

FORMATION DE VOIE EN CHAMP PROCHE
-- OPTIMISATION DE L'ANTENNE

Min XU, Yves GRENIER

Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Département Systèmes et Communications
46, rue Barrault, 75013 Paris

RESUME

Le problème du champ proche dû aux faibles distances entre les sources et les capteurs a été peu étudié en filtrage d'antenne. Dans ce papier, on présente une méthode de formation de voie en champ proche basée sur une conception géométrique. On étudie sa performance en la comparant avec la formation de voie conventionnelle d'une part et avec les méthodes de haute-résolution d'autre part. Quelques résultats de simulations sont également présentés dans le texte. La nouvelle approche basée sur l'hypothèse de champ proche permet d'envisager l'application à la prise de son multi-microphones en audio-conférence.

ABSTRACT

The problem of near field due to the small distances between sources and sensors has been studied few in sensor array processing. This paper presents a method of beamforming in near field using a geometrical conception. We study its performance by comparing it with conventional beamformer and with high-resolution methods. Some computer simulation results are also presented. The new approach based on near field assumption allows us to apply the beamforming techniques to microphone array processing in audio-conference.

1. INTRODUCTION

La formation de voie est une technique couramment utilisée en filtrage d'antenne pour extraire le signal émis par la source utile de ceux émis par l'ensemble des sources. De nombreux résultats algorithmiques ont permis la réalisation de cette technique. La méthode la plus simple est la formation de voie conventionnelle (retard-somme). Parmi les méthodes plus performantes, on peut citer : les méthodes de haute-résolution (du type CAPON) [2] basées sur la minimisation de la densité spectrale en sortie à chaque fréquence (ou la minimisation de l'énergie), et la méthode de FROST [3] qui leur est équivalente au point de vue critère d'optimisation, mais est réalisée temporellement et permet d'obtenir une antenne adaptative.

Cependant, les méthodes citées ont été développées sous l'hypothèse de champ lointain qui paraît restrictive pour certaines applications, comme la prise de son multi-micros en audio-conférence. Il s'agit en effet de la propagation en champ proche, ce qui soulève deux problèmes principaux pour la généralisation de ces techniques. Le premier concerne la distorsion introduite sur le signal utile par l'effet de champ proche. Une antenne conçue de façon à ne pas distordre le signal en champ lointain provoque une distorsion importante en champ proche. Ceci est dû au fait que les retards réels du signal utile sur les capteurs ne respectent pas les valeurs prévues en champ lointain. Ce problème peut être résolu par une correction sur les retards. Le problème de cohérence entre les sources paraît encore plus ennuyeux. Les méthodes du type CAPON subissent une dégradation importante dans le cas où la source utile est cohérente avec l'un des

brouilleurs. Certains auteurs ont proposé récemment de réduire la cohérence en champ lointain par un moyennage spatial de la matrice interspectrale [4]. Une telle réduction en champ proche est beaucoup moins évidente.

Dans beaucoup de cas, les sources diffèrent entre elles par leurs positions géométriques vis-à-vis de l'antenne. Nous proposons ici une méthode de conception de l'antenne qui ne dépend que des caractéristiques géométriques. Elle a pour avantage de ne pas être pénalisée par la cohérence entre les sources, car la conception s'effectue indépendamment des signaux. La méthode est développée directement en champ proche pour une antenne de géométrie quelconque. On présentera dans le paragraphe 2 le principe de la méthode. Le paragraphe 3 sera consacré à l'analyse de la méthode, en particulier, les comparaisons avec les autres méthodes. On étudiera dans le paragraphe 4 le cas de brouilleurs connus. Quelques résultats de simulations seront présentés en 5 permettant d'apprécier les performances de cette méthode.

2. PRESENTATION DE LA METHODE

Nous avons souvent à traiter des signaux à large bande. Pour la prise de son en audio-conférence, par exemple, il s'agit de signaux de parole qui ont un contenu spectral entre 100 Hz et 7 kHz. On effectue donc l'étude dans le domaine fréquentiel en procédant fréquence par fréquence. Tout ce qui sera présenté dans la suite est à une fréquence donnée f .

2.1. Réponse de l'antenne

On appelle champ de sources C le domaine



géométrique englobant les sources éventuellement présentes. Les éléments P de C sont donc des positions où se situent les sources. On note μ une mesure de la probabilité de distribution de sources dans le champ. On prendra dans la suite la mesure uniforme en supposant qu'il n'y ait aucune information a priori sur la distribution. Une source en P émet un signal $E(P)$. On définit une antenne comme un système qui a pour entrée l'ensemble $\{E(P), P \in C\}$ et pour sortie le signal après traitement Y . En établissant une relation entre les entrées et la sortie, on fera apparaître une quantité $H(P)$, dite réponse de l'antenne, qui caractérise complètement le système.

Supposons que l'antenne est constituée d'un réseau de N capteurs. On considère une variable interne de l'antenne X qui est le signal vectoriel formé des signaux scalaires x_n captés par chacun des capteurs. L'ensemble des signaux émis $\{E(P), P \in C\}$ constitue, après avoir subi des déformations dues à la propagation, le signal X . La sortie Y est le résultant des traitements effectués sur le signal capté X .

Le signal capté par le n -ième capteur x_n sera filtré par un filtre de fonction de transfert a_n . La sortie Y sera la somme des N signaux filtrés. En notant $A = [\dots, a_n, \dots]^T$ le vecteur de filtrage, la sortie s'écrit comme :

$$Y = A^{*T} X$$

La propagation d'un point P au n -ième capteur peut être caractérisée par une fonction de transfert $g_n(P)$. Dans un milieu homogène, la propagation introduit un retard et une atténuation sur les signaux, les $g_n(P)$ sont dans ce cas simplement des fonctions exponentielles. On définit le vecteur de propagation $G(P)$ d'éléments $g_n(P)$ qui caractérise la propagation d'un point P au réseau de N capteurs. Le signal capté X s'exprime en fonction de signaux émis par :

$$X = \int_{P \in C} G(P) E(P) d\mu(P).$$

La sortie est par conséquent liée aux entrées par :

$$Y = \int_{P \in C} H(P) E(P) d\mu(P), \quad \text{avec } H(P) = A^{*T} G(P).$$

H ainsi définie est appelée la réponse de l'antenne.

REMARQUES SUR H :

- 1) Elle détermine la contribution de chacune des sources à la sortie. La formation de voie dont le but est de recevoir uniquement le signal venant de la source utile est traduite par la réalisation d'une réponse H qui maximise la contribution de la source utile par rapport à l'ensemble des autres sources.
- 2) Elle dépend d'une part des conditions de propagation, donc des caractéristiques géométriques, d'autre part des traitements effectués, et ne dépend pas des signaux.
- 3) L'expression de H ci-dessus est donnée à une fréquence donnée f . Lorsque l'on considère la

bande toute entière, H est une fonction de (f, P) . A une position donnée P , $H(\cdot, P)$ représente la fonction de transfert de l'antenne pour la source en P .

2.2. Optimisation de l'antenne

L'antenne a pour rôle d'ajuster les contributions de chacune des sources par l'intermédiaire du gain de l'antenne $|H(P)|$ (ou le module de la réponse). La formation de voie a pour but de retrouver à la sortie le signal émis par la source utile. Pour conserver le signal utile tel qu'il est, il est souhaitable d'avoir $H(P_0)$ (la fonction de transfert de l'antenne pour la source utile) constante égale à 1. Pour la contribution de la source utile ainsi fixée, la qualité de la formation de voie est d'autant meilleure que les contributions des autres sources (bruits) sont faibles. Nous prenons alors comme critère d'optimisation " la minimisation du gain moyen \bar{g} sans distorsion du signal utile " qui est représenté ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Min } \bar{g} \quad / \quad H(P_0)=1 \\ \bar{g} = \int_{P \in C} |H(P)|^2 d\mu(P) \end{array} \right.$$

Comme nous l'avons remarqué, la réponse $H(P)$, ainsi que \bar{g} , dépendent de l'ensemble des vecteurs de propagation qui sont fixés a priori, et du vecteur de filtrage A qui reste à déterminer. L'optimisation est bien entendue faite par rapport à A . le gain moyen \bar{g} que l'on minimise s'exprime comme une forme quadratique en A :

$$\bar{g} = A^{*T} R A \quad \text{avec } R = \int_{P \in C} G(P) G(P)^{*T} d\mu(P) \quad (1)$$

La contrainte $H(P_0) = A^{*T} G(P_0) = 1$ est linéaire par rapport à A . La solution optimale se calcule sans difficulté par :

$$A_{opt} = \frac{R^{-1} G(P_0)}{G(P_0)^{*T} R^{-1} G(P_0)} \quad (2)$$

2.3. Calcul de la matrice R

Pour obtenir le vecteur de filtrage A_{opt} , on a à calculer la matrice R définie comme l'intégrale sur le champ C du produit matriciel $G G^{*T}$. En champ proche (cas de milieu homogène), les éléments de $G(P) G(P)^{*T}$ sont des fonctions exponentielles dont la phase ne varie pas linéairement avec P , ce qui rend le calcul d'intégrale plus difficile. Lorsque le champ de source C s'étend à l'infini, le problème d'existence de l'intégrale pourrait également intervenir. Pour ne pas se préoccuper du problème d'existence, et pour alléger le calcul, on suppose qu'au delà d'une distance égale à une dizaine de fois la taille de l'antenne, une source peut être considérée comme source lointaine (hypothèse vérifiée par les simulations). Le champ de source C se divise en deux parties disjointes qui sont le champ proche C_P et le champ lointain C_L . L'intégrale sur C est ainsi remplacée par la somme des intégrales calculées respectivement sur C_P et sur C_L .

$$R = R_p + R_L$$

avec

$$r = \frac{|Y_0|^2}{|Y_1|^2} = \frac{(f_s^{*T} f_s)^2}{(f_s^{*T} R^{-1} f_s)(f_s^{*T} R f_s)}$$

$$R_p = \int_{P \in C_p} G(P) G(P)^{*T} d\mu(P) \quad R_L = \int_{P \in C_L} G(P) G(P)^{*T} d\mu(P)$$

Pour un réseau linéaire, le calcul de R_L ne présente pas de difficulté, car la phase devient linéaire avec $P=k\alpha \sin(\theta)$ (θ est l'angle d'incidence) en champ lointain ($G(P)=[\dots, e^{j\omega k}, \dots]$). Pour un réseau non-linéaire, elle peut être approximativement remplacée par la matrice identité. Comme le champ proche C_p est limité, on peut remplacer dans R_p l'intégrale par rapport à la mesure uniforme par une somme calculée sur un ensemble de points $\{P_i\}$ uniformément répartis sur C_p . Dans la pratique, une pondération faible sur R_L rend la solution plus adaptée, si l'on suppose que les sources fortes se trouvent dans C_p .

$$R = R_p + \varepsilon R_L \quad \text{avec } 0 < \varepsilon \ll 1$$

3. PROPRIETES DE LA METHODE

3.1. Puissance en sortie

On s'intéresse ici au gain du rapport signal à bruit qu'apporte l'antenne. Lorsque la source utile n'est pas corrélée avec les brouilleurs, la puissance en sortie est égale à la somme de la puissance du signal et de celle du bruit. Dans la mesure où la puissance du signal est fixée par la contrainte "sans distorsion", la puissance de la sortie permet donc d'évaluer le niveau de bruit. Nous allons comparer la méthode proposée avec la formation de voie conventionnelle (retard-somme) en étudiant la puissance de sortie pour chacune des méthodes.

On remarque que les filtrages effectués dans les deux méthodes citées sont indépendants de la distribution de sources dans le champ. Il est alors naturel de les comparer pour une distribution uniforme. On suppose de plus que toutes les sources sont décorrélées entre elles et qu'elles émettent les signaux de même niveau. La puissance en sortie après le filtrage par un vecteur-filtre A s'exprime comme :

$$E(|Y|^2) = \int_{P \in C} E(|Y(P)|^2) d\mu(P) = \int_{P \in C} |A^{*T} G(P)|^2 d\mu(P) = A^{*T} R A$$

La sortie du filtrage optimal, par rapport au critère de minimisation du gain moyen, s'obtient en remplaçant A par son expression donnée en (2) :

$$|Y_0|^2 = \frac{1}{f_s^{*T} R^{-1} f_s}$$

Le filtre retard-somme $A_1 = f_s / f_s^{*T} f_s$ fournit comme sortie :

$$|Y_1|^2 = \frac{f_s^{*T} R f_s}{(f_s^{*T} f_s)^2}$$

Le rapport de la sortie "optimale" sur la sortie "retard-somme" vaut :

La matrice R est hermitienne par définition, ainsi que $R^{-1} R^{1/2}$ et $R^{-1/2}$. En considérant $f_s^{*T} f_s$ comme le produit scalaire de $(R^{-1/2} f_s)$ avec $(R^{1/2} f_s)$, on démontre, par l'application de l'inégalité de Schwarz, que ce rapport est inférieur à 1. La méthode de minimisation du gain moyen est dans ce cas meilleure que la méthode "retard-somme". Ce résultat est trivial, car la puissance en sortie est ici égale au gain moyen que l'on minimise. L'égalité n'aura lieu pour tous les f_s que si la matrice R est proportionnelle à la matrice identité. Dans la pratique, on trouve des valeurs propres de R très différentes entre elles, la méthode de minimisation du gain moyen est donc mieux adaptée au problème. Cette conclusion est parfaitement logique, car le fait de remplacer la matrice identité par R est un moyen d'introduire les propriétés géométriques de sources.

3.2. Performance intrinsèque

Il est intéressant de voir que le filtre obtenu par la méthode d'optimisation de l'antenne ne dépend pas de signaux. Il en résulte que la performance a un sens intrinsèque. Que le brouilleur soit cohérent ou pas avec la source, l'atténuation de l'antenne sur ce brouilleur est toujours garantie. Alors que les méthodes du type CAPON basées sur la minimisation de la puissance en sortie ont une performance dépendant fortement de la nature de signaux. En particulier, lorsque le brouilleur est cohérent avec la source, et que son niveau est plus faible que le signal utile (cas de multi-trajets), le filtre de CAPON provoque une augmentation du niveau de bruit. En effet, pour réaliser une puissance minimale à la sortie, le filtrage a tendance à égaliser les niveaux du signal utile et du bruit cohérent, et les rendre en opposition de phase. Le niveau du signal utile est conservé grâce à la contrainte, le bruit s'amplifie en conséquence.

4. CAS DE BROUILLEURS CONNUS

L'antenne correspondant à la minimisation du gain moyen réalise une atténuation quasi-uniforme pour tous les brouilleurs. L'atténuation obtenue n'est pas très élevée en général. Pour des brouilleurs particulièrement forts, une telle atténuation n'est pas satisfaisante. Dans une application comme la prise de son multi-micros en audio-conférence, la position du brouilleur fort qui est le haut-parleur peut être connue. Dans un tel cas, on peut augmenter sensiblement l'atténuation pour les brouilleurs en question en introduisant dans le critère initial les contraintes d'annulation. Tout comme la contrainte "sans distorsion du signal utile", les contraintes d'annulation de brouilleurs sont linéaires en vecteur-filtre A. La résolution du problème de l'optimisation ne présente aucune difficulté.

5. RESULTATS DE SIMULATIONS

Le gain de l'antenne calculé à partir du filtrage effectué permet d'évaluer la performance de l'antenne. Il est difficile de présenter son allure complète sur une



figure, car c'est une fonction multi-variables qui dépend de la fréquence et des coordonnées de source. On se contente de présenter ses fonctions partielles permettant d'illustrer les différents aspects de la performance. On prend un champ de sources planaire et un réseau linéaire de 17 capteurs équidistants. Les filtres sont à réponse impulsionnelle finie (FIR), synthétisés à partir du vecteur-filtre optimal A avec 64 coefficients par filtre. On se place dans le cas d'un brouilleur fort connu.

La figure 1 correspondant au gain sur le champ à une fréquence donnée ($\frac{5}{8}\pi$) donne une vue d'ensemble. Le gain sur toute la bande fréquentielle des sources situées sur une droite passant par la source utile et parallèle au réseau est présenté dans la figure 2 permettant d'apprécier les atténuations pour les sources voisines de la source utile. On a présenté sur la figure 3 le gain pour la source utile et celui pour le brouilleur fort de façon à permettre d'évaluer son atténuation importante.

6. CONCLUSION

Nous avons présenté dans cet article une méthode de formation de voie en champ proche dont la conception est basée sur les caractéristiques géométriques des sources par rapport au réseau d'antenne. La méthode présentée est plus performante que la formation de voie conventionnelle. Cependant, la performance obtenue n'est tout de même pas comparable à celle des méthodes du type CAPON lorsque très peu de sources sont présentes. L'avantage est qu'elle est robuste grâce à son indépendance vis-à-vis des signaux. Sa performance intrinsèque est garantie même lorsqu'une cohérence entre la source utile et un brouilleur existe. Au cas où les brouilleurs forts sont de positions connues, cette méthode est aussi performante que les méthodes du type CAPON.

REFERENCES :

- 1) R.A. Monzingo and T.W. Miller, "Introduction to Adaptive Arrays", New York, Wiley, 1980.
- 2) J. Capon, "High Resolution Frequency-Wavenumber Spectral Analysis", Proc. IEEE, vol.57, pp 1408-1418, Aug. 1969.
- 3) O.L. Frost, III, "An Algorithm for Linear Constrained Adaptive Array Processing", Proc. IEEE, vol.60, pp 926-935, Aug. 1972.
- 4) T.J. Shan and T. Kailath, "Adaptive Beamforming for Coherent Signals and Interference", IEEE Trans. on ASSP vol.33, pp 527-536, June 1985.

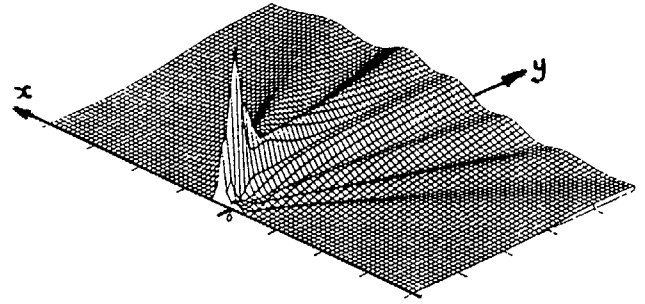


Fig 1 : gain sur le champ

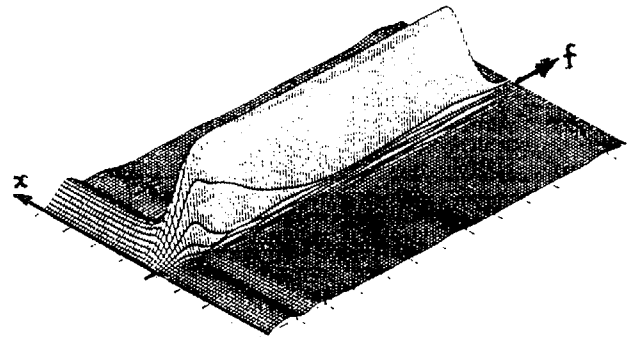


Fig 2 : gain sur la droite passant par la source utile

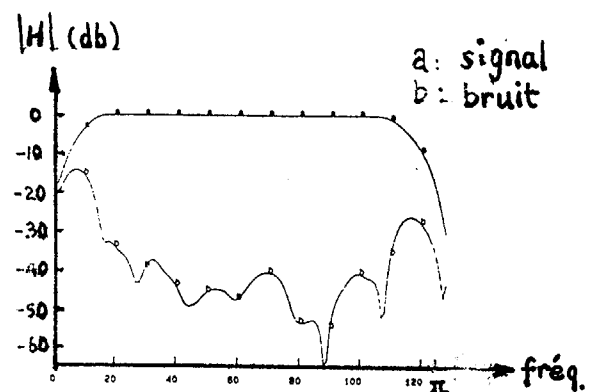


Fig 3 : gain pour la source utile et pour le brouilleur