Exemples de dispositifs à ondes élastiques

BY VINCENT LAUDE

Institut FEMTO-ST, Département MN2S équipe MINANO « Micro-Instrumentation, NANosciences et Ondes » 32 avenue de l'Observatoire F-25044 Besançon

Email: vincent.laude@femto-st.fr
Web: http://members.femto-st.fr/vincent-laude/

1 Transducteurs d'ondes planes acoustiques

1.1 Principes

Un transducteur d'ondes planes a pour but de convertir un signal électrique en une onde acoustique, ou l'inverse. Pour cela on peut employer l'effet piézoélectrique ou une actuation de type électrostatique d'une membrane par exemple.



a) Transducteur mono-élément pour engendrer des ondes acoustiques dans l'eau ou le corps humain. b) Idem mais utilisant un piézocomposite. c) Transducteur d'ondes acoustiques pour le traitement du signal ou l'acousto-optique par exemple.

1.2 Transducteur d'ondes planes longitudinales



Considérons une lame piézoélectrique, par exemple de classe de symétrie hexagonale (PZT, ZnO, Aln) ou trigonale (LiNbO₃). Suivant l'axe cristallographique [001] (ou Z) il existe une onde pure longitudinale couplée piézoélectriquement. On suppose que les deux faces sont métallisées (l'épaisseur de la métallisation est négligeable pour simplifier).

Dans ces conditions, les équations constitutives se réduisent à

$$T = c \frac{\partial u}{\partial z} - eE \text{ avec } T = T_{33}, u = u_3, c = c_{33}, z = x_3, e = e_{33}, E = E_3$$
(1)

$$D = \varepsilon E + e \frac{\partial u}{\partial z} \text{ avec } D = D_3, \varepsilon = \varepsilon_{33}$$
(2)

Les équations dynamiques sont

$$\frac{\partial T}{\partial z} = \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \tag{3}$$

$$\frac{\partial D}{\partial z} = \rho_e \tag{4}$$

 ρ_e représente la densité de charges sur les électrodes (localisée uniquement aux deux interfaces piézoélectrique / métal). Spatialement, D est constant dans tout l'intérieur du piézoélectrique.

On sait qu'à l'intérieur du piézoélectrique, l'onde longitudinale possède une vitesse $V = \sqrt{\bar{c} / \rho}$ avec $\bar{c} = c + e^2 / \varepsilon$. On a formellement la pression acoustique p = -T et l'impédance acoustique $Z_p = \rho V = \bar{c} / V$.

Il est intéressant d'éliminer le champ électrique E de (1) en insérant (2), soit

$$T = \bar{c} \,\frac{\partial u}{\partial z} - \frac{e \,D}{\varepsilon} \tag{5}$$

Supposons qu'on applique une différence de potentiel $U \exp(i\omega t)$ et donc qu'il circule un courant $I \exp(i\omega t)$ entre les deux électrodes par l'intermédiaire d'un circuit électrique externe. D est alors donné par $i\omega D = I/S$ où S est la surface des électrodes.

1.2.1 Forme de la solution

Dans le milieu piézoélectrique, on a superposition de deux ondes planes harmoniques contrapropagatives et du comportement électrostatique (condensateur plan), de sorte qu'on pose (avec $k=\omega/V$)

$$v = i\omega u = a \exp(-ikz) + b \exp(ikz)$$
(6)

$$T = -Z_p \left(a \exp\left(-ikz\right) - b \exp\left(ikz\right) \right) - \frac{eD}{\varepsilon}$$
(7)

Dans le milieu de transmission, on a aussi

$$v = i\omega u = a_t \exp\left(-ik_t z\right) \tag{8}$$

$$T = -Za_t \exp\left(-\mathrm{i}k_t z\right) \tag{9}$$

En intégrant (2) selon z de - d a 0 on obtient

$$Dd = \varepsilon U + e \left(u(0) - u(-d) \right) \tag{10}$$

Donc en résumé :

- le déplacement u et la vitesse v sont purement ondulatoires ;
- la contrainte T et le champ électrique E sont la superposition d'une contribution ondulatoire et d'une contribution statique ;
- le déplacement électrique D est purement statique.

1.2.2 Réponse du transducteur

Les conditions aux limites mécaniques sont :

- continuité de u (ou v) et T entre le milieu piézoélectrique et le milieu de rayonnement ;
- nullité de T sur la surface libre (ou nullité des déplacements sur la surface bloquée si on utilisait un backing ou charge mécanique externe).

Dans tous les cas, il y a 3 conditions aux limites plus l'équation électrique (10) pour 5 inconnues $(a, b, a_t, I \text{ et } U)$. On peut donc par exemple obtenir a, b, a_t et I en fonction de U sous une forme matricielle.

On donne (sans démonstration) la forme de la solution pour la vites se de l'interface piézoélectrique / milieu de rayonnement pour une surface libre en z=-d:

$$v(z=0) = \frac{e}{d\sqrt{ZZ_p}} H(f) U \tag{11}$$

où H(f) est la réponse fréquentielle du transducteur, donnée par

$$H(f) = \left(m \left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_p} \right) \right)^{-1} \text{ avec } f_p = \frac{V}{2d} \text{ soit } \frac{f}{f_p} = \frac{2d}{\lambda}$$
(12)

et

$$m(\theta) = \sqrt{\frac{Z}{Z_p}} \left(\frac{K^2}{2\theta} - \cot(2\theta)\right) \cot(\theta) + i \sqrt{\frac{Z_p}{Z}} \left(\frac{K^2}{\theta} - \cot(2\theta)\right)$$
(13)

avec $\theta = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_p}$.

On obtient la puissance acoustique rayonnée sous la forme :

 $<\!P\!>\,=\!K^2\,C_0\,f_p\,|H(f)|^2\,|U|^2$

avec la capacité statique $C_0 = \varepsilon S/d$ et le coefficient de couplage électromécanique $K^2 = \frac{e^2}{\varepsilon \overline{c}}$.

1.2.3 Illustration numérique

Soit un transducteur en niobate de lithium (coupe Y+36) fonctionnant à 100 MHz pour lequel on donne :

 $K^2 = 0.24$, $\varepsilon = 3.410^{-10}$ F/m, V = 7340 m/s, S = 10 mm² et $|H(f)|^2 \simeq 2$ autour de f_p (on suppose l'adaptation d'impédance $Z \simeq Z_p$).

On trouve $d=37 \ \mu m$, $C_0=91.9 \ pF$ puis $\langle P \rangle / |U|^2 = 4.4 \ mW/V^2$

Soit une puissance rayonnée de 4.4 mW pour 1 Volt, mais de 440 mW pour 10 Volt.

1.2.4 Allure de la réponse fréquentielle H(f)



1.3 Transducteurs piézocomposites

Il est possible d'ajuster à la fois le couplage électromécanique et l'impédance acoustique (de façon à l'adapter à celle du milieu de rayonnement) par homogénéisation des propriétés de deux matériaux.

Chacun ou un groupe de barreaux peut être également considéré comme un pixel d'emission / réception d'un transducteur 2D.



a) Piézo-composite composé de barreaux de céramique PZT (piézoélectrique) noyés dans une matrice polymère. b) Procédé de fabrication par découpe à la scie d'une plaque de PZT (lames de scies de largeur inférieure à $100 \ \mu m$).

1.4 Transducteurs micro-usinés (MUT)

Connus sous le nom de MUT (micromachined ultrasonic transducers). Il s'agit d'un réseau périodique de membranes fabriquées par des microtechniques (lithographie, gravure chimique et ionique, dépôts de couches minces, etc...) en salle blanche. Les membranes ont typiquement une épaisseur de 1 μ m pour une largeur de qq 100 μ m. Objectif : imagerie médicale 3D @ qq MHz.

1.4.1 Actuation électrostatique des MUT



La capacité est du type $C = \frac{\varepsilon_0 S}{d}$ avec S la surface et d l'entrefer. La force électrostatique agissant sur la membrane fait varier d avec la tension appliquée.

1.4.2 Actuation piézoélectrique des MUT



Une membrane très mince (Si) supporte un transducteur en couches minces. Le rayonnement a lieu vers le bas.

Vue d'une matrice de pMUT fabriquée collectivement sur un substrat de Si. Les pistes électriques servent à l'adressage des pixels.

1.5 Résonateurs à films minces (FBAR)

FBAR = film bulk acoustic resonator

Principe : exciter une résonance acoustique dans l'épaisseur d'une couche mince piézoélectrique isolée acoustiquement. On utilise en général une onde plane longitudinale. On construit un filtre à la surface d'un substrat en associant plusieurs résonateurs.

Avantage : fréquence de fonctionnement élevée si la couche est mince. En contrepartie, il faut contrôler précisément les épaisseurs des couches.



Pour isoler le résonateur de son substrat, il existe deux stratégies possibles : soit réaliser une membrane (semblable au cas des MUT) soit réaliser un miroir de Bragg acoustique.

Le miroir de Bragg est constitué d'une alternance de deux matériaux présentant un fort contraste d'impédance $(Z_1 / Z_2$ le plus grand possible) ce qui permet de réaliser un miroir très efficace (réfléchissant 99.9% de l'énergie acoustique en quelques paires de couches). Les épaisseurs des couches sont égales à $\lambda/4$.



2 Dispositifs à ondes acoustiques de surface

SAW = surface acoustic wave

Principale application : les dispositifs SAW sont utilisés pour réaliser des filtres de bande passifs pour la téléphonie nomade et les réseaux sans fils.

Exemples de normes :

- Europe : GSM (900 MHz) / DCS (1.8 GHz)
- Amérique + Asie : CDMA (880 MHz) / PCS CDMA (1.9 GHz)
- Universel : WCDMA, UMTS (2.1 GHz)
- WLAN (Wireless Local Area Network, réseau local sans fil) (2.45 GHz)

Qualités des filtres SAW :

- Pertes faibles possibles, filtres à flancs très raides ;
- Bas coût / petite taille / fabrication collective.

Principaux défauts : intégration silicium, concurrence du tout-numérique.

2.1 Architecture de réception RF

RF = radio-fréquence (de 1 à 10 GHz typ.), FI ou IF = fréquence intermédiaire (sous 500 MHz typ.)



Un filtre SAW peut être présent à plusieurs niveaux dans l'architecture :

- Sur l'antenne, pour filtrer autour de la fréquence porteuse (section RF) ;
- Après suppression de tout ou partie de la porteuse, pour isoler les canaux de communication dans la bande totale (section IF).

2.2 Le principe du peigne interdigité (IDT)

IDT = interdigital transducer

- L'effet piézoélectrique permet de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique. Pour exciter une onde de surface, il faut imposer un vecteur d'onde à la surface ; on réalise cette condition en périodisant l'excitation.
- Réciproquement, le peigne interdigité détecte les ondes se propageant à la surface du substrat. L'IDT sert donc à l'émission et à la réception des ondes de surface ; c'est le retard entre ces deux phénomènes qui permet de réaliser un filtrage.



2.2.1 Périodicité de l'excitation et fréquence de résonance

Le peigne interdigité impose une périodicité spatiale de l'excitation : si p est la période (distance d'une électrode à la suivante) et si l'excitation est alternée (séquence de potentiel +V - V à la fréquence $w = 2\pi f$), alors les ondes générées ou détectées sont en phase si $\lambda = 2p$.

Comme $\lambda = V_{\text{SAW}} / f$, la fréquence centrale (de résonance) est fixée par la période p.

Un transducteur a généralement plusieurs centaines d'électrodes.



2.3 Notion de retard (vitesse et temps de groupe)



Soit L la distance entre les 2 IDT. Le temps (retard) que met l'onde de surface émise par un IDT pour atteindre l'autre IDT est

$$\tau_g = L / v_g$$

où v_q est la vitesse de groupe.

Ce type de dispositif est une ligne à retard (qui a eu son heure de gloire pour la télévision analogique et reste parfaitement d'actualité pour les capteurs SAW).

2.4 Couplage électroacoustique et largeur de bande



La bande de fréquence dans laquelle la transduction des ondes de surface est en phase pour toutes les électrodes est relativement étroite. Elle est liée d'une part à la structure périodique des électrodes (et à leur nombre) et d'autre part au couplage électroacoustique pour le substrat piézoélectrique.

2.5 Structure classique des filtres SAW



Jusque dans les années 1990, les filtres étaient souvent conçus en dessinant la réponse impulsionnelle (finie) du filtre, c'est-à-dire la transformée de Fourier (en temps) de la forme spectrale désirée.

Une onde de type Rayleigh est en général employée.

Problèmes principaux de cette approche : pertes d'insertion importantes (20 à 30 dB typiquement), taille importante du filtre.

2.6 Exemple de réponse mesurée d'un filtre classique



Nota : une perte d'insertion de 20 dB a été ôtée de la mesure.

2.7 Filtres SAW à réponse impulsionnelle infinie

L'idée est d'employer des miroirs acoustiques afin d'empêcher les ondes de surface émises par un IDT de sortir des résonateurs (cavités) ainsi créés. La réponse impulsionnelle est infinie car l'énergie acoustique est stockée indéfiniment (enfin en principe...).

L'élément de base est le réseau périodique utilisé dans sa bande d'arrêt : si les électrodes sont très nombreuses et séparées de $\lambda/2$, une onde incidente orthogonalement est entièrement réfléchie même la réflexion individuelle sur chaque électrode est relativement faible.



2.8 Structures de filtres et nombre de pôles

Des résonateurs simples sont créés en entourant un ou des transducteurs par des miroirs acoustiques. Les avantages par rapport aux structures classiques de filtres SAW sont la compacité et les pertes par rayonnement sur la surface réduites.



2.9 Couplage transverse de résonateurs SAW

En couplant deux résonateurs dont la fréquence de résonance est initialement la même on produit deux résonances dont l'écartement dépend de la force du couplage (qui est en général relativement faible d'où un filtrage à bande étroite).

Un couplage électrique permet réaliser une fonction similaire, mais à partir de résonateurs dont les fréquences de résonances sont différentes.



2.9.1 Exemples de filtres SAW à couplage transverse

L'augmentation du nombre de pôles dans le filtre permet de réaliser des transitions plus raides (flancs de la bande de filtrage plus abrupts).

Un compromis doit cependant être trouvé avec les pertes d'insertion augmentées du fait qu'on augmente le nombre de résonateurs élémentaires.



Reference loss : 4 poles 4 dB,6 poles 4.1 dB 4 poles : 3.8 mm X 3.8 mm, 6 poles 7 mm X 5 mm

2.10 Structure de filtre SAW en échelle (ladder)



Ladder Type S.A.W. Resonator Filter

Principe : on utilise deux types de résonateurs SAW dont les fréquences de résonance sont \neq . En série ou en parallèle, les admittances sont inversées $(f_r \leftrightarrow f_a)$.

Exemple de filtre DCS $f_0 = 1840.5 \text{ MHz}$ pertes insertion 2 dB $3 \times 3 \text{ mm}^2$

2.11 Duplexeurs SAW



Spécifiquement pour filtrer les signaux directement sur l'antenne, on réalise dans le même dispositif les fonctions transmission (Tx) et réception (Rx).

Exemple d'un duplexeur CDMA. Les bandes Tx et Rx doivent être séparées en garantissant leur isolation réciproque. IL Tx : 1.6 dB IL Rx : 2.4 dB

2.12 Simulation numérique des dispositifs SAW2.12.1 Contribution électrostatique



L'IDT impose la forme du potentiel électrique uniquement sous les électrodes. Sur la surface libre (entre les électrodes) les charges sont nulles. Dans une électrode, les charges sont répulsives : elles s'accumulent aux bords, créant des pointes de champ électrique.

2.12.2 Propagation des SAW dans un réseau d'électrodes

La propagation est dispersive : à la différence d'une surface libre ou uniformément métallisée, la vitesse des SAW dans un réseau d'électrodes dépend de la fréquence. Il en est de même de l'atténuation et du couplage par exemple.

Effet de mass-loading : de façon générale, la masse des électrodes posées sur la surface conduit à un ralentissement des ondes (il existe cependant des contreexemples) dû à un stockage d'énergie mécanique par les électrodes.

Allure de l'admittance Y(f) = I(f) / U pour un réseau d'électrodes :



Admittance harmonique : on considère un réseau périodique infini, excité alternativement à travers deux bus selon $U \exp(i\omega t)$. Y(f) le rapport du courant dans une période sur la tension appliquée.

2.12.3 Simulation numérique FEM/BEM



On considère uniquement une période p du réseau. On impose des conditions de périodicité aux frontières. **FEM : finite element method** L'électrode (acoustique seule) est maillée. Les déplacements aux noeuds sont obtenus comme solution de $(K - \omega^2 M) \mathbf{u} = \mathbf{F}$ où \mathbf{F} représente les forces sur l'interface métal / substrat piézoélectrique.

Pour traiter le substrat, on utilise la fonction de Green de la surface, qui relie les déplacements généralisés aux contraintes généralisées :

$$\bar{u}_i = G_{ij} \bar{T}_{j2}$$

BEM : boundary element method. On raccorde le substrat et l'électrode en développant les contraintes sur la surface sous la forme de polynômes de Tchebychev : $\bar{T}_{j2} = \sum_{m=1}^{M} A_m P_m(\bar{x}) / \sqrt{1-\bar{x}^2}$ avec $\bar{x} = 2x_1 / a$. De même on développe les déplacements généralisés sous la forme $\bar{u}_i = \sum_{m=1}^{M} B_m P_m(\bar{x})$. En combinant FEM et BEM on obtient les coefficients inconnus A_m et B_m .

2.12.4 Méthodes matricielles mixtes électrique / acoustique



On représente une période d'un transducteur par ses ports acoustiques et électriques. Pour la partie acoustique, on fait l'hypothèse qu'une SAW se propage (dans les deux directions) à l'exclusion de toute autre onde. Nota : cette hypothèse est approximative puisque que par exemple des ondes de volume peuvent aussi être engendrées par l'IDT.

La matrice reliant ports acoustiques et électriques est de la forme :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r & t & \alpha_1 \\ t & r & \alpha_2 \\ \beta_1 & \beta_2 & Y_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ U \end{pmatrix}$$

r, t:réflexion / transmission ; $\alpha, \beta:$ transduction ; $Y_0:$ auto-admittance.

A partir des matrices élémentaires décrivant chaque section d'un transducteur, on obtient une simulation numérique d'un transducteur fini.

2.13 Fabrication des dispositifs à ondes de surface



a) Classique

Elle est mieux adaptée aux gros motifs (donc grandes périodes ou plus faibles fréquences). L'attaque chimique du métal conduit à une sous-gravure

b) Lift-off

Adaptée aux petits motifs (plus grandes fréquences). On obtient plutôt des sur-gravures.