## Le diapason à quartz comme capteur : utilisation de la carte son de PC pour l'instrumentation

Julie Marc<sup>1</sup>, Clément Canard<sup>1</sup>, Antonin Vailly<sup>1</sup>, Vincent Pichery<sup>2</sup>, Jean-Michel Friedt<sup>2</sup>

<sup>1</sup> étudiants en terminale S au Lycée Charles de Gaulle, Dijon
 <sup>2</sup> enseignant au Lycée Charles de Gaulle, Dijon
 <sup>3</sup> institut FEMTO-ST, département temps-fréquence, Besançon

#### $27~\mathrm{avril}~2013$

Nous proposons d'exploiter le diapason à quartz comme capteur de grandeurs physiques que sont la température, la détection d'un flux d'air ou la condensation d'eau. Afin de sonder au mieux la réponse d'un transducteur caractérisé par un excellent coefficient de qualité, nous proposons de développer sur du matériel couramment disponible – carte son d'ordinateur personnel – les méthodes instrumentales classiquement utilisées dans le domaine du temps-fréquence pour la caractérisation d'oscillateurs et de résonateurs. Ces considérations nous amèneront à développer le matériel et logiciel nécessaire au traitement numérique du signal dans le contexte de l'environnement de développement libre GNURadio.

# 1 Le diapason à quartz : généralités

Le diapason à quartz est probablement le composant électronique le plus largement diffusé auprès du grand publique, puisque à peu près n'importe quel circuit comportant de l'électronique numérique en exploite les fonctionnalités<sup>1</sup>. Malgré l'admiration populaire pour les montres mécaniques dont la promotion se fait au travers des marques de luxe, la stabilité en fréquence d'une montre basée sur un diapason est plusieurs ordres de grandeurs meilleure que dans le cas des oscillateurs mécaniques. En effet, le site web du NIST<sup>2</sup> indique que les meilleures montres mécaniques présentent une stabilité de 1/100 s/jour soit une stabilité relative de fréquence de  $10^{-7}$  tandis que les certificats de chronomètres mécaniques imposent une stabilité de l'ordre de  $10 \text{ s/jour (soit } 10^{-4} \text{ en stabilité relative de fréquence)}$ , alors que nous verrons qu'un diapason à quartz sur le montage le plus simple qui soit présente une stabilité relative de fréquence de  $8 \times 10^{-9}$  et  $2 \times 10^{-7}$  sur une minute et un jour respectivement (Fig. 1).

La variance d'Allan  $\sigma_y(\tau)$  est un estimateur de la stabilité d'un dispositif lors d'une observation sur une durée  $\tau$  bien plus puissant que la simple variance scalaire  $\sigma$  d'une grandeur x de valeur moyenne  $\langle x \rangle : \sigma^2 = \sum (x - \langle x \rangle)^2$ . Sans entrer dans les détails techniques de son calcul [1] nous utilisons les scripts disponibles à http://www.alamath.com/ ou http://www.mathworks.fr/ matlabcentral/fileexchange/26659-allan-v3-0/ pour GNU/Octave pour tracer les courbes proposées dans ce document – nous allons nous efforcer de comprendre comment interpréter ces graphiques. En abscisse un temps d'intégration  $\tau$  donné par un multiple de l'intervalle de temps entre deux mesures, typiquement 1 s. En ordonnée,  $\sigma_y(\tau)$  est la variance calculée sur des segments d'échantillons moyennés sur une durée  $\tau$ . Cet outil est classique pour déterminer les diverses constantes de temps caractéristiques du comportement d'un système<sup>3</sup>. À court terme, la variance décroît souvent avec le temps d'intégration  $\tau$  croissant car une moyenne sur N points fait baisser la variance d'un signal pollué par un bruit blanc selon une loi en  $\sqrt{N}$  (donc pente de la décroissance de  $\sigma_u(\tau)$  en  $\sqrt{\tau}$ ). À partir d'un certain point – minimum de la variance d'Allan – la variance recommence à croître du fait des dérives systématiques – fluctuations aléatoires de fréquence ou dérive long terme. Un exemple pratique d'exploitation de la variance d'Allan – qui s'applique à toute grandeur physique évoluant dans le temps et pas uniquement aux séquences temporelle de mesures de fréquences d'horloges, est proposée à [2]. Toutes les grandeurs affichées sont normalisées : dans notre cas une fluctuation relative de  $10^{-7}$  sur un temps d'intégration de 1 s signifie que la fréquence de sortie du diapason à quartz cadencé à  $32768 \text{ Hz}=2^{15} \text{ Hz}$  présente des fluctuations de quelques mHz.

<sup>1.</sup> J. Vig annonce une production annuelle de diapasons à quartz en centaines de millions de pièces, http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a248503.pdf

<sup>2.</sup> http://www.nist.gov/pml/general/time/revol.cfm

Ainsi, malgré ce dédain pour les montres de faible coût, le composant au cœur de cette exceptionnelle stabilité est un sujet digne d'investigation, qu'il s'agisse pour s'approprier des méthodes de travail associées aux domaines du temps et des fréquences, ou pour en détourner l'application comme capteur de grandeurs physiques.



FIGURE 1 – Variance d'Allan d'un diapason encapsulé sous vide (rouge) et exposé à l'air (vert) monté en oscillateur sur un 4060 et dont la fréquence est mesurée par compteur de fréquence HP53131A.

Nous nous proposons dans cet article de nous familiariser avec le diapason à quartz<sup>4</sup> comme un capteur à sortie de fréquence, dont la capacité d'agir comme capteur sensible provient de l'excellente stabilité de sa ligne de base en l'absence de perturbation externe (fort facteur de qualité) et la capacité à effectuer une mesure par rapport à une référence très stable. Néanmoins, nous verrons que l'instrumentation nécessaire à ce type de mesure n'est pas encore largement disponible en dehors des laboratoires de recherche – et notamment pour l'enseignement – alors que tout ordinateur possède les capacités à être utilisé à des fins d'instrumentation appropriées. Afin de s'affranchir de toute contrainte légale concernant les développements logiciels qui nous intéressent, nous nous focaliserons sur l'exploitation de logiciels libres autour de la série d'outils regroupés dans GNURadio [3] pour le traitement numérique du signal. Nous verrons comment, sans appréhender dans cette présentation le développement de nouveaux blocs de traitement spécifiques à la résolution de notre problème de mesure de fréquence, la disponibilité des codes sources des logiciels que nous utilisons nous permet d'apprendre du travail d'autrui et s'en inspirer.

# 2 Exploitation du diapason à quartz : boucle ouverte ou boucle fermée

Un transducteur basé sur la propagation d'une onde élastique [4] voit ses propriétés varier pour deux causes : modification de la célérité de l'onde du fait d'une variation des constantes du matériau sous l'effet d'une action extérieure à détecter (température, contrainte) ou modification des conditions limites de propagation de l'onde. Dans tous les cas, les deux grandeurs représentatives pour un utilisateur sont

<sup>4.</sup> toutes les expériences présentées dans cet article ont été faites sur des diapasons à quartz récupérés sur des cartes mères d'ordinateurs personnels considérés comme obsolètes. Le lecteur désireux de s'approvisionner à une source commerciale peut se référer au produit ref. 1216227 ou 1457086 chez Farnell, 0.22 euro/pièce. On prendra soin dans ce cas de choisir des boitiers  $3 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$ , plus faciles à manipuler lors de l'ouverture de l'encapsulation que les versions plus compactes.

la durée de propagation de l'onde mécanique – observée sous forme de fréquence ou de déphasage – et éventuellement les pertes (dissipation d'énergie mécanique dans l'environnement). L'utilisation d'un dispositif vibrant fondé sur un matériau piézoélectrique tient en l'efficacité de la conversion électromécanique en terme de compacité et de consommation électrique : alors qu'une onde mécanique pourrait être générée de diverses façons (dilatation thermique [5], choc mécanique [6], excitation électrostatique ou magnétique [8]), l'actuation par substrat piézoélectricité s'avère la méthode la plus compacte et la moins gourmande en énergie. Du point de vue de l'utilisateur, bien que la physique du transducteur soit basée sur la propagation d'une onde mécanique, le capteur apparaît comme un composant électrique aux propriétés inaccessibles par des composants électroniques classiques (inductance équivalente qui induirait une résistance rédhibitoire si elle était réalisée par un bobinage) [9, 10].

L'identification du temps de vol de l'onde élastique peut s'obtenir de deux façons : soit en sondant la fonction de transfert du transducteur en régime forcé, avec excitation par une source externe, soit par mise en oscillation du dispositif en bouclant sur un amplificateur. Nous allons aborder ces deux approches, et illustrer leur exploitation avec du matériel couramment disponible sur les sites d'enseignement, à savoir des amplificateurs opérationnels et la carte son d'un ordinateur personnel (PC) [11, 12].

Mentionnons dès à présent que nous désirons exploiter une unique source d'alimentation, à savoir la tension +5 V disponible sur le connecteur USB devenu maintenant standard sur tout circuit électronique à destination du grand publique. Cette contrainte, qui élimine le besoin d'une alimentation de laboratoire et rend le circuit résultant mobile et simple de mise en œuvre en tout lieu pour démonstration, permet de découvrir les contraintes liées aux développements de circuit embarqués où la gestion des alimentation est un problème complexe. Nous verrons notamment que la contrainte d'une alimentation asymétrique rend le fonctionnement classiquement enseigné des amplificateurs opérationnels quelque peu différent (Fig. 2).



FIGURE 2 – Montage pour sonder un dispositif en boucle fermée (oscillateur), totalement autonome sur ordinateur portable, alimenté par port USB (+5V, max 400 mA) et exploitant la carte son pour le traitement des signaux.

## **3** Aspects expérimentaux : la carte son

La caractéristique d'un résonateur à onde élastique – et en particulier du diapason à quartz – tient en son facteur de qualité Q extrêmement élevé. Les valeurs de  $Q \ge 80000$  sont annoncées comme typiques dans les notices des fabriquants (*datasheet*), traduisant la capacité du transducteur à absorber les fluctuations de l'environnement <sup>5</sup> et donc de fournir une source stable de fréquence. Il est par conséquent nécessaire, pour mesurer l'évolution dans le temps du comportement d'un diapason, de disposer d'une source plus stable que l'objet en cours d'investigation. Les générateurs basse fréquence (GBF) – formés d'oscillateurs grossiers à base de condensateurs et inductances variables qui dérivent dans le temps et

<sup>5.</sup> le facteur de qualité est défini comme proportionnel au rapport de l'énergie emmagasinée à l'énergie dissipée à chaque période, et en ce sens s'associe à l'inertie du résonateur aux perturbations externes. La constante de temps de réaction d'un résonateur à une perturbation extérieure est  $Q/\pi$  périodes, signifiant que toute perturbation plus rapide que  $Q/(\pi f)$  n'affecte pas significativement le comportement du résonateur. Nous verrons plus loin qu'un diapason à quartz opérant à f = 32768 Hz présente un facteur de qualité typique de 80000, soit une constante de temps d'environ 1 s.

avec les conditions environnementales – ne répondent pas à ce critère. Seule une autre source cadencée par un résonateur à quartz de meilleure qualité que le diapason permettra de fournir une source plus stable apte à sonder le comportement du diapason sans polluer la réponse par sa propre fluctuation dans le temps. Un périphérique communément disponible et répondant à ces exigences est la carte son d'un PC.

Nous allons analyser les fonctionnalités d'une carte son, dans un premier temps pour caractériser la fonction de transfert du diapason (analyseur de réseau) et dans un second temps pour implémenter un compteur de fréquence suffisamment performant pour nos besoins. Cette maîtrise d'un périphérique informatique passe nécessairement par une phase de développement logiciel : tous les tests présentés ici se font sur un ASUS eeePC701 muni d'une carte développée autour d'un composant Realtek ALC662, contrôlé par un système d'exploitation Debian GNU/Linux (noyau 2.6.32) et le logiciel GNURadio (version 3.6.1 compilé à partir des sources  $^{6}$ ).

#### 3.1 L'entrée audio pour la mesure

Toute la discussion qui va suivre concerne l'échantillonnage en temps discrets (numérisation) de signaux continus dans le temps (analogiques). La théorie classique de traitement du signal informe qu'une condition sur la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  nécessaire à la reconstruction du signal inconnu est qu'aucune composante de ce dernier ne doit se trouver à plus de  $f_e/2$  [14]. Une approche classique garantissant cette condition est de faire précéder le convertisseur analogique-numérique, cadencé à  $f_e$ , par un filtre passe-bas de fréquence de coupure inférieure ou égale à  $f_e/2$ . Deux conditions se rencontrent en pratique sur les cartes d'acquisition audio équipant les ordinateurs <sup>7</sup> : la présence d'un filtre analogique juste après l'entrée audio – filtre qui a le mauvais goût de ne pas pouvoir être adapté en fonction de la fréquence d'échantillonnage sélectionnée par l'utilisateur <sup>8</sup> – ou un suréchantillonnage du signal considéré par la carte son suivi d'un filtre passe-bas numérique et d'une décimation pour fournir les données à la fréquence  $f_e$ .



FIGURE 3 – Gauche : schéma bloc définissant dans gnuradio-companion une acquisition à 96 kHz et affichage de la transformée de Fourier du signal acquis alors que l'entrée son d'un PC est excitée par un synthétiseur de fréquence générant une sinusoïde de fréquence variable (amplitude 100 kHz). Le filtre anti-repliement devient visible aux hautes fréquences. Droite : mesure alors que la fréquence générée par le synthétiseur dépasse 48 kHz. En insert, simulation justifiant que deux signaux de part et d'autre de la demi fréquence d'échantillonnage apparaissent identiques (ici deux sinusoïdes à 40 kHz, bleu, et 56 kHz, rouge, pour un échantillonnage à 96 kHz. Les traits verticaux noirs représentent les dates et valeurs d'échantillonnage à 96 kHz, tandis que les deux courbes en trait plein rouge et bleue sont les signaux d'entrée tels qu'ils seraient obtenus avec une fréquence d'échantillonnage de 960 kHz). Les mesures se font par pas de 1 kHz à partir de 48 kHz : le signal reste exploitable jusqu'à 56 kHz.

Le cas qui va nous intéresser au cours de cet exposé ne concerne pas des signaux totalement aléatoires mais au contraire des signaux de faible encombrement spectral (périodiques) autour d'une porteuse. En l'absence de la condition de reconstruction d'un signal aléatoire, nous pouvons volontairement tenter d'enfreindre la condition d'échantillonnage [13] et fournir en entrée de la carte son un signal de fréquence

<sup>6.</sup> utilisation du script http://www.sbrac.org/files/build-gnuradio

<sup>7.</sup> Une ressource fort bien documentée sur le sujet est disponible à http://www.clarisonus.com/Research\%20Reports/ RR001-SoundCardEval/RR001-PCsoundCards.html, visitée en mars 2013

<sup>8.</sup> Rappelons que pour une carte son d'ordinateur personnel, les fréquences classiques d'échantillonnage comprennent  $f_e \in [8:48]$  kHz. Nous verrons que les cartes son permettant d'échantillonner à 96 kHz – voir même 192 kHz pour les cartes haut de gamme – sont désormais disponibles.

supérieur à  $f_e/2$ . Dans ces conditions, nous exploitons un phénomène nommé repliement spectral (*aliasing* dans la littérature anglophone) qui résulte du constat qu'un signal de fréquence  $f > f_e/2$  échantilloné à  $f_e$  ne peut être distingué du signal à  $f_e - f$ . Cette affirmation est valable pour tout f supérieure à un multiple de  $f_e$ , mais est en pratique difficile à exploiter au-dessus de  $f_e$  tel que nous le constatons sur la Fig. 3 : les filtres anti-repliement implémentés dans le carte son nous rappellent aux bonnes manières et, dans le cas de nos tests, nous interdisent d'exploiter un signal en entrée au dessus de 56 kHz pour  $f_e = 96$  kHz. Nous avons néanmoins, par cette approche, étendu de plus de 15% la gamme de fréquence de signaux monochromatiques analysables. Une telle approche s'inspire fortement de la stroboscopie, dans laquelle seule la bande passante du signal à analyser, et non sa fréquence centrale, importe.

## 4 Approche boucle fermée : l'oscillateur

## 4.1 Conditions d'oscillation

Un oscillateur est un dispositif présentant une rétroaction entre un amplificateur large bande et un dispositif d'une grande sélectivité spectrale définissant la fréquence de fonctionnement, grandeur qui va nous intéresser. De par sa configuration en boucle fermée, un oscillateur est de façon générale un circuit fastidieux à déverminer s'il ne fonctionne pas du premier coup. Il est néanmoins utile de comprendre la physique du fonctionnement d'un oscillateur pour en déterminer les paramètres de fonctionnement a priori. Les conditions, dites de Barkhausen, indiquent que le gain de l'amplificateur doit compenser les pertes dans le dispositif sélectif en fréquence – nommé résonateur – et par ailleurs que la rotation de phase dans la boucle comprenant le résonateur et l'amplificateur doit être multiple de  $2\pi$ . Si l'excursion de la rotation de phase dans la bande passante du résonateur est de  $\pi$  comme souvent le cas dans un dispositif modélisé par un circuit RLC série, alors un amplificateur se comportant comme inverseur permet de facilement respecter cette contrainte. Dans le cas contraire, allonger la longueur de la boucle en y ajoutant des retards (longueurs de câble pour les oscillateurs radiofréquences dont les longueurs d'onde vont du mètre au centimètre) permet d'atteindre la condition d'oscillation dans la majorité des cas.



FIGURE 4 – Mesure de fréquence toutes les secondes alors que le diapason est soumis a des flux d'air tel que visible dans la photographie de la Fig. 1.

Pour le cas basse fréquence qui nous intéresse ici, un composant est disponible pour une fraction d'euro spécifiquement conçu pour atteindre notre objectif : le 4060<sup>9</sup>. Nous verrons que non-seulement ce composant est idéal pour former un oscillateur centré autour du diapason à quartz, mais qu'en plus il comporte les étages de division qui vont simplifier la mesure de la fréquence de fonctionnement. Sa mise en œuvre la plus simple, visualisée sur la Fig. 1, montre que le circuit amplificateur est capable de compenser les pertes mêmes très importantes d'un diapason exposé à l'air depuis plusieurs années (oxydation des électrodes en argent et pertes par rayonnement d'ondes acoustiques dans l'air viscoélastique). Une mesure avec un compteur de fréquence professionnel HP53131A est présentée sur la Fig. 4 alors que le diapason

<sup>9.</sup> par exemple http://fr.farnell.com/texas-instruments/cd4060be/ci-logique-serie-4000/dp/1106111

est soumis à des variations de température et des flux d'air : notre objectif dans la suite de cette présentation est de reproduire avec du matériel peu coûteux et largement disponible – une carte son de PC – ces résultats.

#### 4.2 Diviser ou mélanger

Nous verrons plus loin dans ce document que nous voudrons utiliser la carte son d'un ordinateur personnel (PC) pour acquérir les propriétés caractérisant le diapason. Cependant, même une carte permettant une acquisition à 96 kéchantillons/s aura du mal à convenablement caractériser un diapason à 32768 Hz, étant très proche de la condition d'échantillonnage, tandis qu'une carte son fonctionnant à 48 kéchantillons seconde permettra une mesure par l'exploitation consciente d'un artéfact du traitement du signal en temps discret qu'est le repliement spectral (*aliasing*).

Afin de s'affranchir de ces difficultés expérimentales, nous allons introduire les méthodes de mesures classiquement rencontrées en radiofréquence, à savoir la division et le mélange.

La division de fréquence par puissance de 2 se résume à un compteur. En effet, si un composant permet de ne changer d'état de sortie que sur un front de l'horloge d'entrée, alors la période du signal de sortie sera double de la période du signal d'entrée. Le 4060 comporte, en plus de l'amplificateur qui permet de mettre le résonateur en oscillation avec l'aide du paire de condensateurs (broches 10 et 11), 10 étages de comptage qui commencent avec la division par  $2^4 = 16$  pour atteindre  $2^{14}$  (soit 0,5 Hz en sortie). Bien qu'un signal à 2 kHz soit parfaitement compatible avec une mesure sur une carte son échantillonnant autour de 48 kéchantillons/s (soit 24 échantillons/période), l'inconvénient de cette approche est de réduire d'autant les fluctuations de fréquences que nous cherchons à observer, et donc de nécessiter une stabilité de l'oscillateur de référence accrue et une durée de mesure allongée.

L'alternative consiste à mélanger le signal à mesurer avec un signal de référence plus stable (supposé comme parfaitement stable en fréquence en pratique). Le mélange se traduit en radiofréquence par la multiplication de deux signaux périodiques qui passent par un composant au comportement non-linéaire, et en basse fréquence par l'utilisation d'une porte logique XOR. L'application de ces composants au comportement non-linéaire induit des termes qui portent sur le produit des signaux en entrée, soit

$$\cos(\omega_1 t) \times \cos(\omega_2 t) \propto \cos\left((\omega_1 - \omega_2)t\right) + \cos\left((\omega_1 + \omega_2)t\right)$$

En éliminant le terme haute fréquence en  $(\omega_1 + \omega_2)t$  par une filtre passe bas, nous obtenons bien en sortie du mélangeur un signal de pulsation  $(\omega_1 - \omega_2)$ , soit une transposition du signal  $\omega_1$  (variable à mesurer) d'une valeur  $\omega_2$  (supposée fixe). Cette approche permet de maintenir les fluctuations recherchées sur  $\omega_1$ , mais de simplement transposer le signal dans une gamme de fréquence acceptable pour la carte d'acquisition.

#### 4.3 Principe du compteur réciproque

Un compteur direct implémente la première idée qui viendrait pour la mesure de fréquence : compter le nombre de périodes – définies comme le passage du signal analysé d'un côté à l'autre d'un seuil – pendant un intervalle de temps pré-défini. Cette approche naïve présente une résolution uniquement dépendante de l'intervalle de temps de mesure  $T_{porte}$ . En effet, l'oscillateur de fréquence inconnue  $f_i$ va présenter un nombre de périodes N pendant ce temps  $T_{porte}$  tel que  $N = T_{porte} \times f_i$ . Un calcul d'incertitude nous indique que l'erreur  $\Delta N$  sur N de une unité se traduit par une erreur  $\Delta f_i$  sur  $f_i$  en supposant l'intervalle  $T_{porte}$  parfaitement connu de  $\Delta N = 1 = T_{porte} \times \Delta f_i$  donc  $\Delta f_i = 1/T_{porte}$  qui nous ramène à la classique incertitude d'Heisenberg.

Une approche plus efficace consiste à considérer qu'en pratique, l'intervalle  $T_{porte}$  n'a que peu d'importance, et qu'il est généré par un décompte sur un oscillateur rapide supposé parfait, dit oscillateur de référence de fréquence  $f_r$ . Le temps de porte est défini par un décompte de M périodes de la référence donc  $T_{porte} = M/f_r = N/f_i$ . Or si maintenant l'incertitude ne porte plus sur N le nombre de périodes du signal inconnu, mais sur M la durée de la porte qui elle est définie par un oscillateur de fréquence aussi élevée que la technologie le permet, alors le calcul d'incertitude devient

$$\frac{\Delta M}{M} + \frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\Delta N}{N} + \frac{\Delta f_i}{f_i}$$

avec le préfixe  $\Delta$  indiquant l'incertitude sur chaque grandeur. Cette fois, N est parfaitement connu donc  $\Delta N = 0$  et nous recherchons la transition de l'oscillateur de référence – parfaitement connu lui aussi donc



FIGURE 5 – Gauche : principe de la mesure par division de fréquence où un 4060 sert à la fois d'amplificateur pour faire osciller le résonateur à 32 kHz, et de diviseur de fréquence (sortie Q4 qui divise par  $2^4=16$ ). Droite : démonstration du gain de résolution par un compteur réciproque par rapport au compteur direct, le signal mesuré (dont la fréquence en rouge doit être identifiée) est synthétisé par logiciel dans cette étape de validation.

 $\Delta f_r = 0$  – la plus proche de la transition (connue) de  $f_i$  proche de la durée  $T_{porte}$  après déclenchement de la mesure. Par conséquent,  $\Delta M = 1$  et il reste

$$\frac{1}{M} = \frac{\Delta f_i}{f_i} \Leftrightarrow \Delta f_i = \frac{f_i}{f_r \times T_{porte}}$$

Le gain en résolution de mesure est de  $f_r/f_i$  qui, dans notre cas particulier, sera  $f_r = 96$  kHz et  $f_i \simeq 2$  kHz soit un facteur 48 (Fig. 5). En pratique, un compteur de fréquence performant utiliserait une fréquence de référence  $f_r$  bien plus élevée que les 96 kHz imposés par la carte son d'un PC, typiquement en utilisant un oscillateur de référence de quelques dizaines de megahertz.

#### 4.4 Division

Étant donné que le 4060 que nous utilisons pour faire osciller le diapason possède déjà les étages de division, il s'agit évidemment de l'approche la plus simple. Bien que fonctionnelle (Fig. 6), nous avons vu que la réduction des fluctuations de fréquences à mesurer par le facteur de division accentue les contraintes sur les performances du compteur.

#### 4.5 Mélange et amplification d'écart

Le mélange de l'oscillateur à analyser avec un oscillateur décalé supposé parfaitement stable permet de ramener le signal à mesurer dans la bande passante de la carte d'acquisition. Contrairement à la division de fréquence, la grandeur à mesurer reste aussi importante après transposition, simplifiant d'autant la mesure (Fig. 7).

Afin de pallier au manque de résolution du compteur fonctionnant sur une fréquence d'échantillonnage aussi basse, une approche consiste à multiplier la source afin de multiplier par la même occasion ses fluctuations. Cette opération se fait par boucle à vérrouillage de phase (PLL [17]) et nous vérifions que la variance d'Allan sur la fréquence relative est bien conservée par cette opération (Fig. 8). Ainsi, une extension de l'approche du mélange consiste à *multiplier* les deux oscillateurs de référence et de mesure dans un premier temps, avant de les ramener dans la bande de mesure. En effet dans notre exemple, nous mélangeons un oscillateur à 32,0 kHz avec un oscillateur à 32,7 kHz et le résultat autour de 700 Hz est bien en deçà de la demi-fréquence d'échantillonnage de la carte son. Nous pouvons donc nous permettre de multiplier par 16, par PLL, chacun de ces oscillateurs, avant de les mélanger pour les ramener toujours dans la bande passante de la carte d'acquisition, mais cette fois en ayant *multiplié* par 16 la fluctuation de fréquence à mesurer (Fig. 9) [18].

#### 4.6 La carte son comme analyseur de réseau

Lors de ces expérimentations, il est apparu qu'une source de fréquence suffisamment stable pour maintenir sur une longue durée le point de fonctionnement d'un diapason n'est pas simple à obtenir en



FIGURE 6 – Droite : mesure de fréquence après division par 16 par méthode de compteur direct (vert) et compteur réciproque (rouge). Le diapason est chauffé deux fois en approchant une panne de fer à souder aux dates 20 et 50 s. Le gain en résolution de la seconde méthode est observé par le passage d'une résolution en fréquence de 1 Hz à 0,02 Hz qui se traduit directement par un tel gain sur la résolution de température mesurée. Gauche : schéma bloc de la mesure avec l'entrée audio (*Audio Source*) qui alimente le bloc compteur que nous avons développé par ailleurs. Les blocs grisés permettent de synthétiser un signal afin de tester le bon fonctionnement du compteur de fréquence, et ne sont pas actifs au cours de cette acquisition.



FIGURE 7 – Gauche : circuit mélangeur exploitant la porte XOR d'une boucle à vérrouillage de phase 4046 pour traiter les signaux issus de 4060 exploités en oscillateur uniquement (sortie Q0 sur la broche 9 du composant). Droite : résultat de la mesure lorsqu'un diapason à 32000 Hz est chauffé 3 fois par la pointe d'un fer à souder. Noter l'excursion de fréquence, considérablement plus importante qu'après division de fréquence (Fig. 6), pour des conditions de température à peu près similaires.

dehors d'un environnement de laboratoire de recherche. Néanmoins, il semble que tout ordinateur personnel récent soit muni de cartes sons, et que la propriété d'émettre du son en même temps qu'enregistrer (carte *full duplex*) soit devenu la norme plutôt que l'exception comme ce fut à une époque révolue. Nous nous sommes par conséquent efforcés de mettre en œuvre une telle interface pour caractériser la fonction de transfert d'un diapason à quartz. En effet, pour les applications visant à observer des variations de comportement du diapason à quartz qui induisent notamment des variations de l'amplitude du signal (atténuation de l'amplitude de propagation de l'onde élastique par variation de la densité du fluide environnant le transducteur [22] ou par dépôt d'eau dans une application d'hygromètre à point de rosée [23, 24]), un oscillateur décrochera rapidement en cas de surcharge du diapason. Une approche en boucle ouverte dans laquelle le dispositif est sondé en régime forcé près de sa fréquence de résonance garantit une robustesse de la mesure sur une large gamme de fonctionnement et surtout une méthode de qualification du bon fonctionnement du capteur. En effet en cas de destruction du capteur ou d'exploitation dans un mode excessivement atténué, un oscillateur sera susceptible de fournir une information erronée en oscillant sur un mode parasite (électromagnétique au lieu de mécanique) alors qu'une analyse de la fonction de transfert en régime forcé permet une identification du point de fonctionnement et la définition



FIGURE 8 – Comparaison de la variance d'Allan avant et après multiplication par boucle à vérrouillage de phase (PLL, gauche) en vue de créer un multiplicateur d'écarts de phases. Nous constatons que la variance d'Allan, un estimateur de variation *relative* des fluctuations de fréquence, est indépendante du facteur de multiplication, confirmant que le bruit est simplement multiplié par le facteur de la PLL (sans autre ajout de bruit supplémentaire). Droite : schéma de principe du multiplicateur d'écarts. Dans notre cas,  $f_1$  et  $f_2$  étant déjà significativement différentes (puisque issues d'un diapason encapsulé et décapsulé respectivement), nous avons pris le même facteur de multiplication dans les deux branches.



FIGURE 9 – Mesure de fréquence d'un diapason à quartz décapsulé (fréquence d'environ 32400Hz) par rapport à un diapason supposé idéal à 32768 Hz, avec multiplication par 16 de l'écart de fréquence par PLL. Noter que grâce à cette méthode de mesure, une variation de fréquence à peine observable sur un compteur professionnel (Fig. 4) est maintenant transformée en variations de plusieurs dizaines voir centaines de Hz. La limitation de résolution de mesure sur des variations aussi importantes réduisent considérablement les performances requises au niveau du compteur de fréquence.

d'un critère sur l'intensité de la résonance sous lequel le capteur est déclaré inapte au service.

Le premier point que nous avons exploré est la capacité de restituer un son en même temps qu'enregistrer la réponse du diapason. Bien qu'un outil libre tel que **audacity**<sup>10</sup> permette d'utiliser la carte son comme source de signaux arbitraires ou pour une analyse du spectre du signal acquis, il ne semble pas capable d'effectuer les deux opérations simultanément. Nous avons expérimenté avec les scripts Python disponibles sur le web<sup>11</sup> et avons eu la satisfaction de constater que deux instances indépendantes

<sup>10.</sup> audacity.sourceforge.net/

<sup>11.</sup> http://code.activestate.com/recipes/577592-simple-1khz-audio-function-generator-using-standar/?in= user-4177147# pour la source et http://code.activestate.com/recipes/577955-a-demo-frequency-counter-with-a-difference-text-mo, pour le compteur



FIGURE 10 – Émission et réception simultanées d'un signal par la carte son contrôlée par GNURadio. À gauche un triangle est émis (Signal Source connecté à Audio Sink) par la carte son, bouclée par une liaison physique entre sa sortie audio (casque) et son entrée (microphone), et l'affichage sur le bloc oscilloscope de GNURadio (Audio Source connecté à Scope Sink) restitue bien le signal émis. Droite : lorsque la liaison physique entre la sortie et l'entrée de la carte son est coupée (date 1,2 s), les oscillations sont remplacées par le bruit de mesure sur la sortie oscilloscope. Il s'agit bien d'une mesure en full duplex et non d'un artéfact de mesure.

de Python sont capables d'accéder simultanément aux ressources de la carte son mises à disposition au travers des modules ALSA sous GNU/Linux, et donc de traiter un signal en entrée (compteur de fréquence) en même temps qu'un son est émis (Fig. 10). La seule subtilité dans cette démonstration est de découpler la composante basse fréquence (continue) entre émission et réception en y intercalant un condensateur (470 nF dans notre cas, soit une impédance de 340  $\Omega$  à 1 kHz) afin que le seuil de détection des périodes du compteur de fréquence soit dans la gamme de mesure.

Python est certes une solution attractive pour le traitement du signal, mais un outil comprenant déjà une bibliothèque de sources de signaux et de blocs de traitement numérique du signal est déjà disponible sous le projet gnuradio. Par ailleurs, un environnement graphique exploitant ces blocs de traitement et générant du code Python est disponible à gnuradio-companion<sup>12</sup>. Nous nous contenterons dans ces pages de décrire l'utilisation de ces logiciels, le développement de nouveaux blocs ayant été décrit par ailleurs [3] et dépassant le cadre de cette présentation<sup>13</sup>.

### 4.7 Mise en œuvre expérimentale

La question de l'exploitation de capteurs à ondes élastiques en boucle fermée (oscillateur) ou boucle ouverte (régime forcé) reste un sujet d'étude à ce jour [19]. Il nous semble que la mesure en boucle ouverte présente plusieurs avantages, notamment une qualification des conditions de fonctionnement du capteur par acquisition de sa fonction de transfert lors de l'initialisation de la mesure, une dynamique accrue, ainsi qu'une sélection d'un point de fonctionnement imposé (particulièrement utile pour les dispositifs multimodes ou présentant une dynamique réduite avec risque d'accrocher un oscillateur sur un mode diélectrique au lieu de acoustique).

Il s'avère que les cartes son récentes d'ordinateurs personnels permettent de cadencer les signaux émis et reçus à 96 kHz. Cette fréquence d'échantillonnage est tout juste suffisante pour respecter le critère de Shannon d'une fréquence de travail double de la fréquence maximale analysée.

Nous avons vu auparavant que dans sa version numérique, un détecteur de phase est formé d'une porte XOR suivie d'un filtre passe-bas. Cette considération se déduit de l'exploitation classique de signaux radiofréquences pour extraire phase et magnitude d'un signal en le comparant avec un oscillateur local.

 $<sup>12. {\</sup>tt www.joshknows.com/grc}$ 

<sup>13.</sup> Attention : bien que grc génère un code Python pour assembler les blocs de traitement, les données traitées ellesmêmes ne sont jamais accessibles dans ce code Python. Il est envisageable, depuis la version 3.6.3 de GNURadio, d'écrire des blocs de traitement du signal en Python tel que décrit à http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki/ OutOfTreeModules#Tutorial-3-Writing-a-signal-processing-block-in-Python. Bien que les performances dégradées par rapport au C(++) encouragent à développer dans ce second langage, la compatibilité de GNURadio avec un traitement du signal implémenté en Python fournit une solution intermédiaire attractive entre le prototypage sous GNU/Octave (lent et nécessitant ensuite une conversion vers GNURadio) et l'implémentation en C (longue à déverminer et ne profitant pas des nombreuses bibliothèques disponibles dans numpy et scipy). Ainsi, Python devenant le langage informatique enseigné en classes préparatoires, il semblerait que gnuradio puisse répondre à une application pédagogique dans ce cadre puisque les codes de traitement du signal sont alors directement compatibles avec un traitement en ligne au lieu de simples démonstrations de décodages sur des fichiers enregistrés au préalable.

La notion de phase  $\varphi$  n'a de sens que pour un signal de pulsation  $\omega$  relativement à un autre signal de même fréquence  $\omega_0$ : afin d'extraire cette information, le mélange produit  $A\cos(\omega_0 t) \times A'\cos(\omega t + \varphi) \propto$  $AA'\cos((\omega + \omega_0)t + \varphi) + AA'\cos((\omega - \omega_0)t + \varphi)$  avec A et A' les amplitudes des signaux de référence et de mesure. Le filtre passe bas élimine le terme en  $\omega + \omega_0$  et il reste un terme proportionnel au produit des amplitudes de l'oscillateur local et du signal à analyser, ainsi que  $\varphi$  si  $\omega = \omega_0$ . En supposant l'oscillateur local parfaitement maîtrisé, les deux seules variables sont A' et  $\varphi$ . Le nombre d'équations atteint le nombre de variables si cette même opération est effectuée sur le signal de l'oscillateur décalé en quadrature, à savoir  $A\sin(\omega_0 t) \times A'\cos(\omega t + \varphi) \propto AA'\sin(\varphi)$  après filtrage passe-bas et en considérant  $\omega_0 = \omega$ . La littérature nomme le premier terme I (*in-phase*) et le second Q (*quadrature*) : alors que les termes déphasés  $\sin(\omega_0 t)$  et  $\cos(\omega_0 t)$  se programment trivialement de façon logicielle, leur mise en œuvre sur du matériel fonctionnant sur de larges plages de fréquence est un problème d'ingénierie complexe que nous n'aborderons pas ici. Concluons simplement que de ces produits, nous identifions  $\varphi = \arctan(Q/I)$ et  $A' \propto |I + jQ|$  si A est maintenu constant (par conception de l'oscillateur local). Ces concepts se généralisent en dehors du cas des circuits résonants dans les méthodes de mesures par détection synchrone visant à s'affranchir des sources de bruits basses fréquences.



FIGURE 11 – Gauche : blocs de traitement autour du module de démodulation I/Q pour l'extraction de phase (rouge) et magnitude (vert) du signal renvoyé par le dispositif testé à la fréquence d'excitation (réponse supposée linéaire). Droite, fonction de transfert d'un diapason encapsulé, excité par un signal issu d'une carte son cadencée à 96 kHz (en vert la magnitude, en rouge la phase). La photographie d'un diapason décapsulé illustre la simplicité de la mesure puisque la fonction de transfert en transmission est mesurée : un diapason est placé entre la source (sortie casque) et l'entrée (microphone) de la carte son, avec une résistance fonctionnant en protection et comme convertisseur courant-tension. Un convertisseur courant-tension à base d'amplificateur opérationnel permettrait de maîtriser l'impédance vue par le diapason et de filtrer les fluctuations observées en dehors de la résonance, mais nécessiterait des composants actifs additionnels.

Nous implémentons ces considérations de façon logicielle dans GNURadio pour obtenir au final les courbes proposées en Fig. 11 pour un diapason encapsulé et Fig. 12, dans un premier temps caractérisé à fréquence variable puis sollicité par des perturbations extérieures alors que la fréquence d'excitation reste fixe proche de la résonance. Au cours de ces expériences, le diapason est utilisé en transmission, mode de caractérisation inhabituel qui nécessiterait normalement un convertisseur courant-tension puisque nous sollicitons une broche du diapason avec une source de tension (sortie casque de la carte son) et enregistrons sur l'autre broche une tension proportionnelle au courant circulant dans le diapason (entrée microphone de la carte son - l'impédance finie de l'entrée audio fait office de convertisseur couranttension). Le courant est maximum à la résonance qui s'observe comme un maximum sur l'amplitude du signal enregistré. Nous avons soufflé sur le diapason aux dates 102000 et 115000, puis exposé le diapason à la panne d'un fer à souder chauffé à  $350^{\circ}$ C situé à  $\simeq 5$  mm du capteur entre les dates 135000 à 145000. Le schéma bloc de la Fig. 11 illustre l'acquisition de 3 grandeurs dans un fichier binaire (fréquence d'excitation, phase et magnitude) qui se lisent sous GNU/Octave (ou Matlab) pour traitement au moyen de la fonction read\_float\_binary.m disponible dans le répertoire src/utils de gnuradio-core de l'archive GNURadio. Nous ne connaissons pas d'autre logiciel – et en particulier ceux imposant une interface graphique – susceptible de traiter plusieurs millions de points tels que ceux acquis dans ces exemples (pour une fréquence d'échantillonnage de 96 kHz et une décimation de 16, chaque minute de mesures génère 360000 points par canal d'acquisition).



FIGURE 12 – Gauche : fonction de transfert d'un diapason décapsulé, excité par une carte son cadencée à 96 kHz – en rouge la magnitude, en vert la phase. Droite : évolution de la phase (vert) et magnitude (rouge) du diapason sondé à fréquence fixe proche de 32765 Hz, pour un résonateur affecté par diverses perturbations extérieures (souffle sur le diapason aux dates 102000 et 115000, élévation de température par l'approche d'une panne de fer à souder entre les dates 135000 et 145000. Dans ce dernier cas la perturbation a induit un décallage de fréquence tellement important – plus grand que la largeur de la résonance – qu'il a conduit à une perte de signal exploitable entre 138000 et 142000, qui aurait nécessité de redéfinir dynamiquement la fréquence du signal sondant la résponse du capteur).

#### 4.8 Analyseur de réseau de fréquence élevée

Le matériel que nous nous sommes imposés d'utiliser (carte son) ne peut que difficilement générer une sinusoïde autour de 32 kHz. Nous allons étendre la gamme de fréquences de fonctionnement de ce dispositif de mesure en exploitant les harmoniques d'un créneau pour atteindre des fréquences de travail potentiellement supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage, en introduisant l'hypothèse que aucun mode du résonateur à onde élastique n'existe à basse fréquence et que seul le mode à  $32\pm 2$  kHz est susceptible de laisser un courant passer au travers du transducteur.

À ces fins (Fig. 13), un amplificateur opérationnel est utilisé en comparateur pour transformer le signal sinusoïdal basse fréquence, issu de la carte son, en créneau comportant une raie autour de la fréquence à sonder, multiple d'un nombre impairs de la fréquence fondamentale excitée, et ce d'après la série de Fourier développant un créneau de période T comme la somme de contributions d'harmoniques d'indice n pondérées par

$$\Box(t) = \sum_{n=1,3,5...} \frac{1}{n} \sin(n\pi t/T)$$

Idéalement, l'analyse de la fonction de transfert d'un filtre nécessite la mesure de la phase (retard) et de l'amplitude du signal transmis. Nous avons présenté plus haut l'extraction des informations par calcul des coefficients I et Q, mais cette approche nécessite une fréquence d'échantillonnage suffisamment élevée (au moins double) devant la fréquence du signal à analyser, luxe que nous ne pouvons nous permettre avec l'approche qui nous concerne ici. Nous allons donc nous contenter d'une détection analogique en amplitude (circuit redresseur) pour identifier la fréquence de résonance et le facteur de qualité du transducteur, deux grandeurs qui permettent de remonter à certaines propriétés physiques des couches adsorbées en surface du capteur [20, 21]. Il apparaît trivialement que le diapason encapsulé sous vide (Fig. 14, gauche) présente une largeur de raie faible – et donc un facteur de qualité élevé – par rapport au diapason décapsulé et exposé à l'air (Fig. 14, droite) : le facteur de qualité chute d'un facteur 5 à 10 lorsque le diapason est retiré de son boîtier sous vide pour être exposé à l'air. Moins trivial, les oscillations observées à droite de la résonance de la Fig. 14, droite, sont dues aux interférences entre le signal en régime forcé (imposé par la carte son) et le régime libre du diapason (oscillations résultant de l'excitation à la fréquence de résonance lors du balayage) et illustrent la nécessité d'un balayage très lent pour caractériser le dispositif à fort facteur de qualité pour justifier de l'hypothèse d'indépendance des mesures successives.

Nous proposons d'exploiter, comme nous le ferions avec des composants radiofréquences classiques, un oscillateur contrôlé en tension (VCO – *Voltage Controlled Oscillator*) polarisé par une rampe de tensions pour générer une source qui balaie la gamme de fréquences qui nous intéresse (Fig. 15). La documentation du bloc VCO est des plus succinctes, et l'intérêt d'une application *opensource* telle que GNUradio devient alors évidente, puisque la source est sa propre documentation. En effet, nous définissons un paramètre de sensibilité qui est défini dans http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/repository/



FIGURE 13 – Gauche : principe de l'utilisation d'un étage de conversion de sinusoïde en créneau pour générer le troisième harmonique permettant de sonder la réponse en phase et magnitude du diapason. Noter que l'alimentation asymétrique des amplificateurs opérationnels interdit l'utilisation d'un montage de redresseur sans seuil où la diode se trouve dans la boucle de rétroaction négative. Droite : spectres acquis en sortie de l'amplificateur opérationnel exploité en saturation pour transformer une sinusoïde en créneaux. En bas, le balayage de fréquence sur la source se traduit par un maximum de courant transmis au travers du diapason à la résonance tel que observé sur oscilloscope.



FIGURE 14 – Mesure de la magnitude du signal transmis par un diapason encapsulé (gauche) et décapsulé (droite). Gauche : l'excursion en fréquence est de 12 Hz, et la largeur à mi-hauteur de la résonance semble être de  $0.6\pm0.1$  Hz soit un facteur de qualité  $Q \simeq 55000 \pm 10000$ . Droite : l'excursion en fréquence est de 39,5 Hz soit une largeur à mi-hauteur de  $4,0\pm0.3$  Hz soit  $Q \simeq 8200 \pm 600$ .

revisions/master/entry/gnuradio-core/src/lib/general/gr\_vco\_f.h comme étant, en unités, des rad.Hz/V. Par ailleurs, la lecture du code source implémentant le VCO dans http://gnuradio.org/ redmine/projects/gnuradio/repository/revisions/master/entry/gnuradio-core/src/lib/general/ gr\_vco\_f.cc nous indique que l'auteur exploite le ratio du paramètre de sensibilité à la fréquence d'échantillonnage, puis ajoute une correction de phase au rythme de la fréquence d'échantillonnage, qui s'éliminent donc. Nous obtenons donc une fréquence de sortie du VCO qui est le paramètre de sensibilité – fixé arbitrairement à 1000 rad.Hz/V – que nous multiplions par la tension de polarisation issue du générateur de triangle – soit environ 67,02 V – pour trouver une fréquence de sortie du VCO de  $1000 \times 67, 02/2/\pi = 10,67$  kHz. Cette valeur est bien proche de 1/3 de la fréquence du résonateur à quartz à 32,0 kHz. Par ailleurs, nous vérifions par cette même formule qu'une tension de polarisation virtuelle de 67,815 V génère une tension proche des 32,4 kHz du diapason de fréquence nominale 32,768 kHz décapsulé.



FIGURE 15 – Schéma blocs GNURadio pour le balayage par un oscillateur contrôlé en tension (VCO) de la source de fréquence et enregistrement de la réponse du capteur en fonction de la fréquence.

# 5 De la fréquence à la grandeur physique

L'acquisition d'une fréquence ne fournit pas immédiatement une information de température exploitable par un utilisateur. Une loi de conversion entre ces deux grandeurs doit être identifiée. L'exploitation de matériaux piézoélectriques monocristallins dont les coefficients mécaniques sont connus permet de modéliser finement le comportement en contrainte et en température du capteur – une étape de conception fondamentale pour espérer réaliser un capteur sensible à une grandeur unique et non à l'ensemble des phénomènes physiques susceptibles d'affecter la fréquence de résonance [25]. Cependant, un certain nombre d'effets parasites feront dévier le comportement réel du capteur de cette modélisation – nous avons vu dans cet exposé l'influence des interactions viscoélastiques entre le diapason et l'air une fois le capteur sorti de son encapsulation sous vide (Figs. 11 et 12) – incluant l'encapsulation (collage, soudure), la connectique (drain thermique des fils de liaison électrique) ou l'auto-échauffement. En pratique, un capteur est calibré avant utilisation en le sollicitant par la grandeur à mesurer (ici cycles de température en enceinte climatique par exemple) et la relation entre fréquence et température tabulée. Une relation bijective entre ces deux grandeurs permettra ensuite d'inverser la loi et de convertir la fréquence en température.

Le diapason à quartz a été conçu pour fournir une source stable de fréquence avec une sensibilité faible de la relation fréquence-température autour de la température ambiante (point d'inversion de la courbe fréquence-température). Un transducteur à sortie de fréquence spécifiquement conçu pour une mesure de température permet d'atteindre un coefficient de sensibilité à la température <sup>14</sup> de 40 ppm/K : ainsi, la sonde de température commercialisée par Hewlett Packard dans les années 1960-1970 [26] présentait une variation de fréquence de 1000 Hz/K pour un oscillateur fonctionnant à 28 MHz. Compte tenu de l'excellente stabilité des oscillateurs, que nous avons vu pouvoir facilement atteindre  $10^{-9}$  (Fig. 1), la résolution sur la mesure de température atteint dans cet exemple 30  $\mu$ K. La méthode de mesure de température par oscillateur basé sur un substrat piézoélectrique est, à notre connaissance, la méthode qui fournit la meilleur résolution de mesure puisque la fréquence est la grandeur physique qui se mesure avec la plus grande précision et exactitude [27].

## 6 Conclusion

Dans le contexte de l'utilisation d'un transducteur propageant une onde élastique dont la célérité et les pertes sont affectées par l'environnement, nous nous sommes efforcés de développer les méthodes expérimentales permettant d'analyser la réponse d'un diapason à quartz utilisé comme capteur. En particulier, nous nous sommes focalisés sur l'exploitation d'une source stable en fréquence de signaux audiofréquences – la carte son d'ordinateurs personnels – pour soit enregistrer la fréquence d'oscillation

<sup>14.</sup> défini comme la variation relative de fréquence du capteur pour une variation de température de 1 K. Comme la valeur résultante est de l'ordre de  $10^{-6}$ , nous l'exprimons en partie par million dont l'abbréviation est ppm.

dans une boucle comprenant le diapason comme élément sélectif en fréquence, soit exploiter la réponse en régime forcé pour mesurer la célérité de l'onde (phase) et pertes (magnitude). Nous avons étendu ces concepts à quelques méthodes de mesures plus évoluées exploitées en pratique pour l'analyse temps-fréquence de dispositifs résonnant ou oscillant, à savoir multiplication d'écarts de phase/fréquence ou exploitation volontaire d'harmoniques pour atteindre des fréquences inaccessibles en bande de base. Ces divers développements se sont fait en exploitant un logiciel libre orienté traitement du signal radiofréquence par logiciel – GNURadio – et son interface graphique gnuradio-companion. Nous encourageons le lecteur à poursuivre cette exploration par l'ajout de ses propres blocs de traitement répondant au mieux à ses besoins.

Si, comme c'est le cas dans l'école qualifiée d'ingénieurs où intervient le dernier auteur, la politique du département informatique est de ne pas promouvoir de logiciel libre, il est possible pour un coût inférieur au prix de la licence de n'importe quel logiciel propriétaire, de graver des *live-CD*s d'une distribution de GNU/Linux comportant tous les outils nécessaires. Cette approche a été utilisée depuis 5 ans pour un cours de systèmes embarqués, permettant de fournir à chaque étudiant une copie légale des logiciels utilisés lors des travaux pratiques. Un tel outil est mis à disposition des lecteurs à http://jmfriedt.free.fr en document complémentaire au manuscrit de cet article.

## Remerciements

J.-MF remercie les organisateurs de la conférence *Physics for development* – *Research in Physics, Physics applications, Education* pour leur invitation à exposer les résultats de travaux qui ont inspiré ces activités, et en particulier F. Piuzzi et J. Cousty (CEA Saclay) ainsi que C. Iorio (Université Libre de Bruxelles).

## Références

- [1] E. Rubiola, *Phase Noise and Frequency Stability in Oscillators*, Cambridge University Press (2008)
- [2] W. Stockwell, Bias Stability Measurement : Allan Variance, Crossbow Inc., disponible à http://www.moog-crossbow.com/\_Assets/Literature/Application\_Notes\_Papers/Gyro\_ Bias\_Stability\_Measurement\_using\_Allan\_Variance.pdf
- [3] J.-M Friedt & G. Goavec-Mérou, La réception radiofréquence définie par logiciel (Software Defined Radio - SDR), GNU/Linux Magazine France 153 (Octobre 2012), pp.4-33, disponible à http:// jmfriedt.free.fr/lm\_sdr.pdf
- [4] D. Royer & E. Dieulesaint, Ondes élastiques dans les solides (2 tomes), Masson (1997)
- [5] O. Matsuda, O. B. Wright, D. H. Hurley, V. Gusev, & K. Shimizu, Coherent shear phonon generation and detection with picosecond laser acoustics, Phys. Rev. B 77, 224110 (2008)
- [6] L. Liu & T. Guo, Seismic non-destructive testing on a reinforced concrete bridge column using tomographic imaging techniques, J. Geophys. Eng. 2 (2005) 23-31 à www.engr.uconn.edu/~lanbo/ 2005JGELiuGuo.pdf
- [7] T.M. Brocher & P.E. Hart, Comparison of vibroseis and explosive source methods for deep crustal seismin reflection profiling in the basin and range province, J. Geophys. Res. 96 (19) 197–213 (1991)
- [8] H. Campanella, Acoustic Wave and Electromechanical Resonators Concept to Key Applications, Artech House (2010)
- [9] J.-M Friedt, É. Carry, Introduction au diapason à quartz, Bulletin de l'Union des Physiciens (Décember 2005)
- [10] J.-M. Friedt, Introduction à la microbalance à quartz : aspects théoriques et expérimentaux, Bulletin de l'Union des Physiciens 852 (Mars 2003), pp.429-440
- [11] S. Groeger, G. Bison, P.E. Knowles, & A. Weis, A sound card based multi-channel frequency measurement system, The European Physical Journal Applied Physics 33 (03), 2006, pp 221-224
- [12] D. B. Gopman, D. Bedau & A. D. Kent, A digitally configurable measurement platform using audio cards for high-resolution electronic transport studies, Rev. Sci. Instrum. 83, 054701 (2012)
- [13] J.W. Kirchner, Aliasing in f<sup>α</sup> noise spectra : origins, consequences, and remedies, Phys. Rev. E 71, 066110 (2005)

- [14] A.V. Oppenheim & R.W. Schafer, Discrete-Time Signal Processing (3rd Edition), Prentice Hall (2009), ou les vidéos du cours du premier auteur à http://ocw.mit.edu/ resources/res-6-008-digital-signal-processing-spring-2011/index.htm et http://ocw. mit.edu/resources/res-6-007-signals-and-systems-spring-2011/index.htm
- [15] G. Ctistis, E. Frater, S.R. Huisman, J.P. Korterik, J.L. Herek, W.L. Vos, P.W.H. Pinkse, Controlling the quality factor of a tuning-fork resonance between 9 K and 300 K for scanning-probe microscopy, Journal of Physics D : Applied Physics 44, 37 (2011) 375502, http://arxiv.org/abs/1103.5892
- [16] S. An, M.-H. Hong, J. Kim, S. Kwon, K. Lee, M. Lee, & W. Jhe, Quartz tuning fork-based frequency modulation atomic force spectroscopy and microscopy with all digital phase-locked loop, Rev. Sci. Instrum. 83 (2012), p.113705
- [17] D. Banerjee, PLL Performance, Simulation and Design, Fourth Edition, Dog Ear Publishing (2006), ou H. Meyr & G. Ascheid, Synchronization in Digital Communications – Phase-, Frequency-Locked Loops and Amplitude Control, Wiley (1990)
- [18] P. Salzenstein, X. Jouvenceau, X. Vacheret, G. Martin, F. Lardet-Vieudrin, Development of a 5 MHz frequency difference pre-multiplier for a short term frequency stability bench of the oscillators, Joint Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum (2007), pp. 223–226
- [19] D. Rabus, J.-M. Friedt, S. Ballandras, G. Martin, É. Carry, & V. Blondeau-Patissier, A high sensitivity open loop electronics for gravimetric acoustic wave-based sensors, accepté pour publication dans IEEE Trans. UFFC (2013)
- [20] M. Rodahl, F. Höök, A. Krozer, P. Brzezinski, B. Kasemo, Quartz crystal microbalance setup for frequency and Q-factor measurements in gaseous and liquid environments, Rev. Sci. Instrum. 66 (7), 1995 (3924–3930)
- [21] M. Rodahl & B. Kasemo, A simple setup to simultaneously measure the resonant frequency and the absolute dissipation factor of a quartz crystal microbalance, Rev. Sci. Instrum. 67 (9), 1996 (3238– 3241)
- [22] J.-Y. Wang, M.E. Suddards, C.J. Mellor, J.R. Owers-Bradley, Lung function measurement with multiple-breath-helium washout system, Medical Engineering & Physics (2013), sous presse
- [23] D.W. Galipeau, J.D. Stroschine, K.A. Snow, K.A. Vetelino, K.R. Hines, P.R. Story, A study of condensation and dew point using a SAW sensor, Sensors and Actuators B 24-25 (1995) 696-700
- [24] K.A. Vetelino, P.R. Story, R.D. Mileham, D.W. Galipeau, Improved dew point measurements based on a SAW sensor, Sensors and Actuators B 35-36 (1996) 91-98
- [25] T. Laroche, G. Martin, W. Daniau, S. Ballandras, J.-M. Friedt, J.-F. Leguen, A Coupled-Mode Filter Structure for Wireless Transceiver-Sensors using Reactive Loads, IEEE International Frequency Control Symposium 2012 (Baltimore, USA), disponible à http://jmfriedt.free.fr/ CoupledMode-IFCS2012.pdf
- [26] www.hpl.hp.com/hpjournal/pdfs/IssuePDFs/1965-03.pdf ou www.hparchive.com/Journals/ HPJ-1965-03.pdf et la publicité publiée dans une édition de 1968 de Anal. Chem à pubs.acs. org/doi/abs/10.1021/ac60262a780. Pour une publication référée, W. L. Smith & W. J. Spencer, Quartz Crystal Thermometer for Measuring Temperature Deviations in the 10<sup>-3</sup> to 10<sup>-6</sup> °C Range, Rev. Sci. Instrum. 34, 268 (1963)
- [27] M.A. Lombardi, Fundamentals of Time and Frequency, Chap. 17 de The Mechatronics Handbook, CRC Press (2002) à tf.nist.gov/general/pdf/1498.pdf

## Annexes : compléments en support du texte principal

Implémentation des compteurs sous GNURadio

```
#ifdef HAVE_CONFIG_H
#include "config.h"
#endif
#include <stdio.h>
#include <gr_io_signature.h>
#include <counters_counters.h>
static const int MIN_IN = 1;
                                 // mininum number of input streams
static const int MAX_IN = 1;
                               // maximum number of input streams
static const int MIN_OUT = 0; // minimum number of output streams
static const int MAX_OUT = 0; // maximum number of output streams
counters_counters_sptr
counters_make_counters (int psamp_rate,float pthres,int ptgate,float pfreq)
{ return counters_counters_sptr (new counters_counters (psamp_rate,pthres,ptgate,pfreq));
}
#define MAXSIZE 32000*3*2
counters_counters::counters_counters (int psamp_rate,float pthres,int ptgate,float pfreq)
: gr_block ("counters".
gr_make_io_signature (MIN_IN, MAX_IN, sizeof (float)),
gr_make_io_signature (MIN_OUT, MAX_OUT, sizeof (float)))
{ _dm=(float*)malloc(sizeof(float)*MAXSIZE);
   _Ntot=0;
   _seuil=0.;
   _tgate=ptgate; // 32000;
   _thres=pthres;
   _samp_rate=psamp_rate;
   _fichier=1;
   _freq=pfreq;
   printf("parameters: tgate=%d samp_rate=%d threshold=%f\n",_tgate,_samp_rate,_thres);
   f=fopen("/tmp/freq.dat","w");
}
void counters_counters::set_freq(float pfreq) {_freq=pfreq;}
counters_counters::~counters_counters () {fclose(f);}
int counters_counters::general_work (int noutput_items,
       gr_vector_int &ninput_items,
       gr_vector_const_void_star &input_items,
       gr_vector_void_star &output_items)
ſ
  const float *in = (const float *) input_items[0];
  float *out = (float *) output_items[0];
  float min=500.,max=-500.;
  int k,N,cpt,debut,fin;
  N=noutput_items;
  for (k=_Ntot;k<_Ntot+N;k++) {_dm[k]=in[k-_Ntot];}</pre>
  _Ntot+=N;
  if (_Ntot>_tgate) // active compteur
     ſ
      printf("tgate=%d Ntot=%d N=%d ",_tgate,_Ntot,N);
      fprintf(f,"%d %d %d ",_tgate,_Ntot,N);
      // compteur direct
      cpt=0;
      for (k=0;k<_tgate-1;k++)</pre>
          if ((_dm[k]>=(_seuil)) && (_dm[k+1]<(_seuil))) cpt++;</pre>
      printf("freq=%f cpt=%d ",_freq,cpt);
      fprintf(f,"%f %d ",_freq,cpt);
      // compteur reciproque
      cpt=0;
      k=−1;
      do {k++;} while (!((_dm[k]>=(_seuil)) && (_dm[k+1]<(_seuil))));</pre>
      debut=k;
      k=debut+_tgate;
```

## Configuration de la carte son

alsamixer est un outil fort utile sous GNU/Linux pour vérifier la bonne configuration de la carte son ainsi que régler les gains des étages d'émission (sortie audio) et d'enregistremet (microphone que l'on prendra soin d'activer, une configuration classique étant de désactiver par défaut ce périphérique). Ci-dessous, une capture d'écran de la configuration de la carte son d'un EeePC701 lors de l'utilisation en analyseur de réseau. Le gain maximal sur l'émission doit se faire uniquement après vérification à l'oscilloscope de l'absence d'artéfacts (saturation, bruits haute fréquence) dont les effets sont réduits en abaissant le gain (au détriment de la puissance reçue sur l'entrée microphone).



Module de traitement programmé en Python



Depuis la version 3.6.3 de GNURadio (dans cet exemple 3.6.4, compilé depuis le dépôt git en mars 2013), il est possible de programmer un bloc de traitement du signal directement en Python (code source

visible dans le terminal en haut à droite) et d'y faire appel depuis gnuradio-companion. Dans cet exemple trivial, le bloc iq se contente d'ajouter 1 à la valeur lue en entrée. Nous constatons sur la sortie oscilloscope que le traitement est convenablement effectué.