0 \quad (\text{II.19})$$

L'équation de Christoffel est un système de trois équations à trois inconnues. Ce système a des solutions non nulles si et seulement si les coefficients ont un déterminant nul, c'est-à-dire si :

$$|\Gamma_{il} - \rho V_\varphi^2 \delta_{il}| = 0 \quad (\text{II.20})$$

Etant donné que le tenseur est symétrique, l'équation admet trois solutions positives différentes pour  $\lambda = \rho V_\varphi$  donc trois valeurs positives de vitesse de phase  $V_{\varphi,k}$  ( $k = 1, 2, 3$ ) dans le cas le plus général, car nous sommes en présence d'un polynôme caractéristique de degré trois. Chaque solution est caractérisée par une valeur propre  $\lambda$  et un vecteur propre  $U$ .

Les composantes du vecteur de polarisation pour chaque vitesse  $V_{\varphi,k}$  sont obtenues en résolvant le système :

$$\begin{aligned} \Gamma_{11} U_1^k + \Gamma_{12} U_2^k + \Gamma_{13} U_3^k &= \rho V_{(\varphi,k)}^2 U_1^k \\ \Gamma_{21} U_1^k + \Gamma_{22} U_2^k + \Gamma_{23} U_3^k &= \rho V_{(\varphi,k)}^2 U_2^k \\ \Gamma_{31} U_1^k + \Gamma_{32} U_2^k + \Gamma_{33} U_3^k &= \rho V_{(\varphi,k)}^2 U_3^k \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Pour ( $k = 1, 2, 3$ ) nous obtenons les trois directions de polarisation définies par les vecteurs.

$$\vec{U}^{(1)} = \begin{pmatrix} U_1^{(1)} \\ U_2^{(1)} \\ U_3^{(1)} \end{pmatrix} \quad \vec{U}^{(2)} = \begin{pmatrix} U_1^{(2)} \\ U_2^{(2)} \\ U_3^{(2)} \end{pmatrix} \quad \vec{U}^{(3)} = \begin{pmatrix} U_1^{(3)} \\ U_2^{(3)} \\ U_3^{(3)} \end{pmatrix}$$

Ces vecteurs forment un trièdre direct orthogonal.

Les trois solutions sont représentatives des trois modes de propagation figure II.5. Le mode de compression quasi longitudinale  $\vec{U}^{(3)}$  se propage à une vitesse  $V_{(\varphi,3)}$  supérieure à celle des deux autres modes de cisaillement quasi transversaux Vertical et Horizontal (si on les qualifie par rapport à leur polarisation) ou lente et rapide (si on s'attache plutôt à comparer leurs vitesses). C'est cette dernière appellation qui va être retenue par la suite car expérimentalement il est plus simple de les différencier en analysant les temps de vol.

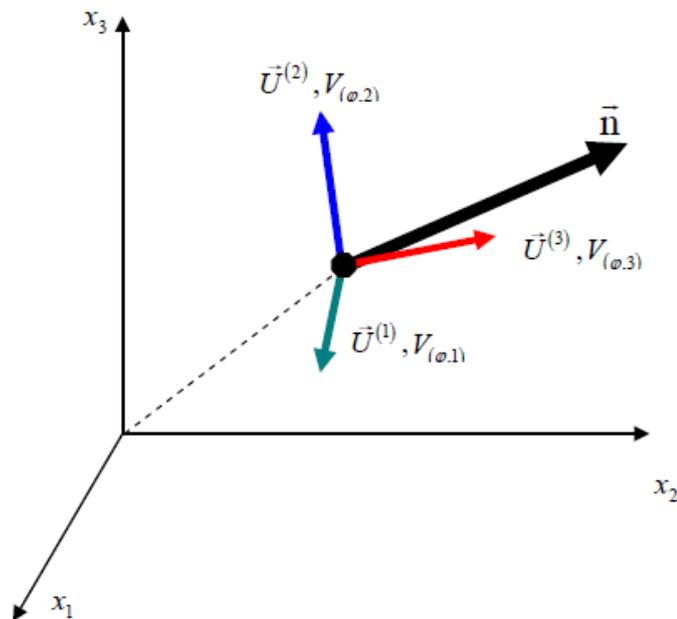


Figure II.5 : Polarisation des ondes.

Ces trois ondes se propagent dans la même direction à des vitesses différentes et présentent des polarisations perpendiculaires entre elles [17].

### II.3 Les applications des systèmes ultrasonores :

Les applications typiques reposent sur la mesure de variation de pression ou la création d'une onde de pression dans différents contextes. Les applications des ultrasons

sont généralement classifiées en deux catégories distinctes, par niveau d'intensité, soit de faible ou forte puissance :

- ❖ **Les ultrasons de forte puissance** (quelques centaines de milliwatts à quelques kilowatts) sont considérés comme tels lorsqu' ils modifient le milieu dans lequel ils se propagent. Leur action dépend de la nature des milieux dans ou sur lesquels ils se propagent. Les ultrasons de puissance sont utilisés dans le nettoyage, la soudure, l'usinage et l'activation de certaines réactions chimiques, ils sont surtout utilisés en thérapie (cancer, calculs, etc).
- ❖ **Les ultrasons de faible puissance** (quelques milliwatts à quelques centaines de milliwatts) sont utilisés pour leurs propriétés de propagation dans les milieux. Le principe général consiste à émettre une impulsion dans le milieu à étudier, puis grâce à un ou plusieurs récepteurs de capter le ou les échos de cette impulsion produite par le milieu ou à la frontière du milieu.

Les aspects principaux qui caractérisent l'emploi d'ultrasons de faible puissance et qui justifient leur utilisation par rapport à d'autres méthodes sont les suivants :

- ✓ Inaudibles par l'homme, ils peuvent être appliqués sans provoquer ni gêne, ni traumatisme dans leur environnement.
- ✓ La vitesse de propagation dans le milieu : cette vitesse est associée à la densité du milieu et sa compressibilité ou son module d'élasticité.
- ✓ Le temps de parcours dans le milieu qui permet de déterminer d'éventuelles inclusions dans le milieu.

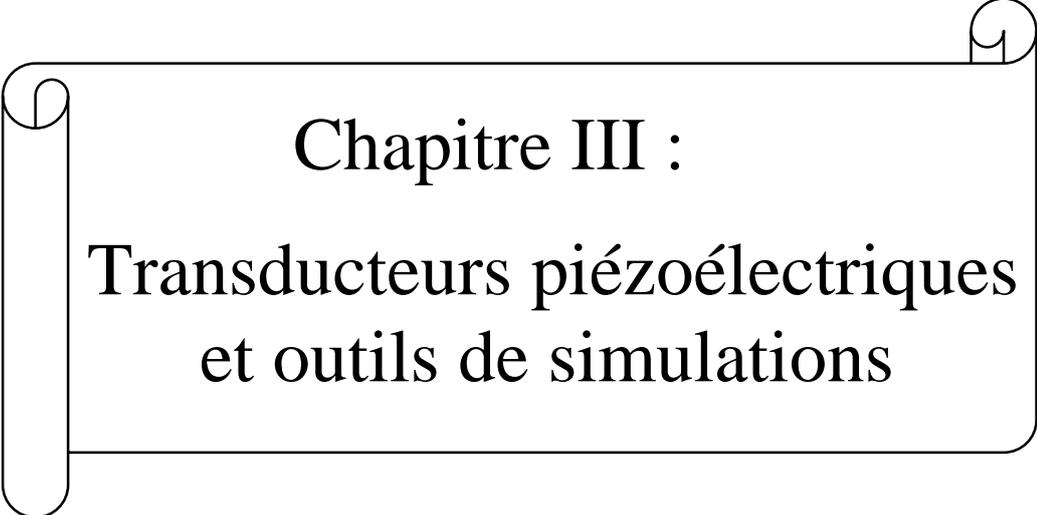
Les techniques ultrasonores sont très largement mises en œuvre et industrialisées dans divers domaines, nous ne citons que les plus importants :

- Technique de repérage et de contrôle :
  - Le contrôle non destructif ultrasonore.
  - La mesure de distance et la détection de présence utilisées dans divers domaines comme l'automobile et la télémétrie.
  - La détection sous-marine.
  - La détection d'empreintes digitales.
- Technique de microscopie acoustique :
  - Microscope acoustique à balayage.
  - Microscopie acoustique à balayage laser.

- Applications médicales :
  - L'échographie médicale (échographie prénatale, échographie Doppler).
  - La thérapie ultrasonore.
- Applications des faisceaux ultrasonores intenses :
  - Phénomène de cavitation (nettoyage par ultrasons, émulsification, polymérisation).
  - Perçage, soudage et brasage par ultrasons.

#### **II.4 Conclusion :**

Dans ce deuxième chapitre, nous avons rappelé quelques notions sur la propagation des ondes ultrasonores dans les matériaux anisotropes. Nous avons vu qu'il est possible de calculer les vitesses de propagation des ondes ultrasonores dans toutes les directions d'un matériau pour une symétrie donnée, connaissant ses constantes d'élasticité et sa masse volumique. D'autre part nous avons présenté le calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'une onde ultrasonore. Dans une dernière partie, nous avons cité les différents domaines d'applications des systèmes ultrasonores.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left side and a horizontal strip at the top, both ending in small circular curls.

**Chapitre III :**  
**Transducteurs piézoélectriques**  
**et outils de simulations**

### III.1 Introduction :

Historiquement, les matériaux piézoélectriques et leurs composites ont été très tôt utilisés pour la génération et la détection des ultrasons. C'est la découverte de l'effet piézoélectrique qui mène à l'invention du premier transducteur ultrasonique. Un matériau piézoélectrique se caractérise par la capacité de générer une contrainte/déformation lorsqu'un champ électrique lui est appliqué. C'est l'effet piézoélectrique inverse qui permet au transducteur piézoélectrique de fonctionner en « mode émission ». En effet, lors de l'application d'une tension électrique sur la sonde piézoélectrique, des déformations sont créées et sont couplées au milieu environnant. L'effet piézoélectrique direct va permettre d'utiliser la sonde piézoélectrique en mode « réception » par la transformation de l'onde acoustique en un signal électrique qui sera par la suite traité. L'effet piézoélectrique est faible pour les cristaux naturels comme le quartz mais est beaucoup plus important dans les céramiques piézoélectriques de synthèse comme le titanate de baryum et le titanate zirconate de plomb PZT. Les céramiques piézoélectriques et spécialement la famille des PZT sont très utilisées parce qu'elles permettent d'avoir une efficacité de couplage relativement élevée, un large éventail de constantes diélectriques et de faibles pertes diélectriques. Elles sont le meilleur choix pour faire de l'imagerie ultrasonore directement sur des solides en raison de leur impédance acoustique élevée [18].

Les performances d'un système d'imagerie médicale dépendent largement de la qualité des échos détectés par le réseau de transducteurs, faisant de ce dernier un des composants les plus critiques dans le système. Les transducteurs piézoélectriques dominent actuellement le marché des sondes ultrasonores car les transducteurs basés sur d'autres mécanismes de transduction ne présentent pas de propriétés dynamiques satisfaisantes .

### III.2 Transducteur piézoélectrique :

#### III.2.1 Définition :

Un transducteur piézo-électrique est un composant permettant de transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (ou acoustique), et inversement. Les transducteurs piézo-électriques sont des systèmes réversibles de part, ces transducteurs peuvent alors fonctionner aussi bien en émetteur qu'en récepteur.

### III.2.2 Principe :



Figure III.1 : Schéma de fonctionnement d'un transducteur.

### III.2.3 Système ultrasonore pulse-écho :

La configuration la plus commune d'un système ultrasonore largement répandu pour des mesures acoustiques est montrée sur le figure.III.2.

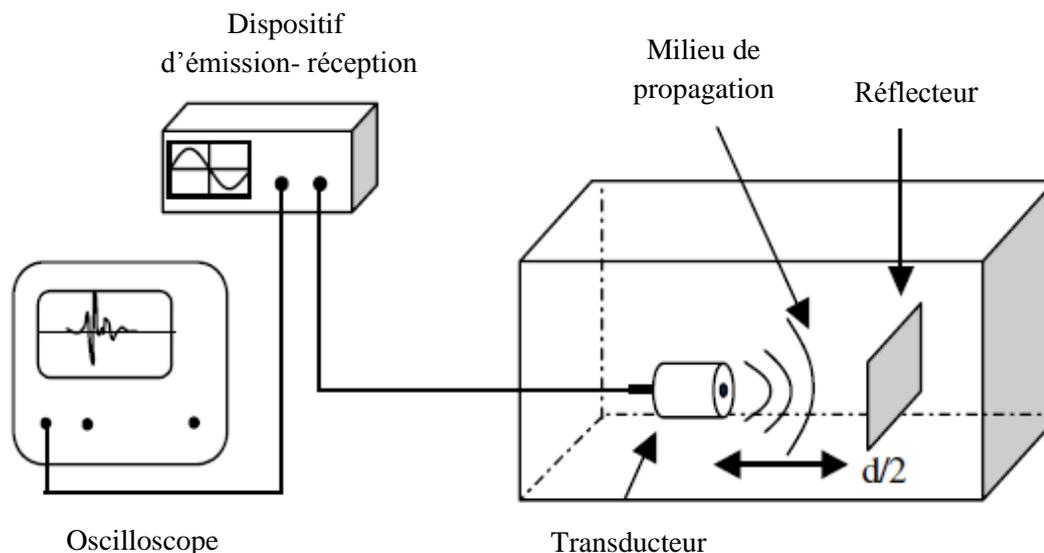


Figure III.2 : Schéma d'un système ultrasonore fonctionnant en mode pulse-écho.

Il implique la génération, la propagation et la réception du signal. Le système fonctionne en mode pulse-écho. Les ondes ultrasonores générées par le transducteur propagent à travers le milieu et l'écho reçu est converti par le même transducteur au signal électrique.

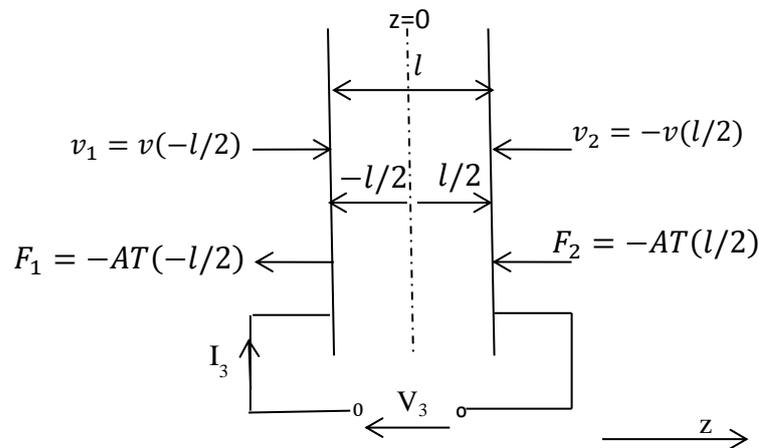
### III.3 Le transducteur comme un élément à trois ports :

Considérons une lame piézoélectrique avec des électrodes sur ses deux faces perpendiculairement à la direction  $z$  comme montre la figure III.2. Puisque les électrodes sont en court-circuitent hors du champ, il est raisonnable d'assumer que le champ électrique dans les directions  $x$  et  $y$  est nul ( $E_x=0, E_y=0$ ). La symétrie signifie que si le transducteur est conçu pour fonctionner dans le mode longitudinal, il n'y aura aucun mouvement dans les directions  $x$  et  $y$ . Dans ce cas, les paramètres  $S, E, D, v, u$  et  $T$  ont seulement une composante, dans la direction  $z$ .

La force extérieure appliquée sur une des faces du piézoélectrique est donnée par la relation suivante :

$$F = -AT \tag{III.1}$$

Où  $A$  est la section d'une des faces du transducteur et  $T$  est la contrainte interne.



**Figure III.3 : Modèle (1-D) d'un résonateur piézoélectrique d'une longueur  $l$  avec les paramètres électrique et acoustique.**

Considérant le transducteur piézoélectrique comme un système à trois ports, deux ports acoustique et un port électrique [19].

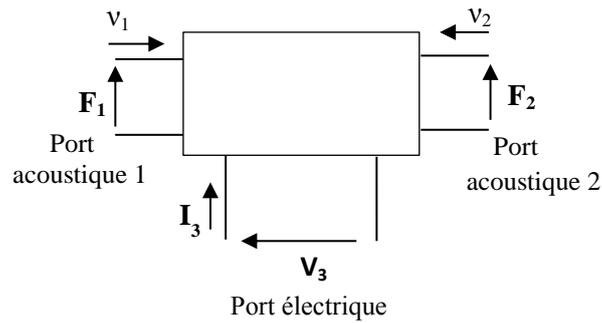


Figure III.4 : Transducteur piézoélectrique comme un système à trois ports.

Les conditions aux limites aux ports acoustiques sont :

$$F_1 = -AT(-l/2) \quad (\text{III.2})$$

$$F_2 = -AT(l/2) \quad (\text{III.3})$$

$$v_1 = v(-l/2) \quad (\text{III.4})$$

$$v_2 = -v(l/2) \quad (\text{III.5})$$

Avec  $F_1$  et  $F_2$  sont les forces aux deux faces,  $v(-l/2)$  et  $v(l/2)$  sont respectivement les composantes de la vitesse à la surface du matériau piézoélectrique et  $l$  est ça longueur.

La relation entre  $T$  et  $v$  est la suivante :

$$\frac{dT}{dz} = j\omega\rho_0v \quad (\text{III.6})$$

Avec  $\rho_0$  la densité volumique à l'état stationnaire.

Et :

$$\frac{dv}{dz} = j\omega S \quad (\text{III.7})$$

Où  $S$  est la déformation.

Le courant total à travers le transducteur est :

$$I_3 = j\omega AD \quad (\text{III.8})$$

Ou  $D$  est le déplacement électrique et  $A$  est la section.

Avec la convention de signe indiqué sur la figure III.2, la tension aux bornes du transducteur est :

$$V_3 = \int_{-l/2}^{l/2} Edz \quad (\text{III.9})$$

D'après l'équation d'état de la contrainte  $T$  pour un matériau piézoélectrique :

$$T = C^D S - hD \quad (\text{III.10})$$

$C^D$  est le module d'élasticité au déplacement nul, et  $h$  est la constante piézoélectrique définie par :

$$h = \frac{e}{\varepsilon^S} \quad (\text{III.11})$$

Avec  $e$  est la constante piézoélectrique d'effort, et  $\varepsilon^S$  la constante diélectrique à la déformation nulle définie comme le rapport entre la permittivité  $\varepsilon$  du matériau piézoélectrique et la permittivité du vide  $\varepsilon_0$ .

$$C^D = C^E \left( 1 + \frac{e^2}{C^E \varepsilon^S} \right) = C^E (1 + K^2) \quad (\text{III.12})$$

Si nous éliminons  $T$  et  $S$  des équations. (III.6), (III.8) et (III.10) , alors  $v$  obéit à l'équation d'onde suivante :

$$\frac{d^2 v}{dz^2} + \frac{\omega^2 \rho_0}{C^D} v = 0 \quad (\text{III.13})$$

Cette équation à pour solutions :

$$v = v_F e^{-j\bar{\beta}_a z} + v_B e^{j\bar{\beta}_a z} \quad (\text{III.14})$$

Et

$$T = T_F e^{-j\bar{\beta}_a z} + T_B e^{j\bar{\beta}_a z} - hD \quad (\text{III.15})$$

Où les indices F (front) et B (back) indiquent Respectivement la propagation vers l'avant et vers l'arrière de l'onde. Nous définissons les paramètres suivants:

$$\beta_a = \omega \left( \frac{\rho_0}{C^D} \right)^{1/2} \quad (\text{III.16})$$

$$T_F = -Z_0 v_F \quad (\text{III.17})$$

$$T_B = Z_0 v_B \quad (\text{III.18})$$

Où  $Z_0$  est l'impédance acoustique caractéristique du matériau piézoélectrique, donnée par la relation suivante :

$$\bar{Z}_0 = (\rho_0 C^D)^{1/2} \quad (\text{III.19})$$

Utilisant les conditions aux limites présentées par les équations (III.4), (III.5) dans l'équation (III.14) on a :

$$v = \frac{-v_2 \sin[\bar{\beta}_a(z + \frac{l}{2})] + v_1 \sin[\bar{\beta}_a(\frac{l}{2} - z)]}{\sin \beta_a l} \quad (\text{III.20})$$

Substituent ce résultat dans les équations (III.2), (III.3) et les équations (III.7) – (III.10) nous obtenons l'équation suivante, qui représente la matrice de transfert qui décrit le comportement global entre le port d'excitation électrique et les deux ports acoustiques.

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = -j \begin{bmatrix} Z_C / \tan \bar{\beta}_a l & Z_C / \sin \bar{\beta}_a l & \frac{h}{\omega} \\ Z_C / \sin \bar{\beta}_a l & Z_C / \tan \bar{\beta}_a l & \frac{h}{\omega} \\ \frac{h}{\omega} & \frac{h}{\omega} & \frac{1}{\omega C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

Où  $C_0$  est la capacité bloquée (à contrainte nulle) du transducteur elle est donnée par l'équation suivante :

$$C_0 = \frac{\varepsilon^S A}{l} \quad (\text{III.22})$$

Et  $Z_C$  est l'impédance acoustique du transducteur. Si  $A$  est la section du matériau piézoélectrique on :

$$Z_C = \bar{Z}_0 A \quad (\text{III.23})$$

### III.3.1 Impédance électrique d'entrée du transducteur :

Nous déterminons l'impédance électrique d'entrée du transducteur par les impédances des charges acoustique ( $Z_1$  et  $Z_2$ ) respectivement aux deux ports acoustique du transducteur.

$$Z_1 = -\frac{F_1}{v_1} = \frac{AT(-l/2)}{v(-l/2)} \quad (\text{III.24})$$

Et

$$Z_2 = -\frac{F_2}{v_2} = \frac{-AT(l/2)}{v(l/2)} \quad (\text{III.25})$$

Substituant (III.24) et (III.25) dans l'équation (III.21) on a :

$$Z_3 = \frac{V_3}{I_3} = \frac{1}{j\omega C_0} \left[ 1 + K_T^2 \frac{j(Z_1 + Z_2)Z_C \sin \bar{\beta}_a l - 2Z_C^2 (1 - \cos \bar{\beta}_a l)}{[(Z_C^2 - Z_1 Z_2 \sin \bar{\beta}_a l) - j(Z_1 + Z_2)Z_C \cos \bar{\beta}_a l] \bar{\beta}_a l} \right] \quad (\text{III.26})$$

Avec

$$K_T^2 = \frac{K^2}{1+K^2} \quad (\text{III.27})$$

Et

$$1 + K^2 = \frac{C^D}{C^E} = \frac{1}{1-K_T^2} \quad (\text{III.28})$$

Pour les propagations longitudinales, le paramètre  $K_T$  est souvent défini comme facteur de couplage piézoélectrique, parce que c'est la constante piézoélectrique efficace utilisée quand il n'y a aucun mouvement transversal au champ électrique.

### III.4 Présentation des modèles d'un transducteur piézoélectrique :

L'analyse théorique du comportement vibratoire de transducteurs piézoélectriques peut être menée à bien en utilisant l'équation d'onde et les équations d'état de la piézoélectricité. Cependant, une approche fréquemment utilisée consiste à représenter les paramètres mécaniques et électriques des transducteurs par des équivalents électriques (analogie force tension et vitesse-courant) pour traduire le comportement harmonique du transducteur. La plupart de ces modèles prennent comme point de départ les lignes de transmission pour décrire la propagation d'ondes planes dans les matériaux.

Le schéma de Mason est sans doute le plus utilisé de ces schémas électromécaniques équivalents. Dans ce modèle, représenté, la ligne de transmission est remplacée par un quadripôle en T dans l'hypothèse où la longueur de la ligne est comparable à la longueur d'onde. Par conséquent toutes les caractéristiques du matériau sont représentées par des impédances.

Les caractéristiques mécaniques et électriques sont simplement reliées par un transformateur idéal représentant la conversion électromécanique. Les impédances dans ce schéma dépendent des caractéristiques du matériau, mais également de la géométrie de l'échantillon (c'est à dire du mode de vibration considéré). Ce modèle présente l'avantage de pouvoir être adapté aux cas bi ou tridimensionnel en ajoutant autant de ports mécaniques qu'il y a de faces et en calculant à partir d'équations d'état supplémentaires, les nouvelles valeurs des composants.

Le modèle de Mason a été amélioré par Redwood ce dernier a développé un modèle basé sur l'analogie formelle entre la propagation des ondes mécaniques et

électromagnétiques. Il consiste en une présentation de type de ligne de transmission électrique à paramètres distribués de la propagation des ondes dans un matériau et permet ainsi le calcul de la réponse transitoire d'un transducteur.

R. Krimholtz, D.A. Leedom et G.L. Matthaei ont proposé un modèle couramment appelé modèle de KLM ce modèle unidimensionnel, développé à l'origine pour l'analyse de structures piézo-électriques excitées de façon non uniforme, conserve le caractère propagatif de la ligne et seules les caractéristiques électriques sont représentées par des impédances. Dans ce modèle également, le couplage entre les grandeurs électriques et mécaniques est assuré par un transformateur dont le rapport varie avec la fréquence.

Ce modèle, plus "physique", qu'un schéma de type Mason, est classiquement utilisé pour l'étude des transducteurs électroacoustiques notamment parce qu'il est mieux adapté à la modélisation des lames d'adaptation.

Leach a proposé un modèle où il remplace le transformateur électroacoustique par des sources de tension contrôlées dans le but de simplifier les équations du circuit équivalent. Donc l'analyse du circuit par des outils de simulations simple, devienne possible

D'autres travaux dans le cadre des modèles décrivant le comportement des transducteurs piézoélectriques sont mis en œuvre. On peut citer les travaux de Püttmer, Brown et Carlson, Gonnard, Hsueh, Morris et Hutchens, Dion, Emeterio, Hirsekron, etc.

#### III.4.1 Modèle électrique de Mason :

Mason, dans les années 40, a démontré que pour une analyse 1D, la plupart des difficultés rencontrées dans l'obtention d'une solution de l'équation (III.21) peuvent être surmontées en utilisant une analogie avec des circuits électriques. Il a présenté le circuit analogique qui sépare un matériau piézoélectrique dans un port électrique relié par un transformateur électroacoustique idéal (facteur de conversion  $N=1$ ), avec deux portes acoustiques comme le montre la figure III.4. Ce modèle unidimensionnel à trois portes rend possible la considération de deux côtés mécaniques de la structure dans l'étude du comportement du transducteur. Les éléments du circuit sont déterminés par les dimensions et par le mode du transducteur.

D'après la matrice de transfert présentée par l'équation (III.21) nous avons :

$$F_1 = -jZ_C v_1 \cot \bar{\beta}_a l - jZ_C v_2 \cos \bar{\beta}_a l + \frac{hI_3}{j\omega} \quad (\text{III.29})$$

On pose :

$$Z_{11} = -jZ_C \cot \bar{\beta}_a l \quad (\text{III.30}) \quad \text{et} \quad Z_{12} = -jZ_C \cos \bar{\beta}_a l \quad (\text{III.31})$$

$$Z_{11} - Z_{12} = jZ_C (\cos \bar{\beta}_a l - \cot \bar{\beta}_a l) = j Z_C \tan \beta_a l / 2 \quad (\text{III.32})$$

De la même manière

$$F_2 = -jZ_C v_1 \cos \bar{\beta}_a l - jZ_C v_2 \cot \bar{\beta}_a l + \frac{hI_3}{j\omega} \quad (\text{III.33})$$

$$Z_{22} = Z_{11} = -jZ_C \cot \bar{\beta}_a l \quad (\text{III.34})$$

$$V_3 = \frac{h}{j\omega} (v_1 + v_2) + \frac{I_3}{j\omega C_0} \quad (\text{III.35})$$

Le premier terme de cette équation est la tension proportionnelle au courant total équivalent  $v_1 + v_2$  qui traverse le transformateur. Le second terme est simplement une tension aux bornes du condensateur  $C_0$ . Un transformateur idéal avec un facteur de conversion  $N = 1$ , ou  $N$  est donné par l'équation (III.36) introduirait un courant de valeur  $(v_1 + v_2)N$ , et le courant développeraient alors un potentiel  $\frac{h}{j\omega} (v_1 + v_2)$  à travers le condensateur  $C_0$ . Un potentiel  $-\frac{h}{j\omega} (v_1 + v_2)$  est développé à travers le condensateur négatif  $-C_0$ , juste pour annuler le potentiel à travers le condensateur  $C_0$ .

Donc on peut conclure le circuit électrique équivalent suivant, correspond à la matrice de l'équation (III.21) est qui représente le modèle électrique de Mason [20].

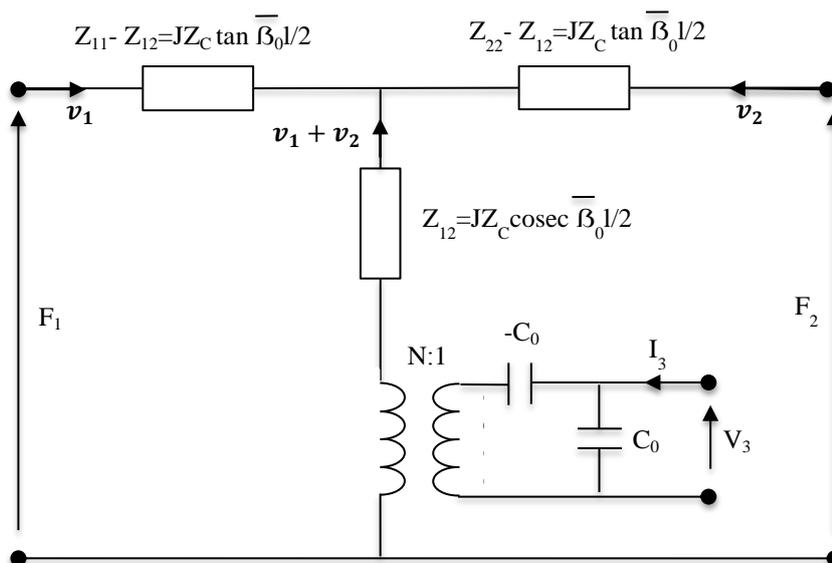


Figure III.5 : Modèle électrique de Mason d'un transducteur piézoélectrique.

Avec :  $Z_C = \bar{Z}_0 A$  et  $C_0 = \frac{\epsilon^S A}{l}$

Et le rapport de transformation N du transformateur électro-acoustique est donné par la relation :

$$N = hC_0 = \frac{eC_0}{\epsilon^S} = \frac{eA}{l} \tag{III.36}$$

### III.4.2 Modèle électrique de Redwood :

Redwood a amélioré le modèle électromécanique de Mason en incorporant une ligne de transmission, ce qui rend possible d'extraire des informations utiles sur la réponse temporelle de l'élément piézo-électrique.

Le circuit T d'impédances représenté dans le modèle de Mason est équivalent à une ligne de transmission coaxial d'impédance  $Z_C$  et de longueur  $l$ .

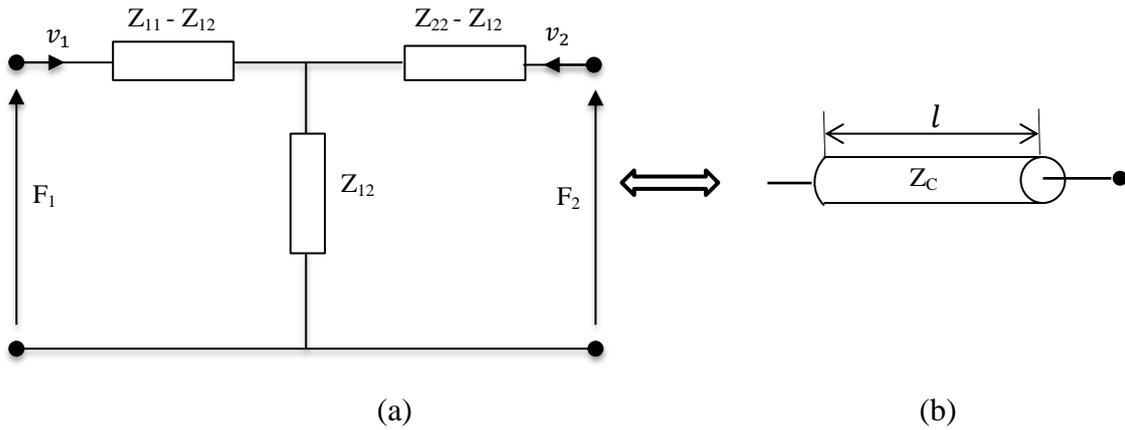


Figure III.6 : (a) Le circuit T d'impédances représenté dans le modèle de Mason, (b) ligne de transmission coaxial d'impédance  $Z_c$ .

Donc le modèle électrique de Redwood est représenté par le schéma suivant [21] :

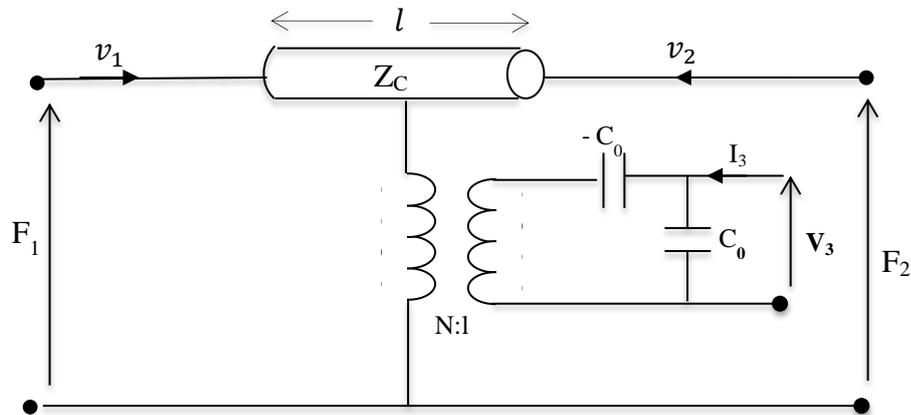


Figure III.7 : Modèle électrique de Redwood.

### III.4.3 Modèle électrique de KLM :

Un des modèles décrit par la matrice (III.21) et celui publié en 1970 par R. Krimholtz, D. A. Leedom et G. L. Matthaei, couramment appelé modèle de KLM. Ils ont développé un modèle basé sur l'analogie formelle entre la propagation des ondes mécaniques et électromagnétiques. Il consiste en une représentation de type de ligne de transmission électrique à paramètres distribués de la propagation des ondes dans un matériau et permet ainsi le calcul de la réponse transitoire d'un transducteur.

Le modèle de KLM d'un transducteur piézoélectrique [22] est donné par la figure suivante :

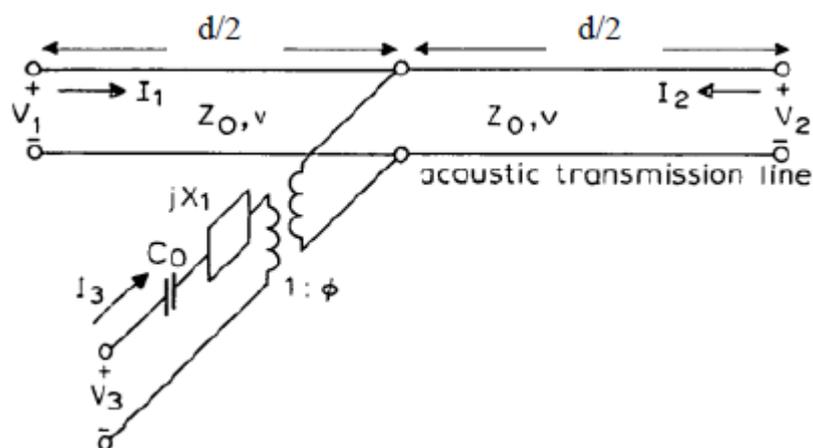


Figure III.8 : Modèle de KLM d'un transducteur piézoélectrique.

Dans ce modèle,  $V_3$  et  $I_3$  sont respectivement la tension et le courant appliqués au cristal piézoélectrique qui produisent les forces acoustiques résultantes  $F$  et les vitesses des particules  $v_1$  et  $v_2$  aux deux faces du cristal piézoélectrique.

Les paramètres modèles incluent l'épaisseur du cristal  $l$ , sa section  $A$  et l'impédance acoustique  $Z_C$  de la ligne de transmission.

Afin d'accomplir le modèle, il est également nécessaire d'inclure un condensateur  $C_0$ , une réactance  $jX_1$  et un transformateur électroacoustique idéal (le rapport de conversion  $\phi = 1$ ).

Les différents paramètres du modèle sont donnés par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_C = \rho v A \\ C_0 = \frac{\epsilon A}{l} \\ X_1 = \frac{h^2}{\omega^2 Z_C} \sin\left(\frac{\omega l}{v}\right) \\ \phi = \frac{\omega Z_C}{2h} \cos\frac{\omega l}{2v} \end{array} \right. \quad (\text{III.37})$$

Le calcul des différents paramètres du modèle de KLM est détaillé dans (l'annexe A).

**III.4.4 Modèle électrique de Leach :**

Un des modèles électrique décrivant le comportement des transducteurs ultrasonores piézoélectriques est celui proposé en 1994 par Marshall Leach [23] illustré dans la figure III.8. Ce circuit consiste en deux parties, une partie électrique présenté par la capacité  $C_0$  entre les deux électrodes et une partie mécanique présenté par la ligne de transmission. Le couplage entre les deux parties est réalisé par deux sources contrôlées.

La source de tension contrôlée dans partie mécanique a la tension  $\frac{h}{s}i$ , où  $s$  est l'opérateur de Laplace. Elle est commune entre les deux ports de la ligne de transmission. Puisque la charge sur les électrodes de transducteur est liée au courant par:  $Q = i/s$ , la tension de la source devient  $h \cdot Q$ . Donc la source de tension est contrôlée par la charge sur les électrodes.

La source de tension contrôlée dans partie électrique est de tension  $\frac{h}{s}(v_1 - v_2)$ . Puisque le déplacement de particules est lié à la vitesse de particules par:  $c = \frac{v}{s}$ , la tension de la source devient  $h(c_1 - c_2)$ . Donc la source de tension est contrôlée par la différence entre les déplacements de particules sur les deux faces du transducteur.

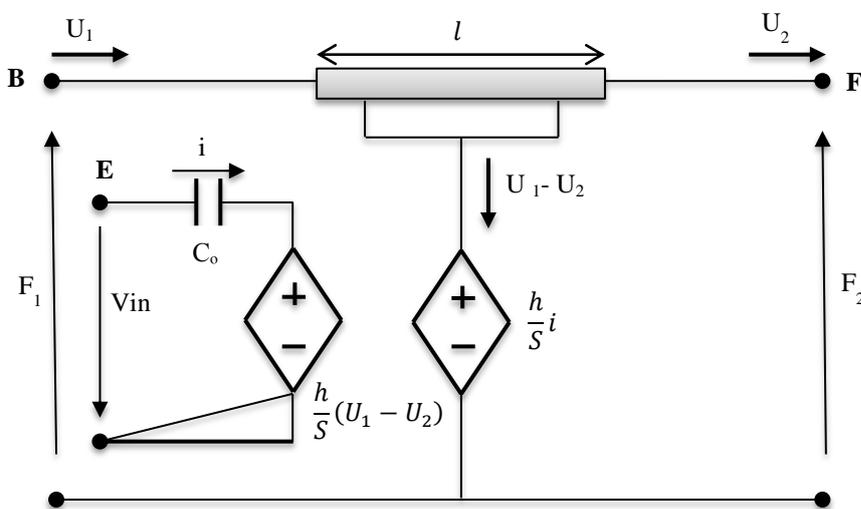


Figure III.9 : Modèle de Leach d'un transducteur piézoélectrique.

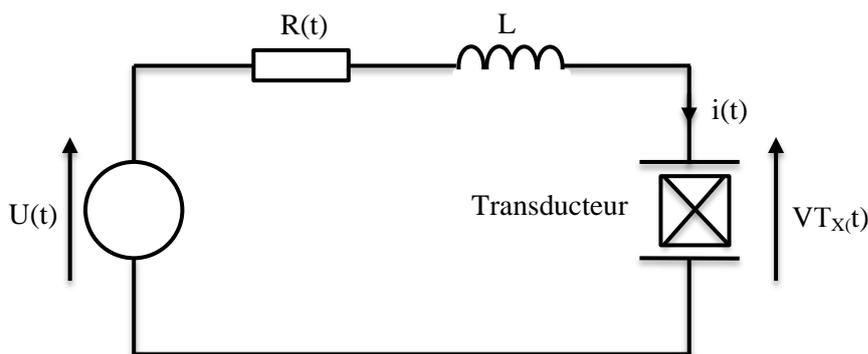
**III.5 L'excitation électrique du transducteur piézoélectrique :**

Différentes méthodes de modélisation ont été proposées dans la littérature depuis les années 1950 pour décrire la réponse électroacoustique de transducteurs piézoélectriques. Celles-ci sont de deux types : les méthodes temporelles et les méthodes

fréquentielles. Ces modèles ont tous en commun une représentation du circuit électrique d'excitation à l'aide d'un réseau d'éléments passifs invariants dans le temps. En effet, l'excitation électrique est généralement modélisée par un générateur de tension et sa résistance de sortie, tandis que le réseau d'adaptation électrique est décrit à l'aide de composants résistifs, capacitifs ou inductifs assemblés en série ou en parallèle.

Très souvent, cette représentation du circuit électrique d'excitation à l'aide d'éléments strictement invariants dans le temps est conforme à la réalité et donne donc des résultats très satisfaisants. On peut citer par exemple le cas très répandu du transducteur excité à l'aide de trains d'ondes sinusoïdaux ou en régime harmonique continu par l'intermédiaire d'un amplificateur de puissance [24].

Un exemple simple d'une structure basique d'un transducteur piézo-électrique mince vibrant en épaisseur, et de son circuit d'excitation impulsionnelle est présenté dans la figure III.10.



**Figure III.10 : Schéma de base d'excitation d'un transducteur piézo-électrique.**

Avec  $u(t)$  est la tension d'excitation,  $L$  est une self d'adaptation et  $VT_x(t)$  est la tension aux bornes du transducteur. La résistance  $R(t)$  est une fonction du temps.

Les lois générales de l'électricité donnent la relation suivante :

$$L \frac{di}{dt}(t) = U(t) - R(T) \cdot i(t) - VT_x(t) \quad (\text{III.38})$$

À partir de laquelle le courant  $i(t)$  traversant le transducteur peut être déduit.

Dans l'équation III.38, la tension aux bornes du transducteur  $VT_x(t)$  est :

$$VTx(t) = D(t) \cdot \frac{e}{\epsilon_{33}^s} - h_{33} \cdot (WA(t) - WB(t)) \quad (\text{III.39})$$

L'induction électrique  $D(t)$  dans le transducteur est donné par :

$$D(t) = \frac{1}{S} \int_0^t i(t) \cdot d(t) \quad (\text{III.40})$$

Où  $S$  est la surface active du transducteur.

$WA(t)$  et  $WB(t)$  sont les déplacements des interfaces A et B. Ces déplacements sont calculés en tant qu'intégrales des vitesses de déplacement des deux interfaces  $VA(t)$  et  $VB(t)$ .

Par ailleurs, la vitesse de vibration des faces A et B peut être exprimée en fonction de l'impédance acoustique des différents milieux [25]. Elle est donnée par :

$$\begin{cases} V_A = \frac{h_{33}D}{Z_L + Z_T} & (a) \\ V_B = -\frac{h_{33}D}{Z_B + Z_T} & (b) \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Où  $Z_T$ ,  $Z_B$  et  $Z_L$  sont respectivement les impédances acoustiques du matériau piézo-électrique, du backing et de la charge.

Les vitesses de déplacement de A et B sont la somme de deux termes. Le premier correspond aux vitesses de déplacement de A et B qui sont générées au temps  $t$  considéré par l'effet piézo-électrique, calculé à partir de l'équation (III.41) :

$$\begin{cases} V_{A\text{piezo}}(t) = \frac{h_{33}D(t)}{Z_L + Z_T} \\ V_{B\text{piezo}}(t) = -\frac{h_{33}D(t)}{Z_B + Z_T} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Le second terme correspond aux vitesses de déplacement de A et B dues aux ondes de force qui ont été générées dans le passé et qui se propagent au sein du transducteur en se réfléchissant sur les interfaces. Comme le montre la figure III.10 [26], ces vitesses de

déplacements  $V_{A\text{Reflections}}(t)$  et  $V_{B\text{Reflections}}(t)$  sont des fonctions de  $V_{A\text{piezo}}(t-n.\tau)$  et  $V_{B\text{piezo}}(t-n.\tau)$ , vitesses de déplacement connues d'ondes générées dans le passé (avec  $\tau$  le temps de vol des ultrasons et  $n$  un entier positif), et de  $R_A$  et  $R_B$ , les coefficients de réflexion aux interfaces A et B donnés par :

$$\begin{cases} R_A = \frac{Z_T - Z_L}{Z_T + Z_L} \\ R_B = \frac{Z_T - Z_B}{Z_T + Z_B} \end{cases} \quad \text{(III.43)}$$

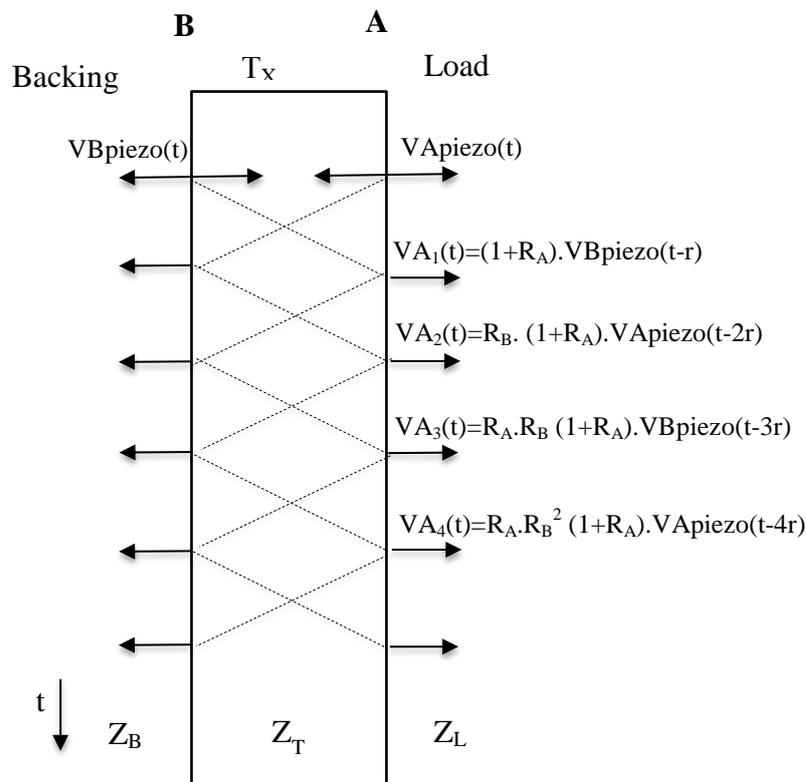


Figure III.11 : Réflexion des ondes de force au sein du transducteur.

### III.6 L'adaptation dans un transducteur piézoélectrique :

#### III.6.1 L'adaptation d'impédance électrique :

L'adaptation électrique permet de minimiser les pertes de signal ainsi que les phénomènes de réflexion d'onde dans les fils de liaison entre le générateur-récepteur et le transducteur. L'impédance électrique est généralement choisie égale à  $50\Omega$  réels. L'adaptation est réalisée par un réseau à base de self, capacité, transformateur d'impédance situé le plus près possible de l'élément piézoélectrique, c'est à dire inséré dans le boîtier.

Le réseau le plus simple est constitué par la self, en parallèle ou en série, nécessaire à l'annulation de la susceptance à la fréquence de résonance.

### III.6.2 L'adaptation mécanique de l'onde arrière :

Un transducteur piézo-électrique excité par une impulsion électrique se met à vibrer à sa fréquence de résonance pendant une durée qui dépend de son facteur de qualité. Il génère ainsi une onde de pression sur chacune de ses faces de telle sorte que l'énergie acoustique est, dans le meilleur des cas, divisée en deux parties, figure III.12. Or l'onde émise vers l'arrière n'est pas utilisable pour la propagation dans le milieu. Celle-ci doit donc être traitée. Selon l'application et suivant la technologie de fabrication utilisée, principalement deux types de traitements de cette onde sont réalisés, figure III.13.

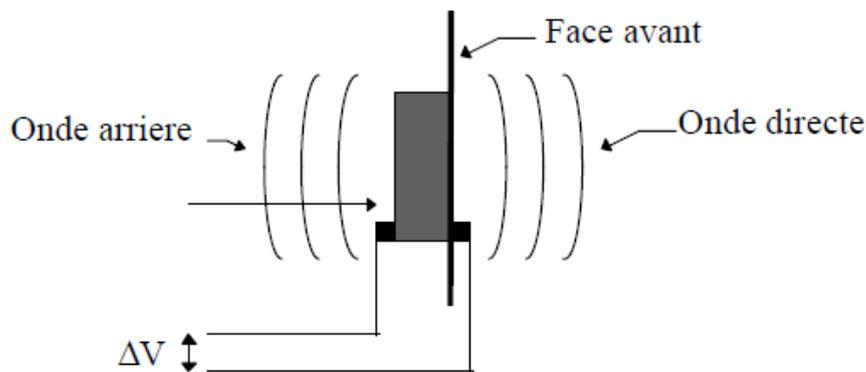


Figure III.12 : Génération de l'onde directe et de l'onde arrière.

Dans le premier cas elle est éliminée dans un matériau absorbant. Le matériau placé sur la face arrière est choisi avec une impédance acoustique très proche de celle du transducteur pour obtenir une bonne transmission et avec un coefficient d'atténuation élevé pour absorber l'onde. Ainsi toute l'onde émise vers arrière est transmise dans ce matériau puis atténuée. Ceci peut être réalisé, par exemple, avec un mélange de poudre de tungstène, de caoutchouc et de résine époxy. La réalisation de cet amortisseur est encore très empirique.

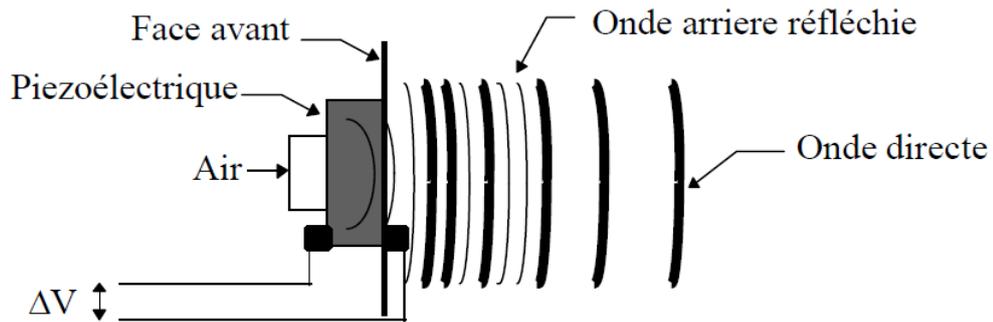


Figure III.13 : Traitement de l'onde arrière par un matériau fortement réfléchissant.

Dans le deuxième cas l'onde arrière est récupérée par réflexion sur un matériau fortement réfléchissant, tel que l'air par exemple. Ainsi toute l'énergie contenue dans l'onde arrière est réfléchi sur l'interface transducteur-air. Par contre l'impulsion émise est légèrement plus longue du fait de la contribution des ondes avant et arrière.

### III.6.3 L'adaptation mécanique entre le milieu et le transducteur :

La face avant évite que l'électrode de masse ne soit en contact direct avec l'élément à tester, elle assure ainsi une meilleure sécurité électrique. De plus elle protège la céramique contre la corrosion et l'abrasion. Mais surtout elle assure l'adaptation acoustique entre le matériau piézoélectrique et le milieu de propagation, exemple : céramique ( $Z = 30 \times 10^6 \text{ kg m}^2 \text{S}^{-1}$ ) et la peau ( $Z = 1.5 \times 10^6 \text{ kg m}^2 \text{s}^{-1}$ ) du patient. En effet, la grande différence d'impédance acoustique entre l'élément piézo-électrique et la peau fait que seulement 20 % de l'énergie incidente est transmise aux tissus. Une amélioration est apportée en introduisant entre le transducteur et le milieu de propagation un matériau dont l'impédance acoustique  $Z_i$  est égale à la moyenne géométrique des impédances des deux milieux et dont l'épaisseur  $e_i$  est le quart de la longueur d'onde. En respectant ces deux conditions la transmission est totale [27].

$$Z_i = \sqrt{(Z_m Z_t)} \quad \text{et} \quad e_i = \lambda/4 \quad (\text{III.44})$$

$Z_i$  : Impédance acoustique du matériau d'adaptation

$Z_t$  : Impédance acoustique du transducteur

$Z_m$  : Impédance acoustique du milieu de propagation.

$\lambda$  : Longueur d'onde de l'onde émise par le transducteur.

$e_i$  : Épaisseur du matériau d'adaptation.

Le choix d'une lame quart d'onde fonctionne parfaitement lorsque l'onde transmise est monochromatique. Par contre, dans le cas d'une impulsion très courte, l'onde recouvre un spectre l'application envisagée. Par exemple lorsque l'impédance est de la forme de l'équation (III.45), l'enveloppe de la réponse impulsionnelle du transducteur est gaussienne.

$$Z_i = \sqrt[3]{(Z_m^2 Z_t)} \quad (\text{III.45})$$

Tandis qu'avec (III.46) la réponse impulsionnelle est plus étroite mais suivie de rebondissements plus importants.

$$Z_i = \sqrt[3]{(2Z_m^2 Z_t)} \quad (\text{III.46})$$

Le choix du type d'adaptation dépend alors des qualités de la sonde que l'on souhaite privilégier parmi la sensibilité, la dynamique ou la résolution.

### III.7 Réponse du transducteur à une excitation impulsionnelle :

Le circuit équivalent de Redwood est particulièrement utile pour traiter une excitation à impulsions courte du transducteur, en particulier lorsque la longueur d'impulsion est inférieure au temps de retard d'un passage d'ondes acoustiques à travers le transducteur.

Nous supposons que le transducteur est électriquement en circuit ouvert ( $I_3 = 0$ ). dans ce cas, la tension aux bornes du transformateur est nulle parce que les deux condensateurs  $C_0$  et  $-C_0$ , en série, forment un court-circuit. Supposons que le transducteur est excité à son premier port avec une impulsion de vitesse  $v_1(t)$ . L'impulsion se propage le long de la ligne de transmission et donne naissance à une impulsion de vitesse  $v_2(t)$ , où

$$v_2(t) = -v_1(t - T) \quad (\text{III.47})$$

Avec  $T = l/\bar{v}_a$  est le temps de transit le long de la ligne.

Le courant dans condensateur  $C_0$  est :

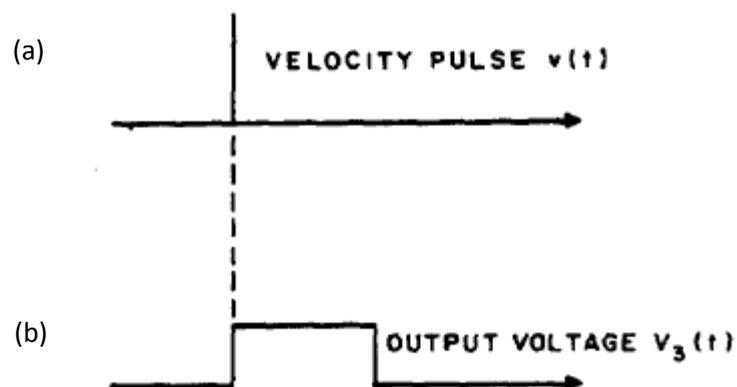
$$I = N(v_1 + v_2) = N[v_1(t) - v_1(t - T)] \quad (\text{III.48})$$

Ainsi la tension de sortie  $V_3$  est définie comme :

$$V_3 = N/C_0 \int_0^t [v_1(t) - v_1(t - T)] dt \quad (\text{III.49})$$

$$V_3 = h \int_0^t [v_1(t) - v_1(t - T)] dt \quad (\text{III.50})$$

Si la vitesse  $v_1(t)$  de l'impulsion à la forme d'une fonction  $\delta$  (impulsion très courte),  $V_3(t)$  sera une impulsion carré de temps  $T$ , comme montre la figure III.14.



**Figure III.14 :** (a) impulsion d'excitation, (b) réponse impulsionnelle d'un transducteur piézoélectrique.

### III.7.1 Impédance électrique d'un transducteur piézoélectrique :

Nous considérons un transducteur piézoélectrique sans charge. Dans ce cas,  $F_1 = F_2 = 0$  ou  $Z_1 = Z_2 = 0$ .

De l'équation III.26 nous constatons que l'impédance électrique d'entrée du transducteur  $Z_3 = V_3/I_3$  est donc :

$$Z_3 = \frac{V_3}{I_3} = \frac{1}{j\omega C_0} \left( 1 - K_T^2 \frac{\tan \bar{\beta}_a l/2}{\bar{\beta}_a l/2} \right) \quad (\text{III.51})$$

L'équation (III.41) peut être traduite par le circuit équivalent illustré dans la figure III.15, qui est présenté par un condensateur  $C_0$  en série avec une impédance acoustique  $Z_a$ .

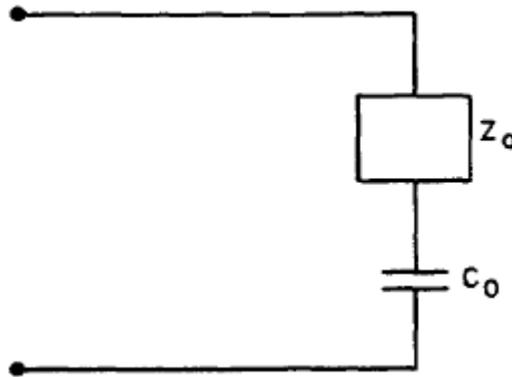


Figure III.15 : Circuit équivalent d'un transducteur piézoélectrique.

$Z_a$  est définie par l'équation suivante :

$$Z_a = -\frac{K_T^2 \frac{\tan \bar{\beta}_a l/2}{\bar{\beta}_a l/2}}{j\omega C_0} \quad (\text{III.52})$$

### III.8 Outils de simulations :

Afin de faciliter la conception de systèmes électroniques performants toujours plus complexes dans des temps toujours plus courts, de nombreux outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) ont vu le jour ces 20 dernières années. Ils permettent en outre la synthèse automatique de circuits et de systèmes, le dessin (cartes, ASIC, ...), la vérification

des règles, la testabilité. L'avantage premier de la CAO est qu'elle permet d'éviter la phase de prototypage, ce qui permet en outre une diminution du coût de fabrication.

La simulation est la première étape dans la conception d'un circuit ou d'un système électronique. C'est suivant le domaine d'application du circuit à réaliser que l'on choisit le simulateur le plus adapté :

- ✓ Analogique : PSPICE, ELDO, SABER, ...
- ✓ Numérique (VHDL, VERILOG, SYSTEMC) : ALDEC, System CASS, ...
- ✓ Mixte (VHDL-AMS, Verilog A): ADV-MS, Simplorer, Smash, Hamster ...
- ✓ Hyperfréquence : MDS, ADS, ...

Ces simulateurs peuvent se diviser en trois principales catégories suivant le mode de description employé pour définir le système :

- **Comportemental** : Niveau système
  - VHDL (Logique).
  - VHDL-AMS, Verilog A (Logique / Analogique).
  - Matlab/Simulink (Logique / Analogique).
- **Logique** : Circuits logiques (Numériques).
  - Modèles structurels (VHDL, System C, ...).
  - Niveaux (0, 1, Z, ...).
- **Electrique** : Circuits analogiques

(**Remarque** : La simulation de circuits numériques est aussi généralement permise à ce niveau).

- Modèles structurels.
- Niveaux : Continuum de V et I ← **Logiciel de type SPICE.**

Dans cette partie du chapitre nous intéressons à deux principaux outils de simulations, qui sont utilisés dans la simulation des transducteurs piézoélectriques. Il s'agit de simulateur électrique SPICE ainsi que le langage de description comportementale VHDL-AMS.

### III.8.1 Le simulateur électrique Spice :

#### III.8.1.1 Description générale :

SPICE (Simulation Program with Integrated Circui Emphasis) a été développé à l'origine par l'université de Californie, Berkeley [28]. Le simulateur SPICE est considéré en réalité comme un standard de fait qui s'en sert pour analyser des circuits. Très vite il devient

l'outil le plus efficace d'aide à la conception. Pourtant, il comporte des limitations dans certains domaines.

#### III.8.1.2 Limitations de SPICE :

- Modélisation mixte : le simulateur SPICE est à temps continu, donc le modèle conçu doit être à temps continu, donc la nécessité d'un langage qui permette d'écrire des modèles mixtes pour tenir compte des temps continu et discret à la fois. SPICE ne peut pas supporter les représentations discrètes, et en conséquence, il n'est pas adapté pour la modélisation mixte, sauf au moyen d'une macro-modélisation lourde.
- Modélisation comportementale : la plupart du temps, c'est un avantage, d'une part, en terme de temps d'exécution et de mémoire demandée et d'autre part, pour simuler une partie d'un circuit dont le niveau de structure est très détaillé (structural) ou moins détaillé (comportemental). SPICE décrit explicitement le structurel et décrit le comportemental implicitement pour un modèle analogique, en conséquence, le temps d'exécution est très long et il est très gourmand en mémoire pour le stockage des détails des composantes internes.
- La transparence : il est souvent nécessaire de connaître le détail primitif du modèle qui n'est pas explicité par le langage, pour pouvoir effectuer une représentation précise du système. Les modèles qui sont bâtis dans SPICE sont complexes et l'utilisateur ne peut pas contrôler les équations primitives qu'il contient, en conséquence, les modèles écrits en langage SPICE. On utilisant les modèles primitifs, c'est comme une boîte noire et il ne peut pas toujours décrire le comportement du système prévu [29].

### III.8.2 Brève présentation du langage VHDL-AMS:

#### III.8.2.1 Description générale :

Le langage VHDL (Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language) est un puissant langage de description des circuits électroniques numériques. Avec le VHDL, il est possible de simuler et de synthétiser des circuits numériques pour différentes technologies. Toutes entités (ENTITYs) déjà créées sont archivées dans une librairie de travail (Work Library) pour être réutilisées ou modifiées plus tard. Le gros avantage en matière de productivité est lorsqu'une librairie comporte beaucoup de composants simples prêts à être intégrés à des systèmes plus complexes.

La première standardisation de ce langage a eu lieu en 1987. En 1993, une version améliorée a été aussi standardisée. Elle devait permettre d'intégrer des systèmes analogiques mais beaucoup de travail devait être réalisé pour y parvenir. Un groupe de travail spécifique a donc été formé pour développer une extension au langage qui pourrait permettre la description et la simulation de systèmes mixtes analogiques. Cette version étendue a pour nom VHDL-AMS (AMS : Analog and Mixed Signal) et a été standardisée sous le nom IEEE. VHDL 1076.1. VHDL-AMS constitue un sur-ensemble de VHDL, ce qui signifie principalement que les extensions apportées dans VHDL-AMS conservent les principes VHDL : modularité, déclarations, typage fort des données, flexibilité, extensibilité [30]. L'unité de conception (design unit) est le plus petit module compilable séparément. VHDL-AMS offre cinq types d'unités de conception :

- La déclaration d'entité (entity declaration);
- Le corps d'architecture (architecture body), ou plus simplement architecture;
- La déclaration de configuration (configuration declaration);
- La déclaration de paquetage (package declaration);
- Le corps de paquetage (package body).

Les trois premières unités de conception (déclaration d'entité, architecture et déclaration de configuration) permettent la description de l'aspect matériel d'un système, alors que les deux dernières (déclaration et corps de paquetage) permettent de grouper des informations pouvant être réutilisées pour la description de plusieurs systèmes différents [31].

### III.8.2.2 Exemple de description d'un transducteur en VHDL-AMS :

Un transducteur est considéré comme une simple fonction de transfert, la modélisation sera uniquement faite par rapport à la relation de la sortie en fonction /des entrée(s), de la manière suivante :

$$V = (2 * a + b + D) * x$$

Où  $V$  est une tension,  $x$  un déplacement,  $D$  est un paramètre technologique puis  $a$  et  $b$  sont des coefficients.

Sa description en VHDL-AMS est:

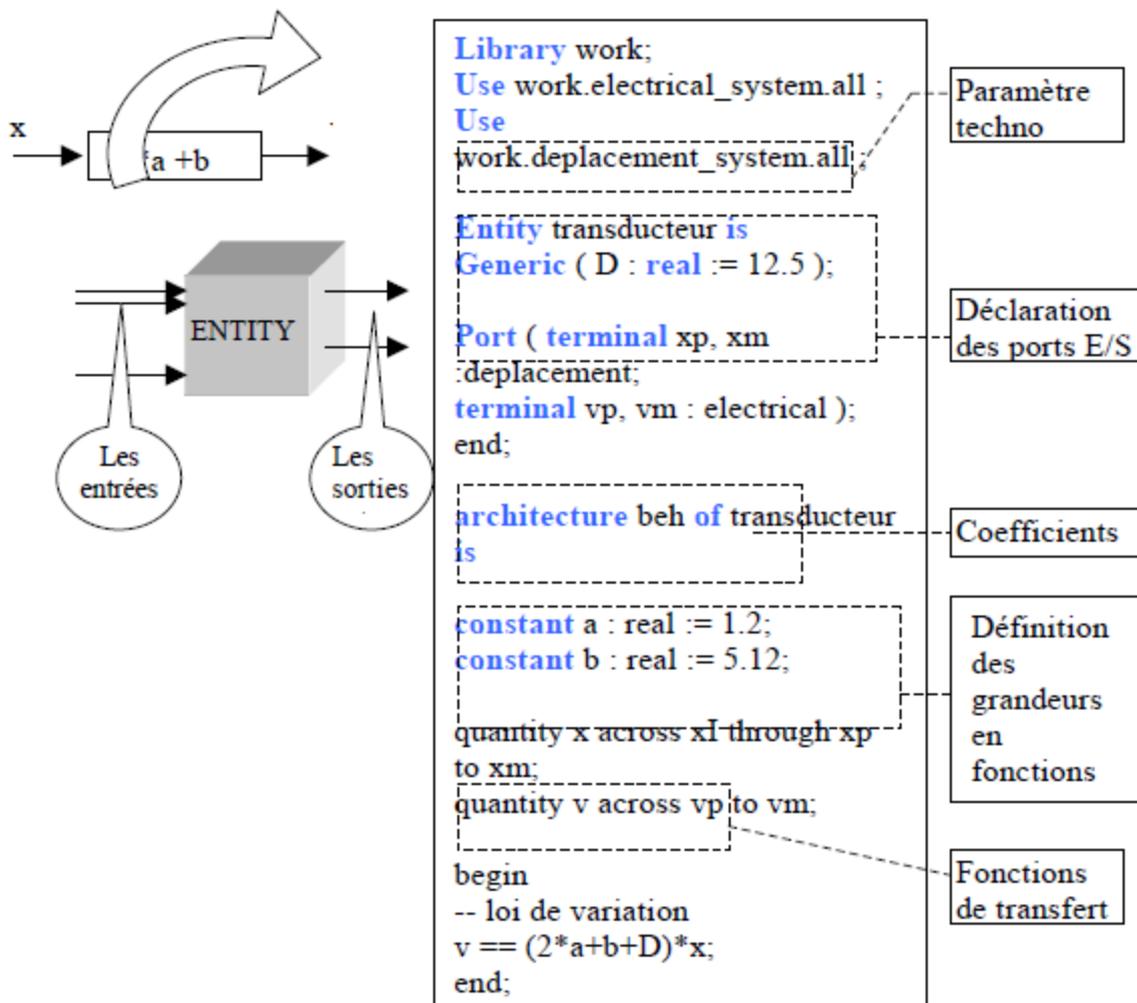


Figure III.16 : Passage de la modélisation en VHDL-AMS.

Dans notre méthode de modélisation générale nous pouvons donc l'utiliser pour n'importe quel transducteur qui est caractérisé par une fonction simple tel qu'un polynôme, une fonction sinus, exponentielle.

Les grands constituants d'un modèle VHDL-AMS :

- ✓ Déclarations des paquetages .....**PACKAGE**
- ✓ Ouverture de bibliothèques ..... **LIBRARY**
- ✓ Déclarations d'utilisation du contenu des bibliothèques ouvertes .....**USE**
- ✓ Spécification d'entité ..... **ENTITY**
  - Définition des paramètres génériques .....**GENERIC**
  - Définition des ports de connexion possible .....**PORT**

**SIGNAL** (in / out) support des informations à événements discrets.

**QUANTITY** (in / out) support des informations signal-flow.

**TERMINAL** support des connexions « Kirchoff ».

- ✓ **Architecture de l'entité.**
  - Zone de déclaration.
- ✓ **Corps de l'architecture.**
  - Instanciations de composants. [Support de la hiérarchie].
  - Instructions concurrentes. (Dont les *PROCESS*). [Traitement à événements discrets].
  - Instructions simultanées [Traitement temps continu].

➤ **Package :**

Un paquetage est un module purement logiciel, pris séparément, ne correspond à aucune structure matérielle. Il regroupe les éléments d'une boîte à outils dont l'assemblage dans un couple entité-architecture sert à construire le modèle d'un circuit.

```

PACKAGE Nom De La Nouvelle Nature_system IS
  SUBTYPE Nom Du Potentiel De La Nouvelle Nature IS real;
  SUBTYPE Nom Du Flux De La Nouvelle Nature IS real;

  NATURE Nom De La Nouvelle Nature IS
    Nom Du Potentiel De La Nouvelle Nature ACROSS
    Nom Du Flux De La Nouvelle Nature THROUGH
    Nom De La Nouvelle Nature_ref REFERENCE;
END PACKAGE Nom De La Nouvelle Nature_system;

```

Avec le VHDL-AMS, il est possible de « créer » des grandeurs physiques et pour chaque port, en attribuer une. L'avantage de ce principe est que l'utilisation d'un composant devient restreinte, c'est à dire qu'on ne peut pas relier deux ports de nature différente ensemble.

Le paquetage est constitué d'une partie visible de l'extérieur, contient principalement de déclaration de sous-type et de la nature. En VHDL-AMS, toutes grandeurs physiques se définissent sous la forme de « potentiel » et de « flux ».

Pour pouvoir définir une nouvelle grandeur physique, deux grandeurs sont requises. Cela est basé sur le principe des lois de Kirchoff, pour une connexion donnée, un potentiel et un flux définissent les propriétés de ce noeud. Et même pour une grandeur « fictive » cela est possible. Par exemple pour une déformation qui se mesure en centimètre, il est possible de la définir en déclarant la déformation en tant qu'un potentiel puis donner n'importe quel nom pour le flux.

➤ **Library :**

La compilation d'une unité de conception génère un fichier dont le format n'est pas standard et donc dépend de l'outil VHDL-AMS utilisé. Le résultat de la compilation est stocké dans une bibliothèque de conception contenu dans un répertoire Unix ou un dossier Windows. Un modèle VHDL-AMS ne considère que des bibliothèques logiques et

l'association à des emplacements physiques doit être faite dans l'environnement VHDL-AMS utilisé.

VHDL-AMS possède deux bibliothèques logiques prédéfinies: La bibliothèque de noms logiques WORK qui est le dépositaire de toutes les unités de conception compilées et la bibliothèque de noms logiques STD est prédéfinie et contient deux unités : le paquetage STANDARD, qui inclut les définitions des types, opérateurs et sous-programmes prédéfinis, et le paquetage TEXTIO, qui inclut les définitions et les sous-programmes relatifs au traitement de fichiers textes.

➤ **Entity :**

Une entité de conception est constituée d'une déclaration d'entité et d'un corps d'architecture correspondant. Une entité de conception peut représenter un système matériel à plusieurs niveaux de complexité : un système entier, un Sous-système, une carte, un circuit intégré, une cellule complexe (p.ex. ALU, mémoire, convertisseur A/N, filtre, amplificateur opérationnel, etc.), une porte logique, ou un transistor. La partie de déclaration d'entité définit l'interface d'un modèle avec le monde extérieur au moyen de ports. Les ports peuvent être de plusieurs classes:

- ❖ Signal (signal) : définissent des canaux de communication directionnels (entrées (mode in), sorties (mode out) ou bidirectionnels (mode inout)) modélisant des signaux logiques.
- ❖ Terminal (terminal) : définissent des points de connexions analogiques directionnels pour lesquels les lois de conservation de l'énergie (lois de Kirchhoff pour les circuits électriques ou relations équivalentes pour les systèmes non électriques) sont satisfaites.
- ❖ Quantité (quantity) : définissent des points de connexions analogiques directionnels d'entrée (mode in) et de sortie (mode out) pour lesquels les lemmes de Kirchhoff ne doivent pas être satisfaits.

➤ **Architecture :**

Une architecture définit le comportement et/ou la structure du système modélisé. Elle est logiquement reliée à une entité et hérite ainsi de toutes les déclarations faites à ce niveau. Chaque programme VHDL-AMS présente un corps d'architectures pour les entités données au code du programme.

Une vue interne (architecture) possible en VHDL-AMS est une description structurelle pour laquelle le modèle est une interconnexion de composants, avec

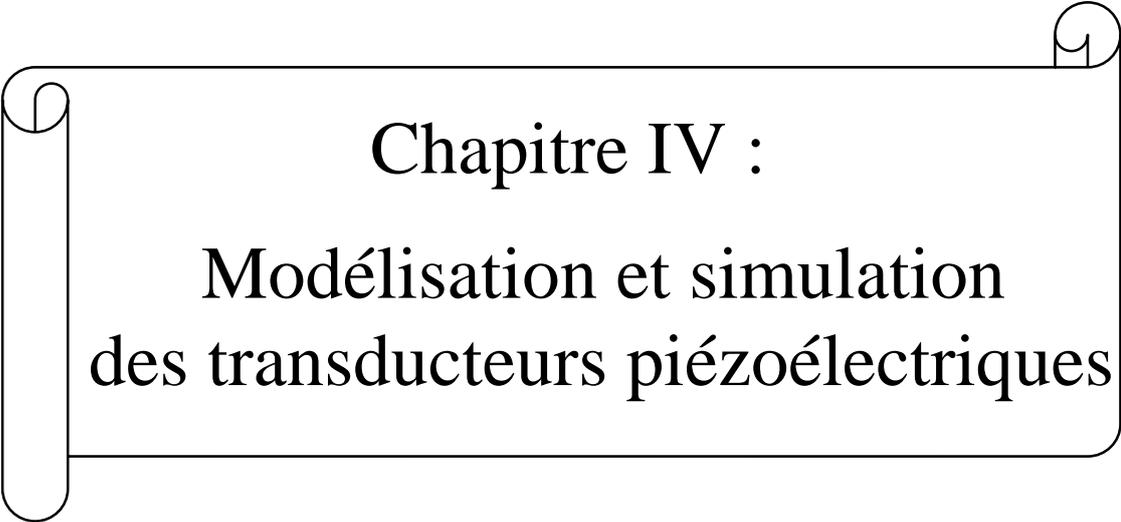
éventuellement un nombre de niveaux hiérarchiques non limité. Une architecture structurelle peut être décrite de deux manières. La première manière utilise des déclarations de composants pour définir les besoins de l'architecture. Ces déclarations sont purement locales et ne sont pas nécessairement reliées à des entités de conception particulières. Une déclaration de configuration est nécessaire pour établir ces liens (le corps de l'architecture).

### **III.9 Conclusion :**

Dans la première partie ce chapitre nous avons présenté les modèles électroacoustiques les plus répons du transducteur piézoélectrique, avec le calcul des différents paramètres de ces modèles on citant leurs avantages et inconvénients. Dans la seconde partie nous avons fait une description générale des outils utilisés dans la simulation des transducteurs piézoélectriques, et précisément le simulateur électrique SPICE et le langage de description comportementale VHDL-AMS.

Actuellement, l'analyse de comportement du transducteur piézoélectrique dans le domaine temporel et/ou fréquentiel est réalisée à l'aide d'un simulateur électrique de type SPICE. Ce simulateur se heurte par conséquent à certaines limitations. Le langage VHDL-AMS est un langage de haut-niveau permet de faire des simulations numériques et analogiques, tout en donnant la possibilité de simuler des systèmes avec différentes grandeurs physiques : mécaniques, thermiques, électriques.

Exploitant les avantages de l'un et de l'autre des travaux sont en cours dans la but d'élaborer un outil spécifique à base de VHDL-AMS et SPICE.



**Chapitre IV :**  
**Modélisation et simulation  
des transducteurs piézoélectriques**

## IV.1 Introduction :

La modélisation du transducteur piézoélectrique est une étape nécessaire pour la compréhension du comportement du dispositif, pour l'estimation de ses caractéristiques et pour son optimisation. Nous pouvons opter pour des modèles de différents types suivant la complexité de la structure et la précision exigée. De façon générale, la propagation des ondes élastiques dans des milieux piézoélectriques est décrite par les équations constitutives linéaires qui résultent des systèmes d'équations présentés précédemment.

Le succès de l'électronique moderne est construit sur la possibilité de prédire avec précision le comportement d'un système par le recours à des outils de simulation. Ce paradigme peut être prolongé aux composants tels que les transducteurs ultrasonores piézoélectriques associant à leur électronique. La capacité de simuler le transducteur ultrasonore piézoélectrique et leur électronique rend possible l'ensemble des optimisations efficaces au niveau de système réduisant la taille, le coût et la consommation d'énergie.

Le comportement électro-acoustique d'un transducteur inclut l'impédance électrique d'entrée (qui conditionne le transfert d'énergie entre le système d'émission-réception et le transducteur), la réponse temporelle (dont l'amplitude est liée à la sensibilité et la durée à la résolution axiale et au contraste axial), et la réponse spectrale (qui définit la fréquence centrale et la bande passante) en émission-réception. Ces réponses peuvent être données en faisant l'hypothèse d'une vibration uniaxiale et en utilisant des circuits électriques équivalents

Le présent chapitre est dédié à la modélisation unidimensionnelle et à la simulation du transducteur ultrasonore à différents matériaux piézoélectriques et pour différents milieux de propagations avec un langage de description comportementale de type VHDL-AMS (version standard IEEE 1076-1999) [32]. Sous le logiciel Hamster, ainsi que le simulateur électrique de type Spice il s'agit de la version Pspice (Orcad 9.2). Le modèle de Redwood et le modèle de KLM ont fait l'objet de nos travaux.

## IV.2 Aspect théorique d'un transducteur ultrasonore :

### IV.2.1 Introduction à la piézoélectricité d'un disque en céramique vibre en mode épaisseur :

Soit un disque en céramique d'épaisseur  $e$  et de section  $A$  comme montre la figure IV.1. Ce disque piézoélectrique vibre dans une seule direction suivant l'axe ( $Z$ ).

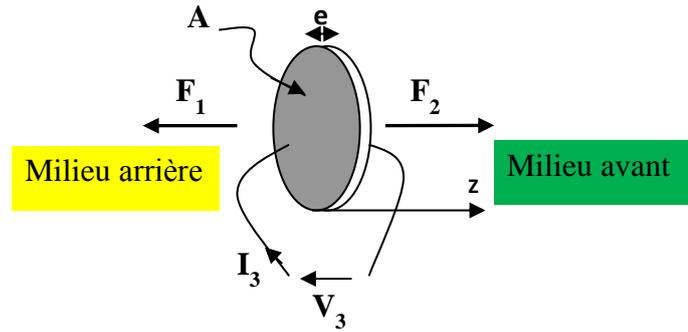


Figure IV.1 : Disque de céramique vibrant en mode épaisseur.

$e$  : l'épaisseur de disque piézoélectrique.

$A$  : la section de disque de céramique.

$V_3$  : tension d'excitation.

$F_1$  : force transmise au milieu de propagation arrière.

$F_2$  : force transmise au milieu de propagation avant.

Deux équations caractérisant la piézoélectricité unidimensionnelle de disque en céramique vibrant en épaisseur :

La contrainte  $T_3$  appliquée sur les deux faces de disque est :

$$T_3 = C_{33}^D S_3 - h_{33} D_3 \quad (\text{IV.1})$$

$C_{33}^D$  : Module d'élasticité à champ nul ou à déplacement constant.

$S_3$  : Déformation relative.

$h_{33}$  : Constante piézoélectrique.

$D_3$  : Déplacement électrique.

Le champ électrique  $E_3 = V_3/e$ , est aussi donné par la relation suivante :

$$E_3 = -h_{33} S_3 - \beta_{33}^S D_3 \quad (\text{IV.2})$$

$\beta_{33}^S$  : Facteur diélectrique à déformation constante.

### IV.2.2 Le transducteur comme un système à trois ports :

Considérant le transducteur piézoélectrique comme un système à trois ports, deux ports acoustique et un port électrique.

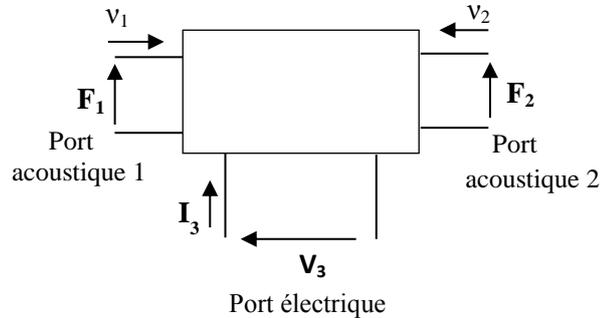


Figure IV.2 : Transducteur piézoélectrique comme un système à trois ports

$F_1$  et  $F_2$  sont les forces sur les deux faces du transducteur respectivement sa face arrière et sa face avant. L'évaluation de ces forces est comme suit :

$$F_1 = -AT \left( -\frac{e}{2} \right) \quad (\text{IV.3}) \quad \text{et} \quad F_2 = -AT \left( \frac{e}{2} \right) \quad (\text{IV.4})$$

Les vitesses acoustiques sont :

$$v_1 = v(-e/2) \quad (\text{IV.5}) \quad \text{et} \quad v_2 = -v(e/2) \quad (\text{IV.6})$$

Selon la loi de Newton qui donne l'équation du mouvement dans un point matériel, nous avons:

$$\frac{\partial T}{\partial z} = \rho v \quad (\text{IV.7})$$

Avec  $\rho$  la densité volumique du matériau piézoélectrique, nous pouvons écrire :

$$\frac{dT}{dz} = j\omega\rho v \quad (\text{IV.8})$$

La loi de conservation de masse qui décrit la relation entre la déformation relative  $S$  et la vitesse acoustique  $v$  est:

$$\frac{dv}{dz} = j\omega S \quad (\text{IV.9})$$

La relation (IV.1) devienne :

$$\frac{dT_3}{dz} = C_{33}^D \cdot \frac{1}{J\omega} \cdot \frac{d^2v}{dz^2} - h_{33}D_3 = j\omega\rho v \quad (\text{IV.10})$$

Après on a :

$$\frac{d^2v}{dz^2} = \frac{\rho\omega^2}{C^D} v \quad (\text{IV.11})$$

La solution de cette équation, en tenant compte des conditions aux limites décrites par les relations (VI. 3) (IV.4) (IV.5) et (IV.6), donne la vitesse acoustique globale générée par le transducteur :

$$v = \frac{-v_2 \sin\left[\omega \sqrt{\frac{\rho}{C^D}} \left(\frac{e}{2} + z\right)\right] + v_1 \sin\left[\omega \sqrt{\frac{\rho}{C^D}} \left(\frac{e}{2} - z\right)\right]}{\sin\left(\omega \sqrt{\frac{\rho}{C^D}} e\right)} \quad (\text{IV.12})$$

Le courant  $I_3$  dans le transducteur est déterminée par la relation de Maxwell  $\oint \vec{D} \cdot \vec{ds} = Q$  :

$$I_3 = j\omega A D_3 \quad (\text{IV.13})$$

Les équations (IV.1) (IV.3) et (IV.4) pourraient être pris en une forme de matrice de transfert (IV.14) qui décrit le comportement global entre le port d'excitation électrique et les deux ports acoustiques :

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = -j \begin{bmatrix} Z_C / \tan\left(\omega \sqrt{\frac{\rho}{c^D}} e\right) & Z_C / \sin\left(\omega \sqrt{\frac{\rho}{c^D}} e\right) & \frac{h_{33}}{\omega} \\ Z_C / \sin\left(\omega \sqrt{\frac{\rho}{c^D}} e\right) & Z_C / \tan\left(\omega \sqrt{\frac{\rho}{c^D}} e\right) & \frac{h_{33}}{\omega} \\ \frac{h_{33}}{\omega} & \frac{h_{33}}{\omega} & \frac{1}{\omega C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Avec  $C_0$  le condensateur formé par le disque et  $Z_C$  l'impédance acoustique de la céramique. Le modèle électrique de Mason et le modèle électrique de Redwood correspondent à la matrice (IV.14).

### IV.3 Modélisation linéaire du transducteur ultrasonore :

#### IV.3.1 Description de la structure d'un transducteur ultrasonore :

Le transducteur ultrasonore étudié, est constitué comme illustré sur la figure IV.3 principalement d'un disque piézoélectrique en céramique PZT vibrant en mode épaisseur, ses caractéristiques électroacoustique sont indiquées dans le tableau IV.2, d'un milieu arrière ou amortissement arrière son rôle est d'absorber les oscillations arrière de la céramique piézo-électrique, une lame à la face avant du transducteur d'une épaisseur  $\lambda/4$  ( $\lambda$  longueur d'onde de l'onde émise par le transducteur), pour assurer l'adaptation acoustique entre le matériau piézoélectrique et le milieu de propagation, ainsi que des électrodes pour la connexion.

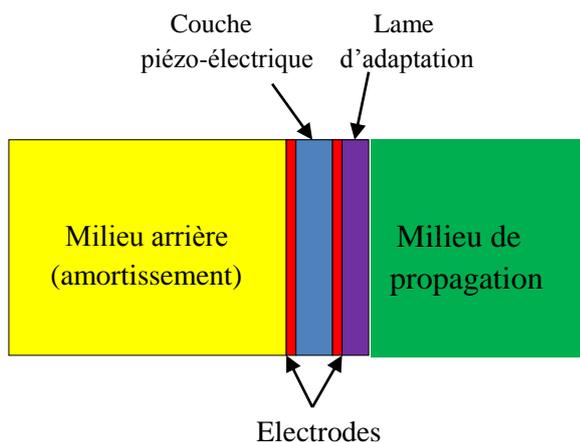


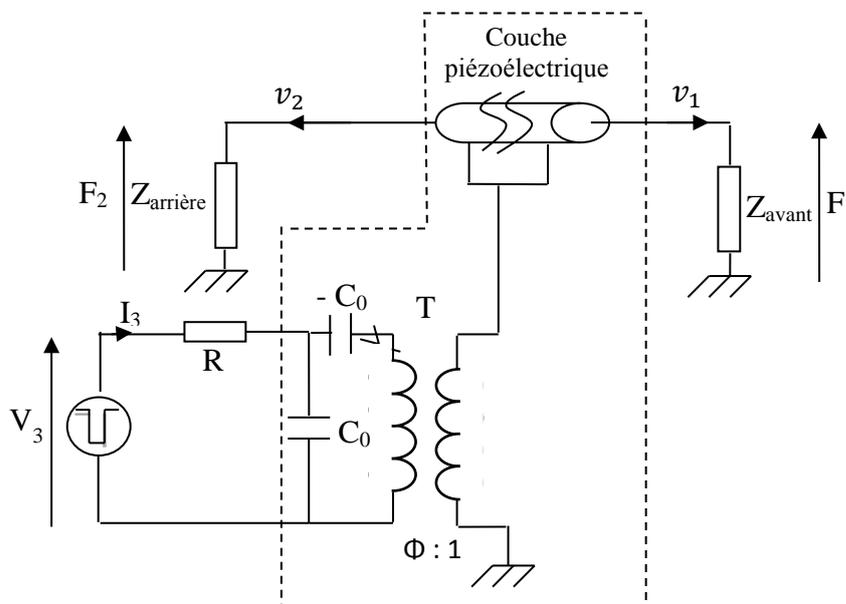
Figure IV.3 : Schéma 1D d'une Structure de base d'un transducteur piézo-électrique.

Différents types de modèles à une, deux et trois dimensions (1D, 2D et 3D) sont utilisés pour concevoir et caractériser les transducteurs piézoélectriques. Les modèles 1D

permettent d'avoir une première approximation du comportement électrique et mécanique du transducteur, notamment sa réponse temporelle, sa réponse fréquentielle, son impédance électrique, sa bande passante, la puissance électrique émise... Ce sont généralement des modèles basés sur des schémas électriques équivalents, traduisant l'analogie entre le comportement électrique et mécanique du transducteur.

### IV.3.2 Schéma électrique équivalent :

Comme nous l'avons vu précédemment, il existe dans la littérature plusieurs schémas électromécaniques équivalents pour traduire le comportement d'une couche piézoélectrique. Ces différents modèles se déduisent des équations. Du modèle unidimensionnel et de la matrice des impédances électromécaniques, à laquelle est associé un hexapôle comprenant un accès électrique et deux accès mécaniques. Nous citons à titre d'exemple, les modèles les plus utilisés, celui de Mason amélioré par Redwood, le modèle de KLM (Krimholtz, Leedom et Matthaei), le modèle de Leach,.... Pour des raisons de simplicité, nous avons choisi d'utiliser un circuit électrique équivalent, inspiré de celui de Redwood afin d'étudier le comportement électro-acoustique d'un transducteur piézoélectrique ultrasonore. Le domaine de validité de ce modèle est limité au voisinage de la fréquence de résonance mécanique du mode considéré, c'est à dire le mode épaisseur.



**Figure IV.4 : Modèle de Redwood pour un élément piézoélectrique vibrant en mode épaisseur.**

Le modèle est divisé en deux parties. La première est le port électrique qui comprend les condensateurs  $C_0$  et  $-C_0$  qui représentent l'effet capacitif de la céramique. Ce port électrique est relié à une résistance  $R$  et une source de tension noté  $V_3$ . La seconde partie est composée par les deux ports acoustiques,  $T$  est un transformateur électroacoustique idéal avec un rapport  $h_{33}.C_0$ .

La couche de céramique est assimilée à une ligne de transmission caractérisée par son épaisseur  $e$ , son impédance caractéristique  $Z_C$  et sa *la* vitesse acoustique  $v$ .

Une branche de la couche de céramique est en contact avec le milieu arrière ( $Z_{arrière}$ ) et l'autre est en contact avec le milieu de propagation ( $Z_{avant}$ ).

Le port électrique du modèle de transducteur est relié à une source de tension à travers une résistance  $R$ .

### IV.3.3 Modélisation du transformateur électro-acoustique :

Le transformateur électro-acoustique idéal dans le schéma électrique équivalent du transducteur représente la conversion électromécanique d'un élément piézoélectrique. Ce dernier doit être modélisé suivant l'outil de simulation utilisé.

#### IV.3.3.1 Modélisation avec PSPICE :

La description électrique du transformateur électro-acoustique est plus complexe avec PSPICE (figure IV.5). Elle est composée de deux parties. La première est constituée des éléments  $E1$ ,  $E2$  et  $ABM1$ .  $E1$  et  $E2$  sont des sources de tension contrôlées par tension.  $ABM1$  permet l'amplification avec un rapport équivalent de  $h_{33}.C_0$ . Le rôle de cette première partie est d'amplifier la tension délivrée par les deux condensateurs  $C_0$  et  $-C_0$ . La seconde partie du transformateur qui est constitué de  $G1$ ,  $ABM2$ ,  $H1$ . Son rôle est d'amplifier le courant.  $G1$  est une source de tension contrôlée par un courant,  $H1$  est une source de courant contrôlée par une tension.  $ABM2$  qui amplifie le courant par un facteur  $-h_{33}.C_0$  [33].

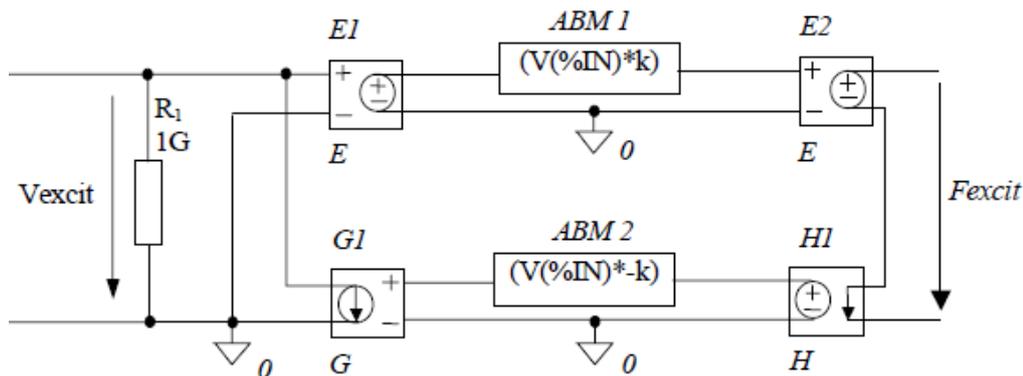


Figure IV.5 : Modèle du transformateur électroacoustique idéal sous PSPICE [33].

#### IV.3.3.2 Modélisation avec le langage VHDL-AMS :

Le transformateur électroacoustique est modélisé sous une forme idéale pour la réponse temporelle. Son rôle est de transformer l'énergie électrique en puissance mécanique sous forme de pression. L'écriture du transformateur avec le langage VHDL-AMS est donnée par deux relations simples. Le premier est la relation entre la tension  $V_t$  et la pression transmise  $P_t$ . Le second est la relation entre le courant électrique  $I_t$  et la vitesse acoustique dans le milieu  $vt$ , avec  $kt$  le facteur de couplage piézoélectrique.

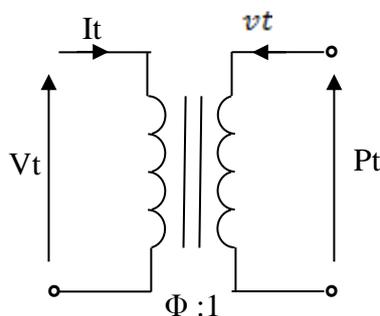


Figure IV.6 : Transformateur électroacoustique

Son code en VHDL-AMS est :

```

%%% Transfo%%%
ENTITY Transfo IS
  GENERIC (kt : real);
  PORT (TERMINAL p11, m: electrical; TERMINAL: p12, p22:kinematic_v);
END ENTITY Transfo;
ARCHITECTURE bhv OF Transfo IS
  QUANTITY Vt across It through p11 TO m;
  QUANTITY Pt across vt through p12 TO p22;

BEGIN
  Pt == Vt*kt;
  vt == It/kt;
END ARCHITECTURE bhv;

```

#### IV.3.4 Modélisation de la ligne de transmission:

Couches piézoélectriques, différentes couches non piézoélectriques, ou milieu de propagation, peuvent également être représentées par des lignes de transmission.

La partie mécanique du transducteur est modélisée comme une ligne de transmission acoustique. Par conséquent en se basant sur l'analogie électro-acoustique elle est assimilée à une ligne de transmission électrique avec pertes.

Electrique	Mécanique	Acoustique
Voltage (V)	Force (F)	Pression acoustique (p)
Courant (I)	Vitesse (v)	Vitesse de volume (U)
Charge (q)	Déplacement (D)	Déplacement de volume (V)
Résistance (R)	Résistance mécanique (R <sub>m</sub> )	Résistance acoustique (R <sub>A</sub> )
Inductance (L)	Masse (M)	Masse (M <sub>A</sub> )
Capacité (C)	Compliance mécanique (C <sub>M</sub> )	Compliance acoustique (C <sub>A</sub> )
Impédance (Z)	Impédance mécanique (Z <sub>M</sub> )	Impédance acoustique (Z <sub>A</sub> )

Tableau IV.1 : Analogies entre grandeurs électrique, acoustiques et mécaniques.

##### IV.3.4.1 schéma équivalent d'une ligne de transmission :

Considérons un élément de ligne de longueur élémentaire  $dx$ ,  $V$  et  $V+dV$  désignent les tensions à l'entrée et à la sortie de cet élément et de la même façon  $I$  et  $I+dI$  pour le courant.

Les grandeurs  $V$  et  $I$  dépendent des variables  $x$  et  $t$  le long de la ligne. Le modèle équivalent localisé utilisé est donné par la figure suivante :

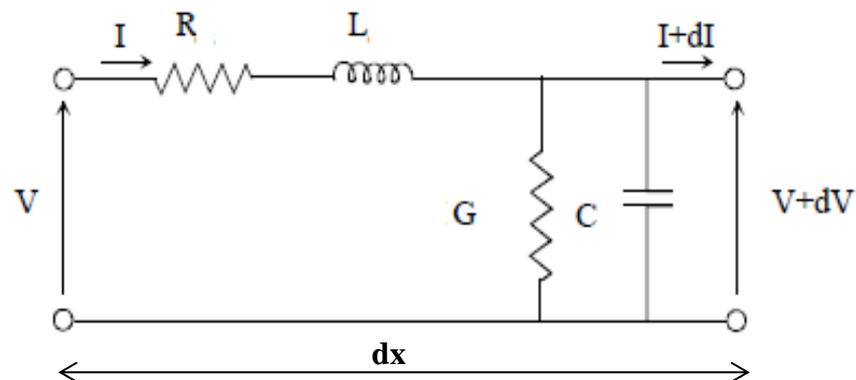


Figure IV.7 : Schéma équivalent d'un tronçon de ligne de longueur  $dx$  avec perte.

Le modèle utilisé est un réseau constitué des quatre éléments suivants :

$R$  : résistance linéique  $\Omega/m$ .

$L$  : inductance linéique H/m.

$G$  : conductance linéique S/m.

$C$  : capacité linéique F/m.

$$R = 2 \cdot \rho \cdot v \cdot A \cdot \alpha_v \quad (\text{VI.15}) \qquad L = A \cdot \rho \quad (\text{VI.16})$$

$$C = \frac{l}{A \cdot \rho \cdot v^2} \quad (\text{VI.17}) \qquad G = \frac{2}{A \cdot \rho \cdot v} \cdot \alpha_{tc} \quad (\text{VI.18})$$

$$\alpha = \alpha_v + \alpha_{tc} \quad (\text{VI.19})$$

Avec  $\alpha$  l'atténuation acoustique,  $\alpha_v$  est le coefficient d'atténuation due aux pertes et  $\alpha_{tc}$  est le coefficient d'atténuation due à la mal conduction.

➤ Ligne sans pertes

Elle se caractérise par :  $R=0$  et  $G=0$ . On en déduit que :

- ✓ L'impédance caractéristique est purement réelle.
- ✓ le coefficient  $\alpha$  est nul : pas d'atténuation.

#### IV.3.4.2 Déclaration de la ligne de transmission sous PSPICE :

Un composant nommé TLINE (figure IV.7), disponible dans les composants de la bibliothèque PSPICE, donne la possibilité de mettre en œuvre une ligne de transmission. Les constantes pour initialiser sont identiques à celles d'une ligne de transmission sans pertes : Td (temps de propagation) et  $Z_C$  (impédance de la ligne de transmission).

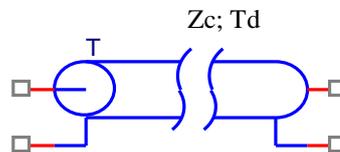


Figure IV.8 : schéma sous PSPICE d'une ligne de transmission sans pertes.

$$Z_C = Z_0 A = \rho v_0 A \qquad Td = e/v_0$$

Avec  $Z_0$  l'impédance caractéristique du milieu,  $A$  la section du milieu,  $e$  son épaisseur et  $v_0$  la vitesse de propagation dans ce milieu. Les paramètres Td et  $Z_C$  de la ligne de transmission sont calculé à partir des caractéristiques électro-acoustiques du milieu.

### IV.3.4.3 Modélisation de la ligne de transmission acoustique par VHDL-AMS :

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la partie mécanique du transducteur dans le modèle de Redwood est modélisée comme une ligne de transmission électrique.

Son code en VHDL-AMS est le suivant [34] :

```

%%% Acoustic transmission line %%%
ENTITY line IS
  GENERIC (Zc, td : real);
  PORT (TERMINAL t11, m11, t22, m22: kinematic_v);
END ENTITY Redwood;
ARCHITECTURE bhv OF Redwood IS terminal t1, t1x, t2x: kinematic_v;
  QUANTITY p1xr across u1xr through tx TO t1;
  QUANTITY p2xr across u2xr through t2x TO t1;
  QUANTITY p1x across u2x through t1x TO t11
  QUANTITY p2xr across u1xr through t2x TO t22
  QUANTITY p11 across t11 TO t1
  QUANTITY p22 across t22 TO t1

BEGIN
  p1xr==p22'DELAYED (Td)-p1x;
  p1xr==p11'DELAYED (Td)-p2x;
  p1x==(u1x+u2x'DELAYED (Td))*Zc/2.0;
  p2x==(u2x+u1x'DELAYED (Td))*Zc/2.0;
END ARCHITECTURE bhv;

```

Donc le modèle de Redwood par le langage VHDL-AMS est le suivant :

```

%%% Redwood model %%%
ENTITY Redwood IS
  GENERIC (Co, kt, Zc, td : real);
  PORT (TERMINAL p, m : electrical;
  TERMINAL t11, t22, km: kinematic_v);
END ENTITY Redwood;
ARCHITECTURE bhv OF Redwood IS
  terminal p1 : electrical;
  terminal t1,t1x,t2x : kinematic_v;
  QUANTITY v1 across i1 through p TO m;
  QUANTITY v2 across i2 through p TO p1;
  QUANTITY vte across ite through p1 TO m;
  QUANTITY pti across uti through t1 TO km;
  QUANTITY p1xr across u1xr through tx TO t1;
  QUANTITY p2xr across u2xr through t2x TO t1;
  QUANTITY p1x across u2x through t1x TO t11
  QUANTITY p2xr across u1xr through t2x TO t22
  QUANTITY p11 across t11 TO t1
  QUANTITY p22 across t22 TO t1

BEGIN
  i1 == Co * v1'dot;
  i2 == -Co * v2'dot;
  pti == kt * vte;
  uti == ite/kt;
  p1xr == p22' DELAYED (Td) - p1x;
  p1xr == p11' DELAYED (Td) - p2x;
  p1x == (u1x+u2x' DELAYED (Td))*Zc/2.0;

```

```
p2x == (u2x+u1x' DELAYED (Td))*Zc/2.0;
END ARCHITECTURE bhv;
```

### IV.3.5 Modélisation du milieu de propagation :

Comme nous l'avons vu précédemment que le transducteur est chargé dans sa face avant par un milieu de propagation, ce dernier est caractérisé par son impédance acoustique en Mrayls ( $1\text{Mrayls} = 1\text{Pa}/\text{ms}^{-1}$ ) ainsi que par sa vélocité acoustique (m/s).

Les caractéristiques de quelques milieux de propagation sont récapitulées dans le tableau suivant:

Milieu	Impédance acoustique (Mrayls)	Vélocité acoustique (m/s)
Eau	1.494	1469
Éthanol	0.91	1158
Huile de pétrole	1.86	1420

Tableau IV.2 : Caractéristiques acoustiques de quelques milieux [35].

#### IV.3.5.1 Modélisation de la propagation linéaire dans un milieu en VHDL-AMS :

Le modèle proposé ci-dessous est donc considéré comme un milieu de propagation acoustique dans lequel une onde ultrasonore incidente est retardée d'un temps  $T_d$  correspondant au temps de propagation de l'onde acoustique dans le matériau. Ce temps de propagation est lié à la relation  $T_d = e/v$  avec  $v$  la vitesse de propagation caractéristique du milieu et  $e$  l'épaisseur du milieu.  $Z_c$  l'impédance acoustique. Ce modèle correspond au circuit équivalent électrique de Branin [36]. Présenté dans la figure suivante :

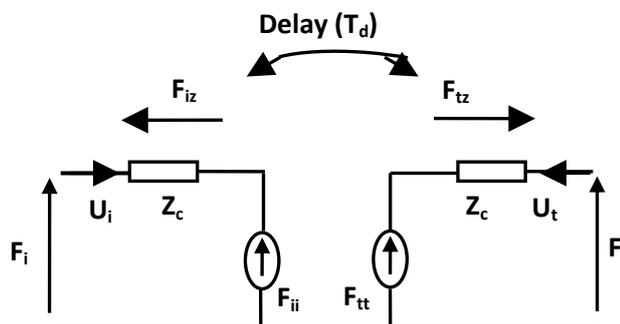


Figure IV.9 Schéma électrique équivalent de la propagation linéaire acoustique dans un milieu.

Son modèle en VHDL-AMS est le suivant :

```

%%% Linear propagation medium %%%
ENTITY Linear Medium IS
  GENERIC (Zc,Td : REAL);
  PORT (TERMINAL p1,m1,p2,m2 :Kinematic_v);
END Linear Medium;

ARCHITECTURE structure OF AcousticLayer IS
  TERMINAL t11, t22 : Kinematic_v;
  QUANTITY Fi ACROSS p1 TO m1;
  QUANTITY Ft ACROSS p2 TO m2;
  QUANTITY Fii ACROSS uiz THROUGH t11 TO m1;
  QUANTITY Fiz ACROSS ui THROUGH t11 TO p1;
  QUANTITY Ftz ACROSS ut THROUGH t22 TO p2;
  QUANTITY Ftt ACROSS utz THROUGH t22 TO m2;

  BEGIN
    Ftt == Fi' DELAYED (Td) - Ftz;
    Fii == Ft' DELAYED (Td) - Fiz;
    Fiz == (uiz + utz' DELAYED (Td))*Zc/2.0;
    Ftz == (utz + uiz' DELAYED (Td))*Zc/2.0;

  END ARCHITECTURE structure;

```

#### IV.4 Simulation du transducteur ultrasonore :

Il existe dans la littérature différents types de système, pour les mesures acoustiques. Le système le plus répandu comme montre la figure IV.10 est celui qui se base sur le principe du mode pulse-écho.

##### IV.4.1 Principe de mesure en mode pulse-écho :

Le principe de mesure en mode pulse-écho consiste que les ondes acoustiques produites par le transducteur, se propagent dans un milieu jusqu'à une cible constituée d'un matériau réfléchissant, disposée à une distance particulière, sont reflétées et observé la réponse ou l'écho mesure par le même transducteur.

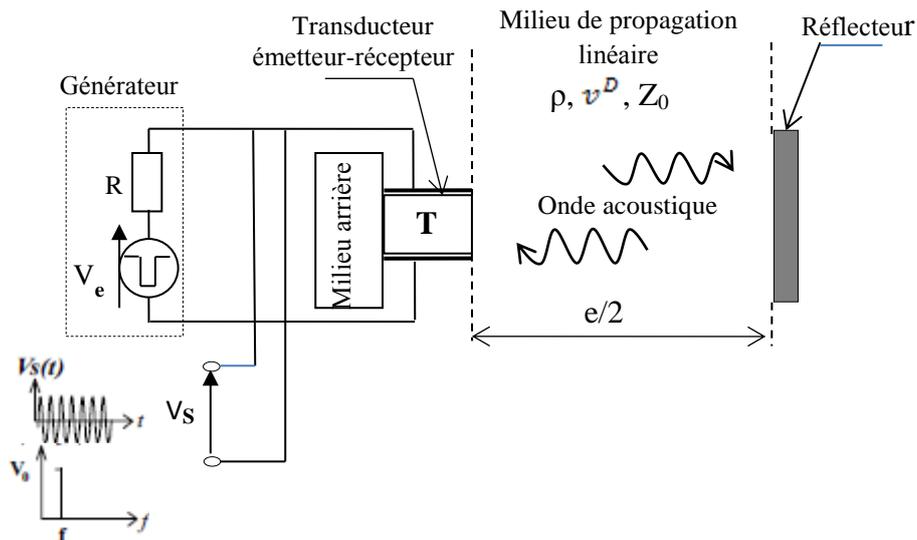


Figure IV.10 : Système de mesure ultrasonique pulse-écho.

IV.4.2 Circuit mis en œuvre pour la simulation :

Le circuit mis en œuvre pour la simulation du transducteur en mode pulse-écho basé sur le modèle de Redwood est donné par le schéma suivant :

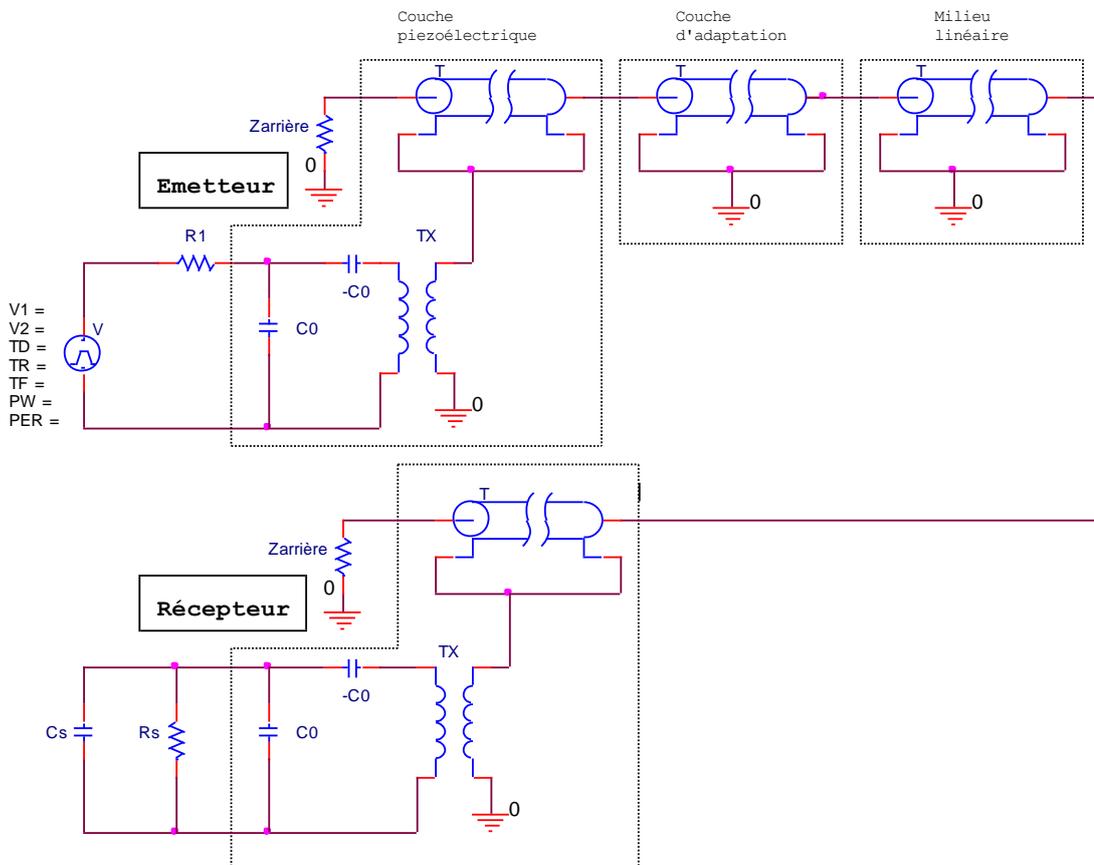


Figure IV.11 : Schéma de circuit de simulation du transducteur en mode pulse-écho.

#### IV.4.2.1 La couche piézoélectrique :

La couche piézoélectrique utilisée dans le transducteur étudié est un disque de céramique PZT de type P188 produit par la société française (Quartz et Silice), d'un diamètre de 13 mm et d'une épaisseur  $e$  de 1mm, vibrant à une fréquence de 2.25MHz. Ces caractéristiques sont indiquées dans le tableau suivant (annexe B) [37] :

Paramètres	Définition	Valeur	Unité
$\rho$	Densité volumique	7700	Kg/m <sup>3</sup>
$v^D$	Vitesse acoustique	4530	m/s
$Z_0$	Impédance acoustique	34.9	Mrayls
$C_0$	Capacité bloquée	759	PF
$K_t$	Facteur de couplage	0.49	-
$C_{33}^D$	Rigidité élastique	15.8x10 <sup>10</sup>	Nm <sup>-2</sup>
$\epsilon_{33}^S$	Constante diélectrique	870 $\epsilon_0$	F/m <sup>2</sup>
$h_{33}$	Constante piézoélectrique	1.49x10 <sup>9</sup>	-
$\tan(\delta_e)$	Facteur de perte électrique	2%	-
$\tan(\delta_m)$	Facteur de perte mécanique	1.25%	-

Tableau IV.3 : Propriétés physiques de la céramique PZT P188.

$$C_0 = \epsilon_{33}^S A/e \quad ; \quad v^D = \sqrt{\epsilon_{33}^S / \rho} \quad ; \quad K_t = h_{33} \sqrt{\epsilon_{33}^S / C_{33}^D} \quad ; \quad Z_0 = \rho v^D$$

#### IV.4.2.2 Le milieu avant :

Le transducteur peut être chargé dans sa face avant par différents milieux de propagation. Le milieu de propagation est assimilé à une ligne de transmission supposée sans pertes. Les caractéristiques de certains milieux sont indiquées dans le tableau VI.2. L'impédance acoustique normalisée du milieu est :

$$Z_{cmilieu} = Z_{0milieu} \cdot A \quad (IV.20)$$

$Z_{0milieu}$ : Impédance caractéristiques du milieu.

A: Surface de la face avant du transducteur.

#### IV.4.2.3 Le milieu arrière :

A la face arrière du transducteur une impédance  $Z_{\text{arrière}}$  son rôle est d'atténuer l'onde ultrasonore générée par le transducteur. Le milieu arrière est choisi en adéquation avec les caractéristiques acoustiques du matériau piézoélectrique mais aussi en fonction des contraintes de la fabrication et des matériaux disponibles. Afin de conserver une bonne résolution axiale, le milieu arrière est choisi avec une impédance acoustique plus élevée que celle utilisée pour la couche piézoélectrique. Il est réalisé généralement à partir d'une résine époxy chargée de poudre d'argent, permettant dans le même temps d'obtenir une conduction électrique et d'augmenter son impédance acoustique,

#### IV.4.2.4 L'adaptation d'impédance :

Une couche d'adaptation d'impédance acoustique d'épaisseur  $\lambda/4$  est ajoutée entre la face avant du transducteur et le milieu de propagation (Annexe C) [38][39]. Elle est présentée par une ligne de transmission son impédance est :

$$Z_{\text{adaptation}} = \sqrt{Z_{\text{Cceramique}} \cdot Z_{\text{Cmilieu}}} \quad (\text{IV.21})$$

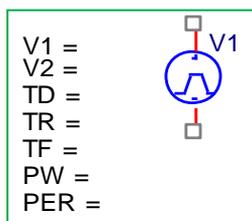
$$Z_{\text{Ceramique}} = Z_{0\text{ceramique}} \cdot A \quad (\text{IV.22})$$

$Z_{0\text{Ceramique}}$ : Impédance caractéristique de la céramique.

A: Surface de la face avant du transducteur.

#### IV.4.2.5 L'excitation :

L'excitation électrique du transducteur est généralement adaptée électriquement à la fréquence de résonance et le type de matériau piézoélectrique utilisé dans le transducteur. L'excitation utilisée dans nos simulations est une impulsion électrique négative de -100v d'amplitude et de durée  $0.222\mu\text{s}$  correspondre à  $1/2f_0$  (temps de propagation de l'onde en émission et réception) avec  $f_0$  la fréquence de résonance (2.25MHz). Cette excitation est liée à la partie électrique du transducteur à travers une résistance R de  $100\Omega$ .



V1 : "Initial value" la valeur niveau bas.

V2 : "Pulse value" la valeur niveau haut.

TD : "Delay retard" temps de retard.

TR : "Rise time" temps de montée ne peut être égal à 0.

TF : "Fall time" temps de descente ne peut être égal à 0.

PW : "Pulse width" durée au niveau haut.

PER : "Period" période.

### ✚ La déclaration de l'impulsion par le langage VHDL-AMS :

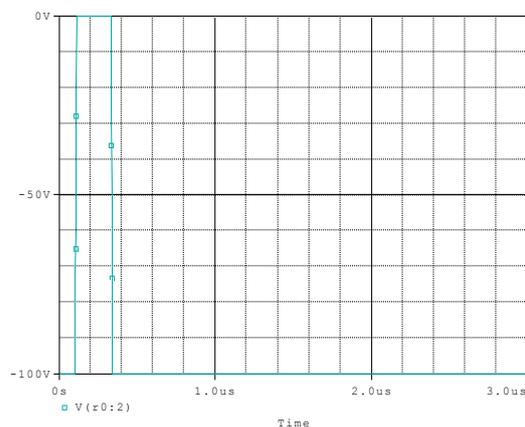
```
LIBRARY DISCIPLINES;
USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;
```

```
ENTITY jumpSource IS
  PORT(TERMINAL p,m: ELECTRICAL);--Interface ports.
END jumpSource;
```

```
ARCHITECTURE bhv OF jumpSource IS
  QUANTITY v_in ACROSS i_out THROUGH p TO m;
```

```
BEGIN
  IF now < 0.1 us or now > 0.322 us USE
    v_in==0.0;
  ELSE
    v_in== -100.0;
  END USE;
END ARCHITECTURE bhv;
```

a)



b)

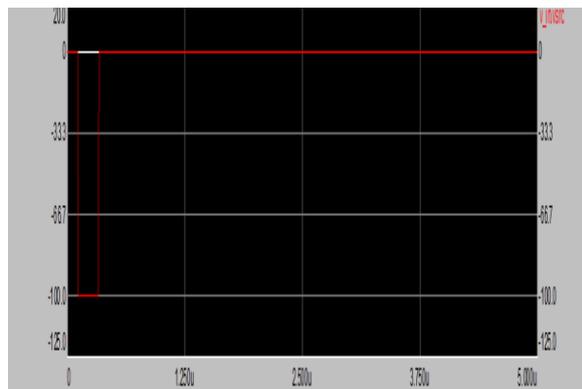


Figure IV.12 : L'impulsion d'excitation a) Sous PSPICE b) par VHDL-AMS

#### IV.4.3 Simulation temporelle :

Après modélisation par VHDL-AMS et PSPICE, le circuit donné par la figure IV.11 est simulé. Nous avons choisi l'eau comme milieu de propagation. Le pas de discrétisation temporelle est fixé dans nos simulations à  $10^{-9}$ s.

La réponse temporelle en mode pulse-écho, ainsi que l'analyse fréquentielle spectrale du transducteur sous PSPICE, et par le langage VHDL-AMS, sont illustrés dans les figures suivantes :

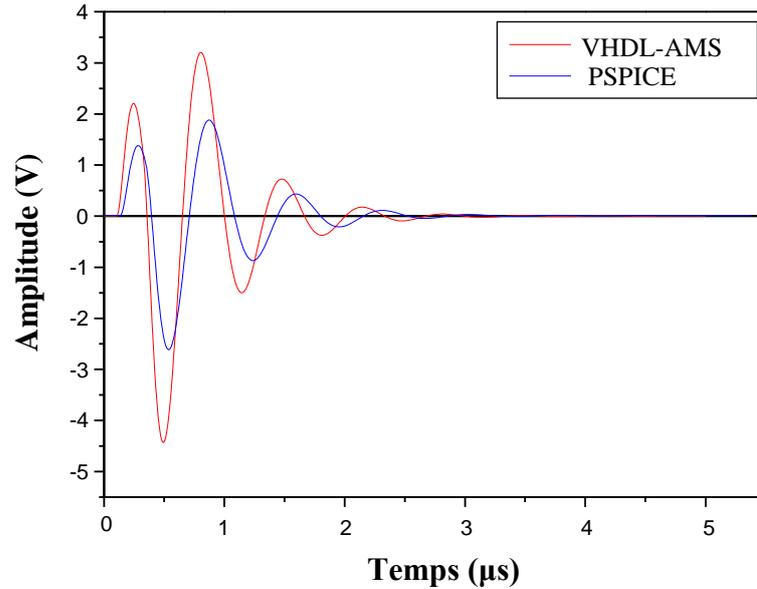


Figure IV.13 : Réponse temporelle du transducteur en mode pulse-écho.

La simulation de la réponse impulsionnelle du transducteur ultrasonore en mode pulse-écho, par PSPICE et par VHDL-AMS montre d'après la figure IV.13. Une atténuation à la 4ème harmonique avec un décalage entre les deux signaux, mais un pic de voltage plus important d'environ (-4.5V) par VHDL-AMS. La forme du signal obtenue avec VHDL-AMS n'est pas perturbée par des irrégularités contrairement à la simulation avec PSPICE.

La transformée de Fourier de la réponse du transducteur est illustré sur la figure IV.14.

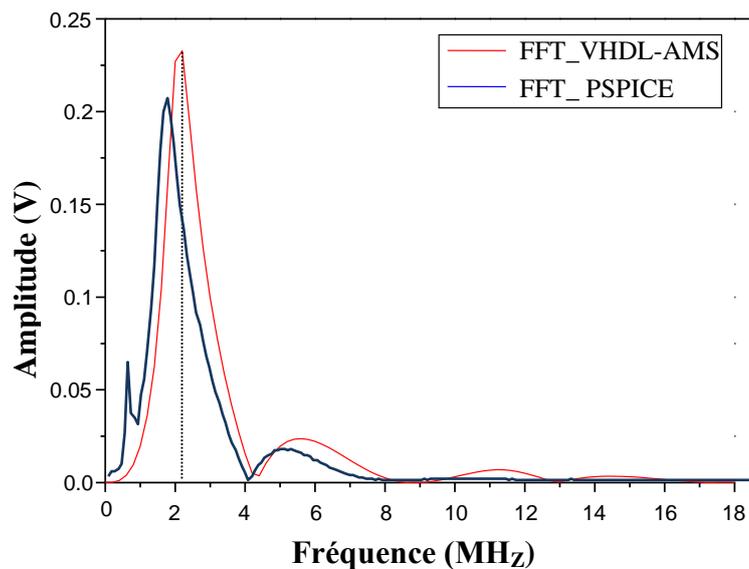


Figure IV.14 : Transformée de Fourier de la réponse du transducteur.

Dans la réponse spectrale on remarque que la FFT par PSPICE représente un pic légèrement décalé de la fréquence de résonance qui est de 2.25MHz. Cela est dû à des phénomènes que nous n'avons pas pris en compte dans la modélisation avec PSPICE.

#### IV.4.4 Simulation fréquentielle :

L'étude de la réponse fréquentielle du transducteur est essentielle, pour prédire la sensibilité du système pour différents milieux analysés. Dans nos simulations par VHDL-AMS, nous avons utilisé une source Vac, 0dc de 1V amplitude.

##### La déclaration de source AC par le langage VHDL-AMS :

```
LIBRARY DISCIPLINES;
LIBRARY IEEE;

USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;
USE IEEE.MATH_REAL.ALL;

ENTITY source_AC IS
  GENERIC (value: REAL);
  PORT (TERMINAL n,p: ELECTRICAL);
END;

ARCHITECTURE bhv OF source_AC IS
  QUANTITY V ACROSS I THROUGH p TO n;
  QUANTITY ac: real spectrum 1.0, 0.0;

BEGIN
  V==ac;
END bhv;
```

#### IV.4.4.1 Etude de l'impédance électrique d'entrée du transducteur :

L'impédance électrique est un paramètre sensible à l'environnement du transducteur. Plusieurs applications pratiques exploitent cette propriété. La mesure de l'impédance permet, par exemple, de détecter les modifications physiques ou structurelles du milieu dues notamment à des dommages. Cette approche est utilisée pour les tests non destructifs afin de surveiller l'état de structures telles que le vieillissement et la corrosion. L'analyse fréquentielle de l'impédance permet de localiser précisément la zone de résonance du transducteur. Cet emplacement peut être exploité pour contrôler et stabiliser la fréquence de fonctionnement de systèmes à haute puissance tels que les dispositifs de soudage par ultrasons. La connaissance en temps réel de l'impédance électrique permet également de déterminer et d'optimiser la puissance émise par un émetteur ou la sensibilité en réception d'un capteur piézoélectrique.

Le code de l'impédance électrique d'entrée du transducteur d'après le modèle de Redwood figure IV.4, par le langage VHDL-AMS, est le suivant.

```

%%% Electric impedance %%%
ENTITY Impedance_Simulation IS
END Impedance_Simulation;

ARCHITECTURE struct OF Impedance_Simulation IS
  TERMINAL n1, n2: ELECTRICAL;
  TERMINAL n3, n4: KINEMATIC_V;
  CONSTANT e: real: = 1.0e-3
  CONSTANT A: real: = 132.73e-3
  CONSTANT  $v^D$ : real: = 4530.0;
  CONSTANT  $f_0$ : real: = 2.25e6
  CONSTANT  $Z_c$ : real: = 34.9e6;
  CONSTANT  $kt$ : real: = 0.49;
  CONSTANT  $\epsilon_{i0}$ : real: = 8.8542e-12;
  CONSTANT  $\epsilon_{i33}$ : real: = 650.0;
  CONSTANT  $r_0$ : real: = 3300.0;
  CONSTANT h: real: =  $kt * v^D * \text{sqrt}(ro / (\epsilon_{i0} * \epsilon_{i33}))$ ;
  CONSTANT  $C_0$ : real: =  $A * \epsilon_{i33} / e$ ;
  QUANTITY Vac: real spectrum 1.0, 0.0;
  QUANTITY Vinput across ie through n1 to electrical_ground;

BEGIN
Vinput == vac;
R: ENTITY resistance (bhv) GENERIC MAP (50.0) PORT MAP (n1, n2);
T: entity Redwood (bhv) GENERIC MAP ( $C_0$ ,  $K$ ,  $A * Z_c$ ,  $e / v^D$ ) PORT MAP (n3, kinematic_v_ground, n4, kinematic_v_ground, n2, electrical_ground);
Rfront: ENTITY resistance (bhv) GENERIC MAP ( $1.5e6 * A$ ) PORT MAP (n4, ground);
Rback: ENTITY resistance (bhv) GENERIC MAP ( $445.0 * A$ ) PORT MAP (n3, electrical ground);
END ARCHITECTURE struct;

```

La figure suivante représente différentes courbes caractéristiques pouvant être extraites de l'impédance électrique d'entrée du transducteur  $Z(j\omega)$  donnée par la formule (III.26). En pratique, les fréquences  $f_1$  et  $f_a$  d'une part et les fréquences  $f_r$  et  $f_2$  d'autre part sont très proches.

Nous notons  $f_1$  et  $f_2$  les fréquences pour lesquelles le module d'impédance atteint respectivement ses valeurs minimale et maximale. Les fréquences de résonance  $f_r$  et d'antirésonance  $f_a$  sont les valeurs pour lesquelles la réactance globale du transducteur est nulle.

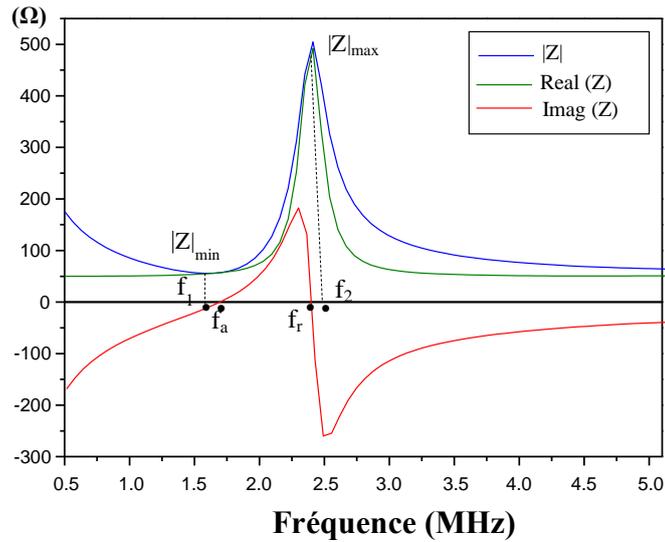


Figure IV.15 : Courbes caractéristiques de l'impédance électrique du modèle de Redwood.

#### IV.4.4.2 Le module d'impédance électrique du transducteur:

La figure IV.16 montre le résultat de simulation de module d'impédance électrique d'entrée du transducteur ultrasonore.

Le transducteur est toujours chargé dans sa face avant par l'eau comme milieu de propagation.

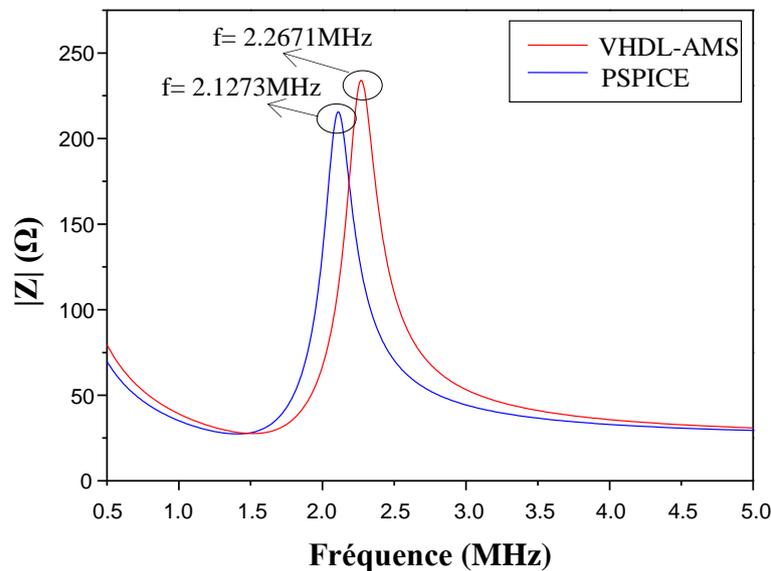


Figure IV.16 : Module d'impédance du transducteur.

On constate que le module d'impédance par VHDL-AMS représente un pic à la fréquence de 2.2671MHz, ce qui correspond au comportement fréquentielle de

l'impédance d'un transducteur ultrasonore vibrant en mode épaisseur à une fréquence de résonance de 2.25 MHz, est qui est une caractéristique fondamentale d'un transducteur. Contrairement à l'impédance obtenue par PSPICE qui représente un pic à une fréquence de 2.1273MHz légèrement décalé de la fréquence de résonance du transducteur.

On peut conclure que la prise en compte des valeurs acoustiques du transducteur dans la modélisation par VHDL-AMS, nous permis une analyse comportementale exacte du transducteur.

La phase d'impédance obtenue par VHDL-AMS est illustrée sur la figure VI.17. L'allure présente un pic de phase à la fréquence de résonance.

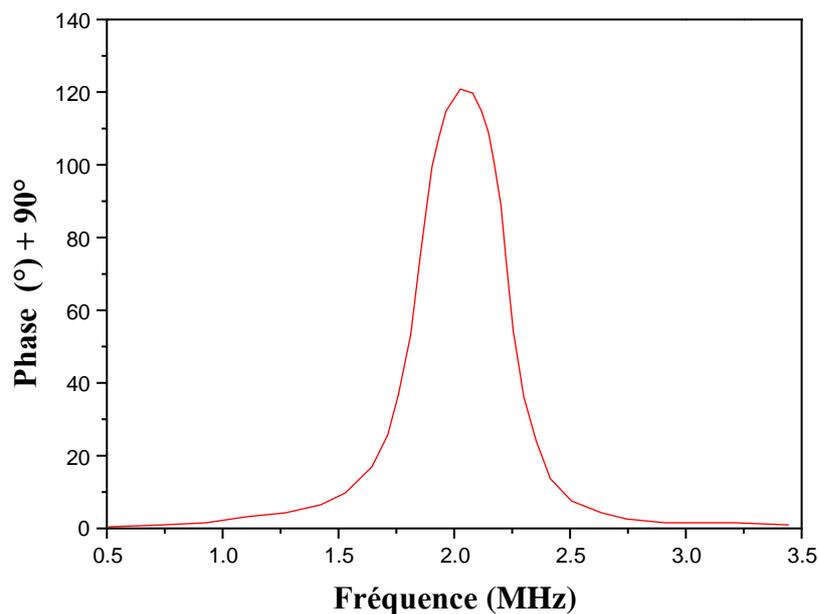


Figure IV.17 : Phase d'impédance du transducteur par VHDL-AMS.

#### IV.4.5 Influence des différents facteurs sur l'impédance électrique du transducteur :

##### IV.4.5.1 Influence du milieu de propagation sur le module d'impédance :

Les modes de vibration des transducteurs piézoélectriques sont fortement influencés par le milieu dans lequel ils sont immergés ou par la structure dont ils sont solidaires. Dans un fluide homogène liquide ou gazeux, la charge acoustique correspondante modifie la vitesse de vibration du transducteur et amortit sa résonance. Les échos rétrodiffusés vers le transducteur génèrent en retour un courant de réception. Dans le cas d'une fine lame piézo collé sur une structure solide sous contrainte, l'influence de cette dernière est prépondérante.

Ces considérations montrent que l'impédance électrique du transducteur est très sensible à son environnement. De nombreuses applications pratiques exploitent cette propriété. La mesure de l'impédance permet par exemple de détecter les modifications physiques ou structurelles du milieu dues notamment à des dommages. Cette approche est utilisée pour le contrôle non destructif [40][41].

L'analyse fréquentielle de l'impédance permet de localiser précisément la zone de résonance du transducteur.

Le transducteur est chargé dans sa face avant par trois milieux différents :

De l'eau, de l'éthanol et de l'huile de pétrole. Leurs caractéristiques acoustiques sont indiquées dans le tableau IV.2.

Le résultat de simulation par VHDL-AMS est illustré dans la figure suivante.

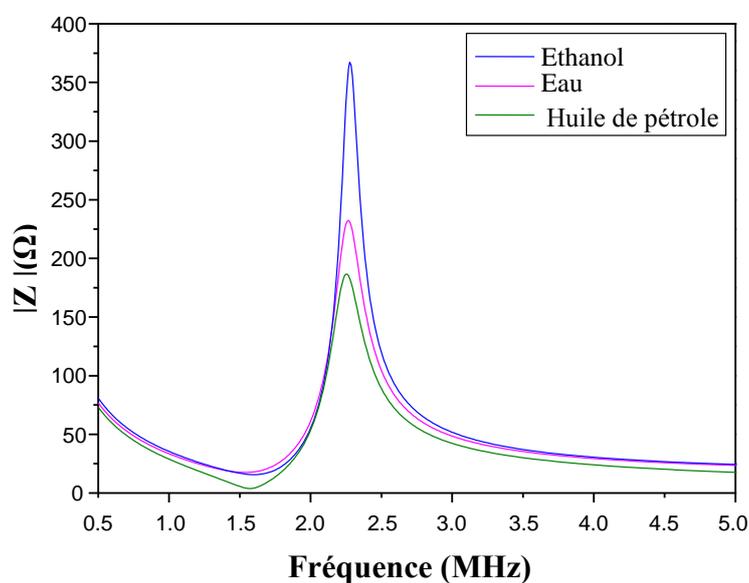


Figure IV.18 : Module d'impédance du transducteur pour différents milieux de propagation.

La figure IV.18 montre clairement l'influence du milieu de propagation sur le module de l'impédance électrique et précisément sur  $Z_{max}$ .

La phase d'impédance du transducteur pour les trois milieux de propagation est donnée par la figure suivante.

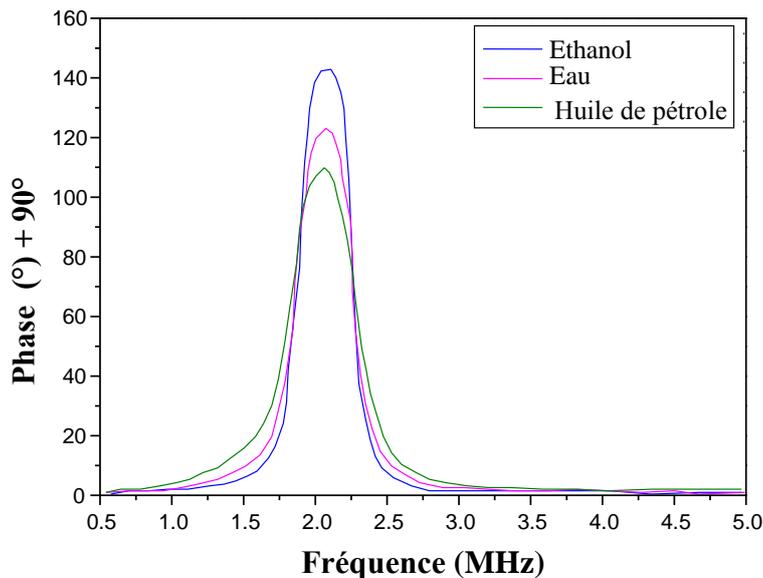


Figure IV.19 : Phase d'impédance du transducteur pour différents milieux de propagation.

**IV.4.5.2 Influence de facteur de couplage :**

D'après la formule (III.26) on constate que l'impédance électrique d'entrée du transducteur est liée directement au facteur de couplage  $K_t$ . Il s'en suit que l'écart entre les fréquences de résonance et d'antirésonance est fortement influencée par  $K_t$  comme le montre la figure suivante :

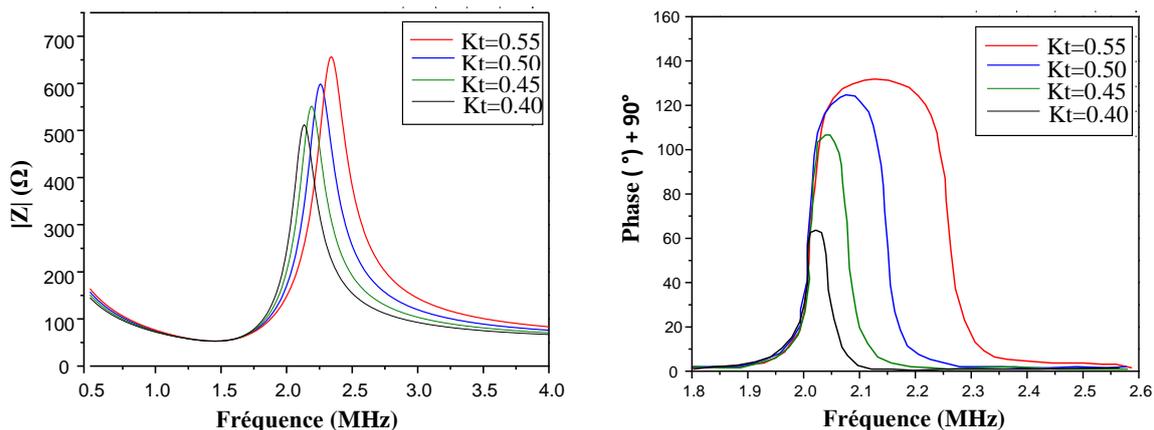


Figure IV.20 : Variation du module et de phase d'impédance en fonction de  $K_t$ .

L'influence de  $K_t$  est importante sur  $Z_{max}$  mais négligeable sur  $Z_{min}$ .

#### IV.4.5.3 Influence des pertes électriques:

Les pertes électriques sont bien connues pour être la fuite de résistance de la capacité céramique. On notera que l'impédance électrique du transducteur donnée par la forme (III.26) ne fait pas apparaître les pertes diélectriques dans la céramique. Ces pertes, peuvent être prises en compte en considérant une ligne de transmission avec pertes, elles sont symbolisées par une résistance  $R_e$  qui dépend de la fréquence, décrite par la relation suivante :

$$R_e = \frac{1-K_t^2}{\omega C_0 \tan(\delta_e)} \quad (\text{IV.23})$$

Avec  $K_t$  le facteur de couplage,  $C_0$  la capacité de la céramique,  $\tan \delta_e$  facteur de perte électrique et  $\omega$  la pulsation.

Les résultats de simulations pour différents valeurs de  $R_e$  sont illustrés sur la figure suivante :

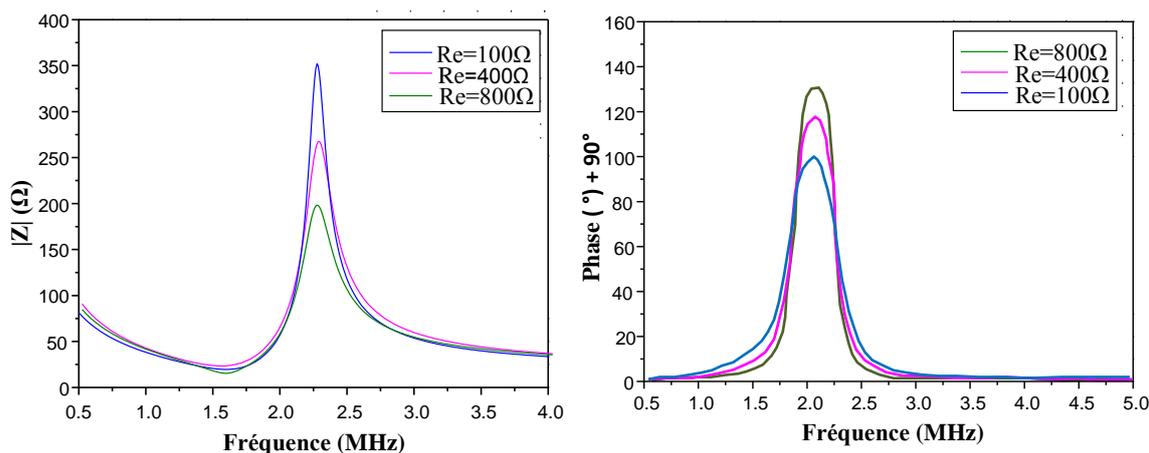


Figure IV.21 : Variations du module et de la phase de l'impédance en fonction de  $R_e$ .

La figure IV.21 montre une croissance avec  $R_e$  de la valeur maximale  $Z_{\max}$  de l'impédance électrique à la fréquence de résonance ainsi qu'une réduction de la phase (l'effet inductif diminue dans la zone de résonance lorsque  $R_e$  augmente). Les fréquences d'antirésonance et de résonance ainsi que la valeur minimale  $Z_{\min}$  sont indépendantes de la valeur de  $R_e$ .

#### IV.4.6 Effet de l'épaisseur du milieu de propagation :

Afin de tester la validité de notre modèle, nous l'utilisons pour déterminer la vitesse acoustique de certains milieux usuels. La vitesse acoustique est donnée par l'expression

suivante :  $v = e/\tau$  avec  $e$  l'épaisseur du milieu et  $\tau$  le temps propagation (temps de retard). Nous avons choisie l'eau salée à 13°C comme milieu de propagation.

La réponse temporelle du transducteur pour différents épaisseurs du milieu de propagation est la suivante :

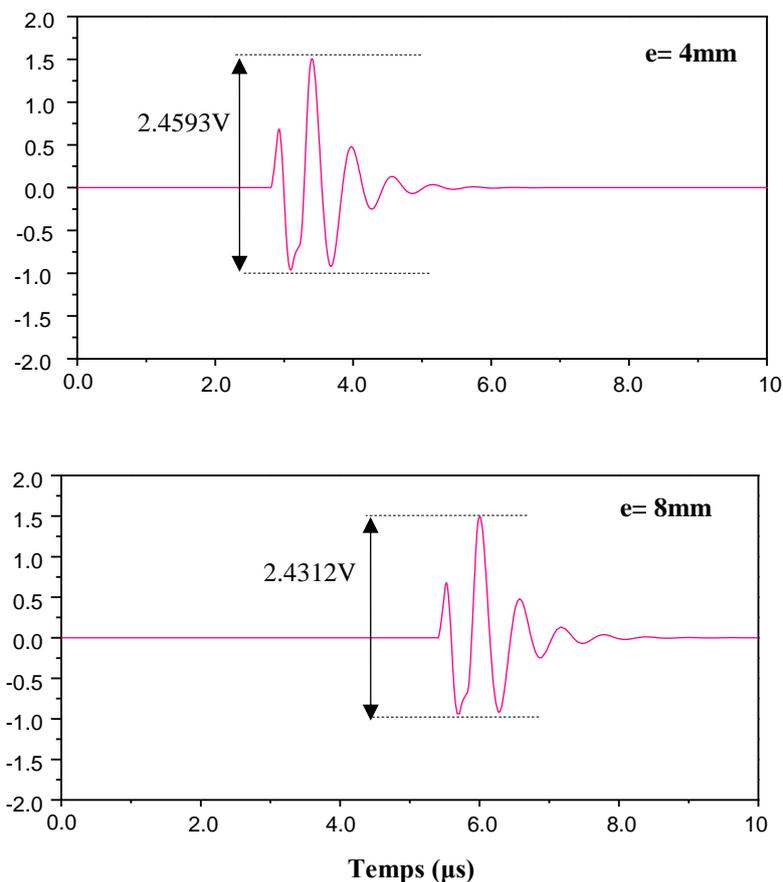


Figure IV.22 : Réponse temporelle pour différents épaisseurs du milieu de propagation.

Dans le cas de  $e= 4\text{mm}$   $T_d$  (temps de retard) est d'environ 2.65μs, et de 5.30μs pour le cas de  $e=8\text{mm}$  avec une légère diminution d'amplitude. Dans les deux cas la vitesse de l'onde acoustique dans ce milieu est de l'ordre de 1500 m/s. Cette valeur est en concordance avec celle publiée dans la littérature.

#### IV.4.7 Sensibilité du transducteur à l'amplitude d'excitation :

La figure suivante montre la sensibilité du transducteur, représentée par la variation du signal  $V_{\text{echo}}$  en fonction de l'amplitude d'excitation  $V_{\text{exi}}$ , avec l'eau comme milieu de propagation.

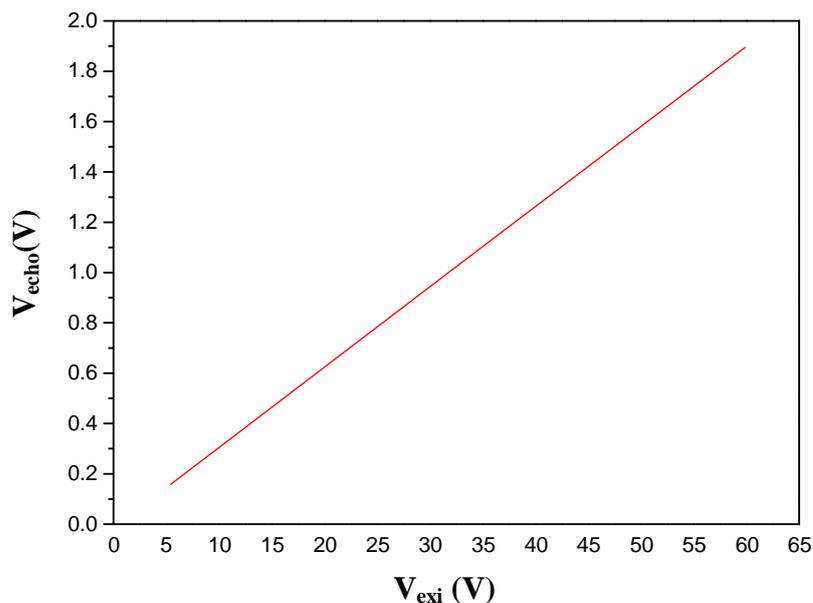


Figure IV.23 : Sensibilité du transducteur à l'amplitude d'excitation.

D'après la figure on peut conclure que notre transducteur est d'une sensibilité de 0.03.

#### IV.5 Modélisation non linéaire des transducteurs ultrasonores :

Le champ d'application des ultrasons est vaste, et chacun des domaines est caractérisé par les fréquences et les intensités utilisées, ainsi que par la technologie employée pour produire, contrôler et détecter le champ de pression ultrasonore. On peut distinguer deux groupes :

Les applications utilisant des ondes ultrasonores de faibles intensités (contrôle non destructif, imagerie ultrasonore, caractérisation de certains matériaux dont les milieux biologiques in-vivo ou in-vitro ...).

Les applications utilisant des intensités élevées (sondage sous-marin, usinage, hyperthermie, lithotritie ...).

Selon l'intensité ultrasonore et les phénomènes que l'on désire analyser, l'étude se fera dans le cadre de l'acoustique linéaire ou non linéaire.

L'acoustique linéaire traite des mouvements qui caractérisent une perturbation infinitésimale du milieu autour de l'état d'équilibre. Dans ce cas les variations locales de la densité du milieu et de la vitesse de propagation sont négligées, et les mouvements sont gouvernés par des équations différentielles linéaires. Cette théorie est utilisée pour décrire la propagation d'une onde ultrasonore dans un grand nombre de domaines [3].

Cependant, certains phénomènes accompagnant la propagation de l'onde ne peuvent s'expliquer dans le cadre de la théorie linéaire. Le plus apparent étant la déformation de la forme temporelle de l'onde ultrasonore, engendrée par la non linéarité acoustique du milieu.

Le caractère non linéaire de la propagation se quantifie par une grandeur propre au milieu, appelée paramètre de non linéarité B/A.

Il est établi que cette non linéarité se manifeste par une déformation du profil temporel de l'onde ultrasonore initialement émise par la source. Ainsi, dans le cas d'une source sinusoïdale, cette distorsion se traduit dans le domaine spectral par la génération d'harmoniques, c'est-à-dire par l'apparition de composantes à des fréquences multiples de la fréquence fondamentale. Il se produit alors un transfert d'énergie du fondamental vers les harmoniques de rangs supérieurs et entre les harmoniques eux-mêmes. Ce phénomène est d'autant plus important que l'intensité ou la fréquence de l'onde émise sont élevées. Les premiers travaux dans cette branche de l'acoustique ont été réalisés dans les années trente pour décrire le caractère non linéaire de la propagation d'une onde plane [42]. Si les non linéarités ultrasonores engendrent des effets indésirables dans l'emploi de certaines techniques, elles ont aussi plusieurs applications.

#### IV.5.1 Théorie de l'acoustique non linéaire :

##### IV.5.1.1 Equation de propagation en acoustique non linéaire :

Dans le cas d'une onde d'amplitude finie est à l'aide des équations de conservation et d'état, en faisant des approximations de second ordre l'équation générale de propagation est la suivante :

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} - c_0^2 \cdot \Delta \phi = \frac{\partial}{\partial t} \left[ D \cdot \Delta \phi + (\nabla \phi)^2 + \frac{\beta-1}{c_0^2} \cdot \left( \frac{\partial \phi}{\partial t} \right)^2 \right] \quad (\text{IV. 24})$$

$\phi(x, y, z, t)$ : Représentant le potentiel scalaire des vitesses.

$c_0$ : La célérité acoustique du milieu de propagation.

$D$ : Coefficient de dissipation du milieu.

$\beta$ : Paramètre de non linéarité dans un milieu liquide ( $\beta = 1 + B/2A$ ).

Le rapport B/A apparaît comme un paramètre significatif de la variation non linéaire de la pression en fonction de la masse volumique.

Cette équation, établie en 1970 par R.V Kuznetsov [43], constitue la base de toutes les études en acoustique non linéaire. Auparavant, en 1969, E.A Zabolotskaya et R.V Khoklov [44] ont proposé une équation pour le cas non dissipatif ( $D = 0$ ) dont (IV.24) est la généralisation au cas dissipatif.

➤ **Cas d'une onde plane :**

Considérant la direction (oz) de propagation exprimée en terme de vitesse particulaire ( $u = u_z$ ). On obtient l'équation de Burgers [45]. Elle a été proposée pour la première fois en 1942 par J.M Burgers pour modéliser les turbulences dans les fluides en mouvement. Cette équation décrit la propagation d'une onde plane dans un fluide non linéaire et dissipatif.

$$\frac{\partial u}{\partial z} = \frac{D}{2c_0^3} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \frac{\beta}{c_0^2} \cdot u \cdot \frac{\partial u}{\partial \tau} \quad (\text{IV.25})$$

u: Vitesse particulaire.

$\tau$ : Temps de retard ( $\tau = t - \frac{z}{c_0}$ ).

Dans le cas d'une source périodique sinusoïdale de pulsation  $\omega$ , l'équation (IV.25) peut se mettre sous la forme non dimensionnelle plus pratique :

$$\frac{\partial U}{\partial \sigma} - U \frac{\partial U}{\partial \theta} = \varepsilon \cdot \frac{\partial^2 U}{\partial \theta^2} \quad (\text{IV.26})$$

Avec :  $U = \frac{u}{U_0}$ ;  $\theta = \omega\tau = \omega t - kz$ ;  $\sigma = \frac{\beta\omega U_0 z}{c_0^2} = \frac{z}{I_D}$ ;  $\varepsilon = \frac{1}{2\beta Re_D}$

$Re_D = \frac{c_0 U_0}{D\omega}$  Est le nombre acoustique de Reynolds.

$I_D = \frac{c_0^2}{\beta\omega U_0} = \frac{\rho_0 c_0^3}{\beta\omega P_0}$  (m) est la distance de discontinuité.

$\sigma$ : Est une abscisse normalisée prenant en compte la non-linéarité  $\beta$ .

$U_0$ : L'amplitude de l'onde de la source qui parcourt la distance (z).

$\rho_0$ : Densité volumique du milieu à l'équilibre ( $E_0$ ).

$P_0$ : Pression à l'équilibre.

#### IV.5.1.2 Propagation dans un milieu non dissipatif :

Une situation fréquemment exploitée est la propagation d'une onde plane dans un milieu non linéaire et non dissipatif (sans perte). Dans ce cas ( $\alpha = 0$  et donc  $D = 0$  et  $\varepsilon = 0$ ).

$\alpha$  : L'atténuation linéique (Np/m). Les équations (IV.25) et (IV.26) deviennent :

$$\frac{\partial u}{\partial z} - \frac{\beta}{co^2} \cdot u \cdot \frac{\partial u}{\partial \tau} = 0 \quad (IV.27)$$

Cette équation est l'équation de Burgers [46], de la propagation d'une onde plane dans un milieu non dispersif (sans pertes) avec une atténuation et diffraction nuls.

Dans le cas d'une onde incidente sinusoïdale, la solution de l'équation est donnée par :

$$u(z, t) = \sin \omega \left( t - \frac{z}{co + \beta u(z, t)} \right) \quad (IV.28)$$

L'apparence de choc avant sous la forme d'onde est caractérisée par un coefficient noté  $\sigma$ . Plus  $\sigma$  est proche de la valeur 1, et plus on peut l'observer sous forme d'une onde.

Ainsi l'équation (IV.28) est :

$$u(z, t) = \sin \left( \omega t - \frac{\omega \sigma l}{co + \beta u(z, t)} \right) \quad (IV.29)$$

Avec  $l = 1 / ((1 + 0.5B/A))kM$ ,  $k = \omega / co$

$M = U_0 / co$  Est le nombre de Mach,  $U_0$  est l'amplitude de source ultrasonore.

$\sigma = \beta \omega U_0 z / co$  Est le coefficient de la distance de formation de choc.

La déformation temporelle d'une onde ultrasonore lors de sa propagation dans un milieu non linéaire génère l'apparition d'harmoniques dans sa représentation spectrale. Prenant le cas d'une onde sinusoïdale  $\sin(\omega t)$  [47].

$$u(t) = \begin{cases} 0, t = 0 \\ \sin \left( \omega t dt - \frac{\omega \sigma l}{co \left( 1 + \frac{B}{A} \frac{u(t-dt)}{2co} \right)} \right), t \neq 0 \end{cases} \quad (IV.30)$$

$dt$  : Pas de discrétisation temporelle.

#### IV.5.2 Modélisation de la propagation non linéaire dans un milieu :

La méthode de modélisation de la propagation non linéaire consiste à prendre en considération la non linéarité du milieu. En se basant sur l'équation (IV.30), le code en VHDL-AMS de la ligne de transmission acoustique est le suivant.

```

%%% Nonlinear Propagation medium%%%
ENTITY Nonlinear Medium IS
  GENERIC (freq, sig, l, co, Zc, Td, BsurA, dt: Real);
  PORT (TERMINAL p1, m1, p2, m2:Kinematic_v);
END nonlinear Medium;
ARCHITECTURE structure OF nonlinear acoustic Layer IS
  TERMINAL t11, t22 : Kinematic_v;
  QUANTITY Fi ACROSS p1 TO m1;
  QUANTITY Ft ACROSS p2 TO m2;
  QUANTITY Fii ACROSS uiz THROUGH t11 TO m1;
  QUANTITY Fiz ACROSS ui THROUGH t11 TO p1;
  QUANTITY Ftz ACROSS ut THROUGH t22 TO p2;
  QUANTITY Ftt ACROSS utz THROUGH t22 TO m2;
  QUANTITY F : Force ;
  QUANTITY Fblew: Force ;

BEGIN
  If now < dt USE
    Fbelow == F;
    F == sin (2.0*math_pi*freq*dt- freq* 2.0*math_pi*sig*l/(co));
    Ftt == 0;
    Fii == -Fiz;
    Fiz == uiz*Zc/2.0;
    Ftz == utz*Zc/2.0;

  ELSE
    Fbelow == F'Delayed(dt);
    F == sin (2.0*math_pi*freq*dt- freq* 2.0*math_pi*sig*l/(co(1.0+ (B/A/2.0)*(Fbelow*co))));
    Ftt == F'DELAYED (Td) - Ftz;
    Fii == Ft'DELAYED(Td) - Fiz;
    Fiz == (uiz + utz'DELAYED(Td))*Zc/2.0;
    Ftz == (utz + uiz'DELAYED(Td))*Zc/2.0;

  END USE
END ARCHITECTURE structure;

```

### IV.5.3 Principe du système de mesure pour une propagation non linéaire :

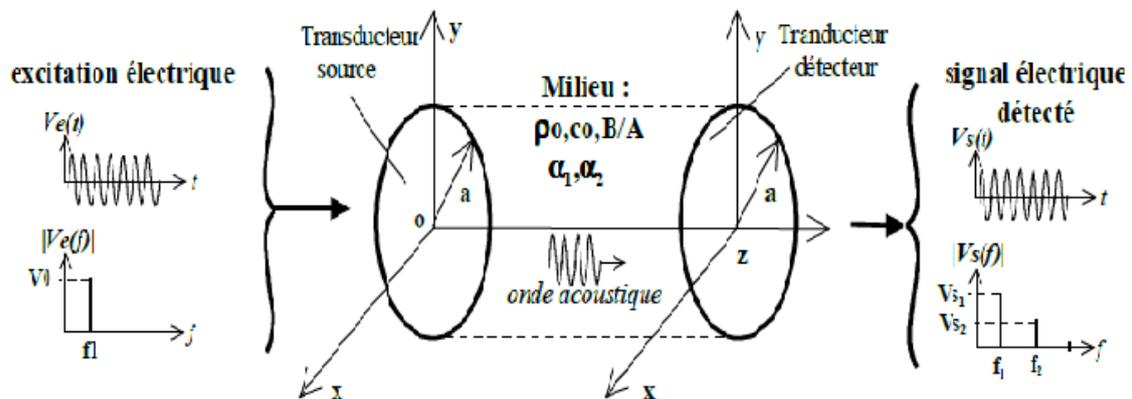


Figure IV.24 : Géométrie du système de mesure.

Les deux transducteurs sont circulaires, de même rayon  $a$ , et placés suivant le même axe avec leurs faces avant parallèles. L'excitation électrique  $V_e$  du transducteur source est supposée permanente et sinusoïdale de fréquence  $f_1$ . En fait, dans la pratique elle est constituée de trains d'onde de durée suffisamment longue pour se placer dans la condition d'excitation permanente, mais en évitant l'apparition d'ondes stationnaires entre les transducteurs.

Le transducteur détecteur convertit la pression moyenne  $P(z,t)$  reçue sur sa face avant en signal électrique  $V_s(z,t)$  de composantes spectrale  $(V_{s1}, f_1)$  et  $(V_{s2}, f_2)$ . Le milieu de propagation est défini par sa masse volumique, la vitesse de propagation de l'onde acoustique  $c_0$  son paramètre de non linéarité  $B/A$ , et ses atténuations  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  aux fréquences  $f_1$  et  $f_2=2.f_1$ .

#### IV.5.4 Simulations et analyse :

On se basant sur le modèle de Redwood. Nous avons effectué les simulations avec des céramiques en PZT de type P188. Avec les caractéristiques électroacoustiques indiquées dans le tableau IV.3.

- Transducteur émetteur d'une épaisseur 1mm vibrant à une fréquence  $f_1$  de 2.25 MHz.
- Transducteur récepteur d'une épaisseur 0.5mm vibrant à une fréquence  $f_2$  de 4.5 MHz.

Les deux transducteurs ont la même surface, 132 mm<sup>2</sup>.

- ✚ Les caractéristiques acoustiques avec le paramètre de non linéarité de quelques milieux de propagation sont récapitulées dans le tableau suivant :

Milieu	Impédance acoustique (Mrayls)	Vélocité acoustique (m/s)	B/A
Eau	1.5	1509	5.0
Éthanol	0.91	1158	9.9
Song	1.678	1586	6.0
Tissu humain	1.376	1445	10.9

**Tableau IV.4 : Caractéristiques acoustiques de quelques milieux de propagation.**

Nous avons choisi dans nos simulations, l'eau comme milieu de propagation.

- ✚ L'amplitude de l'excitation électrique est fixée à 1V.

#### IV.5.4.1 Etude de la réponse du transducteur :

L'évolution de variation temporelle de l'onde acoustique à une distance de 0 mm de la source acoustique de 1Pa d'amplitude est donnée par la figure suivante :

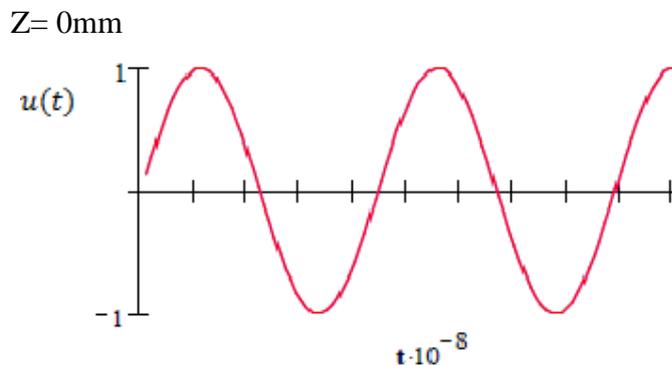


Figure IV.25 : Evolution temporelle de la pression.

La transformée de Fourier de la réponse temporelle est illustré sur la figure suivante :

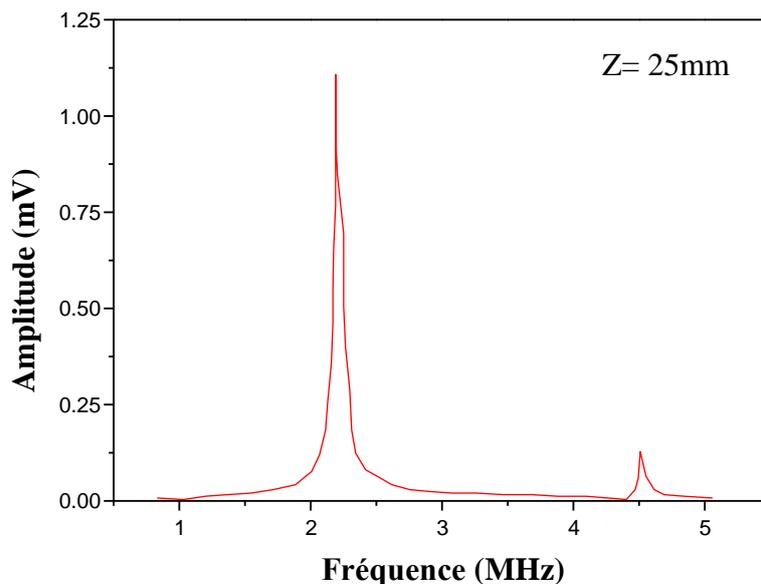


Figure IV.26 : Transformée de Fourier de la réponse temporelle avec  $Z= 25\text{mm}$ .

On peut constater dans la réponse spectrale en plus de l'harmonique fondamentale, l'apparition d'une deuxième harmonique avec une amplitude relativement faible, cela est dû au phénomène de non linéarité de milieu de propagation. Et donc une modélisation précise par le langage VHDL-AMS de la propagation non linéaire de l'onde acoustique.

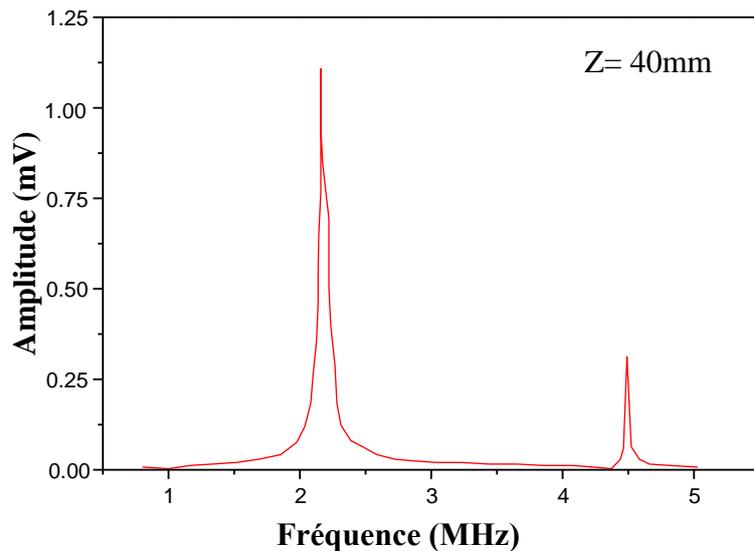


Figure IV.27 : Transformée de Fourier de la réponse temporelle avec  $Z= 40\text{mm}$ .

Plus la distance à la source est élevée plus l'aspect non linéaire est mis en évidence, en particulier avec l'augmentation de l'amplitude de la deuxième harmonique.

#### IV.5.4.2 Etude de l'impédance électrique du transducteur :

Dans le but d'étudier la sensibilité des transducteurs, émetteur et récepteur à l'impédance du milieu de propagation, ainsi que la précision de la modélisation de la propagation non linéaire. Les modules d'impédances électrique des transducteurs émetteur et récepteur sont donnés respectivement par les figures IV.28 et IV.29.

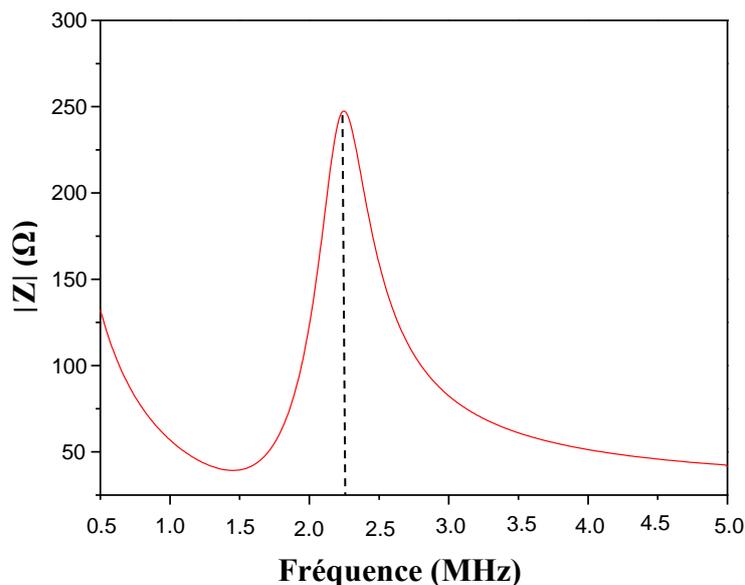


Figure IV.28 : Module d'impédance du transducteur émetteur vibrant à 2.25MHz

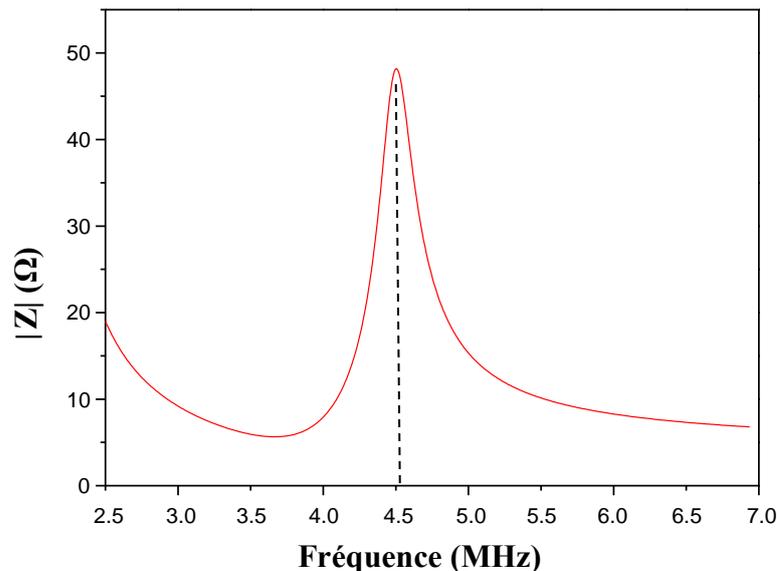


Figure IV.29 : Module d'impédance du transducteur récepteur vibrant à 4.5MHz.

Les résultats montrent un pic à 2.26MHz pour la première allure et un pic à 4.51MHz pour la deuxième allure ces fréquences correspondent respectivement aux fréquences de résonance du transducteur émetteur vibrant à 2.25MHz et du transducteur récepteur vibrant à 4.5 MHz et donc typiquement au comportement d'un transducteur ultrasonore.

#### IV.6 Applications des transducteurs ultrasonores en imagerie médicale :

L'imagerie ultrasonore a vu le jour vers la fin des années 1940 pour des applications exclusivement médicales. Les premiers équipements commercialisés en 1960 ont permis d'élargir l'utilisation de ce type d'imagerie aux radiologistes et aux obstétriciens notamment. Depuis cette date, les systèmes d'imagerie n'ont cessé de se développer passant ainsi de l'utilisation de simples transducteurs ultrasonores fournissant des images 2D à des réseaux de transducteurs 1D et 2D capables d'imagerie 3D. Ce progrès rapide dans les performances des sondes d'imagerie ultrasonore est en grande partie dû au développement connu par la fabrication des matériaux piézoélectriques, à l'utilisation de techniques de fabrication issues de la micro technologie et des microsystèmes et aussi à l'avancement technologique connu par les ordinateurs (temps de calculs, des modèles, traitement rapide des données, mémoire, etc...).

Le tableau suivant représente une comparaison des performances de l'imagerie ultrasonore avec celles d'autres techniques d'imagerie.

Technique	Rayon X	Ultrason	IRM	Médecine nucléaire
Contraste révélé	Absorption des rayons X	Propriétés mécaniques	Environnement des protons	Concentration d'un traceur
Type d'informations	Morphologiques	Morphologiques et fonctionnelles (Doppler)	Morphologiques et fonctionnelles (fMRI)	Fonctionnelles
Agent de contraste	Produits radio-opaques (iode)	Microbulles d'air ou de gaz	Possible (gadolinium, dysprosium)	Traceur radioactif
Temps d'acquisition	30 ms (radio) 1s (scanner)	25 ms (Echo) 50 ms (Doppler)	1 min (image3D)	45 min (TEP) 15min (TEMP)
Profondeur de pénétration	Excellente	Dépend de la fréquence (1 – 15MHz) 3 – 25cm	Excellente	Excellente
Danger	Radiation ionisante	Non	Non	Radiation ionisante
Coût d'un appareil (ME=million d'euros)	Moins de 1ME (Scanner)	40 kE à 150 kE euros	1,5 ME	Cyclotron : 2 ME caméras $\gamma$ : 0.5 ME TEP : 1.5 ME

**Tableau IV.5 : Récapitulatif de quelques méthodes d'imagerie [4].**

fMRI (en anglais) est une technique IRM (Imagerie par résonance magnétique) qui offre des informations fonctionnelles, elle permet par exemple d'observer la consommation d'oxygène à l'intérieur du cerveau.

TEP (ou PET): Tomographie par émission de positon est une technique d'imagerie nucléaire, reposant sur la détection de positons produits par une substance radioactive administrée au patient par voie intraveineuse.

TEMP : Tomographie par émission mono photonique est une technique d'imagerie nucléaire utilisant une caméra gamma qui enregistre le rayonnement  $\gamma$  émis par les radio-isotopes, pour obtenir des informations fonctionnelles.

#### IV.6.1 Principe de l'imagerie ultrasonore:

Le schéma de fonctionnement des systèmes d'imagerie ultrasonore (échographes) reste le même malgré la diversification des constructeurs, les performances et la complexité des appareils réalisés. En effet, chaque appareil est constitué globalement de sondes (un ou plusieurs transducteurs), d'une chaîne d'émission, d'une chaîne de réception, d'un bloc de traitement des signaux et d'un bloc d'affichage. Les images sont généralement obtenues en

mode B où l'image est construite par juxtaposition d'un grand nombre de lignes traduisant chacune une échographie unidimensionnelle appelée mode A. Le transducteur ultrasonore envoie à la cible une impulsion acoustique et enregistre les échos réfléchis sur les interfaces rencontrées. Le temps de vol de chaque écho est directement lié à la profondeur de l'interface rencontrée. Les différentes lignes sont obtenues par déplacement mécanique du transducteur ou par balayage électronique.

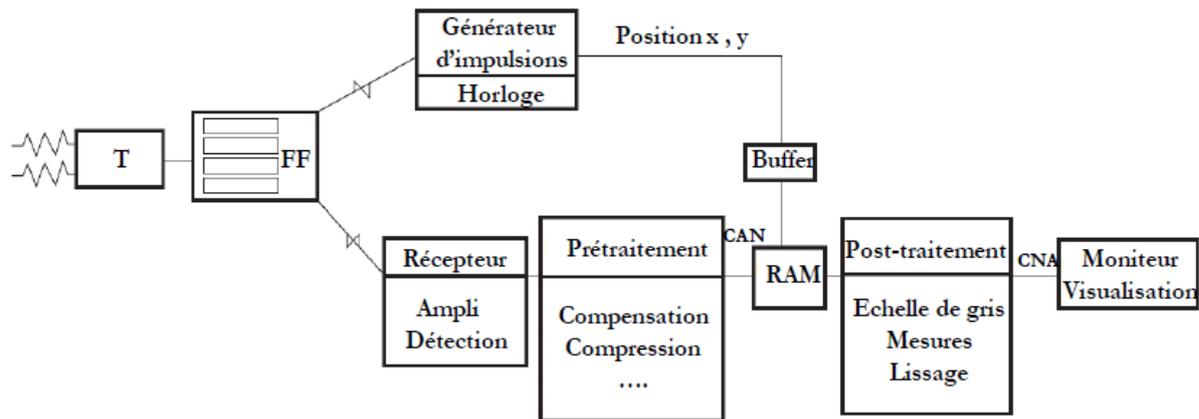


Figure IV.30 : Schéma de fonctionnement d'un système d'imagerie ultrasonore.

T : transducteur, FF : formateur de faisceau, CAN : convertisseur analogique numérique et CNA convertisseur numérique analogique.

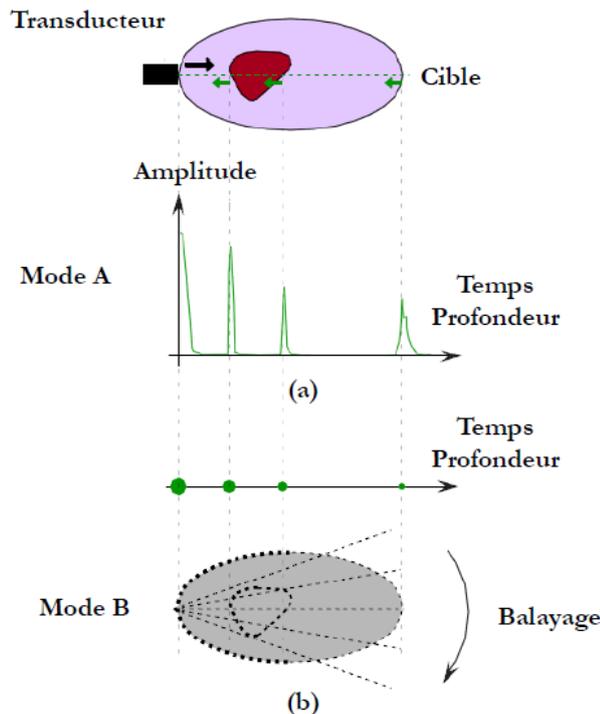


Figure IV.31 : Principe des modes A et B en échographie.

#### IV.6.2 Transducteur ultrasonore et focalisation:

La focalisation d'un transducteur mono-élément peut s'opérer par focalisation de l'élément actif (Figure IV.32 (a)), ou par ajout d'une lentille acoustique (Figure IV.32 (b)). Dans le cas d'une focalisation avec une lentille, une lame adaptatrice plane peut être collée en premier lieu sur un élément piézo-électrique plat, puis la lentille est ajoutée par moulage. Les contacts électriques sont repris sur l'électrode de la face arrière de l'élément piézo-électrique, ou bien directement sur le milieu arrière si ce dernier est conducteur, et sur l'électrode en face avant. Un câble coaxial est finalement ajouté.

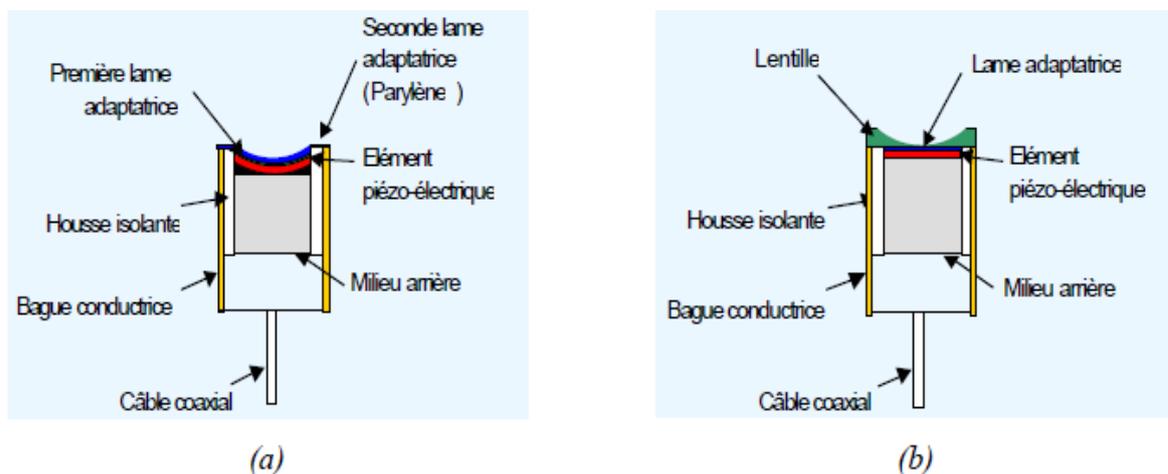


Figure IV.32 : Transducteurs focalisés par (a) mise en forme ou (b) ajout d'une lentille sphérique.

#### IV.6.3 Transducteur hybride multifréquence :

L'échographie est devenue la technique d'imagerie médicale la plus répandue, du fait de l'amélioration des performances et de la baisse des coûts des appareils. Au cours des 15 dernières années, le développement parallèle des systèmes d'imagerie et des transducteurs piézoélectriques a permis l'acquisition d'images de résolution croissante, qui se sont imposés comme un outil incontournable pour l'établissement de diagnostics dans de nombreux cas de pathologies. Lors de la conception d'un transducteur, il est important d'adapter sa structure, sa géométrie ainsi que les matériaux qui le composent à l'application visée. Un transducteur mono-élément ayant une distance focale pourra par exemple être suffisant pour obtenir des images satisfaisantes de structures fines comme le segment antérieur de l'œil ou les couches superficielles de la peau. Mais, selon les besoins, un transducteur multiéléments peut être préférable [48].

L'imagerie ultrasonore en mode B et en mode Doppler sont largement répandus dans le diagnostic clinique. Pour chaque mode, le radiologiste emploie deux sondes différentes: une pour le mode Doppler et l'autre pour le mode B. Cela est considéré comme méthode moins pratique. Par conséquent la nécessité d'un transducteur couvrant une large bande de fréquence devient important.

Un exemple de travail d'une sonde ultrasonore à double résonances pour applications médicales a été présenté par Saitoh et al. [49]. Ils ont proposé deux couches de céramique avec des directions de poling opposées et ils ont commandé le facteur de couplage électromécanique relatif dans le fondamental et le deuxième harmonique en ajustant le rapport d'épaisseur des couches. Ils ont obtenu deux fréquences de résonance de 3,75 MHz et de 7,5 MHz (double crêtes du spectre de puissance). En conséquence, une haute résolution en mode B et une image de grande sensibilité en mode Doppler avec une seule sonde ultrasonore au lieu de deux sondes différentes.

Depuis les années 50, les céramiques piézoélectriques de type zircono-titanate de plomb (PZT) ont été massivement utilisées dans de nombreuses applications industrielles (transducteurs, capteurs, moteurs à ultrasons) en raison de leurs propriétés électromécaniques géantes. Les PZT ont un important facteur de couplage électromécanique qui définit la capacité d'un matériau piézoélectrique à transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et réciproquement. Les polymères comme le fluorure de polyvinylidène (PVDF) sont largement utilisés dans le domaine de la formation d'image médicale, car ils ont une impédance électrique élevée pour le système à haute fréquence, flexible et disponible sous forme de couches minces.

Utilisant les avantages des uns et des autres en combinant les deux matériaux dans le but de générer un nouveau transducteur piézoélectrique hybride multifréquence avec plus de performances qu'un transducteur à céramique ou à polymère conventionnel.

Le modèle hybride donné par la figure suivante : est constitué de deux couches piézoélectriques. Une couche de céramique de type PZT-4 et une couche de polymère de type PVDF, séparés par une électrode. Donc les deux couches sont reliées en série électriquement et acoustiquement.

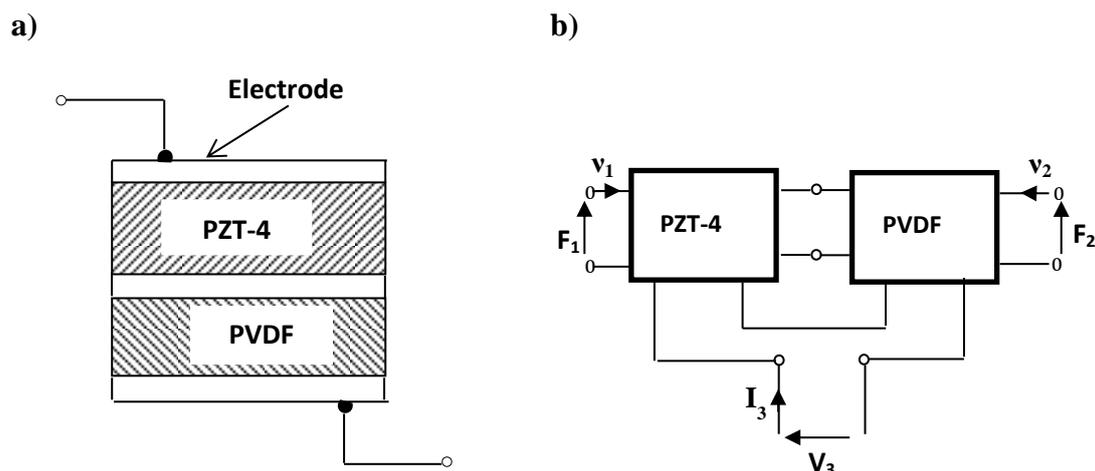


Figure IV.33 : a) modèle du transducteur hybride b) présentation comme un système à trois ports.

La couche de céramique PZT-4 est une lame de 2 mm d'épaisseur et d'une surface de  $0.49 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$  vibrant en épaisseur à une fréquence de 1MHz selon les données de [50][51]. Tandis que la couche de PVDF est un film de 270  $\mu\text{m}$  selon le données de [52][53]. Les propriétés électroacoustiques de deux matériaux sont récapitulées dans le tableau suivant :

Paramètres	Définition	PZT-4	PVDF	Unité
$\rho$	Densité volumique	7500	1750	$\text{Kg/m}^3$
$v^D$	Vitesse acoustique	3980	2250	m/s
$Z_0$	Impédance acoustique	29.85	3.92	Mrayls
$C_0$	Capacité bloquée	1435	245	PF
$K_t$	Facteur de couplage	0.45	0.127	-
$\epsilon_{33}^S$	Constante diélectrique	$662\epsilon_0$	$6.30\epsilon_0$	$\text{F/m}^2$
$h_{33}$	Constante piézoélectrique	$2.68 \times 10^9$	$1.52 \times 10^9$	-

Tableau IV.6 : Propriétés électroacoustiques de PZT-4 et de PVDF.

Chaque couche piézoélectrique à mode de résonance unique peut être représentée par le modèle électroacoustique équivalent de KLM en mode épaisseur. Ce modèle est très répandu dans le cas des transducteurs multicouches.

#### IV.6.4 Modèle équivalent de KLM en mode épaisseur :

C'est un modèle publié en 1970 par (R. Krimholtz, D. A. Leedom et G. L. Matthaei) couramment appelé modèle de KLM.

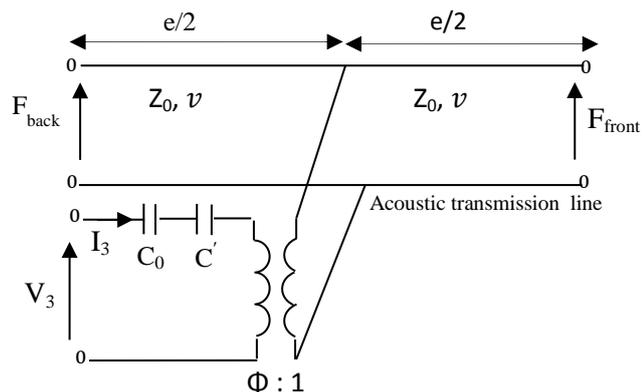


Figure IV.34 : Modèle équivalent de KLM en mode épaisseur.

Les différents paramètres du modèle sont donnés par les relations suivantes :

$$C_0 = \frac{\epsilon_{33}^S A}{e} \tag{IV.31}$$

$$C' = \frac{C_0}{K_t^2 \text{sinc}(\omega e / \pi v^D)} \tag{IV.32}$$

$$\Phi = \frac{2h_{33} \sin(\omega e / 2v^D)}{Z_C \omega} \tag{IV.33}$$

#### IV.6.5 Circuit pour la simulation en VHDL-AMS :

Le port électrique du modèle de transducteur hybride est relié à une source de tension  $V_{ac}$  à travers une résistance  $R$  de  $50\Omega$ , le milieu arrière est représenté par une impédance  $Z_{arrière}$ , l'eau est le milieu de propagation, représenté par  $Z_{avant}$ , ces caractéristiques acoustiques sont données par le tableau IV.2.

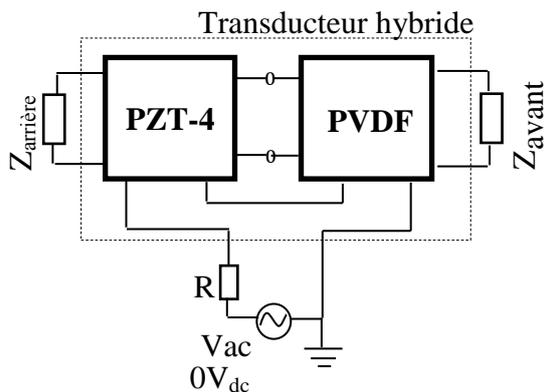


Figure IV.35 : Circuit pour la simulation en VHDL-AMS.

L'analyse fréquentielle de la réponse du transducteur est essentielle pour prévoir la sensibilité du système. La réponse en mode pulse-écho du transducteur hybride est illustrée sur la figure suivante :

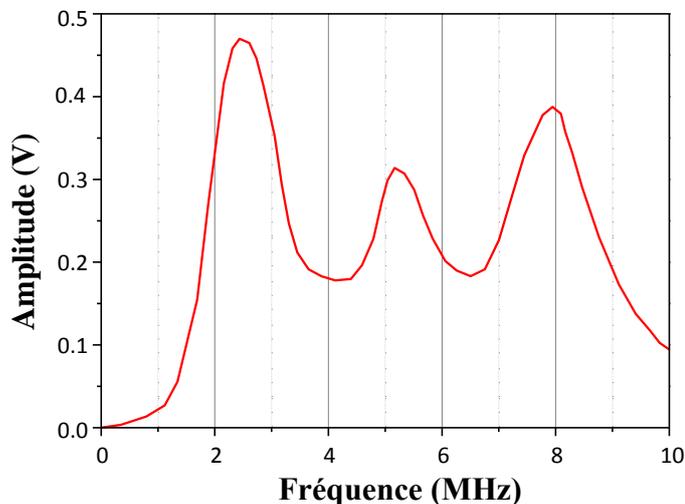


Figure IV.36 : Réponse fréquentielle du transducteur hybride.

L'analyse fréquentielle de 0 à 10MHz de la réponse du transducteur, nous conduit à observer trois pics de fréquence : à 2.4989MHz, 5.2103MHz, et 7.9845MHz. Le premier pic est plus important que les autres, ainsi une amplitude globale considérable pour une largeur de bande de fréquence de 2 à 9 MHz, qui couvre presque entièrement la gamme de fréquence échographique.

Le module d'impédance électrique du transducteur est donné par figure suivante :

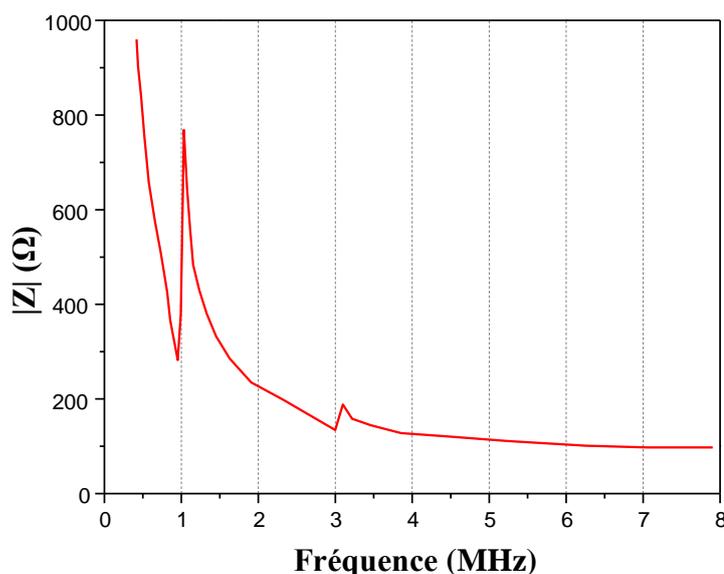


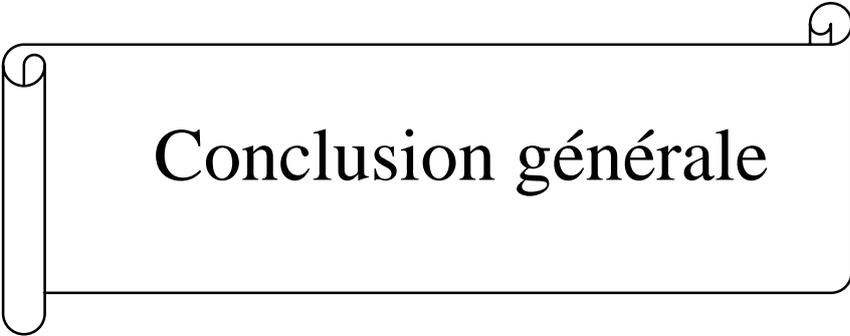
Figure IV.37 : Module d'impédance du transducteur hybride.

Le résultat de la figure IV.37 montre une antirésonance à 1MHz qui correspond typiquement à la fréquence de résonance du transducteur hybride. Et par conséquent une modélisation exacte en VHDL-AMS.

### IV.7 Conclusion :

Dans ce dernier chapitre nous avons effectué une modélisation linéaire et non linéaire des transducteurs ultrasonore, avec simulation d'un système en mode pulse-écho de la réponse temporelle, la réponse spectrale, l'impédance électrique et sa phase, par PSPICE et VHDL-AMS. Ainsi que la proposition d'un modèle d'un transducteur hybride multifréquence pour une application en imagerie médicale. Dans nos simulations nous sommes limité aux deux modèles électroacoustique cités précédemment, en l'occurrence le modèle de Redwood et le modèle de KLM. Ces modèles électriques permettent d'accéder à des informations de type électrique, tels que l'impédance électrique, la puissance électrique, etc .... Leur limitation vient du fait qu'ils correspondent généralement à des modèles 1D et ne permettent pas de prendre en compte à priori les autres modes de vibration, ainsi que ces modèles ne sont pas en mesure de tenir compte de tous les phénomènes telles que l'atténuation ou la diffraction du milieu, la non linéarité du milieu, les pertes...etc. Présent dans le transducteur ultrasonore. Alors que ces derniers sont susceptibles de fournir des informations importantes sur le comportement du transducteur.

On peut conclure que les résultats des simulations obtenus par VHDL-AMS sont plus précis. L'analyse de la partie mécanique du transducteur à l'aide d'un simulateur électrique de type SPICE s'avère fastidieuse, complexe et imprécise. L'utilisation d'autres outils de l'analyse, par exemple, les outils de description comportementale de type VHDL-AMS peut être une solution susceptible de pallier les difficultés et les limitations causées par l'utilisation de simulateur SPICE. L'écriture simplifiée avec VHDL-AMS permettra d'intégrer plus facilement les équations de diffraction et de non-linéarités du milieu. L'étude pourrait être étendue à la modélisation de ce phénomène et ouvrir la voie à la modélisation globale d'un système complet d'imagerie par ultrasons.



Conclusion générale

# CONCLUSION GÉNÉRALE

L'ensemble du travail présenté dans ce manuscrit marque un début dans la modélisation du comportement électrique d'un transducteur ultrasonore. Nous avons commencé notre travail par un état de l'art sur le phénomène de la piézoélectricité et les matériaux piézoélectriques ainsi que les différentes équations d'état reliant les grandeurs électriques aux grandeurs mécaniques. Nous avons étudié la propagation des ondes ultrasonores et les systèmes susceptibles de produire des ultrasons, en citant quelques applications des ondes ultrasonores. Comme nous avons effectué l'étude du comportement électrique d'un système piézoélectrique à mode de résonance unique à l'aide des modèles électroacoustiques du transducteur, et les outils de simulation pour l'analyse ces modèles. Enfin nous avons consacré une grande partie de nos efforts à la modélisation des transducteurs ultrasonores sous PSPICE et en langage VHDL-AMS.

- Une modélisation linéaire où nous avons simulé la réponse temporelle avec adaptation, la réponse spectrale et l'impédance électrique du transducteur en mode pulse-écho. Ainsi que l'influence du milieu de propagation et le facteur de couplage sur l'impédance électrique.
- Une modélisation de la propagation non linéaire en mode émission-réception en VHDL-AMS, où nous avons simulé la réponse spectrale. Ainsi que l'impédance électrique de l'émetteur vibrant à 2.25 MHz et du récepteur vibrant à 4.5 MHz.

Finalement nous avons proposé un modèle d'un transducteur hybride (PZT/PVDF) multifréquence pour application en imagerie médicale.

Dans nos simulations nous nous sommes limité aux deux modèles électroacoustiques cités précédemment, en l'occurrence le modèle de Redwood et le modèle de KLM.

Ces deux modèles représentent des approches de modélisation très approximatives. La problématique réside dans le fait que ces modèles ne sont pas en mesure de tenir compte de tous les phénomènes telles que l'atténuation ou la diffraction du milieu, la non linéarité du milieu, les pertes. Présent dans le transducteur ultrasonore. Alors que ces derniers sont susceptibles de fournir des informations importantes sur le comportement du transducteur. Pour une meilleure description du comportement électrique d'un transducteur ultrasonore

il est nécessaire d'étudier d'autres modèles tels que le modèle de Puttmer, le modèle de Leach, ... etc.

Les modèles électriques permettent d'accéder à des informations de type électrique, telles que (l'impédance électrique, la puissance électrique...). Leur limitation vient du fait qu'ils correspondent généralement à des modèles 1D et ne permettent pas de prendre en compte à priori les autres modes de vibration parfois très présents dans ce type de réseaux et pouvant même dégrader ses performances comme par exemple les modes latéraux contribuant au couplage [4].

Si les non linéarités ultrasonores engendrent des effets indésirables dans l'emploi de certaines techniques, elles ont aussi plusieurs applications. Parmi ces applications on peut citer la production d'une onde sonore basse fréquence par émission de deux ondes ayant des fréquences élevées et proches. La non linéarité du milieu de propagation faisant apparaître une onde de fréquence basse égale à la différence des deux fréquences hautes. Ce principe trouve des applications en transmission sous-marine où on peut produire des ondes se propageant sur de grandes distances avec des transducteurs de petites tailles. Des applications se développent également en imagerie médicale par utilisation des harmoniques. Les études montrent que le contraste est amélioré par rapport aux systèmes classiques qui ne détectent que le fondamental de l'onde transmise, réfléchi, ou diffractée par l'objet pour en déduire ses paramètres acoustiques [42].

L'analyse de la partie mécanique du transducteur à l'aide d'un simulateur électrique de type SPICE s'avère fastidieuse, complexe et imprécise, à cause de certaines limitations :

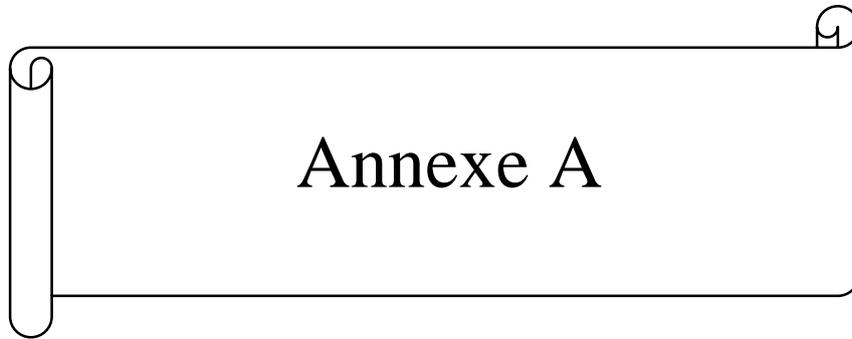
- imprécision des analyses réalisées à l'aide de ce simulateur, liée à ses algorithmes de calcul intrinsèques qui privilégient la vitesse d'exécution au détriment de la précision.

- Les composants utilisés par SPICE et en particulier les composants non linéaires (les diodes, les transistors, les lignes de transmissions, ...) sont très approximatifs. Ils sont tributaires des bibliothèques fournies par le concepteur de l'outil ou le fabricant des composants et ne tiennent pas compte toujours des modèles physiques réels, ni des éléments parasites du circuit dans lequel ils sont utilisés.

## Conclusion générale

---

L'écriture simplifiée avec VHDL-AMS permettra d'intégrer plus facilement les équations de diffraction et de non-linéarités du milieu. L'étude pourrait être étendue à la modélisation de ce phénomène et ouvrir la voie à la modélisation globale d'un système complet d'imagerie par ultrasons.



Annexe A

### Le modèle KLM :

Un des modèles décrit par la matrice (III-21) et celui publié par R. Krimholtz, D. A. Leedom et G. L. Matthaei (1970), couramment appelé modèle KLM [22]. Ce modèle consiste en un port électrique qui excite une ligne de transmission en son centre à travers un transformateur idéal (figure.A.1). Les deux ports acoustiques étant les deux extrémités de la ligne. L'excitation se fait à travers un transformateur idéal dont le rapport primaire-secondaire varie en fonction de la fréquence comme suit.

En utilisant les relations (III.8), (III.10) et (III.19), et en remplaçant dans les équations (III.6) et (III.7), on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{dT}{dz} &= j\omega\rho_0 v = j\bar{\beta}_a \bar{V}_a \frac{\bar{Z}_c}{\bar{V}_a} v = j\bar{\beta}_a \bar{Z}_c v \\ \frac{dT}{dz} - j\bar{\beta}_a \bar{Z}_c v &= 0 \quad (A.1) \\ \frac{dv}{dz} &= j\omega S = j\frac{\omega}{c^D} (T + hD) = j\frac{\omega}{c^D} T + j\frac{\omega}{c^D} hD = j\frac{\bar{\beta}_a \bar{V}_a}{\bar{Z}_c \bar{V}_a} T + j\frac{\omega h I_3}{j\omega c^D A} = j\frac{\bar{\beta}_a}{\bar{Z}_c} T + \frac{h I_3}{\bar{Z}_c \bar{V}_a A} \\ \frac{dv}{dz} - j\left(\frac{\bar{\beta}_a}{\bar{Z}_c}\right) T &= \frac{h I_3}{\bar{Z}_c \bar{V}_a A} \quad (A.2) \end{aligned}$$

Il est à noter que  $I_3$  est une fonction de  $z$  dans le cas où le matériau n'est pas isotrope.

Afin d'avoir une représentation de la ligne de transmission, on définit les paramètres en fonction des amplitudes de l'onde progressive et de l'onde rétrograde. Donc, la contrainte totale est :

$$T = T_F(z) + T_B(z) \quad (A.3)$$

Et la vitesse résultante est :

$$v = v_F(z) + v_B(z) \quad (A.4)$$

Ici aussi, on utilise l'indice  $F$  pour l'onde progressive et l'indice  $B$  pour l'onde rétrograde.

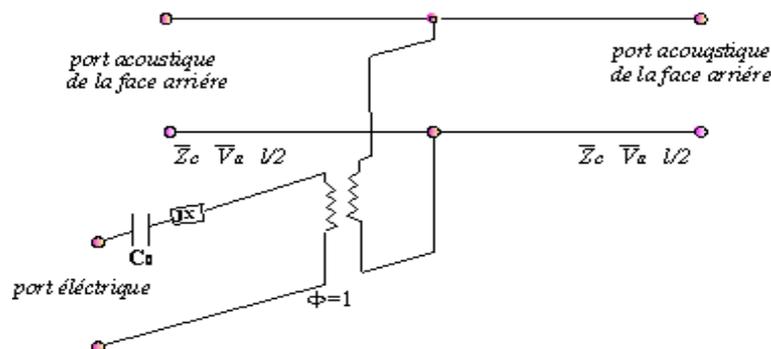


Figure A.1 : modèle électrique de KLM.

Avec :

$$T_F(z) = -\bar{Z}_c v_F(z) \quad T_B(z) = \bar{Z}_c v_B(z) \quad (\text{A.5})$$

On peut obtenir les équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{dT}{dz} - j\bar{\beta}_a \bar{Z}_c v &= 0 \\ \frac{d}{dz} (-\bar{Z}_c v_F(z) + \bar{Z}_c v_B(z)) - j\bar{\beta}_a \bar{Z}_c (v_F(z) + v_B(z)) &= 0 \end{aligned}$$

Étant donné que  $\bar{Z}_c \neq 0$ , on peut écrire :

$$\left( \frac{dv_B}{dz} - j\bar{\beta}_a v_B \right) - \left( \frac{dv_F}{dz} - j\bar{\beta}_a v_F \right) = 0 \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dz} - j \left( \frac{\bar{\beta}_a}{\bar{Z}_c} \right) T &= \frac{hI_3}{Z_0 v_a} \\ \frac{dv_B}{dz} + \frac{dv_F}{dz} - j \frac{\bar{\beta}_a}{\bar{Z}_c} (-\bar{Z}_c v_F + \bar{Z}_c v_B) &= \frac{hI_3}{Z_0 v_a} \\ \left( \frac{dv_B}{dz} - j\bar{\beta}_a v_B \right) - \left( \frac{dv_F}{dz} - j\bar{\beta}_a v_F \right) &= \frac{hI_3}{Z_0 v_a} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

En additionnant (A.6) et (A.7), on aura :

$$\frac{dv_B}{dz} - j\bar{\beta}_a v_B = \frac{hI_3}{2Z_0 v_a} \quad (\text{A.8})$$

En faisant la soustraction (A.6) de (A.7), on aura :

$$\frac{dv_F}{dz} + j\bar{\beta}_a v_F = \frac{hI_3}{2Z_0 v_a} \quad (\text{A.9})$$

La résolution de l'équation (A.7) avec le centre du transducteur en  $z=0$  mène à la solution suivante :

$$v_F(z) = v_F(-l/2) e^{-j\bar{\beta}_a(z+l/2)} + \frac{h}{2Z_0 \bar{v}_a} e^{-j\bar{\beta}_a z} \int_{-l/2}^z e^{j\bar{\beta}_a z} I_3 dz \quad (\text{A.10})$$

Cette solution montre que l'amplitude de l'onde progressive dépend de la somme de l'amplitude initiale en  $z = -l/2$  et du terme qui est induit par l'excitation  $I_3$ . Un résultat similaire est obtenu pour l'onde rétrograde.

Si  $I_3$  est uniforme (le cas où la longueur d'onde électrique est beaucoup plus grande que  $l$ ), alors :

$$v_F\left(\frac{l}{2}\right) = v_F\left(-\frac{l}{2}\right) e^{-j\bar{\beta}_a(l/2+l/2)} + \frac{h}{2Z_0 \bar{v}_a} e^{-j\bar{\beta}_a \frac{l}{2}} \int_{-l/2}^{l/2} e^{j\bar{\beta}_a z} I_3 dz$$

$$v_F \left( \frac{l}{2} \right) = v_F \left( -\frac{l}{2} \right) e^{-j\bar{\beta}_a l} + \frac{hI_3}{z_0 \omega} \sin \left( \bar{\beta}_a \frac{l}{2} \right) e^{-j\bar{\beta}_a l/2} \quad (\text{A.11})$$

De la même manière :

$$v_B \left( -\frac{l}{2} \right) = v_B \left( \frac{l}{2} \right) e^{-j\bar{\beta}_a l} - \frac{hI_3}{z_0 \omega} \sin \left( \bar{\beta}_a \frac{l}{2} \right) e^{-j\bar{\beta}_a l/2} \quad (\text{A.12})$$

Le premier terme de l'équation (A.11) correspond à l'onde produite à gauche du transducteur et qui se propage dans la direction  $z$  (positif vers la droite). Le deuxième terme indique que  $I_3$  agit comme une excitation au milieu du transducteur. Ces ondes se propagent dans le transducteur avec des amplitudes variant comme  $e^{-j\bar{\beta}_a |z|}$  et arrivent aux extrémités  $z = \pm l/2$  avec un déphasage de  $\frac{\bar{\beta}_a l}{2}$ . Afin d'éclaircir ce concept, on définit les vitesses à droite du plan  $z = 0$  par  $v_F^+$  et  $v_B^+$  et celles à gauche par  $v_F^-$  et  $v_B^-$ , comme illustré sur la figure A.2

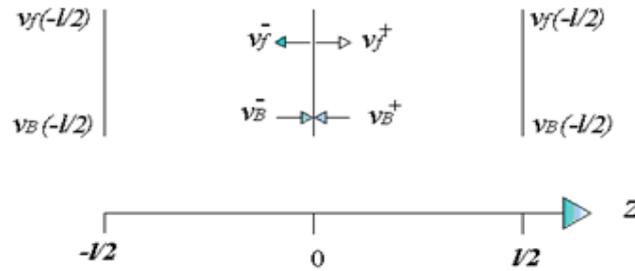


Figure A.2 : vitesses des ondes dans le transducteur.

$$v_F \left( \frac{l}{2} \right) = v_F^+ e^{-j\bar{\beta}_a l/2}, \quad v_B \left( \frac{l}{2} \right) = v_B^+ e^{j\bar{\beta}_a l/2} \quad (\text{A.13})$$

$$v_F \left( -\frac{l}{2} \right) = v_F^- e^{j\bar{\beta}_a l/2}, \quad v_B \left( -\frac{l}{2} \right) = v_B^- e^{-j\bar{\beta}_a l/2}$$

A partir des équations (A.11) et (A.12) et à l'aide des équations ci-dessus, on obtient les relations (A.14) et (A.15).

$$v_F^+ e^{-j\bar{\beta}_a l/2} = v_F^- e^{j\bar{\beta}_a l/2} e^{-j\bar{\beta}_a l} + \frac{hI_3}{z_0 \omega} e^{-j\bar{\beta}_a l/2} \sin \left( \bar{\beta}_a \frac{l}{2} \right)$$

$$v_F^+ - v_F^- = \frac{hI_3}{z_0 \omega} \sin \left( \bar{\beta}_a \frac{l}{2} \right) \quad (\text{A.14})$$

$$v_B^- e^{-j\bar{\beta}_a l/2} = v_B^+ e^{j\bar{\beta}_a l/2} e^{-j\bar{\beta}_a l} - \frac{hI_3}{z_0 \omega} e^{-j\bar{\beta}_a l/2} \sin \left( \bar{\beta}_a \frac{l}{2} \right)$$

$$v_B^+ - v_B^- = \frac{hI_3}{z_0 \omega} \sin \left( \bar{\beta}_a \frac{l}{2} \right) \quad (\text{A.15})$$

En additionnant (A.14) et (A.15), on aura :

$$\begin{aligned} (v_F^+ + v_B^+) - (v_F^- + v_B^-) &= \frac{2hI_3}{Z_0\omega} \sin\left(\bar{\beta}_a \frac{l}{2}\right) \\ v^+ - v^- &= \frac{2h}{Z_0\omega} \sin\left(\bar{\beta}_a \frac{l}{2}\right) I_3 \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Le courant  $I_3$  circulant dans le transducteur excite les ondes progressives et rétrogrades avec la même amplitude. Donc le rapport entre la vitesse induite (équivalente au courant) et le courant électrique peut être représenté par le rapport d'un transformateur idéal, avec le rapport  $\Phi:1$ .

$$\Phi = \frac{Z_0\omega}{2h} \sin^{-1}\left(\frac{\bar{\beta}_a l}{2}\right) = \frac{Z_0\omega}{2h} \sin^{-1}\left(\frac{\omega l}{2\bar{V}_a}\right) \quad (\text{A.17})$$

Afin de compléter le circuit équivalent, il nous faut une relation entre  $T_F$ ,  $T_B$ ,  $v_B$ . En utilisant la matrice (III.21), on tire  $V_3$ .

$$V_3 = \frac{I_3}{j\omega C_0} - \frac{h}{j\omega} \left( v \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} - v \begin{pmatrix} -1 \\ 2 \end{pmatrix} \right)$$

En utilisant les équations (A.13),

$$V_3 = \frac{I_3}{j\omega C_0} - \frac{h}{j\omega} \left( (v_F^+ - v_F^-) + (v_B^+ - v_B^-) \cos\left(\frac{\bar{\beta}_a l}{2}\right) \right) - j \frac{h}{j\omega} \left( (v^+ - v^-) \sin\left(\frac{\bar{\beta}_a l}{2}\right) \right)$$

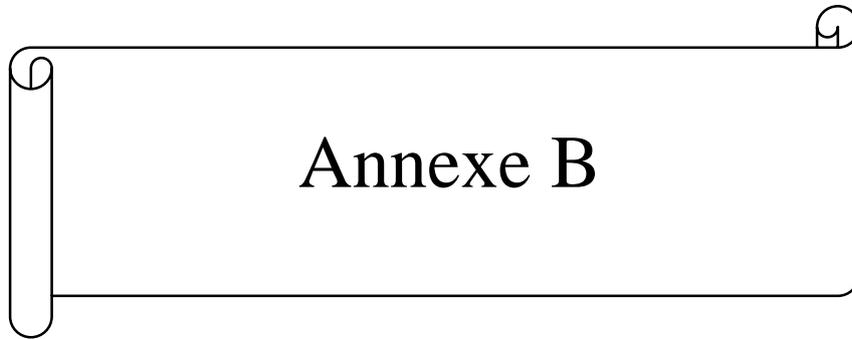
Finalement :

$$V_3 = \frac{I_3}{j\omega C_0} + j \frac{h^2 I_3}{\omega^2 Z_0} \sin(\bar{\beta}_a l) - \frac{2hT}{\omega Z_0} \sin\left(\frac{\bar{\beta}_a l}{2}\right) \quad (\text{A.18})$$

$C_0$  est appelé capacité du transducteur bloqué. Le deuxième terme est une réactance  $X$ . Le dernier terme est celui qui fait intervenir le transformateur.

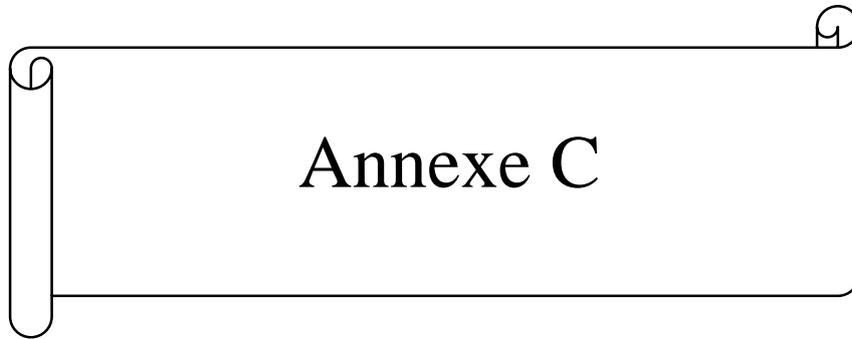
$$X = \frac{h^2}{\omega^2 Z_0} \sin(\bar{\beta}_a l) = \frac{h^2}{\omega^2 Z_0} \sin\left(\frac{\omega l}{\bar{V}_a}\right) \quad (\text{A.19})$$

$$V_3 = I_3 \left( \frac{1}{j\omega C_0} + jX \right) - T \cdot \frac{1}{\Phi} \quad (\text{A.20})$$



Annexe B

<b>Matériau piézoélectrique PZT (P188)</b>			
Elasticité	$C_{11}$	$10^{10}\text{N/m}^2$	13,22
	$C_{13}$	$10^{10}\text{N/m}^2$	8,37
	$C_{33}$	$10^{10}\text{N/m}^2$	12
	$C_{44}$	$10^{10}\text{N/m}^2$	2,95
Constante électrique	$\epsilon_{11}/\epsilon_0$	-	1440
	$\epsilon_{33}/\epsilon_0$	-	837
Constante piézoélectrique	$a_{31}$	$\text{C/m}^2$	-4,3
	$a_{33}$	$\text{C/m}^2$	16,7
	$a_{15}$	$\text{C/m}^2$	11,8
Perméabilité magnétique	$\mu/\mu_0$	-	1



Annexe C

### C. Adaptation acoustique :

La configuration d'un transducteur multicouche est optimisée pour un type d'application donnée. Dans un premiers temps, les fonctions des milieux arrière et avant sont décrites. Ensuite, des approches analytiques sont présentées.

#### C.1 Milieu arrière :

Le dimensionnement du milieu arrière résulte d'un compromis entre l'absorption de l'énergie envoyée en face arrière (C.1) et la perte de sensibilité qui en résulte. Cet élément devant respecter un critère d'atténuation, la condition suivante doit être satisfaite :

$$2a_{ar}f \geq \text{Seuil} \quad (\text{C.1})$$

Où  $a$  est l'atténuation ramenée par unité de longueur et de fréquence (dB/mm/MHz)

$$\alpha = \frac{4\pi \cdot 10^4}{c_1 \ln 10} \delta c \quad (\text{C.2})$$

Où  $c$  est la vitesse longitudinale et  $\delta c$  est l'atténuation relative à la vitesse.

Différents milieux arrière ont été testés par *Kossof* et les performances résultantes évaluées. Ainsi, le choix de l'impédance du milieu arrière  $Z_{ar}$  découle d'un compromis : une valeur élevée résulte en une forte absorption et une impulsion courte, tandis qu'une valeur relativement faible donne une absorption moindre, mais une impulsion plus longue.

#### C.2 Milieu avant :

Une ou plusieurs lames d'adaptation sont ajoutées et dimensionnées de façon à favoriser le transfert d'énergie envoyée en face avant vers le milieu de propagation et à améliorer la résolution axiale. Des formulations analytiques de l'optimisation multicouche en face avant ont été développées pour des configurations données. En pratique, l'optimisation d'un critère de performance figé n'assure pas des performances optimales pour une application donnée. En effet, le compromis entre sensibilité et résolution axiale est différent selon l'application envisagée et le critère de performance doit être adapté.

#### C.3 Approche analytique harmonique :

Le transducteur est considéré comme une ligne de propagation constituée de plusieurs segments comme décrit par le modèle KLM. En régime harmonique,

l'optimisation du coefficient de transmission entre deux milieux semi-infinis donne le résultat classique connu :

$$Z_i = \sqrt{Z_{i-1} \cdot Z_{i+1}} \quad (\text{C.3})$$

La valeur optimale de l'impédance de la couche intermédiaire  $Z_i$  est la moyenne quadratique des impédances des couches amont  $Z_{i-1}$  et aval  $Z_{i+1}$ .

Une approche matricielle permet d'obtenir les résultats d'optimisation pour  $n$  couches d'adaptation comprises entre  $Z_p$  et  $Z_m$ . L'équation (C.3) est appliquée en cascade sur chacune des couches, et il en résulte un système de  $n$  équations à  $n$  inconnues, résolu par linéarisation logarithmique :

$$Z_{i-1} - 2Z_i + Z_{i+1} = 0 \quad \text{avec} \quad Z_i = \ln Z_i \quad (\text{C.4})$$

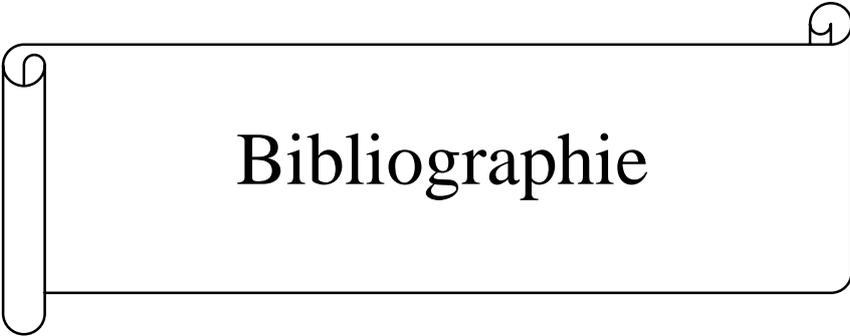
Une écriture matricielle (C.5) permet un calcul global :

$$\begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ -1 & 2 & -1 & \ddots & & & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & -1 & 2 & -1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & -1 & 2 & -1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ \vdots \\ Z_k \\ \vdots \\ Z_{n-1} \\ Z_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_p \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ Z_m \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

L'inversion de la matrice, puis le retour en écriture en puissance par dé linéarisation exponentielle permet d'obtenir les expressions des coefficients de pondération en puissance sur  $Z_p$  et  $Z_m$ . Les résultats sont synthétisés dans le Tableau C.1 :

	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$
1 Couche	$Z_p^{1/2} Z_m^{1/2}$			
2 Couches	$Z_p^{2/3} Z_m^{1/3}$	$Z_p^{1/3} Z_m^{2/3}$		
3 Couches	$Z_p^{3/4} Z_m^{1/4}$	$Z_p^{1/2} Z_m^{1/2}$	$Z_p^{1/4} Z_m^{3/4}$	
4 Couches	$Z_p^{4/5} Z_m^{1/5}$	$Z_p^{3/5} Z_m^{2/5}$	$Z_p^{2/5} Z_m^{3/5}$	$Z_p^{1/5} Z_m^{4/5}$

Tableau C.1 : Impédances acoustiques optimales en milieux semi-infinis en transmission.



Bibliographie

## Bibliographie

---

- [1] M. Beladgham, "Construction d'une technique d'aide au diagnostic en imagerie médicale application à la compression d'images", Thèse de Doctorat en électronique, université de Tlemcen, algérie, 2012.
- [2] A. Benhathat, "Synthèse de tensioactifs de la classe des imidazolines", Thèse de Magister en Pétrochimie, Faculté des hydrocarbures, Université de Boumerdas, 2006.
- [3] L. Allies, "Etude des phénomènes de non linéarités ultrasonore", Thèse de Doctorat en Instrumentation et Micro-Electronique, de l'Université Henri Poincaré - Nancy I, France, 2008.
- [4] A. Bybi, "Contribution à l'étude et à la correction de la diaphonie dans les réseaux de transducteurs piézoélectriques pour l'imagerie médicale", thèse de Doctorat en électronique, Institut d'Electronique, de Micro-Electronique, Université de Valenciennes, France, 2012.
- [5] M. Domenjoud, "Caractérisation des propriétés électroacoustiques de structures piézoélectriques soumise à une contrainte statique de type électrique ou mécanique", Thèse de doctorat, N d'ordre 02, université François – Rabelais de Tours, 2012.
- [6] A. Parent, "Apport des nouveaux matériaux piézoélectriques dans Le domaine des micro-gyromètres vibrants", Thèse de doctorat, Université Paris-sud, 2008.
- [7] M. Malhis, "Contrôle actif modal flou des rotors flexibles par pland'action piézoélectrique" Thèse de doctorat, N d'ordre 98, INSA-Lyon, 2002.
- [8] G. Poulin, "Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour application nomade. Thèse de doctorat, université Paris XI Orsay, 2004.
- [9] N. Rizet, "Controle actif de vibrations utilisant des matériaux piézoélectriques", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 1999.
- [10] H. Nouira, " Contribution à la conception d'un microconvertisseur d'énergie mécanique vibratoire en énergie électrique", Thèse de doctorat, Université Franche Comte, 2008.
- [11] L. Petit, "Conception d'un micro générateur pour l'alimentation électrique des microsystèmes", Rapport de DEA Instrumentation et Microélectronique, Ecole Nationale Supérieure de Physique de Strasbourg, 2003.
- [12] A. Abrar, D. Zhang, B. Su, T.W. Button, K.J. Kirk, S. Cochran, "1–3 connectivity piezoelectric ceramic–polymer composite transducers made with viscous polymer processing for high frequency ultrasound", *Ultrasonics*. 42, 479 (2004).
- [13] C. Pétrier, M.F. Lamy, A. Franconny, A. Benahcene, B. David, Renaudin, V.Gondrexon, N. Sonochemical, "Degradation of Phenol in Dilute Aqueous Solutions: Comparison of the Reactor Rates at 20 kHz and 487 kHz", *J. Phys. Chem*, **1994**, 98, pp. 10514-10520.
- [14] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppins, J. V. Sanders, "Fundamentals of acoustics John", wiley & Sons, New York, 1982.

## Bibliographie

---

- [15] E. Dieulesaint, D.Royer, "Ondes élastiques dans les solides," Paris : Masson, 375p, 1974.
- [16] M. A. Ploix, "Étude de l'atténuation des ondes ultrasonores. Application au contrôle non destructif des soudures en acier inoxydable austénitique", Thèse de Doctorat. Lyon Thèse de doctorat : Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 144 p, 2006.
- [17] D. Ducret, "Elasticité anisotrope et endommagement des matériaux composites : caractérisation ultrasonore et modélisation micromécanique", Thèse de doctorat : Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2000, 155 p.
- [18] X. Cheng, "Minimally invasive capacitive micromachined ultrasonic transducers array for biomedical applications", Thèse de doctorat, Université du Nouveau Mexique, Albuquerque, Nouveau Mexique, 2008, 183p.
- [19] G.S. Kino, "Acoustic Waves - Devices, Imaging and Analog Signal Processing", Prentice-Hall, 1987.
- [20] W. P. MASON, "Electromechanical Transducers and Wave Filters", New York, D. Van Nostrand, 1942.
- [21] M. Redwood, "Transient performance of a piezoelectric transducer", J. Acoust. Soc. Amer. Vol 33, 527– 536 (1961).
- [22] R. Krimholtz, D.A. Leedom and G.L. Matthaei. "New equivalent circuits for elementary piezoelectric transducers". Electron. Lett, vol.6, pp. 398-399, Jun. 1970.
- [23] W. Marshall Leach. "Controlled-source analogous circuits and SPICE models for piezoelectric transducers. IEEE Trans". Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol. 41, no. 1, pp. 60-66, January 1994.
- [24] J.Y. Chapelon., M.Ribault, A.Birer,"Treatment of localised prostate cancer with transrectal high intensity focused ultrasound", European J. Ultrasound, 1999, Vol. 9, pp. 31-38.
- [25] F. Lakestani, "Etude théorique et expérimentale de transducteurs ultrasonores piézoélectriques fonctionnant dans le domaine du mégahertz", Thèse I.N.S.A. Lyon, 1984. 208p.
- [26] M. Redwood, "A study of waveforms in the generation and detection of short ultrasonic pulses". Applied Materials Research, April 1963, pp. 76-83.
- [27] C. Cachard, O.Basset,P. Delachartre, "Coure imagerie échographie médicale. <http://www.creatis.insa-lyon.fr>.
- [28] L. Nagel, "SPICE2: A computer program to simulate semiconductor circuits", Electron. Res. Lab., Univ. California at Berkeley, UCB/ERL M 520, 1975.

## Bibliographie

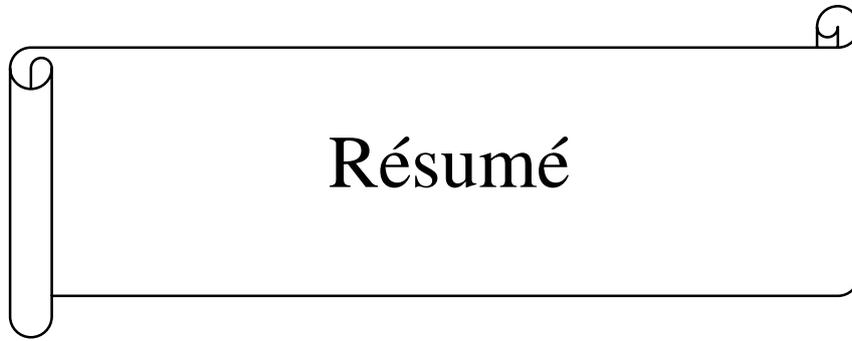
---

- [29] S. Jemali. "Contribution à l'élaboration de méthodologies et d'outils d'aide à la conception de systèmes multi-technologiques", Thèse de doctorat de l'Ecole nationale supérieure des télécommunications, Paris 2003.
- [30] Y. Herve, "VHDL-AMS Applications et enjeux industriels", Paris: Dunod, 2002, 227p. ISBN 2100058886.
- [31] R. Hamaou, "Contribution à une plateforme d'aide à la conception de Microsystème" Thèse de doctorat, l'institut national des sciences appliquées de Lyon, France, 2009.
- [32] IEEE "Standard VHDL Analog and Mixed-Signal Extensions", IEEE Std 1076.1-1999,
- [33] R. Guelaz, D. Kourtiche, M.Nadi, "A behavioral description with VHDL-AMS of a piezo-ceramic ultrasound transducer based on the Redwood's model ", In: Proceedings FDL 2003: Forum on Specification and Design Languages, Frankfurt, German, pp. 32–43 (2003).
- [34] D. Kourtiche, R. Guelaz, A. Rouane, and M. Nadi, "VHDL-AMS Modelling of Ultrasound Measurement System in Linear Domain", Recent Adv. in Sensing Technology, LNEE 49, pp. 55–73.
- [35] Hand book of "Chemistry and Physics", 45th edn. Chemical Rubber Co., Cleveland Ohio.
- [36] F. Branin, "Transient analysis of lossless transmission lines", Proceedings of IEEE 55, 2012–2013 (1967).
- [37] Quartz & Silice. Céramiques piézoélectriques (Caractérisation tensorielle complète du P1 88).
- [38] R.E. Collin, "Theory and design of wide-band multi-section quarter-wave transformers", IRE Proceedings, 1955, p. 179-185.
- [39] J. Souquet, P. Defranould, J. Desbois, "Design of low-loss wide-band ultrasonic transducers for noninvasive medical application", IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, 1979. 26(2): p. 75-81.
- [40] S. Bhalla and C. K. Soh, "Progress in Structural Health Monitoring and Non Destructive Evaluation Using Piezo-Impedance Transducers", Smart Materials and Structures: New Research, Nova Science Publishers, Inc , New York, pp. 177-228, 2007.
- [41] D. M. Peairs, P. A. Tarazaga, and D. J. Inman, "Frequency range selection for impedance-based structural health monitoring", Journal of Vibration and Acoustics, Vol. 129, No. 6, pp. 701–709, 2007.

## Bibliographie

---

- [42] R.D. Fay, "Plane sound waves of finite amplitude". *Acoust,Soc,Am.* Vol.3, pp. 222-241, 1931.
- [43] V.P. Kuznetsov, "Equations of nonlinear acoustics" *Sov. Phys. Acoust.* Vol.16, N°4, pp. 467-470, 1971.
- [44] E.A. Zaboltskaya., R.V. Khokhlov, "Quasi-plane waves in the nonlinear acoustics of confined beams ". *Sov, Phys. Acoust.* Vol. 15, N° 1, pp. 35-40, 1969
- [45] B.O Enflo, " Some analytical results on nonlinear acoustics wave propagation in diffusive media " *Plenum Publ. Corp.*, pp. 435-453, 1994.
- [46] J. M. Burgers, "A mathematical model illustrating the theory of turbulence". *Advances in applied mechanics*, v. 1, 171–199. 1948.
- [47] R. Guelaz, D. Kourtiche, M. Nadi, P. Roth, " Double element ultrasonic piezoceramic transducer modeling with VHDL-AMS: application to B/A nonlinear ultrasonic parameter measurement in pulse-echo mode", *Technical Acoustics*, vol. 10, Avril 2005.
- [48] E. Filoux, " Modélisation par une méthode pseudo spectrale / Différence finie et fabrication des transducteurs Ultrasonore pour imagerie médicale haute résolution ", Thèse de doctorat en acoustique, de l'université François-Rabelais de Tours, Avril 2009.
- [49] S. Saitoh, M. Izumi, and Y. Mine, "A dual frequency ultrasonic probe for medical applications", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 42, no. 2, pp. 294-300, March. 1995.
- [50] R. Martínez, A. Vera, L. Leija, "Heat Therapy HIFU Transducer Electrical Impedance Modeling by using FEM", in *Proceedings of the conference on 'Instrumentation Measurement Technology Conference (I2MTC' 2014)'* ,Montevideo, Uruguay, 12- 15 May 2014, pp. 299 – 303.
- [51] W. Quant, "SH Wave Propagation in Piezoelectric Coupled Plates", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 49, Issue 5, 2002, pp. 596- 603.
- [52] R. S. Dahiya, M. Valle, L. Lorenzelli, "SPICE model for lossy piezoelectric polymer", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 56, issue 2, 2009, pp. 387-395.
- [53] Precision Accoustics Ltd, "PVDF Properties and uses, Properties-of-poled PVDF.PDF", ([http:// www. Acoustics.co.uk](http://www.Acoustics.co.uk)).

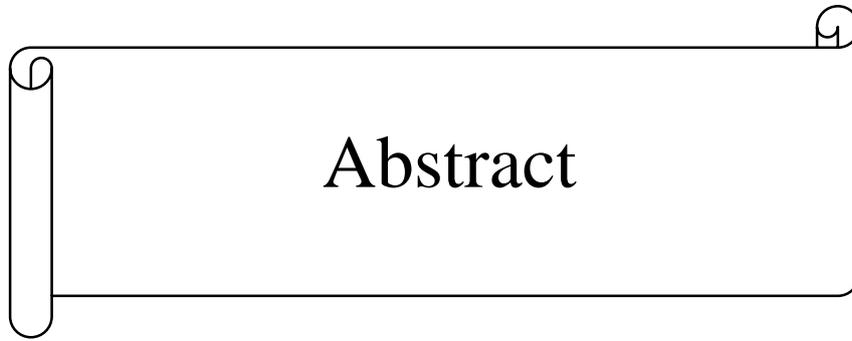


# Résumé

Le développement de l'électronique moderne est fondé sur la possibilité de prévoir avec exactitude le comportement des systèmes par l'utilisation d'outils de simulation. Cette approche peut être étendue aux transducteurs à ultrasons reliés à un dispositif électronique. La capacité à simuler deux systèmes couplés (transducteur à ultrasons, composant électronique et mécanique associée) rend possible des optimisations efficaces en ce qui concerne le système complet, réduisant au minimum la taille, le coût et la consommation électrique et ainsi leur miniaturisation.

L'ensemble du travail présenté marque un début dans la modélisation du comportement électrique d'un transducteur ultrasonore. Nous avons effectué la modélisation des transducteurs ultrasonores sous PSPICE et par le langage VHDL-AMS. Une modélisation linéaire où nous avons simulé la réponse temporelle avec adaptation, la réponse spectrale et l'impédance électrique du transducteur en mode pulse-écho. Ainsi que l'influence du milieu de propagation et le facteur de couplage sur l'impédance. Comme nous avons modélisé la propagation non linéaire en mode émission-réception par VHDL-AMS, où nous avons simulé la réponse spectrale. Ainsi que l'impédance électrique de l'émetteur vibrant à 2.25 MHz et du récepteur vibrant à 4.5 MHz. Finalement nous avons proposé un modèle d'un transducteur hybride (PZT/PVDF) multifréquence pour application en imagerie médicale. Dans nos simulations nous nous sommes limités aux deux modèles électroacoustiques, en l'occurrence le modèle de Redwood et le modèle de KLM.

**Mots clés :** Piézoélectrique, Transducteur, Ultrasonore, PSPICE, VHDL-AMS.



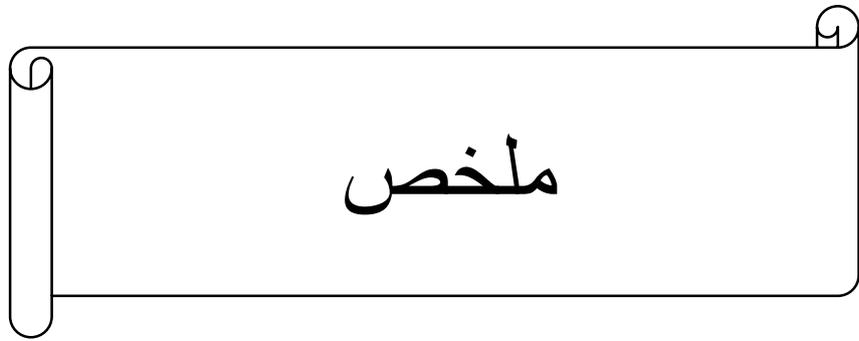
Abstract

# Abstract

The development of modern electronics is based on the ability to accurately predict the behavior of systems through the use of simulation tools. This approach can be extended to ultrasonic transducers connected to an electronic device. The ability to simulate two coupled systems (ultrasonic transducer, associated electronic and mechanical component) makes efficient whole system optimization possible, minimizing size, cost and power consumption and thus miniaturization.

The whole of work presented mark a beginning in the modeling of the electric behavior of an ultrasonic transducer. We carried out the modeling of the ultrasonic transducers under PSPICE and by language VHDL-AMS. A linear modeling or we simulated the temporal response with adaptation, the spectral answer and the electric impedance of the transducer in puls-echo mode. As well as the influence of propagation medium and the coupling coefficient on the impedance. As we modelled nonlinear propagation in send-receive mode by VHDL-AMS, or we simulated the spectral answer. As well as the electric impedance of the vibrating transmitter with 2.25 MHz and the vibrating receiver with 4.5 MHz. Finally we proposed a model of hybrid transducer (PZT/PVDF) multi-frequency for application in medical imagery. In our simulations us summons itself limited to the two models electro acoustics, in fact the model of Redwood and the model of KLM.

**Keywords:** Piezoelectric, Transducer, Ultrasonic, PSPICE, VHDL-AMS.



# ملخص

يعتمد تطوير الإلكترونيات الحديثة على القدرة على التنبؤ بسلوك الأنظمة بدقة من خلال استخدام أدوات المحاكاة. يمكن تمديد هذا النهج إلى محولات الطاقة فوق الصوتية المتصلة بجهاز إلكتروني. القدرة على محاكاة نظامين المترابطة (محول بالموجات فوق الصوتية، مكونات إلكترونية وما يرتبط الميكانيكية) تمكن تحسينات فعالة فيما يتعلق نظام كامل، والتقليل من حجم والتكلفة واستهلاك الطاقة وبالتالي التصغير بهم .

يمثل كل العمل المقدم بداية في نمذجة السلوك الكهربائي لمحول يعمل بالموجات فوق الصوتية. قمنا بتنفيذ نمذجة محولات الموجات فوق الصوتية تحت PSPICE وبواسطة لغة VHDL-AMS. نمذجة خطية حيث قمنا بمحاكاة استجابة الوقت مع التكيف ، والاستجابة الطيفية والممانعة الكهربائية للمحول في وضع النبض الصدى. وكذلك تأثير وسيط الانتشار وعامل الاقتران على الممانعة. ونحن نمذجة الانتشار غير الخطي في نمط استقبال الإرسال بواسطة VHDL-AMS ، أو قمنا بمحاكاة الاستجابة الطيفية. وكذلك الممانعة الكهربائية للمرسل الاهتزازي بقوة 2.25 ميغاهيرتز والمستقبل الاهتزازي 4.5 ميغا هرتز. وأخيراً، اقترحنا نموذجاً لمحول طاقة هجين متعدد الترددات (PZT / PVDF) لتطبيقه في التصوير الطبي. في محاكاة لدينا يقتصر على اثنين من النماذج الكهربائية، وهي نموذج Redwood ونموذج KLM.

**الكلمات الرئيسية :** كهروضغطية ، محول ، بالموجات فوق الصوتية ، VHDL-AMS ، PSPICE