

## MATERIAUX POUR LA HAUTE FREQUENCE

Le but de ce premier chapitre est double. Il s'agit dans un premier temps de faire un état de l'art sur la technologie des matériaux et transducteurs pour les applications haute fréquence (au-delà de 20 MHz). La configuration principale retenue pour cette étude est un transducteur mono-élément pour des applications en imagerie médicale. D'un point de vue théorique, les différents matériaux piézo-électriques existants ont été intégrés dans une telle configuration pour comparer les performances obtenues. Au cours de ce chapitre, différents rappels et explications sont donnés concernant la modélisation et la caractérisation des transducteurs en précisant si nécessaire les spécificités dues aux applications haute fréquence [1-4].

### I Matériaux piézo-électriques

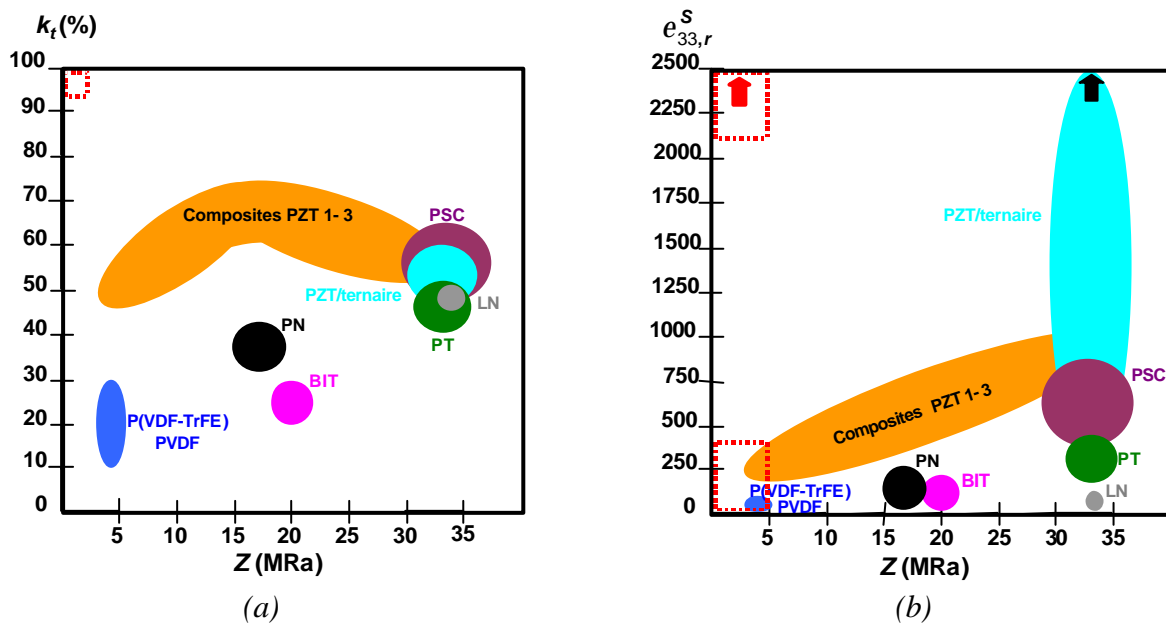
Après quelques explications générales concernant les matériaux piézo-électriques disponibles pour la transduction ultrasonore (propriétés principales, caractérisation électromécaniques, résonateur libre ou chargé), un état de l'art concernant les matériaux piézo-électriques dédiés pour les applications haute fréquence est décrit.

#### 1.1 Spécifications générales

Pour les matériaux piézo-électriques, en particulier pour les applications médicales, deux des propriétés les plus importantes sont le coefficient de couplage effectif du principal mode de vibration utilisé  $k_{eff}$  et l'impédance acoustique  $Z$ .

Le coefficient de couplage  $k_{eff}$  représente l'activité piézo-électrique du matériau pour le mode de vibration considéré, en d'autres termes, la capacité du matériau à convertir l'énergie électrique en énergie acoustique (et réciproquement). Ce facteur de couplage dépend non seulement des propriétés du matériau actif, mais aussi de sa géométrie. Pour les applications d'imagerie médicale, les modes de vibrations utiles sont longitudinaux, c'est-à-dire le long de la direction de polarisation, selon laquelle sont définies les épaisseurs (*Tableau A1.5, Annexe 1*). Lorsque les dimensions latérales de l'élément actif sont grandes devant l'épaisseur, le coefficient de couplage en mode épaisseur  $k_t$  est utilisé [5]. La valeur de la permittivité diélectrique est aussi un paramètre de première importance pour ce qui est de l'adaptation électrique (*Annexe 3*).

La *Figure I.1* donne les valeurs du coefficient de couplage en épaisseur  $k_t$  en fonction de l'impédance acoustique  $Z$  pour une large gamme de matériaux piézo-électriques disponibles et utilisés pour la fabrication de transducteurs. Le *Tableau I.1* donne les définitions des abréviations utilisées. On peut observer qu'aucun des matériaux n'offre des caractéristiques idéales, à savoir un coefficient de couplage important et une impédance acoustique faible. La zone correspondante est délimitée par le carré rouge sur la *Figure I.1 (a)*. Le meilleur compromis doit donc être trouvé parmi ces matériaux. Pour la plupart des applications médicales, les céramiques PZT sont utilisées pour leur coefficient de couplage élevé, même si leur impédance acoustique est importante, puisqu'elle peut être adaptée à l'aide de lames intermédiaires entre l'élément actif et le milieu de propagation (*Annexe 3*). Pour une application donnée, les propriétés telles que la permittivité diélectrique et la taille de grain permettent de choisir un matériau spécifique. Une large plage de propriétés peuvent être trouvées avec des constantes diélectriques relatives faibles (quelques centaines) à très importantes (plusieurs milliers), avec des tailles de grain de l'ordre du micromètre. Pour un transducteur mono-élément, une permittivité diélectrique moyenne (zone en bas à gauche) permet une bonne adaptation d'impédance électrique au système d'émission-réception (typiquement  $50 \Omega$ ), alors que les éléments de barrette nécessitent une permittivité diélectrique plus importante (*Figure I.1 (b)*, en haut à gauche).



*Figure I.1 :* (a) Coefficient de couplage électro-mécanique en mode épaisseur  $k_t$ . (b) Permittivité diélectrique relative à déformation constante  $e_{33,r}^S$ , en fonction de l'impédance acoustique  $Z$  pour une large gamme de matériaux piézo-électriques disponibles.

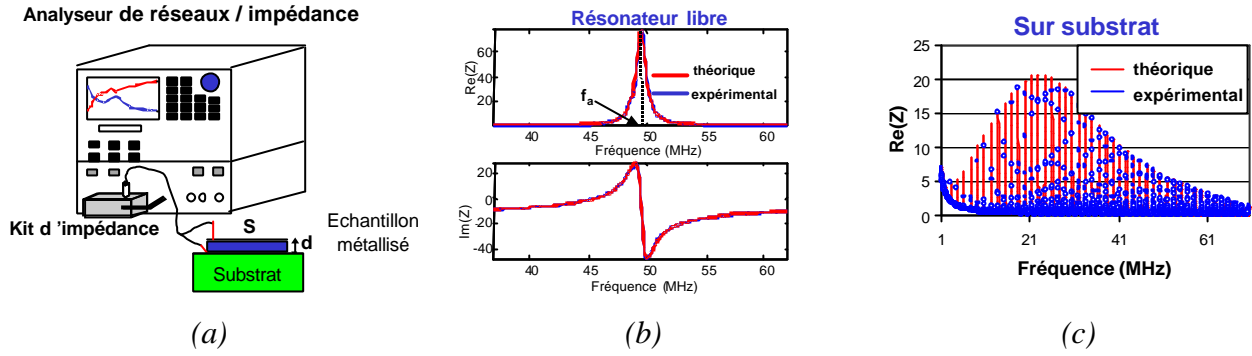
<b>PZT</b>	Zirconate Titanate de Plomb	<b>PT</b>	Titanate de Plomb	<b>PSC (PMN-PT et PZN-PT)</b>	Mono-cristaux à base de Plomb
<b>LN</b>	Niobate de Lithium	<b>PN</b>	Niobate de Plomb	<b>Composites PZT 1-3</b>	Composites PZT et polymère
<b>BIT</b>	Titanate de Bismuth	<b>PVDF</b>	Polymère	<b>P(VDF-TrFE)</b>	Copolymère

Tableau I.1 : Abréviations utilisées.

## 1.2 Caractérisation

La mesure de l'impédance électrique complexe en fonction de la fréquence est réalisée sur un échantillon piézo-électrique vibrant selon un mode dominant (*Annexe 1*). Cette mesure, grâce à un schéma électrique équivalent, permet d'obtenir les propriétés diélectriques, mécaniques et piézo-électriques par ajustements successifs. Dans certains cas, le standard de la piézo-électricité [5] peut être utilisé, et les courbes expérimentales sont ensuite exploitées directement en utilisant ces formules simples. L'équipement standard est constitué d'un analyseur de réseaux, avec un kit d'impédance qui comprend un ressort pour réaliser les contacts électriques avec le matériau piézo-électrique. La qualité du contact électrique est de grande importance, en particulier pour les mesures en haute fréquence, notamment pour éviter une impédance de contact trop élevée, tout en évitant de perturber la résonance du mode caractérisé.

La *Figure I.2 (b)* montre la résonance typique d'un disque piézo-électrique fabriqué par coulage en bande (*tape-casting*), avec une fréquence d'anti-résonance autour de 50 MHz. Pour la haute fréquence, le procédé de fabrication consiste souvent à déposer l'élément piézo-électrique sur un substrat (*Figure I.2 (a)*), qui en amortit la résonance observée sur l'impédance électrique. Avec un schéma électrique équivalent, tel que le schéma KLM [6] (*Annexe 3*) adapté aux structures multicouches (substrat, électrodes et élément piézo-électrique), les différentes propriétés acoustiques sont paramétrées. Connaissant les propriétés acoustiques des électrodes et du substrat, la procédure d'ajustement permet d'obtenir les propriétés de la couche piézo-électrique (*Figure I.2 (c)*) [7, 8] comme le décrit l'équation (I.6).



**Figure I.2 :** (a) Protocole expérimental pour la mesure d'impédance électrique. (b) Impédances complexes expérimentale et théorique (ajustée) typique d'un disque piézo-électrique en condition de résonateur libre. (c) Partie réelle de l'impédance expérimentale et théorique (ajustée) d'un film épais haute fréquence sur substrat d'alumine.

Les paramètres typiques caractérisés sont les suivants :

- Les fréquences d'anti-résonance  $f_a$  et de résonance  $f_r$  qui correspondent respectivement au maximum de la partie réelle de l'impédance et de l'admittance.
- Le coefficient de couplage en épaisseur correspondant à la vibration selon le premier mode épaisseur peut être calculé avec  $k_t = \sqrt{\frac{p}{2} \frac{f_r}{f_a} \cotan\left(\frac{p}{2} \frac{f_r}{f_a}\right)}$ .
- La vitesse longitudinale est donnée par :  $c_l = 2e_p f_a$ , avec  $e_p$  l'épaisseur de l'élément piézo-électrique.
- La permittivité diélectrique est obtenue à partir de la capacité bloquée  $C_0 = \frac{\mathbf{e}^S S}{e_p}$ , avec  $S$  la surface active délimitée par les électrodes.
- Les pertes mécaniques sont données par  $\mathbf{d}_m = \frac{\Delta f}{f_a}$ , avec  $\Delta f$  la largeur à mi-hauteur du pic d'anti-résonance sur le spectre.
- Les pertes diélectriques  $\mathbf{d}_e$  apparaissent sous forme d'un décalage sur les courbes de résistance, et la mesure peut en être faite à deux fois la fréquence d'anti-résonance.

Les pertes ( $\mathbf{d}_{m,S}$ ,  $\mathbf{d}_{p,d}$ , et  $\mathbf{d}_{e,e}$ ) respectivement mécaniques, piézo-électriques et diélectriques pour les matériaux piézo-électriques [9] ont été définies sur les paramètres ( $\mathbf{\zeta}^E$ ,  $d$ , et  $\mathbf{e}^T$ ). Celle retenue ne prend en compte que les pertes mécaniques et diélectriques sur les paramètres ( $\mathbf{c}^E$  et  $\mathbf{e}^S$ ), afin de minimiser les redondances d'influence de paramètres (Annexe I).

L'expression complexe de la vitesse longitudinale est donnée en première approximation par les relations (A1.30) et (A1.31). :

$$c_l \approx c_l' \left( 1 + j \frac{\mathbf{d}}{2} \right) \quad (\text{I.1})$$

La partie réelle de la vitesse est donnée en fonction du coefficient élastique à déplacement constant selon la direction 3 et de la masse volumique, alors que les pertes globales  $\mathbf{d}$  sont fonction de la partie réelle du coefficient de couplage  $k_t^2$ , et des pertes mécaniques  $\mathbf{d}_m$  et diélectriques  $\mathbf{d}_e$  :

$$\text{avec : } c_l' \approx \sqrt{\frac{c_{33}^D}{\rho}} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{et } \mathbf{d} = (1 - k_t^2) \mathbf{d}_m + k_t^2 \mathbf{d}_e \quad (\text{I.3})$$

### I.2.1 Résonateur libre

La résonance en mode épaisseur pour un échantillon de dimensions latérales importantes au regard de l'épaisseur est déduite de la modélisation par un schéma électrique équivalent. Par exemple, celui décrit par [6] (Annexe 3) donne l'expression complexe de l'impédance électrique d'un élément piézo-électrique en résonateur libre :

$$Z_e(f) = \frac{1}{j2\pi f C_0} \left( 1 - k_t^2 \frac{\tan\left(\frac{e_p \mathbf{p} f}{c_l}\right)}{\frac{e_p \mathbf{p} f}{c_l}} \right) \quad (\text{I.4})$$

Par la suite, on note  $\mathbf{q}_p$  le demi déphasage de propagation dans la couche :

$$\mathbf{q}_p = \frac{ke_p}{2} = \frac{e_p \mathbf{p} f}{c_l} \quad (\text{I.5})$$

Cette expression de l'impédance électrique mesurée aux bornes de l'élément piézo-électrique n'est valable que pour les conditions de mesures standard [5], c'est-à-dire en résonateur libre, avec des milieux avant et arrière d'impédance nulle. L'influence possible des électrodes n'est pas prise en compte.

### 1.2.2 Résonateur chargé

Dans le cas de milieux avant et arrière d'impédance acoustique non nulle, *Zhang et al.* [10] et *Naik et al.* [11] ont développé l'expression de l'impédance mesurée aux bornes de l'élément piézo-électrique  $Z_e$ . Cette dernière se trouve modifiée par la prise en compte des impédances ramenées à l'avant et à l'arrière :

$$Z_e(f) = \frac{1}{j2p f C_0} \left( 1 - k_t^2 \frac{\tan(\mathbf{q}_p)}{\mathbf{q}_p} \frac{(z_{av} + z_{ar}) \cos^2 \mathbf{q}_p + j \sin(2\mathbf{q}_p)}{(z_{av} + z_{ar}) \cos(2\mathbf{q}_p) + j(1 + z_{av} z_{ar}) \sin(2\mathbf{q}_p)} \right) \quad (I.6)$$

avec :

$$z_{av} = \frac{Z_{av}}{Z_p} \quad \text{et} \quad z_{ar} = \frac{Z_{ar}}{Z_p}, \text{ les impédances ramenées à l'avant et l'arrière normalisées}$$

par l'impédance acoustique l'élément piézo-électrique  $Z_p$ ,

$$Z_{e,n} = Z_n \frac{Z_L + Z_n \tanh(j\mathbf{q}_n)}{Z_n + Z_L \tanh(j\mathbf{q}_n)}, \text{ l'impédance ramenée à l'entrée de la couche } n \text{ (avant ou arrière)}$$

d'impédance caractéristique  $Z_n$  et de charge  $Z_L$ ,

et  $\mathbf{q}_n = k_{e,n}$ , le déphasage induit par la propagation longitudinale dans la couche  $n$ .

Plusieurs auteurs ont proposé des méthodes de mesure spécifiques pour obtenir les propriétés haute fréquence des matériaux piézo-électriques [12-15].

### 1.3 Polymères et copolymères

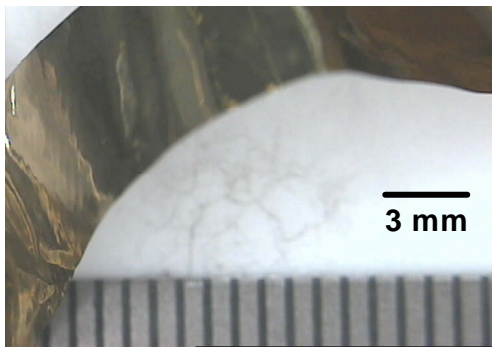
Les polymères piézo-électriques tels que le PVDF [16] ou ses copolymères [17, 18] sont disponibles en films avec des épaisseurs de plusieurs micromètres. Grâce à ces faibles épaisseurs, ils peuvent être directement utilisés pour des applications haute fréquence. Leur coefficient de couplage est relativement faible (de 15 à 30 %), ainsi que leur permittivité diélectrique relative (autour de 5). Ces deux dernières propriétés ont tendance à donner une sensibilité relativement faible, et rendent l'adaptation électrique difficile. Cependant, leur impédance acoustique (entre 4 et 5 MRa) est relativement proche de celle des tissus (1,5 MRa). L'adaptation d'impédance acoustique n'est pas indispensable car le gain obtenu (en terme de sensibilité et de bande passante) peut être relativement faible pour des difficultés technologiques importantes correspondant à l'ajout d'une lame adaptatrice de très faible épaisseur. Le *Tableau 1.2* résume les principales propriétés électromécaniques de ces matériaux relevées dans différentes publications.

Matériau	$\epsilon_{33,r}^S$	$c_l$ (m/s)	$k_t$ (%)	$d_e$ (%)	$d_m$ (%)	Z (MRa)	Réf.
PVDF	6,0	2200	15 à 20	–	10,0	3,9	[17]
P(VDF-TrFE)	5,0	2400	30	–	4,0	4,5	[17]
PVDF	5,0	2200	15	25	7,7	3,9	[18]
P(VDF-TeFE)	5,5	2200	21	19	6,0	4,2	[18]
P(VDF-TrFE)	4,0	2400	30	12	4,0	4,5	[18]
P(VDF-TrFE)	4,1	2380	29	6,9	4,0	4,6	[19]

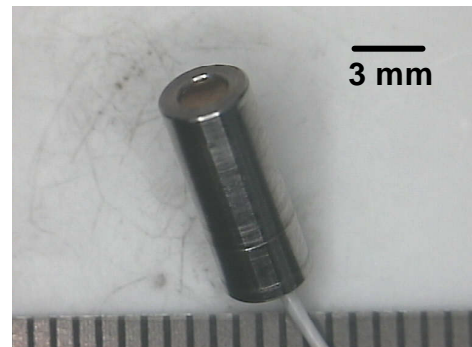
$\epsilon_{33,r}^S$ : permittivité diélectrique relative à déformation constante;  $c_l$ : vitesse longitudinale;  $k_t$ : coefficient de couplage en mode épaisseur;  $d_e$ : pertes diélectriques;  $d_m$ : pertes mécaniques; Z: impédance acoustique.

*Tableau I.2 : Propriétés principales de films copolymères P(VDF-TeFE) et P(VDF-TrFE).*

Le second avantage de ces polymères est leur facilité de mise en forme due à leur flexibilité (*Figure I.3 (a)*), ce qui permet de réaliser une focalisation géométrique de l'élément piézo-électrique assez facilement, et évite ainsi l'addition d'une lentille de focalisation (*Figure I.3 (b)*).



(a)



(b)

*Figure I.3 : (a) Film copolymère P(VDF-TrFE). (b) Transducteur haute fréquence basé sur ce film.*

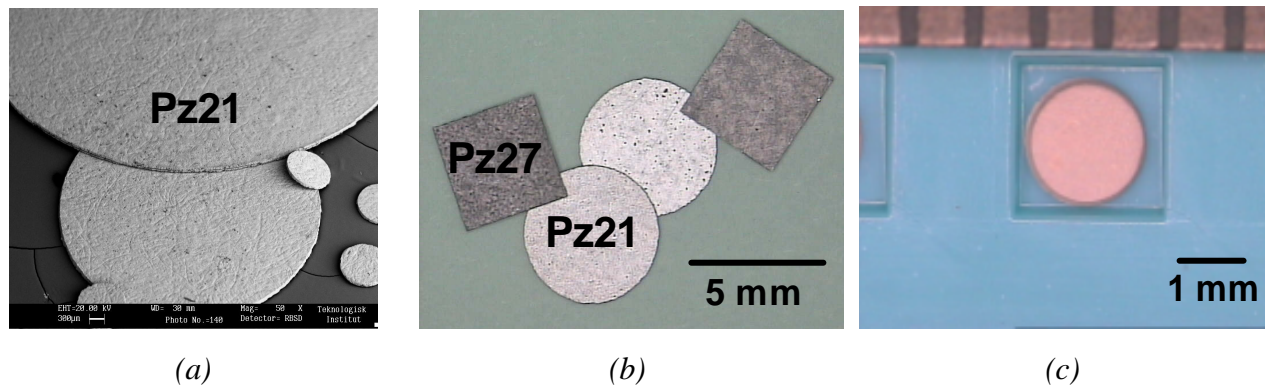
Bien que le coefficient de couplage en mode épaisseur  $k_t$  soit relativement faible, le transfert d'énergie mécanique en énergie acoustique reste relativement efficace grâce à une impédance acoustique relativement proche de celle des tissus à caractériser. Ainsi, ces polymères sont toujours couramment utilisés pour la fabrication de transducteurs haute fréquence dans la gamme de 20 à 100 MHz.

## I.4 Film céramique épais

De nombreux procédés sont possibles et ont été développés [20] tels que la sérigraphie (*screen-printing*) [21], le coulage en bande (*tape casting*) [22, 23], le recouvrement par rotation ou trempage (*spin or dip coating*) [24, 25], ou les techniques de dépôt par pulvérisation (*spray*) [26] pour fabriquer des films épais de céramiques piézo-électriques (de quelques dizaines de micromètres). Les trois premières techniques sont largement utilisées, en particulier pour les applications d'imagerie. Dans chaque cas, ces échantillons (généralement de forme circulaire) sont fabriqués directement dans leur forme finale, évitant ainsi les délicates opérations d'usinage qui peuvent être critiques avec l'apparition de fissures ou cassures. Ces bandes peuvent d'ailleurs être utilisées pour fabriquer des échantillons de géométrie quelconque pour de nombreuses applications.

### I.4.1 Film seul

Différents échantillons ont été réalisés par coulage en bande (*Figure I.4*) et leurs propriétés ont été caractérisées en vue d'une comparaison avec celles obtenues pour les céramiques massives.



**Figure I.4 :** Photographies d'échantillons réalisés par (a) et (b) Ferroperm Piezoceramics (Danemark), et par le (c) Laboratoire de Céramique (EPFL, Suisse).

Le *Tableau I.3* résume plusieurs caractéristiques représentatives d'échantillons réalisés par coulage en bande, dont le coefficient de couplage en mode épaisseur  $k_t$  est légèrement plus faible que celui des céramiques massives, mais leurs performances finales permettent tout de même de les intégrer dans la fabrication de transducteurs haute fréquence délivrant des performances satisfaisantes.



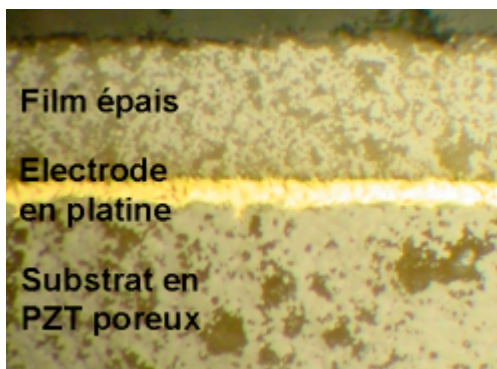
Matériau	$\epsilon_{33,r}^S$	$k_t$ (%)	$f_a$ (MHz)	$r$ (kg/m <sup>3</sup> )	$d_m$ (%)	Réf.
PNNZT (PZ21)	1920	43	33,9	7420	4,7	[27]
PZT (PZ29)	1035	35,5	34,1	6900	6,0	[27]
PZT	675	43	46	-	3,6	[21]

$\epsilon_{33,r}^S$ : permittivité diélectrique relative à déformation constante;  $k_t$ : coefficient de couplage en mode épaisseur;  $f_a$ : fréquence d'anti-résonance;  $r$ : masse volumique;  $d_m$ : pertes mécaniques.

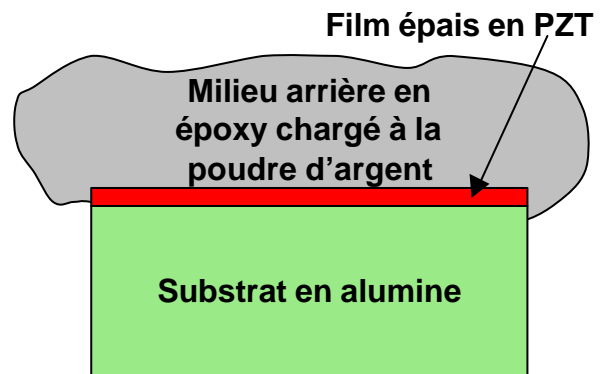
Tableau I.3 : Propriétés d'échantillons réalisés par coulage en bande.

#### I.4.2 Film sur substrat

Les substrats pour le dépôt de film épais par sérigraphie peuvent être utilisés de deux façons. La première consiste à choisir le substrat de façon à ce qu'il satisfasse directement la fonction de milieu arrière pour le transducteur [28]. De nombreuses conditions sont nécessaires en terme d'impédance acoustique relative à celle du transducteur et de température de frittage pour le film épais (généralement au-delà de 900°C) tout en évitant la détérioration du substrat. Le PZT poreux peut être un bon choix (*Figure I.5 (a)*). Cette méthode conduit à un transducteur intégré. La seconde peut être de choisir un matériau intermédiaire tel qu'un substrat en alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) schématisé sur la *Figure I.5 (b)* [29]. Le futur milieu arrière constitué de résine époxy chargée avec de la poudre d'argent est collé sur l'autre face de l'élément piézo-électrique (*Figure I.5 (b)*). En effet, la fraction volumique de poudre d'argent permet d'ajuster l'impédance acoustique désirée du milieu arrière. Finalement, le substrat en aluminium est usiné et/ou attaqué chimiquement, et une nouvelle électrode est déposée sur la face avant du film épais. Cette méthode permet d'optimiser le choix de ces deux matériaux et d'optimiser les performances du futur transducteur.



(a) Substrat en PZT poreux



(b) Substrat intermédiaire

*Figure I.5* : (a) Photographie d'une section en coupe d'un film épais sérigraphié sur un substrat PZT poreux. (b) Schéma du procédé de sérigraphie avec un substrat intermédiaire.

Dans ces deux cas, les propriétés des films piézo-électriques épais sont données dans le *Tableau I.4*, où les performances obtenues sont relativement bonnes mais la reproductibilité reste un problème important à résoudre. De plus, le choix du matériau et de l'épaisseur de l'électrode arrière peuvent influencer les propriétés de façon importante.

Matériau	Procédé	Substrat	$e$ ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_{33,r}^S$	$c_l$ (m/s)	$k_t$ (%)	$d_e$ (%)	$d_m$ (%)	$Z$ (MRa)	Réf.
PZT/PGO	<i>Screen printing</i>	PZT	35,5	334	3240	47	4,7	4,8	-	[28]
PZT/PGO	<i>Screen printing</i>	$\text{Al}_2\text{O}_3$	39	342	3940	39,7	2,0	1,5	-	[28]
PZT	<i>Spin coating</i>	Al	20	220	3950	24,4	-	-	21,8	[29]

$e$  : épaisseur du film ;  $\epsilon_{33}^S$  : permittivité diélectrique relative à déformation constante ;  $c_l$  : vitesse longitudinale ;  $k_t$  : coefficient de couplage en mode épaisseur ;  $d_e$  : pertes diélectriques ;  $d_m$  : pertes mécaniques ;  $Z$  : impédance acoustique.

*Tableau I.4 : Propriétés d'échantillons sérigraphiés sur différents substrats.*

## 1.5 Composites

En combinant une phase piézo-électrique (céramique de type PZT) et un polymère d'impédance acoustique faible, il est possible d'obtenir simultanément pour un même matériau les deux spécificités recherchées décrites dans le paragraphe 0 (impédance acoustique faible et coefficient de couplage élevé). Différents arrangements spatiaux définis par les connectivités entre les deux phases sont possibles (*Figure I.6*) [30]. Ils définissent et influencent directement les performances du matériau homogénéisé. Pour les applications haute fréquence, les piézo-composites de connectivités 1-3, 2-2 et 0-3 ont été principalement étudiés.

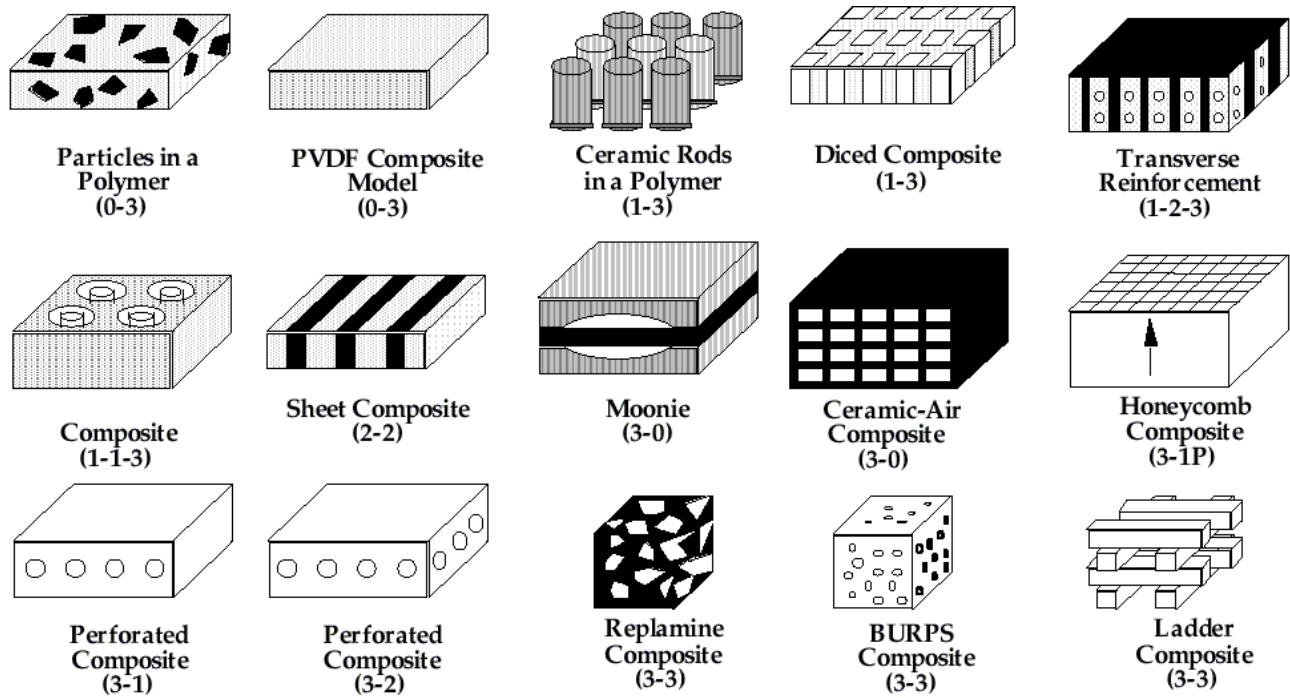


Figure I.6 : Schémas de différents composites réalisés et les connectivités correspondantes [31].

La connectivité 1-3 est d'un grand intérêt car elle permet d'obtenir de très bonnes performances électro-mécaniques (Figure I.7 (a)). Cette connectivité correspond à des barreaux de céramique (Figure I.7 (b)) noyés dans une matrice polymère. Par exemple, pour une fraction volumique de céramique autour de 40 %, la valeur obtenue pour le  $k_t$  est plus importante que celle de la céramique seule (Figure I.7 (c)).

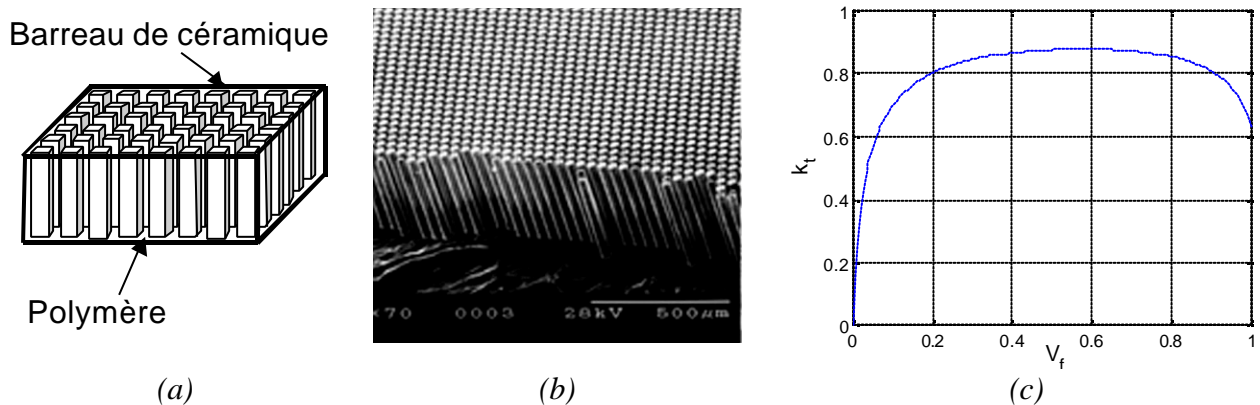


Figure I.7 : (a) Représentation schématique et (b) photographie d'un échantillon de composite 1-3. (c) Variation typique du facteur de couplage en mode épaisseur  $k_t$  pour un piézo-composite 1-3 en fonction de la fraction volumique de céramique  $V_f$  [32].

### I.1.1 Composite 1-3

Le procédé le plus commun pour la fabrication de piézo-composite 1-3 est la technique de découpage matriciel de l'élément piézo-électrique et le remplissage par une matrice passive polymère (*dice and fill*) qui est apparue au milieu des années 80 [33]. Cette méthode consiste à découper l'élément actif sur 80 % de son épaisseur, avec un pas suffisamment faible pour éviter les modes de résonance indésirables tels que les couplages inter-éléments et lobes de rayonnement latéraux. Le remplissage par le polymère effectué (*Figure I.7 (a)*), la face inférieure est alors usinée et des électrodes sont déposées en face arrière et avant.

D'autres méthodes telles que le moule perdu (*lost mould*), le dépôt en fusion (*fused deposition*), ou les techniques d'injection / moulage ont été largement utilisées [34-36].

En haute fréquence, la périodicité engendrée par la méthode de fabrication (c'est-à-dire l'échelle spatiale) limite la vibration en mode épaisseur pur généralement autour de 25 MHz. Une méthode alternative consiste à développer des fibres de céramique (de faibles diamètres) qui sont alignées de façon aléatoire en vue de palier aux effets néfastes induits par la périodicité spatiale. De la même façon que pour les composites 1-3, elles sont entourées d'une matrice polymère [37, 38]. Le *Tableau I.5* résume quelques résultats de propriétés de fibres et de composites. Des fractions volumiques de fibre relativement importantes sont nécessaires pour obtenir un mode de vibration en épaisseur correct [39]. Les performances obtenues (telles que le  $k_t$ ) pour les piézo-composites sont légèrement plus importantes que celles des céramiques massives, grâce à une impédance acoustique plus faible.

Composite	$V_f$ (%)	$f$ (μm)	$k_t$ (%)	$\epsilon_{33,r}^S$	$r$ (kg/m <sup>3</sup> )	$c_l$ (m/s)	$d_e$ (%)	$d_m$ (%)	$e$ (μm)	Réf.
PZT	45	17	60	201	3300	3943	0,1	1	32	[39]
PSMT	68	35	51	120	5480	3390	–	34	31	[40]
PLZT	66	25	55	930	–	2900	–	50	35	[41]

$V_f$  : fraction volumique de fibre;  $f$  : diamètre de fibre;  $k_t$  : coefficient de couplage en mode épaisseur;  $\epsilon_{33,r}^S$  : permittivité diélectrique à déformation constante;  $r$  : masse volumique;  $c_l$  : vitesse longitudinale;  $d_e$  : pertes diélectriques;  $d_m$  : pertes mécaniques;  $e$  : épaisseur du composite.

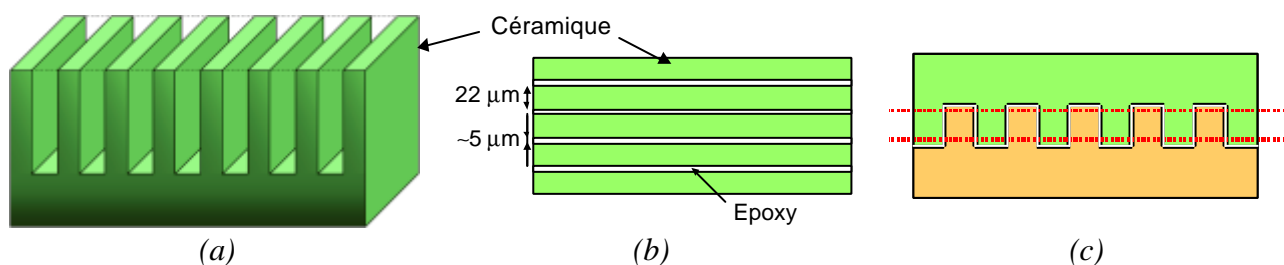
*Tableau I.5 : Propriétés des piézo-composites 1-3 intégrant de la fibre de céramique.*

### I.1.2 Composite 2-2

Les piézo-composites de connectivité 2-2 (*Figure I.8 (a)*) correspondant à l'alternance de couches de céramique piézo-électrique et de polymère ont aussi été développés pour les applications haute fréquence, en particulier pour les barrettes linéaires. Pour cela, l'épaisseur de chaque couche doit être très faible. Pour fabriquer une barrette linéaire à 30 MHz, une première étape de la fabrication a été décrite par *Ritter et al.* [42] : des éléments de céramique polie (d'épaisseur proche de 30  $\mu\text{m}$ ) ont été collés avec de la résine époxy contenant des micro-sphères de polystyrène (de diamètre d'environ 6  $\mu\text{m}$ ) pour réguler l'épaisseur de la couche de polymère. Afin de diminuer encore les épaisseurs, la technologie de coulage par bande pour déposer des films épais alternés avec une fine couche de carbone sacrificielle a été développée récemment [23]. Avec un chauffage progressif, la couche de carbone est éliminée, puis le composite est fritté. Enfin, l'espace entre chaque couche de céramique est rempli par de la résine époxy sous vide (*Figure I.8 (b)*). Avec de tels matériaux, des barrettes linéaires avec une fréquence centrale au-delà de 35 MHz sont envisageables.

### I.1.3 Collage interdigital

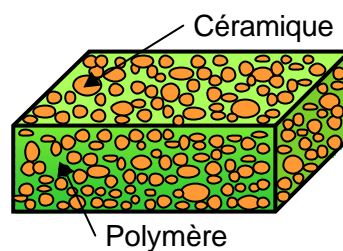
Une autre méthode consiste en un collage interdigital (*interdigital pair bonding*) [43]. Ce procédé consiste à découper deux céramiques en composites 2-2, avec une largeur de découpe légèrement plus importante que l'épaisseur d'une couche de céramique (*Figure I.8 (a)*). Les deux parties du composite 2-2 sont ainsi obtenues. L'une des deux est remplie de polymère, puis la seconde est insérée en quinconce comme décrit sur la *Figure I.8 (b)*. L'étape finale consiste à découper les parties supérieure et inférieure de l'assemblage ainsi réalisé (entre les pointillés, *Figure I.8.(c)*). Les épaisseurs respectives obtenues de céramique et de polymère sont de 36 et 4  $\mu\text{m}$ , donnant une fraction volumique de céramique importante. Ce procédé peut aussi être répété dans les directions perpendiculaires pour donner des piézo-composites 1-3 pour des applications haute fréquence.



*Figure I.8 :* (a) Schéma d'un échantillon de piézo-composite 2-2. (b) Section vue de dessus et (c) section vue de côté d'un échantillon de piézo-composite 2-2 réalisé par collage interdigital.

### I.1.4 Composite 0-3

Les composites de connectivité 0-3 correspondent à des particules de céramiques noyées dans une matrice polymère (*Figure I.9*). Des couches fines peuvent être obtenues par des procédés de coulage en bande (*tape-casting*) ou sérigraphie (*screen-printing*). De plus, comme pour les matériaux piézo-électriques polymères, la mise en forme est facilitée par la matrice polymère. Les propriétés effectives correspondant à cette connectivité sont relativement faibles. En effet, pour obtenir des performances électro-mécaniques intéressantes, une fraction volumique importante est nécessaire (plus de 60%) [44, 45], ce qui conduit à un mélange de connectivités 0-3 et 3-3 et limite la flexibilité.



*Figure I.9 :* Représentation schématique d'un échantillon piézo-composite 0-3.

### I.6 Sphère creuse

Des sphères creuses en titanate de plomb (quelques millimètres de diamètre) [36] sont fabriquées en utilisant des billes sacrificielles de polystyrène qui sont roulées dans une poudre de céramique dont elles se recouvrent. L'épaisseur déposée peut-être contrôlée (*Figure I.10 (a)*). Après le déliantage et le frittage (*sintering*), la sphère creuse en titanate de plomb est immergée partiellement dans une pâte qui peut être facilement éliminée (*Figure I.10 (b)*). L'épaisseur usinée et polie de cette pâte permet d'ajuster le diamètre de l'échantillon (*Figure I.10 (c)*). Les variations d'épaisseur de la sphère sont relativement faibles (environ 10 %). Pour terminer, la calotte sphérique est retirée (*Figure I.10 (d)*), les électrodes sont déposées et l'échantillon est polarisé (*Figure I.10 (e)*).

Les caractéristiques d'un échantillon réalisé en utilisant cette méthode d'élaboration ont été évaluées par Meyer *et al.* [36] (*Tableau I.6*).

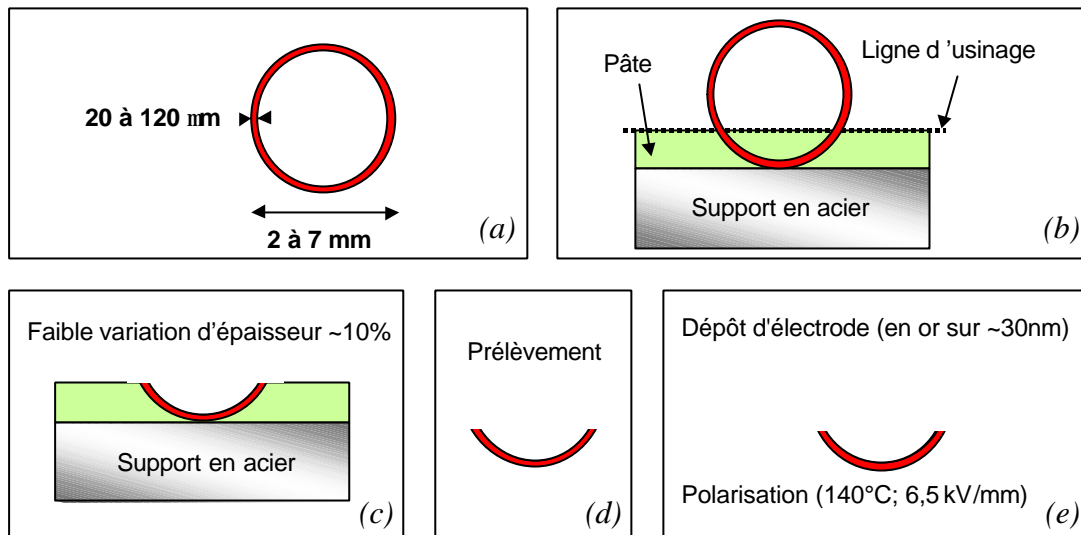


Figure I.10 : Etapes de fabrication d'une calotte sphérique à partir d'une sphère creuse.

Matériau	$\epsilon_{33}^S/\epsilon_0$	$f_a$ (MHz)	$k_t$ (%)	$d_{33}$ (pC/N)	$d_e$ (%)	$d_m$ (%)	Réf.
PT	280	~50	48 à 52	68	< 2	12 à 17	[36]

$\epsilon_{33,r}^S$  : permittivité diélectrique relative à déformation constante;  $f_a$  : fréquence d'anti-résonance ;

$k_t$  : coefficient de couplage en mode épaisseur;  $d_{33}$  : coefficient piézo-électrique;

$d_e$  : pertes diélectriques;  $d_m$  : pertes mécaniques.

Tableau I.6 : Propriétés piézo-électriques des calottes sphériques.

## II Fabrication de transducteurs haute fréquence

Dans ce paragraphe, les différentes méthodes utilisées pour la fabrication de transducteurs haute fréquence sont décrites. L'importance des propriétés du câble coaxial en haute fréquence est mise en évidence. Enfin, une synthèse des propriétés de transducteurs haute fréquence fabriqués et publiés sera faite.

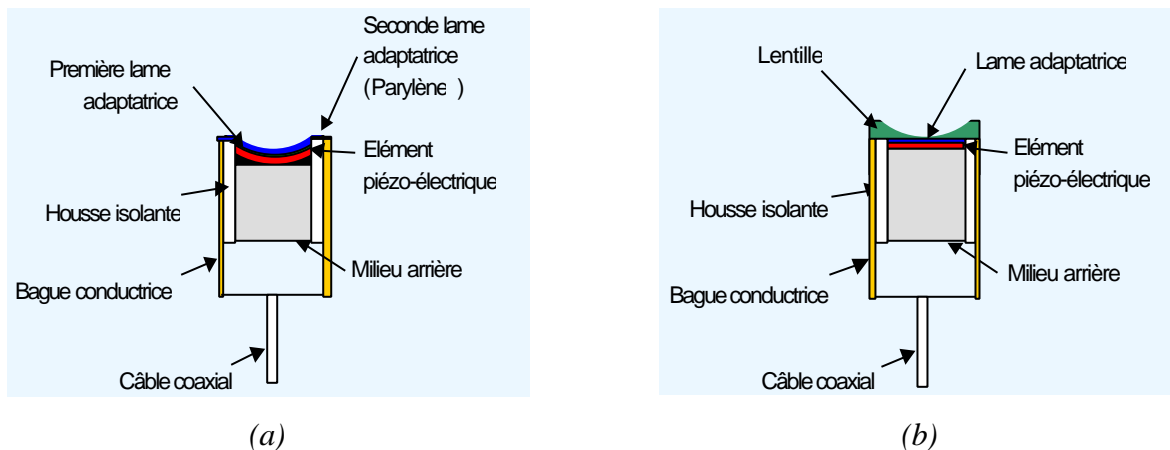
### II.1 Transducteurs à focalisation sphérique

Le procédé de mise en forme de céramiques et mono-cristaux qui suit, a été précisément décrit par Lockwood *et al.* [46] et a permis d'augmenter significativement la sensibilité des transducteurs focalisés, en comparaison aux plus classiques piézo-polymères. En premier lieu, la céramique massive est collée sur un substrat malléable, typiquement une couche époxy conductrice. Le composite bi-couche est alors chauffé et pressé sur un support de forme sphérique dont le rayon de courbure est la distance focale. Le bi-couche est ensuite refroidi et retiré du support et enfin collé

sur un milieu arrière atténuant. Depuis ce procédé de fabrication développé il y a une dizaine d'années, plusieurs variantes ont été utilisées et ont fait l'objet de publications. L'étape de mise en forme pour la focalisation par pressage avec une bille métallique reste l'étape primordiale pour incurver une fine couche de matériau piézo-électrique, que ce soit un cristal, une céramique ou un film polymère.

## II.2 Schéma en coupe

La focalisation d'un transducteur mono-élément peut s'opérer par focalisation de l'élément actif (*Figure I.11 (a)*) comme décrit dans le paragraphe précédent, ou par ajout d'une lentille acoustique (*Figure I.11 (b)*) [47]. 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 (*Figure I.11 (b)*). Pour un transducteur pressé focalisé, l'addition d'une lame adaptatrice d'épaisseur constante est plus délicate : elle est déposée par rotation (*spin coating*) pour une résine époxy chargée, ou par évaporation pour une couche de parylène (*Chapitre 5*). 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. Les propriétés et l'optimisation des performances d'un transducteur de ce type sont rappelées en *Annexe 3*.



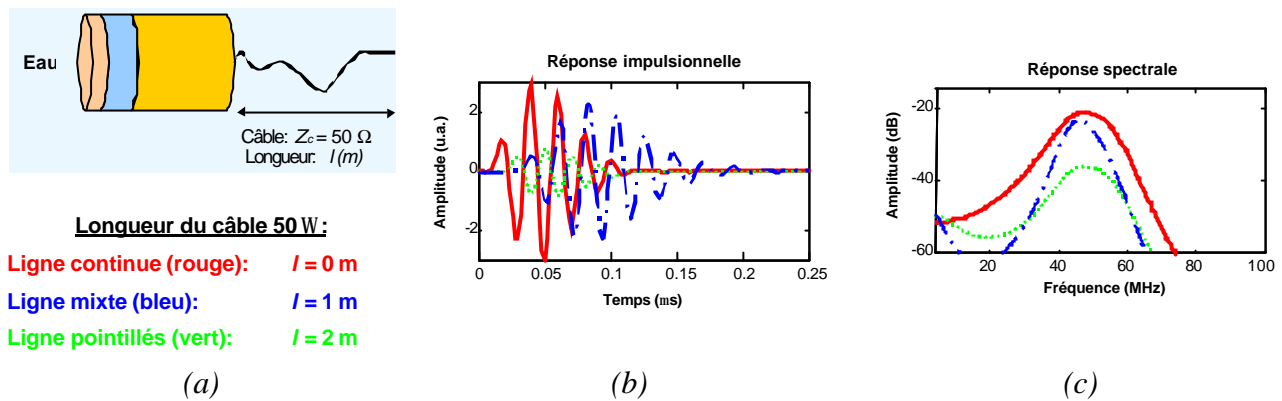
*Figure I.11 : Transducteurs focalisés par (a) mise en forme ou (b) ajout d'une lentille sphérique.*

## II.3 Influence et caractéristiques du câble

Le câble reliant le transducteur au système d'émission-réception a une influence sur la transmission de puissance et celle-ci devient critique en haute fréquence. En effet, dès lors que la fréquence de



travail s'approche du premier mode de résonance du câble (obtenu pour une longueur de câble égale à une demie longueur d'onde), l'adaptation d'impédance ne va plus de soit : il faut considérer l'impédance ramenée à l'entrée du câble donnée par l'équation (I.7). Les propriétés du câble choisi (impédance caractéristique, constante de propagation et longueur) doivent être prises en compte lors de la procédure d'optimisation [48, 49]. Sur la *Figure I.12*, les réponses électro-acoustiques temporelles et spectrales d'un transducteur mono-élément sont superposées pour des longueurs de câble de 0, 1 et 2 m.

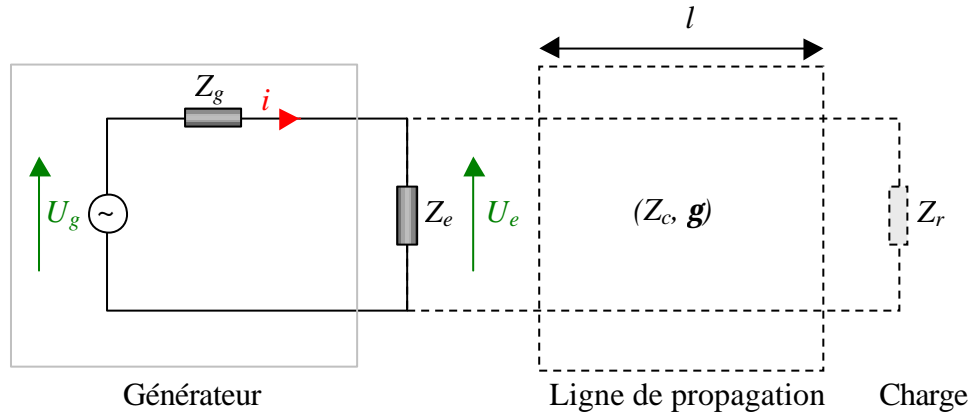


*Figure I.12 : (a) Transducteur câblé (b) Réponses électro-acoustiques temporelles et (c) spectrales.*

Pour une vitesse de propagation typique  $v = 2 \cdot 10^8$  m/s, et une fréquence centrale  $f_0 = 50$  MHz, les longueurs de 0, 1 et 2 m (*Figure I.12 (a)*) correspondent respectivement à zéro, un quart et une demie longueur d'onde. On observe bien la dégradation de la réponse impulsionnelle (*Figure I.12 (b)*) et son spectre (*Figure I.12 (c)*). Le câble a donc une influence sur la sensibilité et la bande passante, et sa longueur (pour une impédance caractéristique donnée) est un paramètre à prendre en compte lors de la réalisation d'un transducteur haute fréquence. Ainsi, l'impédance ramenée du transducteur à l'entrée du câble  $Z_e$  (équation (I.7)) doit être prise en compte. Comme illustré en pointillés sur la *Figure I.13*, elle dépend de la charge en bout de ligne  $Z_r$  vue à travers le câble de longueur  $l$  et de paramètres secondaires ( $Z_c$ ,  $g$ ), où  $Z_c$  et  $g$  sont respectivement l'impédance et la constante de propagation caractéristiques de la ligne.

La charge électrique vue par le générateur ("ramenée à ses bornes") est donnée par l'impédance d'entrée de la ligne de transmission  $Z_e$ , qui elle-même dépend de celle de la charge  $Z_r$ .

$$Z_e = Z_c \frac{Z_r + Z_c \tanh(g l)}{Z_c + Z_r \tanh(g l)} \quad (I.7)$$



Intensité :

$$i = \frac{U_g}{Z_g + Z_e} = \frac{U_e}{Z_e}$$

Tension en sortie de générateur :

$$U_e = U_g \frac{Z_e}{Z_g + Z_e}$$

Puissance transmise :

$$P_t = U_g^2 \frac{Z_e}{(Z_g + Z_e)^2}$$

**Figure I.13 :** Schéma d'adaptation d'impédance électrique entre le générateur et le transducteur.

Dans le cas de l'illustration de la *Figure I.13*, le transducteur est connecté en bout de ligne de propagation. L'impédance de charge est alors celle ramenée à l'entrée du transducteur (I.4), lui-même chargé en face avant et en face arrière (I.6).

Connaissant la longueur de la ligne, deux mesures en régime harmonique permettent de caractériser complètement la ligne, avec les paramètres secondaires  $(Z_c, g)$  de cette ligne :

$$\text{En court-circuit : } Z_r = 0 \quad \text{donne } Z_{e,0} = Z_c \operatorname{th}(gl) \quad (\text{I.8})$$

$$\text{En circuit ouvert : } Z_r \rightarrow +\infty \quad \text{donne } Z_{e,\infty} = \frac{Z_c}{\operatorname{th}(gl)} \quad (\text{I.9})$$

Les paramètres du câble sont alors donnés par :

$$Z_c = \sqrt{Z_{e,0} Z_{e,\infty}} \quad (\text{I.10})$$

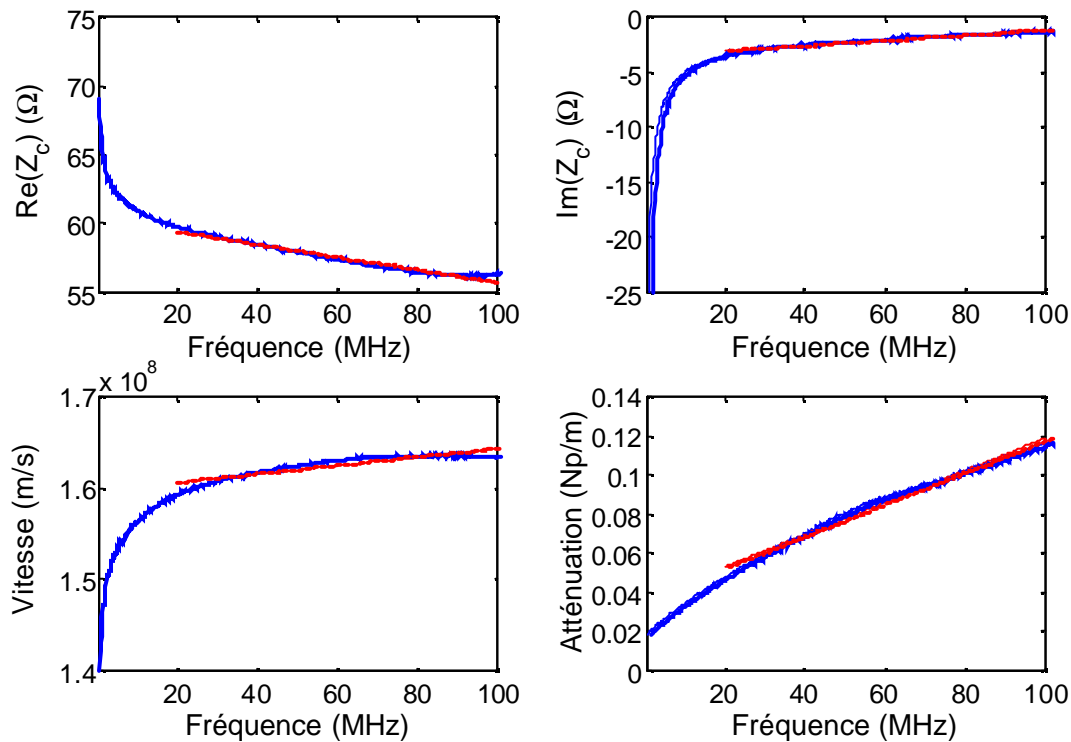
$$\text{et } \operatorname{th}(gl) = \sqrt{\frac{Z_{e,0}}{Z_{e,\infty}}} \quad (\text{I.11})$$

$$\text{d'où } g = \frac{1}{l} \operatorname{Arcth} \left( \sqrt{\frac{Z_{e,0}}{Z_{e,\infty}}} \right), \text{ avec } g = a + jk \quad (\text{I.12})$$

Les parties réelle et imaginaire de la constante de propagation  $g$  donnent respectivement l'atténuation  $a$  (en Np/m) et le nombre d'onde  $k$  (en rad/m). Ce dernier permet de remonter à la vitesse de l'onde électro-magnétique  $v$  (en m/s) dans la ligne.

Ces caractéristiques connues, on peut alors déterminer la longueur de câble optimale pour réaliser une adaptation d'impédance électrique optimale. On montre que la puissance transmise est maximale lorsque  $Z_e = Z_g^*$ , et l'adaptation est donc réalisable en régime harmonique.

Ce formalisme d'impédance ramenée est aussi utilisé pour les lignes de propagations acoustiques qui font l'objet d'un schéma électrique équivalent (*Annexe 4*) au même titre que le schéma KLM pour l'élément piézo-électrique (*Annexe 3*). Cependant, l'impédance d'entrée est une fonction complexe de la fréquence. En effet, elle dépend de celle à l'entrée du multi-couche à base de l'élément piézo-électrique (I.6) et des caractéristiques de la ligne de propagation électrique (I.7). Pour l'imagerie haute fréquence, l'adaptation d'impédance réalisée est donc nécessairement le résultat d'un compromis large bande.



Ajustements linéaires dans la bande de fréquence de 20 à 100 MHz:

$$Re(Z_c) = 60 - 4,7 \cdot 10^{-8} \cdot f \quad (\Omega)$$

$$Im(Z_c) = -3,5 + 2,4 \cdot 10^{-8} \cdot f \quad (\Omega)$$

$$v = 1,6 \cdot 10^8 + 4,7 \cdot 10^{-2} \cdot f \quad (\text{m/s})$$

$$a = 3,6 \cdot 10^{-2} + 8,2 \cdot 10^{-10} \cdot f \quad (\text{Np/m})$$

*Figure I.14 : Paramètres secondaires du "câble 50 W" utilisé pour les transducteurs haute fréquence, caractérisés en fonction de la fréquence de 1 à 100 MHz (trait plein bleu) puis ajustés linéairement de 20 à 100 MHz (trait pointillés rouges).*

Le câble utilisé pour la fabrication de transducteurs est donc caractérisé de 1 à 100 MHz (*Figure I.14*) et possède des caractéristiques secondaires qui ont été identifiées en fonction de la fréquence. L'intérêt d'une telle caractérisation est de montrer que les paramètres secondaires identifiés sont le plus souvent des paramètres moyens sur une bande de fréquence donnée, et au mieux régis par un ajustement linéaire ou quadratique. Ainsi, dans la bande de fréquence utile pour les transducteurs haute fréquence, c'est-à-dire de 20 à 100 MHz, la partie réelle de l'impédance caractéristique varie de manière linéaire décroissante, de  $Re ( Z_c ) = 60$  à  $56 \Omega$ . La partie imaginaire de l'impédance caractéristique évolue de  $Im ( Z_c ) = -3,5$  à  $-1,5 \Omega$  et peut être négligée. La vitesse de propagation est déterminée autour de  $v = 1,6.10^8$  m/s. L'atténuation suit une loi d'évolution affine avec la fréquence de  $a = 0,048$  à  $0,116$  Np/m.

Ce câble possède donc une impédance caractéristique  $Z_c$  réelle (la partie imaginaire est négligée) proche à 10 ou 20 % près de celle typique de  $50 \Omega$  recherchée et est décroissante avec la fréquence. De plus, l'atténuation évolue linéairement avec la fréquence. Ces différences significatives entre les caractéristiques escomptées et celles effectives doivent être prises en compte pour la réalisation d'une ligne de transmission adaptée à la charge sur une large bande de fréquence qu'est le transducteur haute fréquence.

## II.4 Synthèse des résultats publiés

Dans les *Tableau I.7* et *Tableau I.8* qui suivent, sont synthétisés des résultats publiés sur les transducteurs haute fréquence utilisant les matériaux et/ou les procédés décrits dans les sections précédentes. Le *Tableau I.7* spécifie essentiellement les caractéristiques (procédé de fabrication, dimensions et matériau utilisé), tandis que le *Tableau I.8* donne les performances correspondantes (de ces mêmes transducteurs) telles que la bande passante et la sensibilité [50, 51]. Concernant la sensibilité, la comparaison entre les valeurs n'est pas toujours possible puisque la définition varie selon les méthodes de mesures utilisées.

Sur ces neuf transducteurs haute fréquence, une large gamme de fréquences centrales est représentée (de 31 à 200 MHz). La majorité des transducteurs ont été conçus pour avoir un  $f_{number}$  compris entre 2 et 3 (*Annexe 2*). Une résine époxy chargée à l'argent a été utilisée la plupart du temps pour le milieu arrière. Le parylène, dont le dépôt est homogène, d'épaisseur uniforme et reproductible, est souvent utilisé pour la lame adaptatrice en face avant.

Matériau	$e$ ( $\mu\text{m}$ )	$f_c$ (MHz)	Mise en forme	$f_{\text{number}} /$ $F$ (mm)	$Z_{ar}$ (MRa)	$Z_{av1}$ (MRa)	$Z_{av2}$ (MRa)	Réf.
P(VDF-TrFE)	17	34	pressé	2,7/6	15 (Ag epoxy)	non	non	[19]
PVDF	9	48,1	pressé	2-3/-	3,15 (epoxy pur)	non	non	[39]
Cristal LN	–	78	pressé	2/-	5,9 (Ag epoxy)	7,3 (Ag epoxy)	2,6 (Parylène)	[50]
Cristal LN	60	44,5	lentille	2-3/-	5,9 (Ag epoxy)	7,3 (Ag epoxy)	non	[39]
Cristal LN	–	200	pressé	1,15/0,8	4,3 (Ag epoxy)	non	non	[51]
Céramique PT	32	45,1	pressé	2-3/-	5,9 (Ag epoxy)	3 (Parylène)	non	[39]
Fibre composite	32	31	pressé	-/17,5	Polymère poreux	non	non	[40]
Sphère creuse PT	70-90	39,8	–	-/1.43	6 (Ag epoxy)	Parylene	non	[36]
Film épais PZT	–	72	pressé	-/2.8	Ag epoxy	non	non	[29]

$e$  : épaisseur du matériau piézo-électrique;  $f_c$  ; fréquence centrale du transducteur;  $f_{\text{number}}$  : rapport distance focale / diamètre;  $F$  : distance focale;  $Z_{ar}$  : impédance acoustique du milieu arrière;  $Z_{av1}$  et  $Z_{av2}$  : impédances acoustiques des première et seconde lames adaptatrices.

**Tableau I.7 :** Synthèse des résultats publiés sur les transducteurs haute fréquence – Géométrie et propriétés.

Matériau	$D$ (mm)	Adaptation	$BP$ (%)	$\Delta z$ ( $\mu\text{m}$ )	$\Delta r$ ( $\mu\text{m}$ )	$IL$ (dB)	Réf.
P(VDF-TrFE)	2,2	non	70	51	–	–	[19]
PVDF	3	non	118	–	–	–45,6	[39]
Cristal LN	3	oui	73	–	–	–13,5	[50]
Cristal LN	3	oui	74	–	–	–21,3	[39]
Cristal LN	0,7	–	22	12	14	–18	[51]
Céramique PT	3	oui	47	-	-	–23,7	[39]
Fibre composite	5	non	118	-	-	–29,3	[40]
Sphère creuse PT	2	non	33	-	-	–20,1	[36]
Film épais PZT	1	non	52	20	295	–46	[29]

$D$ : diamètre; *Adaptation* : ajout d'une inductance et un transformateur;  $BP$ : bande passante (–6 dB);  $\Delta z$ : résolution axiale;  $\Delta r$ : résolution radiale;  $IL$ : pertes d'insertion.

**Tableau I.8 :** Synthèse des résultats publiés sur les transducteurs haute fréquence – Performances.

En accord avec les propriétés synthétisées sur la *Figure I.1* pour les matériaux piézo-électriques, les transducteurs mono-éléments intégrant du niobate de lithium LN ou du titanate de plomb PT donnent actuellement les meilleures performances pour l'imagerie médicale. Le procédé de focalisation de l'élément actif semble donner de meilleures performances que celui de focalisation par ajout d'une lentille acoustique [50]. En effet, l'atténuation due à la variation d'épaisseur de la lentille diminue la sensibilité de plusieurs décibels ( $-6$  dB selon *Cannata et al.* [50]). De plus, le cristal de niobate de lithium LN semble être un bon candidat pour l'usinage, car il n'est pas limité par la taille de grain. Enfin, au regard des performances relevées, le transducteur fabriqué avec du niobate de lithium LN et doté de deux lames adaptatrices est le plus performant, et permet d'atteindre des fréquences élevée (autour de 80 MHz).

### III Performance

Au cours de cette partie, un processus d'optimisation basé sur la minimisation d'un indice de performance est détaillé après une brève explication des principales étapes de modélisation d'un transducteur de configuration simple. Les différents modèles utilisés sont détaillés dans l'*Annexe 3* et dans les deux chapitres qui suivent. Cette procédure donne les propriétés de chaque élément constitutif du transducteur (excepté celles du matériau piézo-électrique) permettant d'obtenir un compromis satisfaisant pour un transducteur (en imagerie) en terme de sensibilité et de résolution axiale. Enfin, ces explications préliminaires permettent avant tout, dans le cadre de ce premier chapitre, de comparer théoriquement les meilleures performances possibles de transducteurs mono-éléments haute fréquence intégrant les principaux matériaux piézo-électriques disponibles, en particulier les mono-cristaux piézo-électriques.

#### III.1 Modélisation

Le comportement électro-acoustique d'un transducteur inclut l'impédance d'entrée électrique (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 tels que KLM [6, 52] (*Annexe 3*) ou autre [53]. Toutes les couches du transducteur sont prises en compte, depuis l'excitation électrique jusqu'au milieu de propagation. La méthode des éléments finis permet aussi de répondre à ce

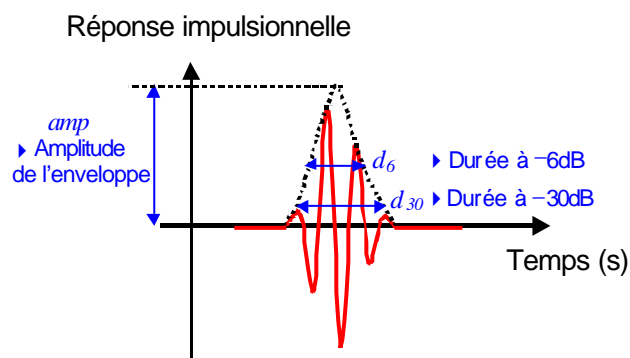
besoin, en particulier pour des géométries de dimensions supérieures, comme nous le détaillerons dans le chapitre suivant.

Le champ de pression rayonné (*Annexe 2*) permet de définir la résolution latérale, inversement proportionnelle à la taille de la source, et le contraste latéral, inversement proportionnel à la résolution à  $-n$  dB (le niveau de pression exprimé en dB, en référence à la pression dans l'axe). L'apparition de lobes secondaires, ou de recouvrement, ont tendance à diminuer le contraste.

Le calcul de champ de pression peut être effectué en appliquant le principe de Huygens, c'est-à-dire que la surface source est supposée être la somme des contributions ponctuelles pour chaque élément de surface [54]. Pour une géométrie simple (circulaire, annulaire ou rectangulaire), les résultats analytiques sont connus et permettent d'obtenir des résultats rapidement [55, 56], aussi bien en terme de sensibilité que de résolution à  $-6$  dB ou de contraste à  $-20$ ,  $-30$ , ou  $-40$  dB [57]. Au cours des chapitres 2 et 3, les différentes étapes de la modélisation seront détaillées.

### III.2 Optimisation

Des méthodes basées sur la minimisation d'un indice de performance ont été développées [58, 59], en addition aux résultats analytiques [60, 61] détaillés dans les *Annexes 2* et *3*. La difficulté principale est en premier lieu le choix des paramètres pertinents, et en second lieu le poids accordé à chacun d'entre eux. Ces paramètres sont choisis en fonction de l'application et indépendants de la configuration du transducteur. De plus, leur calcul ne requiert que la réponse électro-acoustique du transducteur. Pour l'imagerie médicale, le meilleur compromis entre une haute sensibilité et une bonne résolution latérale doit être déterminé. Pour quantifier ces propriétés, comme décrit sur la *Figure I.15*, les trois paramètres suivants sont définis sur la réponse électro-acoustique :  $d_6$  (résolution axiale),  $d_{30}$  (niveau de contraste axial) et  $amp$  (sensibilité).



*Figure I.15 :* Paramètres utilisés pour le calcul d'un indice de performance à partir de la réponse électro-acoustique d'un transducteur en émission-réception.

Les poids des paramètres notés (**a**, **b**, **g**) sont appliqués à ( $d_6$ ,  $d_{30}$ ,  $amp$ ). Différents essais sur des configurations test ont montré que le triplet (**a**, **b**, **g**) = (8, 8, 3) donne un indice de performance adapté aux contraintes de l'imagerie médicale. L'indice de performance est ainsi défini :

$$IP = \mathbf{a} \frac{d_6}{T_0} + \mathbf{b} \frac{d_{30}}{T_0} - \mathbf{g} amp T_0 \quad (\text{I.13})$$

où  $T_0$  est la période correspondant à l'inverse de la fréquence centrale du transducteur. D'autres indices de performance peuvent être définis [58, 62]. A partir de la configuration initiale du transducteur, la réponse électro-acoustique puis l'indice de performance  $IP$  résultant sont calculés en utilisant par exemple le modèle KLM (Annexe 3). Avec une méthode de minimisation, telle que la méthode du simplexe, les caractéristiques du transducteur sont modifiées par itération de façon à obtenir la configuration optimisée selon l'indice de performance  $IP$  (I.13).

### III.3 Résultats et comparaison

Les principaux matériaux piézo-électriques utilisés pour la fabrication de transducteur mono-élément sont comparés : le copolymère P(VDF-TrFE), le mono-cristal  $\text{LiNbO}_3$  (LN), la céramique au titanate de plomb  $\text{PbTiO}_3$  (PT), la céramique  $\text{Pb}(\text{Zr}_{0,47}\text{Ti}_{0,53})\text{O}_3$  (PZT), et un mono-cristal  $0,67\text{Pb}(\text{Mg}_{(1/3)}\text{Nb}_{(2/3)})\text{O}_3-0,33\text{PbTiO}_3$  (PMN-33%PT).

Pour toutes ces simulations de transducteurs mono-élément haute fréquence, trois paramètres ont été fixés : la fréquence centrale du transducteur ( $f_0 = 50$  MHz), la surface active de l'élément piézo-électrique ( $D = 3$  mm, soit une surface  $S = 7 \text{ mm}^2$ ), et la longueur du câble coaxial ( $L = 1,5$  m). L'épaisseur du matériau actif est ajustée pour atteindre la fréquence centrale recherchée, et une lame adaptatrice est considérée pour toutes ces optimisations. Une inductance et un transformateur sont aussi pris en compte (Figure I.16) dans le processus d'optimisation. Le Tableau I.9 donne tous les paramètres extraits de la littérature des matériaux piézo-électriques pour les simulations.

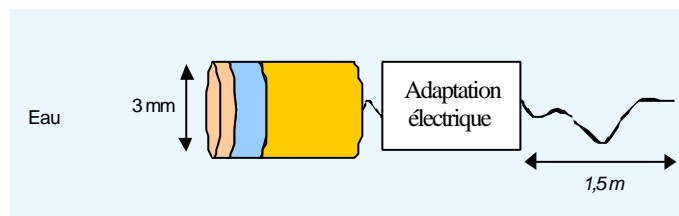


Figure I.16 : Schéma d'un transducteur mono-élément simulé.



Matériau	$\epsilon_{33,r}^S$	$k_t$ (%)	$\rho$ (kg/m <sup>3</sup> )	$c_l$ (m/s)	$d_e$ (%)	$d_m$ (%)	Z (MRa)	Réf.
P(VDF-TrFE)	4,1	33	1932	2380	6,9	4,0	4,6	[19]
LN	28	49	4640	7340	0,1	0,01	34,1	[39]
PT	200	49	6900	5200	0,9	0,83	35,9	[39]
PZT	800	50	7900	4390	2,5	2,7	34,7	[63]
PMN-33%PT	712	62	8060	4645	–	–	37,4	[64]

$\epsilon_{33,r}^S$  : permittivité diélectrique relative à déformation constante;  $k_t$  : coefficient de couplage en mode épaisseur;  $\rho$  : masse volumique ;  $c_l$  : vitesse longitudinale;  $d_e$  : pertes diélectriques;  $d_m$  : pertes mécaniques ; Z : impédance acoustique.

*Tableau I.9 : Caractéristiques des matériaux piézo-électriques utilisés pour les simulations de transducteurs mono-éléments haute fréquence.*

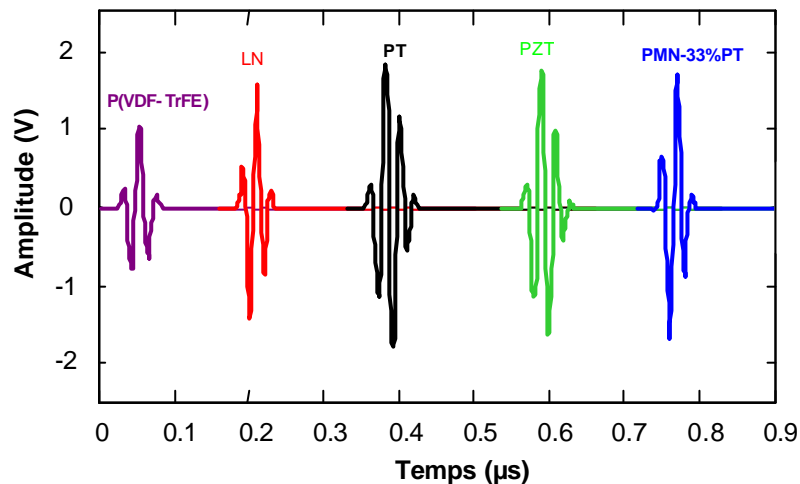
L'optimisation des performances pour chaque transducteur permet de déterminer les caractéristiques de la lame adaptatrice (impédance acoustique et épaisseur), du milieu arrière (impédance acoustique seulement, car ce milieu est considéré semi-infini), la valeur de l'inductance et le rapport de transformation. Ces résultats sont résumés dans le *Tableau I.10*, avec les valeurs des pertes d'insertion (calculées comme étant le rapport entre les puissances reçue et émise par le générateur en émission-réception), et une bande passante relative à –6 dB.

Ces simulations ne prennent pas en compte les possibilités de focalisation avec l'addition d'une lentille. Ces résultats permettent, pour une configuration identique, de quantifier le gain et de comparer les matériaux piézo-électriques comme l'illustrent les réponses impulsionnelles présentées sur la *Figure I.17*. Compte tenu d'un  $k_t$  relativement faible, les transducteurs à base de P(VDF-TrFE) ont une sensibilité relativement faible en comparaison avec les autres simulations. Les résultats pour le PT et le PZT sont similaires. L'adaptation électrique permet de compenser les différences de constantes diélectriques. Le transducteur simulé à partir du mono-cristal LN donne une bande passante semblable, mais une sensibilité plus faible car sa permittivité diélectrique est faible. Pour finir, celui à base du cristal PMN-PT permet d'obtenir un meilleur compromis en terme de sensibilité et de bande passante.

Matériau	$e$ ( $\mu\text{m}$ )	$Z_{ar}$ (MRa)	$Z_{avl}$ (MRa)	$e_{avl}$ ( $\lambda/4$ )	Adaptation	BP (%)	IL (dB)
P(VDF-TrFE)	22,4	1,2	2	1,5	oui	71	26
LN	69,6	4,5	4	1,2	oui	70	23,4
PT	51,0	4,3	4,3	1,2	oui	53	19,7
PZT	43,1	4	4,2	1,2	oui	54	20,6
PMN-33%PT	44,3	2,7	4	1,0	oui	68	22

$e$  : épaisseur du matériau piézo-électrique;  $Z_{ar}$  et  $Z_{avl}$  : impédances acoustiques du milieu arrière et de la lame adaptatrice;  $e_{avl}$  : épaisseur de la lame adaptatrice exprimée en quart d'onde; BP : bande passante relative à -6 dB; IL : pertes d'insertion.

**Tableau I.10 :** Dimensions et paramètres acoustiques des transducteurs mono-éléments haute fréquence.



**Figure I.17 :** Réponses électro-acoustiques des transducteurs mono-éléments simulés.

## IV Caractérisation du transducteur

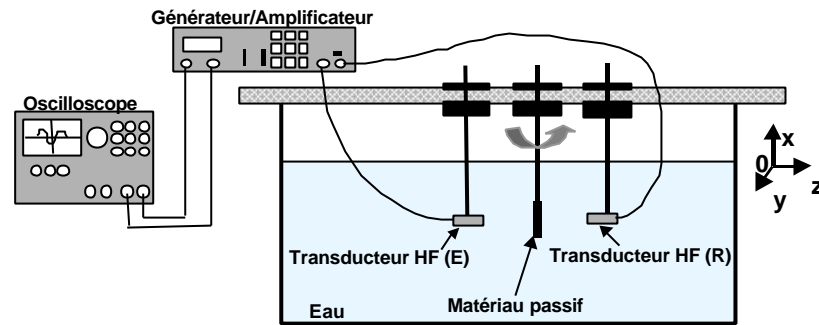
Dans cette dernière partie, les méthodes existantes de caractérisation de matériaux passifs et de transducteurs spécifiques à la haute fréquence sont rappelées. Les définitions standard des caractéristiques des réponses électro-acoustiques et du diagramme de rayonnement sont rappelées dans l'Annexe 2.

### IV.1 Matériaux passifs

La spectroscopie acoustique est généralement utilisée pour mesurer les propriétés haute fréquence des matériaux passifs. Une mesure en émission réception, décrite par *Selfridge* permet d'obtenir les

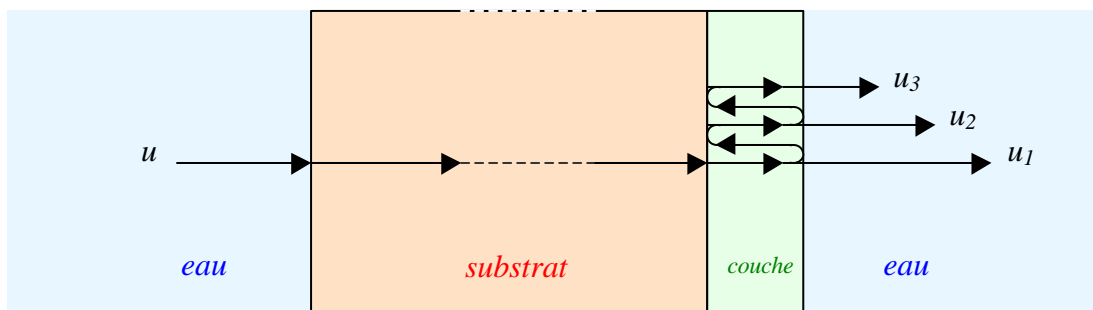
propriétés approximatives des matériaux [65]. Une autre méthode décrite par Wang *et al.* [66, 67] consiste à effectuer une mesure en transmission. Ces mesures, en émission-réception ou en transmission permettent de déterminer la vitesse longitudinale et l'atténuation, ainsi que la vitesse transverse pour la seconde méthode. Le dispositif expérimental pour la mesure en transmission est présenté sur la *Figure I.18*. Une attention particulière doit être apportée à l'atténuation dans l'eau qui ne peut pas être négligée en haute fréquence :

$$a_{eau} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ dB/mm}/(\text{MHz})^2$$



*Figure I.18 : Dispositif de mesure de la vitesse longitudinale et de l'atténuation par transmission.*

Plus récemment, une méthode alternative pour caractériser les couches passives fines a été publiée par Wang *et al.* [68]. Cette méthode est bien adaptée à la caractérisation de lames adaptatrices (épaisseur d'une dizaine de micromètres) pour les applications haute fréquence. Le principe consiste à déposer une couche (à peu près quart d'onde) sur un substrat parfaitement connu (propriétés acoustiques et dimensions). Ensuite, le signal transmis est utilisé dans son intégralité (somme des échos de transmission et réflexions multiples  $u_i$  en sortie de la couche analysée) pour obtenir la vitesse de phase et l'atténuation comme illustré sur la *Figure I.19* :

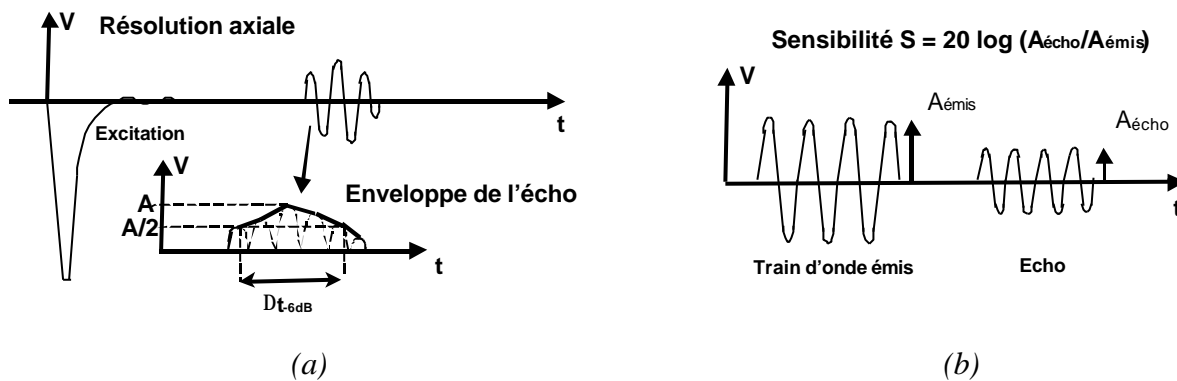


*Figure I.19 : Dispositif expérimental pour la caractérisation de couche fine par transmission [68].*

## IV.2 Mesures électro-acoustiques

L'impédance électrique d'entrée peut être mesurée directement en utilisant un analyseur de réseaux ou d'impédance, la face avant du transducteur étant en contact avec un milieu d'impédance proche de celle de tissus biologiques ou de l'eau. Les plages de fréquences utilisées vont typiquement d'un dixième de la fréquence de résonance de l'élément piézo-électrique, jusqu'à deux fois cette même fréquence.

La mesure de l'écho obtenu en réponse à une excitation est obtenue en excitant le transducteur avec une impulsion de fréquence au moins double de celle de résonance de l'élément actif, et en mesurant l'écho réfléchi sur un miroir acoustique (impédance grande devant celle du milieu de propagation) immergé dans l'eau. L'écho reçu est caractérisé : la durée à  $-6$  dB de l'enveloppe, le spectre et la bande passante à  $-6$  dB sont calculés. Si un train d'onde est émis à la place d'une impulsion, la sensibilité peut aussi être déterminée, comme décrit sur la *Figure I.20*, avec le rapport des amplitudes de l'écho et du train d'onde pour une fréquence donnée. Cette caractérisation n'a rien de spécifique aux mesures en haute fréquence. Bien qu'elle ne soit pas spécifique au domaine de la haute fréquence, la mesure de la résolution axiale et de la sensibilité permet d'évaluer la performance du transducteur.



*Figure I.20 : Mesures de (a) résolution axiale et de (b) sensibilité*

## IV.3 Mesure du champ de pression

Le champ rayonné peut être mesuré en transmission à l'aide d'un hydrophone en réception qui balaye un demi plan contenant l'axe de symétrie du transducteur. Pour chaque point balayé, l'amplitude de l'écho reçu est enregistrée. Le diamètre effectif de l'hydrophone doit être le plus faible possible : plus faible que la largeur du faisceau et plus faible que la longueur d'onde dans l'eau, de façon à éviter les effets de diffraction. Ces conditions deviennent difficilement applicables

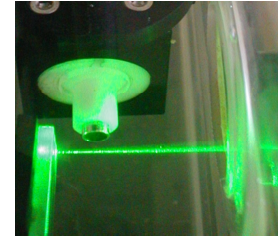
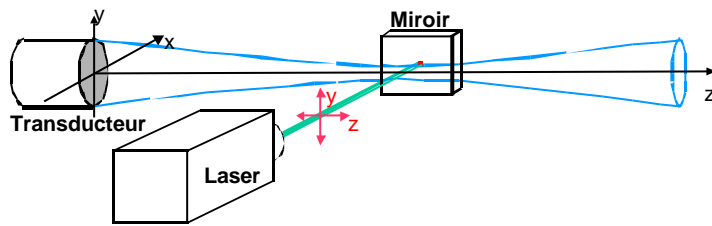
pour la caractérisation de transducteurs haute fréquence (au-delà de 20 MHz). Dans le cas d'une mesure en émission-réception, la cible utilisée doit aussi être de petites dimensions ; typiquement, on prend une pointe d'aiguille ou une bille de très faible diamètre. De plus, elle ne doit pas être source d'écho parasite. La résolution radiale et la profondeur de champ sont mesurées comme spécifié sur les illustrations *Figure I.21*.



*Figure I.21 : Mesure du champ rayonné : (a) résolution radiale et (b) profondeur de champ.*

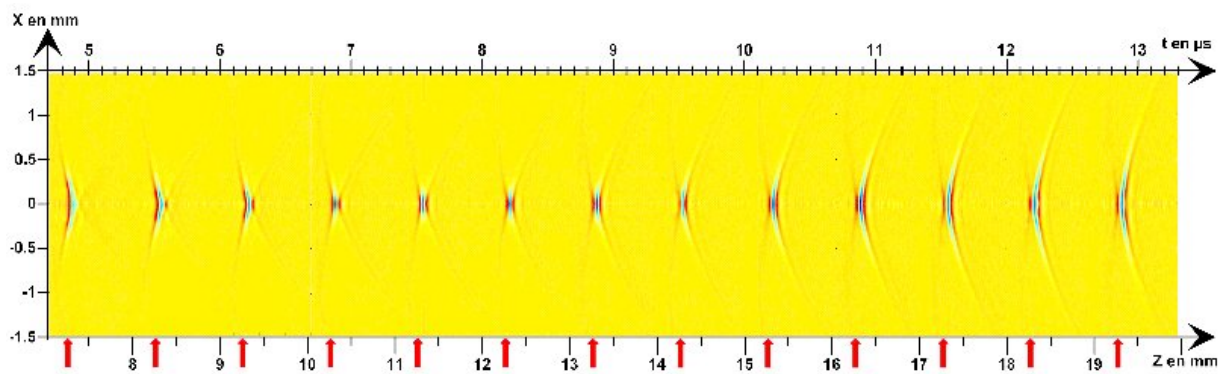
Spécifiquement pour les transducteurs haute fréquence, une méthode alternative consiste à utiliser des fantômes incluant des fils de tungstène de quelques micromètres de diamètre avec différents espacements axiaux et radiaux connus (typiquement de 30 à 500  $\mu\text{m}$ ) dans un gel. Les images obtenues permettent d'évaluer les résolutions effectives avec le transducteur intégré dans un dispositif d'imagerie.

Par ailleurs, un émetteur laser peut être utilisé pour mesurer par interférométrie les déplacements d'ondes acoustiques. Avec cette méthode, la sensibilité atteint jusqu'à  $1 \text{ pm}/\sqrt{\text{Hz}}$  [69] et permet d'obtenir une excellente résolution spatiale pour des applications haute fréquence (typiquement 10 nm à 100 MHz). La variation de phase entre le rayon optique réfléchi sur le miroir et celui de référence correspond à un déplacement. Pour un transducteur focalisé, une membrane métallisée très fine peut être disposée perpendiculairement à l'axe de propagation du transducteur. Pour chaque valeur, le déplacement est mesuré sur la membrane et le champ rayonné est reconstruit [70]. Une autre possibilité est d'utiliser le dispositif expérimental décrit sur la *Figure I.22*, où le faisceau optique et le miroir sont perpendiculaires à l'axe de symétrie du transducteur [71]. Dans ce cas, la variation de phase est seulement due à la variation de l'indice optique induit par la source de pression acoustique. Il s'agit d'une méthode de mesure intégrale : les données sont collectées pour plusieurs positions radiales dans le plan normal à l'axe de symétrie, et une reconstruction tomographique permet d'obtenir le champ de pression.



*Figure I.22 : Dispositif expérimental pour la mesure de pression acoustique par méthode optique.*

Ce processus de mesure peut être répété à différentes profondeurs pour obtenir le champ rayonné dans un espace  $(r, z)$  défini [72, 73]. En utilisant cette technique, des mesures ont été effectuées (Figure I.23) sur un transducteur mono-élément avec une fréquence centrale de 20 MHz [67].



*Figure I.23 : Evolution du faisceau acoustique (transducteur à 20 MHz) de 7 à 19 mm.*

## V Conclusion et perspectives

Les transducteurs mono-éléments ont été le sujet d'intérêt de nombreux projets de recherche dans les années passées, et plusieurs technologies de fabrication ont été développées, dont un certain nombre sont maintenant industrialisées. Les dimensions typiques à retenir sont données pour une fréquence centrale  $f_0$  autour de 50 MHz, un  $f_{number}$  de 2,5, une distance focale  $F$  de 7,5 mm, et une bande passante relative de 60 %. Ainsi, on obtient un rayon du disque piézo-électrique  $a$  de 1,5 mm et une épaisseur de cet élément actif  $e$  de 45  $\mu\text{m}$ . Les résolutions axiale  $\Delta z$  et radiale  $\Delta r$  correspondantes sont respectivement de 30 et 75  $\mu\text{m}$ , et la profondeur de champ  $DOF$  est d'environ 1,3 mm. Les transducteurs haute fréquence produits en premier lieu étaient à base de polymère, mais plus récemment, ceux fabriqués à base de céramique ou de mono-cristal ont montré de meilleures performances. Actuellement, l'utilisation de niobate de lithium directement pressé pour la focalisation équipé de deux lames adaptatrices donne de très bons résultats, avec une fréquence

de résonance atteignant les 80 MHz comme l'a publié *Cannata et al.* [50]. Cependant, d'un point de vue purement théorique, les cristaux de types PMN-PT délivrent les meilleurs résultats en terme de compromis entre la sensibilité et la résolution axiale.

## Bibliographie

1. Sherar M.D., Noss M.B., Foster F.S., *Ultrasound backscatter microscopy images the internal structure of living tumour spheroids*. Nature, 1987. **330**: p. 493-495.
2. Foster F.S., Pavlin C.J., Harasiewicz K.A., Christopher D.A., Turnbull D.H., *Advances in ultrasound biomicroscopy*. Ultrasound in Medicine and Biology, 2000. **26**(1): p. 1-27.
3. Ermet H., Vogt M., *High frequency ultrasonic imaging and its applications in skin*. SPIE Conference on Ultrasonic Transducer Engineering, 1999. **3664**: p. 44-55.
4. Berson M., Grégoire J.M., Gens F., Rateau J., Jamet F., Vaillant L., Tranquart F., Pourcelot L., *High frequency (20 MHz) ultrasonic devices: advantages and applications*. European Journal of Ultrasound, 1999. **10**: p. 53-63.
5. IEEE Std., *Standard on Piezoelectricity ANSI/IEEE Std. 176-1987*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1996. **43**(5): p. 719-772.
6. Krimholtz R., Leedom D.A., Matthei G.L., *New equivalent circuit for elementary piezoelectric transducers*. Electronic letters, 1970. **6**: p. 398-399.
7. Lukacs M., Olding T., Sayer M., Tasker R., Sherrit S., *Thickness mode material constants of a supported piezoelectric film*. Journal of Applied Physics, 1999. **85**(5): p. 2835-2843.
8. Tran-Huu-Hue L.P., Levassort F., Vander-Meulen F., Holc J., Kosec M., Lethiecq M., *Preparation and electromechanical properties of PZT/PGO thick films on alumina substrate*. Journal of the European Ceramic Society, 2001. **21**(10-11): p. 1445-1449.
9. Holland R., *Representation of dielectric, elastic, and piezoelectric losses by complex coefficients*. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, 1967. **14**(1): p. 18-20.
10. Zhang Y., Wang Z., Cheeke J.D.N., *Resonant spectrum method to characterize piezoelectric films in composite resonators*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2003. **50**(3): p. 321-333.
11. Naik R.S., Lutsky J.J., Reif R., Sodini C.G., *Electromechanical coupling constant extraction of thin-film piezoelectric materials using a bulk acoustic wave resonator*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1998. **45**(1): p. 257-263.

12. Foster F.S., Ryan L.K., Turnbull D.H., *Characterization of lead zirconate titanate for use in miniature high-frequency (20-80 MHz) transducers*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1991. **38**(5): p. 446-453.
13. Tran-Huu-Hue L.P., Levassort F., Lethiecq M., Certon D., Patat F., *Characterization of the piezoelectric and dielectric relaxation parameters of 0-3 composite and PVDF materials in thickness mode*. Ultrasonics, 1997. **34**(4): p. 317-324.
14. Tran-Huu-Hue L.P., Levassort F., Felix N., Damjanovic D., Wolny W., Lethiecq M., *Comparison of several methods to characterize the high frequency behavior of piezoelectric ceramics for transducer applications*. Ultrasonics, 2000. **38**(1-8): p. 219-223.
15. Zipparo M.J., Shung K.K., Shrout T.R., *Piezoceramics for high frequency (20 to 100 MHz) single-element imaging transducers*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1997. **44**(5): p. 1038-1048.
16. Kawai M., *The piezoelectricity of PolyVinilyDene Fluoride*. Japanese Journal of Applied Physics, 1969. **8**: p. 975-976.
17. Foster F.S., Harasiewicz K.A., Sherar M.D., *A history of medical and biological imaging with polyvinylidene fluoride (PVDF) transducers*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2000. **47**(6): p. 1363-1371.
18. Brown L.F., *Design considerations for piezoelectric polymer ultrasound transducers*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2000. **47**(6): p. 1377-1396.
19. Levassort F., Tran-Huu-Hue L.P., Feuillard G., Lethiecq M., *Characterisation of P(VDF-TrFE) material taking into account dielectric relaxation: application to modelling of high frequency transducers*. Ultrasonics, 1998. **36**(1-5): p. 41-45.
20. Wolny W.W., *Piezoceramic thick films - Technology and applications - State of art in Europe*. IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics, 2001: p. 257-262.
21. Thiele E.S., Setter N., *Lead zirconate titanate particle dispersion in thick-film ink formulations*. Journal of the American Ceramic Society, 2000. **83**(6).
22. Mc Nulty T., Janas V.F., Safari A., *Multilayered multifunctional ceramic materials by tape casting*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 1996: p. 755-758.
23. Kwon S., Hachenberger W., Rehrig P., Snook K., Rhee S., Shrout T.R., *Ceramic/polymer 2-2 composites for high frequency transducers by tape-casting*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 2003: p. 366-369.



24. Gentry K.L., Zara J.M., Bu S., Eom C., Smith S.W., *Thick film sol PZT transducer using dip coating*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 2000. **2**: p. 977-980.
25. He X.Y., Ding A.L., Zheng X.S., Qiu P.S., Luo W.G., *Preparation of PZT(53/47) thick films deposited by a dip-coating process*. Microelectronic Engineering, 2003. **66**: p. 865-871.
26. Kobayashi M., Olding T.R., Zou L., Sayer M., Jen C.K., Rehman A.U., *Piezoelectric thick film ultrasonic transducers fabricated by spray technique*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 2000. **2**: p. 985-989.
27. Levassort F., Tran-Huu-Hue L.P., Lethiecq M., Bove T., Wolny W., *New piezoceramics films for high resolution medical imaging applications*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 2000. **2**(6): p. 1125-1128.
28. Kosec M., Holc J., Levassort F., Tran-Huu-Hue L.P., Lethiecq M., *Screen-printed Pb(Zr,Ti)O<sub>3</sub> thick films for ultrasonic medical imaging applications*. Proceeding of the 34th International Symposium on Microelectronics, 2001: p. 195-200.
29. Lukacs M., Sayer M., Foster S., *Single element high frequency (<50 MHz) PZT sol gel composite ultrasound transducers*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2000. **47**(1): p. 148-159.
30. Newnham R.E., Skinner D.P., Cross L.E., *Connectivity and piezoelectric-pyroelectric composites*. Material Research Bulletin, 1978. **13**: p. 525-536.
31. Safari A., *Novel piezoelectric ceramics and composites for sensor and actuator applications*. Material Research Innovations, 1999: p. 263-269.
32. Smith W.A., *Modeling 1-3 composite piezoelectrics: Hydrostatic response*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1993. **40**(1): p. 41-49.
33. Savakus H.P., Klicker K.A., Newnham R.E., *PZT-Epoxy piezoelectric transducers: a simplified fabrication procedure*. Material Research Bulletin, 1981. **16**: p. 677-680.
34. Janas V.F., Safari A., *Overview of fine-scale piezoelectric ceramic/polymer composite processing*. Journal of the American Ceramic Society, 1995. **78**(11): p. 2945-2955.
35. Su B., Pearce D.H., Button T.W., *Routes to net shape electroceramic devices and thick films*. Journal of the European Ceramic Society, 2001. **21**: p. 2005-2009.
36. Meyer R.J.Jr, Newnham R.E., Alkoy S., Ritter T., Cochran J.Jr, *Pre-focused lead titanate >25 MHz single-element transducers from hollow spheres*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2001. **48**(2): p. 488-493.

- 
37. Jadidian B., Janas V., Safari A., French J., Weitz G., Luke J., Cass R., *Development of fine scale piezoelectric ceramic/polymer composites via incorporation of fine PZT fibers*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 1996: p. 31-34.
  38. Meyer R.J.Jr, Shrout T.R., Yoshikawa S., *Development of ultra-fine scale piezoelectric fibers for use in high frequency 1-3 transducers*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 1996: p. 547-550.
  39. Snook K.A., Zhao J.Z., Alves C.H.F., Cannata J.M., Chen W.H., Meyer R.J., Ritter T.A., Shung K.K., *Design, Fabrication, and evaluation of high frequency, single-element transducers incorporating different materials*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2002. **49**(2): p. 169-176.
  40. Li K., Chan H. L.W., Choy C. L., *Samarium and manganese-doped lead titanate ceramic fiber/epoxy 1-3 composite for high-frequency transducer application*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2003. **50**(10): p. 1371-1376.
  41. Chan H.L.W., Li K., Choy C.L., *Piezoelectric ceramic fibre/epoxy 1-3 composites for high-frequency ultrasonic transducer applications*. Materials Science and Engineering B, 2003. **99**: p. 29-35.
  42. Ritter T.A., Shrout T.R., Tutwiler R., Shung K.K., *A 30-MHz piezo-composite ultrasound array for medical applications*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2002. **49**(2): p. 217-230.
  43. Liu R., Knapik D., Harasiewicz K.A., Foster F.S., *Fabrication of 2-2 Piezoelectric composites by Interdigital Pair Bonding*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 1999: p. 973-976.
  44. Levassort F., Lethiecq M., Certon D., Patat F., *A matrix method for modeling electroelastic moduli of 0-3 piezo-composites*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1997. **44**(2): p. 445-452.
  45. Levassort F., Lethiecq M., Desmare R., Tran-Huu-Hue L.P., *Effective electroelastic moduli of 3-3(0-3) piezocomposites*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1999. **46**(4): p. 1028-1034.
  46. Lockwood G.R., Turnbull D.H., Foster F.S., *Fabrication of spherically shaped ceramic transducers*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1994. **41**(2): p. 231-235.

- 
47. Cannata J.M., Ritter T.A., Chen W.H., Shung K.K., *Design of focused single element (50-100 MHz) transducers using lithium niobate*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 2000.
  48. Chen W.H., Cao P.J., Maione E., Ritter T., Shung K.K., *Optimization of pulse transmission in a high frequency ultrasound imaging system*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 2001: p. 995-998.
  49. Ritter T.A., Shung K.K., Geng X., Lopath P.D., Tutwiler R., Shrout T.R., *Composite ultrasound transducer arrays for operation above 20 MHz*. SPIE Conference on Ultrasonic Transducer Engineering, 1999. **3664**: p. 67-75.
  50. Cannata J.M., Ritter T.A., Chen W.C., Silverman R.H., Shung K.K., *Design of efficient, broadband single-element (20-80 MHz) ultrasonic transducers for medical imaging applications*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2003. **50**(11): p. 1548-1557.
  51. Knapik D. A., Starkoski B., Pavlin C.J., Foster F.S., *A 100-200 MHz ultrasound biomicroscope*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2000. **47**(6): p. 1540-1549.
  52. Van Kervel S.J.H., Thijssen J.M., *A calculation scheme for the optimum design of ultrasonic transducers*. Ultrasonics, 1983. **21**: p. 134-140.
  53. Lockwood G.R., Foster F.S., *Modeling and optimization of high-frequency ultrasound transducers*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1994. **41**(2): p. 225-230.
  54. Kino G.S., *Acoustic waves: devices imaging and analog signal processing*. 1987: Processing Prentice-Hall Inc Englewood Cliffs New Jersey. Chap. 3.
  55. Penttinen A., Luukkala M., *The impulse response and pressure nearfield of a curved ultrasonics radiators*. Journal of Physics D, 1976. **9**: p. 1547-1557.
  56. Selfridge A.R., Kino G.S., Khury-Yakub B.T., *A theory for the radiation pattern of a narrow strip acoustic transducer*. Applied Physics Letters, 1980. **37**: p. 35-36.
  57. Foster F.S., Pavlin C.J., Lockwood G.R., Ryan L.K., Harasiewicz K.A., Berube L., Rauth A.M., *Principles and applications of ultrasound backscatter microscopy*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1993. **40**(5): p. 608-617.
  58. Thijssen J.M., Verhoef W.A., Cloostermans M.J., *Optimisation of ultrasonic transducers*. Ultrasonics, 1985: p. 41-46.
-

- 
59. Rhyne T. L., *Computer optimization of transducer transfer functions using constraints on bandwidth, ripple and loss*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1996. **43**(6): p. 1136-1149.
  60. Desilets C.S., Fraser J.D., Kino G.S., *The design of efficient broadband piezoelectric transducers*. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, 1978. **25**: p. 115-125.
  61. Mc Keighen R.E., *Design guidelines for medical ultrasonic arrays*. SPIE Proceeding of the Ultrasonic Transducer Engineering Conference, 1998. **3341**: p. 2-18.
  62. Desmare R., Tran-Huu-Hue L.P., Levassort F., Lethiecq M., *Optimisation method for ultrasonic transducers used in medical imaging*. Journal Revista de Acustica, 2003. **33**.
  63. Felix N., Tran-Huu-Hue L.P., Walker L., Millar C., Lethiecq M., *The application of high permittivity piezoelectric ceramics to 2D array transducers for medical imaging*. Ultrasonics, 2000. **38**: p. 127-130.
  64. Zhang R., Jiang B., Cao W., *Orientation dependence of piezoelectric properties of single domain 0.67Pb(Mn1/3Nb2/3)O3-0.33PbTiO3 crystals*. Applied Physics Letters, 2003. **82**(21): p. 3737-3739.
  65. Selfridge A.R., *Approximate material properties in isotropic materials*. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, 1985. **32**(3): p. 381-394.
  66. Wang H., Ritter T.A., Cao W., Shung K.K., *Passive materials for high frequency ultrasound transducers*. SPIE Conference on Ultrasonic Transducer Engineering, 1999. **3664**: p. 35-42.
  67. Grégoire J.M., *Echographie haute-résolution : technologie et applications en dermatologie et ophtalmologie*. Thèse de doctorat en Science de la Vie et de la Santé. Université François Rabelais. Académie d'Orléans-Tours, 2002.
  68. Wang H., Cao W., *Characterizing ultra-thin matching layers of high-frequency ultrasonic transducer based on impedance matching principle*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2004. **51**(2): p. 211-215.
  69. Royer D., Dieulesaint E., *Mesures optiques de déplacement d'amplitude  $10^{-4}$  à  $10^2$  Angström. Application aux ondes élastiques*. Revue de Physique Appliquée, 1989: p. 833-846.
  70. Royer D., Casula O., *Quantitative imaging of transient acoustic fields by optical heterodyne interferometry*. IEEE Proceedings of the Ultrasonics Symposium, 1994: p. 1153-1162.
  71. Jia X., Quentin G., Lassoued M., *Optical heterodyne detection of pulsed ultrasonic pressures*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1993. **40**(1): p. 67-69.
-

- 72. Bou Matar O., Pizarro L., Certon D., Remenieras J.P., Patat F., *Characterization of airborne transducers by optical tomography*. Ultrasonics, 2000. **38**: p. 787-793.
- 73. Remenieras J.P., BouMatar O., Callé S., Patat F., *Acoustic pressure measurement by acousto-optic tomography*. IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, 1991.