

Goniométrie acoustique et estimation des différences de temps de propagation

Eric Van Lancker

Département d'Électricité, Laboratoire d'Électromagnétisme et d'Acoustique,
Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Ecublens CH-1015 Lausanne, Suisse

Résumé

La localisation des sources sonores repose sur l'estimation des différences de temps de propagation entre les capteurs d'une antenne. Dans le cadre d'un projet de localisation et de suivi d'avions, trois méthodes sont mises en œuvre et comparées au sens de la probabilité de détection et de l'émergence des contributions sur le bruit. Les estimateurs sont basés sur l'intercorrélation « classique », sur la méthode de la phase (CPSP) et du maximum de vraisemblance (ML).

0. Introduction

Le goniomètre acoustique est une antenne de capteurs qui permet la localisation de sources sonores. Basé sur l'estimation des différences de temps de propagation entre ses éléments, il est dit *actif* lorsque la source est choisie et commandée ou *passif* lorsque le bruiteur est imposé. La qualité de la goniométrie est, en général, estimée par les indices de performance que sont la précision en degrés et les probabilités de détection, de non détection et de fausses alarmes.

Pour l'application considérée, les contraintes de fonctionnement, issues du cahier des charges, sont principalement la précision de la localisation, qui doit être supérieure au degré, la cadence de rafraîchissement fixée à quelques ms (liée au déplacement angulaire de l'avion) et les perturbations introduites par les réflexions et sources secondaires (sources images décalées dans le temps).

Les techniques présentées sont issues du domaine du traitement des réseaux de microphones, et plus particulièrement de l'estimation des différences de temps de propagation (Time Delay Estimation). Après un rappel des principes généraux de la localisation [4], trois estimateurs de la fonction d'intercorrélation sont présentés à la section 2. Ils sont ensuite testés et comparés aux sens des indices de performance définis en section 3 lors d'essais en salle anéchoïque (détection simultanée de quatre sources).

1. Principes de la goniométrie

1.1 Modèle géométrique

Soit le cas simple d'une source et d'un réseau de M microphones (Figure 1). A l'instant t , un événement acoustique $s(t)$ est généré par la source. Le front d'onde se propage jusqu'aux capteurs qui enregistrent les signaux $m_i(t)$. Ils correspondent au signal émis, atténués d'un facteur α_i et retardés des temps de propagation τ_i auxquels s'ajoute le bruit ambiant $n_i(t)$.

$$m_i(t) = \alpha_i \cdot s(t - \tau_i) + n_i(t)$$

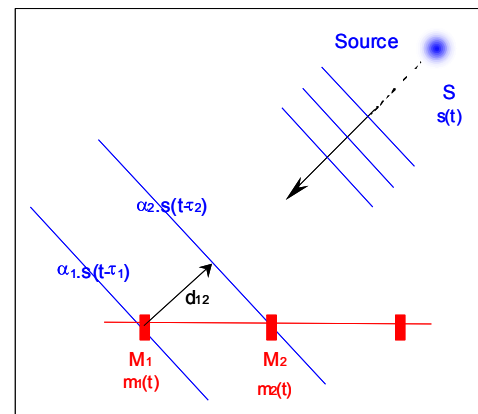
Eq 1

La différence de temps de propagation δ_{ij} entre les capteurs i et j est définie pour une position donnée de la source par :

$$\delta_{ij} = (\tau_j - \tau_i)$$

Eq 2

Figure 1 : principe de la goniométrie



1.2 Vecteur et direction d'arrivée

Si la source, ainsi que les capteurs, se situent dans un même plan, l'étude de propagation se réduit à une analyse en 2 dimensions représentée à la Figure 2.

La relation entre l'angle d'arrivée θ et le temps de propagation τ_{12} entre les capteurs 1 et 2 s'exprime par :

$$d_{12} \cdot \cos(\theta) = \tau_{12} \cdot c$$

Eq 3

Ou sous forme vectorielle :

$$\tau_{12} = \frac{1}{c} \vec{d}_{12} \cdot \vec{n}$$

Eq 4

où \vec{n} est le vecteur d'onde normalisé. La relation 4 exprime le fait que le temps de propagation entre deux capteurs fournit une mesure du vecteur d'onde le long de cette direction.

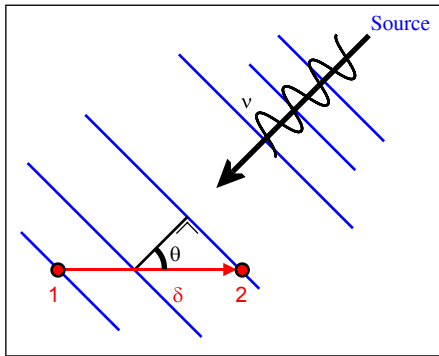


Figure 2 : capteurs, front d'onde et direction d'arrivée

Lorsque plus de deux capteurs sont utilisés, le système d'équation

$$\begin{cases} \tau_j = \frac{1}{c} \vec{d}_j \cdot \vec{n} \\ \tau_N = \frac{1}{c} \vec{d}_N \cdot \vec{n} \end{cases} \quad \text{Eq 5}$$

peut s'écrire sous la forme matricielle

$$\vec{\tau} = \frac{1}{c} \cdot D \cdot \vec{n} \quad \text{Eq 6}$$

où n représente le vecteur des délais, D la matrice de positions relatives des capteurs et c la célérité du son. Le vecteur des délais étant déduit des maxima d'intercorrélation, le vecteur d'onde est obtenu en renversant l'équation ci-dessus. D'un point de vue mathématique, le problème consiste à résoudre un système de N équations à deux inconnues dans le cas 2D et trois inconnues dans le cas 3D.

Afin de calculer le vecteur d'onde sans ambiguïté, le rang de la matrice D doit évaluer la dimension de l'espace considéré. Ainsi, quatre capteurs répartis dans l'espace produisent trois trajets relatifs indépendants et suffisent pour localiser de manière univoque une source dans l'espace.

1.3 Méthode de résolution

La résolution de l'équation 7 nécessite l'inversion de la matrice D quelconque. La méthode de décomposition en valeurs propres (« SVD method = Singular Value Decomposition method ») permet de calculer une matrice pseudo-inverse. Le système d'équations étant surdéterminé, la matrice D^{-1} est estimée par une minimisation au sens des moindres carrés. Parmi l'ensemble des solutions testées, la matrice retenue est celle qui présente la norme la plus faible et qui comprend le moins d'éléments nuls.

$$\vec{n} = c \cdot D_n^d \cdot \vec{\tau} \quad \text{Eq 7}$$

$$D_n^d = (D^t \cdot D)^{-1} \cdot D^t \quad \text{Eq 8}$$

2. Estimation des différences de temps de propagation (TDE)

2.1 Méthode d'intercorrélation dite classique

La méthode classique consiste à calculer la fonction d'intercorrélation $R_{ij}(\tau)$ exprimée sous forme continue par :

$$R_j(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} m_i(t) m_j(t - \tau) dt \quad \text{Eq 9}$$

L'intercorrélation représente, pour une différence de temps de propagation donnée, la similarité entre les signaux. En principe, la fonction d'intercorrélation présente un maximum en $\tau = \delta_{ij}$, correspondant à la direction de l'onde incidente. En considérant les transformées de Fourier $M_i(f)$ et $M_j(f)$ des signaux $m_i(t)$ et $m_j(t)$, l'intercorrélation peut être calculée en prenant la transformée de Fourier inverse de la densité spectrale mutuelle de puissance $G_{ij}(f)$. Cette relation est plus connue sous le nom de théorème de Wiener-Kinchine.

$$R_j(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G_j(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad \text{Eq 10}$$

$$G_j(f) = M_i(f) \cdot M_j(f)^* \quad \text{Eq 11}$$

Le calcul de l'équation 10 nécessiterait l'intégration du signal sur un temps infiniment long. Cependant une estimation de l'intercorrélation peut être calculée sur une fenêtre temporelle finie de longueur T . Le choix de la durée d'observation est un des paramètres importants de la goniométrie. La valeur optimale est déterminée en fonction des trajectoires de la source, des conditions d'expérimentation (rapport signal sur bruit, réverbération) et des ressources CPU.

2.2 Méthodes d'intercorrélation dites généralisées

Les méthodes généralisées se différencient de la méthode classique par le filtrage des signaux en amont de l'intercorrélation (aussi appelé blanchiment). Ces filtres visent à amplifier les bandes de fréquences présentant un haut rapport Signal sur Bruit et diminuer celles où le bruit est dominant. L'opération est effectuée via un filtre de pondération ψ_g , appliqué à la densité spectrale mutuelle.

$$R_j(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_g(f) G_j(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad \text{Eq 12}$$

La méthode de la phase (PHAT Transform [1]) utilise la pondération:

$$\psi_s(f) = \frac{1}{|G_j(f)|} \quad \text{Eq 13}$$

Le développement des équations 12 et 13, sous l'hypothèse que les bruits n_i sont non corrélés, montre que l'intercorrélation se réduit à des diracs centrés sur les délais recherchés et ce, quelques soient les caractéristiques des signaux.

En pratique, la densité spectrale mutuelle est normalisée par les densités spectrales de puissance de chacun des signaux, où seule l'information de la phase est conservée. Une version modifiée de cet estimateur a été proposée par Rabinkin [3] sous le nom de *CPSP modifié* (Modified Cross-Power Spectrum Phase) :

$$\psi_{CPSPm}(f) = \frac{1}{(|G_i(f)| |G_j(f)|)^\rho} \quad \text{Eq 14}$$

Déterminé expérimentalement, le coefficient ρ permet de pondérer, de manière adéquate, la répartition de l'information entre l'amplitude et la phase. Lorsque ρ est nul, l'estimateur n'est autre que l'intercorrélation classique, lorsqu'il vaut l'unité, celui de la phase.

La dernière méthode calcule l'estimateur du maximum de vraisemblance (ML : Maximum Likelihood) de la différence de temps de propagation sous l'hypothèse de bruits non corrélés. Les développements mènent à la pondération [1] :

$$\psi_M(f) = \frac{1}{|G_j(f)|} \cdot \frac{|\gamma_j(f)|^2}{1 - |\gamma_j(f)|^2} \quad \text{Eq 15}$$

La cohérence $\gamma_{ij}(f)$ entre les signaux m_i et m_j est donnée par :

$$\gamma_j(f) = \frac{G_j(f)}{\sqrt{G_i(f)G_j(f)}} \quad \text{Eq 16}$$

Cette estimateur possède la caractéristique d'atteindre la Borne Inférieure de Cramer-Rao (CRLB) pour de longs temps d'observation.

3. Indices de Performances

Les estimateurs sont comparés en termes de probabilité de détection et d'émergence des pics de corrélation.

La théorie de la détection appliquée à la localisation parle de *bonne détection* lorsqu'une source est détectée et correctement localisée, de *fausse alarme* lorsqu'une source est détectée alors qu'elle n'existe pas et de *non détection* lorsqu'une source présente n'est pas détectée.

Conjointement, la détermination de l'émergence des pics de corrélation par rapport au plancher, permet de juger de la marge de manœuvre disponible. La fonction proposée à l'équation 17 compare les amplitudes des pics au plancher de l'intercorrélation. Proche du « Peak to Floor Ratio » proposé dans [2], le ratio pic - plancher (*rpp*) est donné par le rapport de la somme des K maxima de l'intercorrélation, calculés aux délais discrets D_k , correspondant aux sources détectées, et de la somme de toutes les autres valeurs d'intercorrélation en valeur absolue.

Les numérateurs et dénominateurs sont tous deux normalisés par le nombre d'éléments les constituant.

$$rpp = \frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K R(D_k)}{\frac{1}{N-K} \sum_{i=0, i \neq D_k}^{N-1} |R(i)|} \quad \text{Eq 17}$$

Un *rpp* de 1 signifie que les maxima sont de l'ordre de grandeur du plancher de l'intercorrélation. Une version du ratio est proposée en dB :

$$RPP = 10 * \log_{10} rpp \quad \text{Eq 18}$$

4. Expérimentation en salle anéchoïque

L'essai présenté à la Figure 3 comprend quatre sources (haut-parleurs pilotés par PC) et une antenne cubique, de 25cm d'arête, composée de 8 microphones omnidirectionnels disposés en ses sommets.

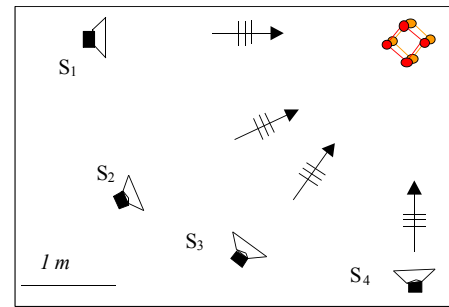


Figure 3 : essai en salle anéchoïque

Les sources génèrent des bruits blancs identiques mais décalés successivement de 15ms, recréant ainsi des conditions similaires à celles de la localisation des avions (champ primaire, secondaire, et deux réflexions). La bande passante équivalente à celle du bruit d'un avion s'étend de 80 Hz à 8 kHz.

La géométrie particulière de l'antenne permet d'effectuer des moyennes cohérentes des inter-corrélations. En effet, quatre estimations, correspondant aux quatre arêtes parallèles du cube, sont disponibles à chaque instant. Si les artefacts introduits par l'hypothèse de champ lointain sont acceptables, les estimations peuvent être moyennées, augmentant ainsi la qualité de la mesure. Les figures 4 et 5 présentent les estimateurs d'intercorrélation classique et de *CPSP modifié*, tous deux calculés sur une durée d'observation de 10 ms.

Les quatre maxima correspondant aux quatre sources apparaissent clairement avec l'estimateur *CPSP modifié* tandis que les artefacts de la méthode classique noient le quatrième maximum dans le bruit.

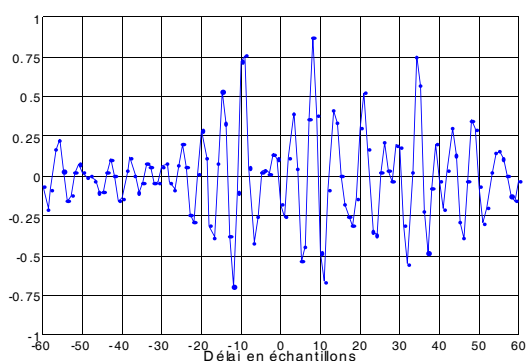
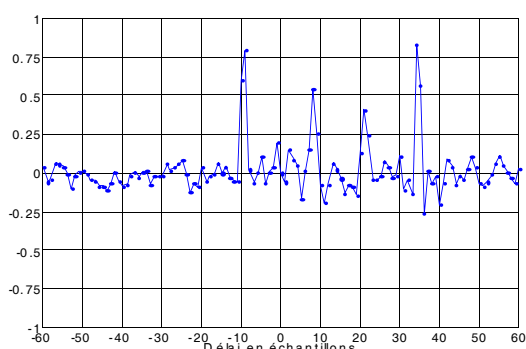


Figure 4 : intercorrélation classique

Figure 5 : CPSP modifié ($\rho=0.9$)

Le tableau ci-dessous classe les indices de performances, par méthode, pour les configurations avec et sans moyenne cohérente. Les valeurs sont calculées sur 100 épisodes consécutifs de 10 ms, afin de réduire les effets de non-stationnarité des signaux.

Méthode	Prob(BD) sans	RPP sans	Prob(BD) avec	RPP avec
Classique	0.65	3.3 dB	0.8	4.7 dB
CPSP modifié	0.85	5.4 dB	0.95	7.3 dB
ML	0.71	4.1 dB	0.88	6.1 dB

Les résultats donnent l'avantage à la méthode *CPSP modifié*. La possibilité de moduler la répartition de l'information entre phase et amplitude par le biais du coefficient ρ est un atout pour adapter la goniométrie aux conditions de l'essai. La Figure 6 corrobore ce résultat en montrant l'évolution de l'émergence en fonction de ρ .

La valeur optimale du coefficient est légèrement supérieure dans le cas du processus cohérent (0.94 contre 0.88). L'information de la phase paraît donc plus pertinente lorsque les conditions de détection sont favorables, tandis qu'une répartition plus équilibrée entre l'amplitude et la phase s'impose en conditions difficiles (nombreuses sources, bruit élevé, environnement réverbérant).

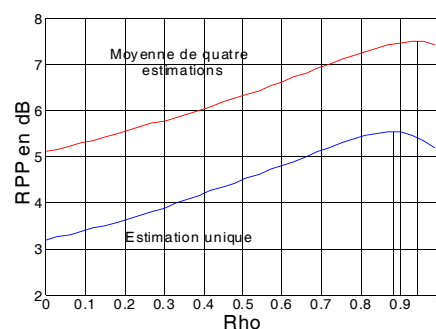


Figure 6 : dosage Phase – Amplitude

5. Conclusion

La comparaison des performances, basée sur la probabilité de « bonne détection » et sur un critère d'émergence des maxima d'intercorrélation, montre une bonne adéquation entre l'estimateur *CPSPm* et l'application recherchée. L'estimateur offre l'avantage de pouvoir répartir l'information utile entre l'amplitude et la phase. Une étape d'apprentissage, destinée à trouver le dosage adéquat, permet une calibration optimale du goniomètre.

Remerciements

Je tiens à remercier le Professeur Mario Rossi pour son soutien et son dévouement ainsi que l'OFES pour le financement de mes travaux.

Bibliographie

- [1] Knapp, C.H., Carter, G.C., 1976. The Generalized Correlation Method for Estimation of Time Delay, In ICASSP, 24(4), pp. 320-327.
- [2] Rabinkin, D.V., Renomeron, R.J., French, J.C., Flanagan, J.L., 1996. Estimation of Wavefront Arrival Delay Using a Cross-Power spectrum Phase Technique, In JASA, 100(4), Pt.2, p. 2697.
- [3] Rabinkin, D.V., Renomeron, R.J., Dahl, A., French, J.C., Flanagan, J.L., Bianchi, M.H., 1996. A DSP Implementation of Source Location Using Microphone Arrays. Proceedings of the SPIE, 2846, pp. 88-99.
- [4] Rossi, M., Van Lancker, E., 1998. Acoustic Goniometry Antennas and Algorithms. SSA, DAGA 98, Zurich, pp. 142-143.