

UN ALGORITHME NON ITERATIF POUR LA LOCALISATION DE SOURCES AVEC DES ERREURS DE MODELE DEPENDANT DE LEUR DIRECTION

A. FERREOL^{(1),(3)} et P. LARZABAL^{(2),(3)}

⁽¹⁾ THOMSON-CSF, Division RGS, 66 rue du Fossé Blanc, 92231 Gennevilliers

⁽²⁾ LESIR ENS CACHAN, URA CNRS D 1375, 61 avenue du président Wilson, 94235 CACHAN cedex

⁽³⁾ CNRS, TdSI GT4, ENST, 46 rue Barrault, 75013 PARIS FRANCE

RÉSUMÉ

Les diverses méthodes utilisées en traitement d'antenne, pour mesurer l'incidence de plusieurs émetteurs, sont fortement perturbées par des inadéquations de modèle. L'identifiabilité des paramètres est exposée. Pour des erreurs dépendants de la direction de l'émetteur, lorsque la solution est unique, une technique permettant de mesurer simultanément les paramètres d'erreurs et l'incidence de la source est proposée. Les simulations confirment les améliorations attendues.

In array processing, the high resolution bearing estimation methods are greatly affected by model perturbations. Their performances degrade drastically when perturbations increase. Perturbations are characterized by some nuisance parameters whose identifiability is exposed in this paper. In case of a unique solution, for direction dependant perturbations, an original autocalibration algorithm is proposed and tested in simulations.

ABSTRACT

I. INTRODUCTION

L'estimation d'angles d'arrivée de plusieurs émetteurs, dans un milieu de propagation donné, à partir d'un réseau de capteurs, est une technique utilisée dans divers domaines (acoustique, sismique, radio,...). Généralement, il est supposé que le front d'onde est plan avec des sources non cohérentes et que le bruit additif sur les capteurs est gaussien, spatialement blanc et décorréolé entre capteurs.

Les méthodes à haute résolution [1] exploitent les propriétés algébriques de la matrice de covariance des signaux observés à la sortie des antennes. On rappelle que l'espace propre de cette matrice se décompose en deux sous-espaces orthogonaux : espace source et espace bruit. L'espace source est engendré par les vecteurs directionnels de chacun des émetteurs. Pour estimer l'incidence d'une source, il est nécessaire de connaître les vecteurs directionnels, c'est à dire la réponse du réseau de capteurs à une source d'azimut θ . Classiquement, cette fonction est calculée analytiquement à partir de la position des capteurs.

Toutefois, les diverses expérimentations que nous avons effectuées montrent que les vecteurs directionnels théoriques sont éloignés des vecteurs pratiques. Les hypothèses du modèle classique n'étant pas vérifiées, l'estimation des directions θ est dégradée. En conséquence, une utilisation trop académique de ces méthodes est à proscrire. Un allongement du temps d'intégration, ou une augmentation du rapport signal sur bruit n'améliorera pas les performances expérimentales. Pour rester robuste à ces perturbations, les méthodes à haute résolution nécessitent donc un certain "aménagement". Les algorithmes d'autocalibration actuels ne s'attaquent qu'à des problèmes dont les perturbations de modèles (gains et phases des chaînes de réception) sont indépendantes des directions d'arrivée.

Lorsque les vecteurs directionnels de chacune des

sources sont perturbés par les mêmes paramètres, Friedlander [2] propose un algorithme permettant d'estimer de façon *itérative* la position des sources et les paramètres de perturbation. Cette optimisation *alternative* est effectuée jusqu'à minimiser un critère dépendant de l'amplitude des pics de la méthode MUSIC. **Ce type de traitement n'est pas applicable pour des perturbations dépendant de l'incidence de l'émetteur.** Ce genre de perturbations affecte souvent les systèmes de radiogoniométrie.

L'objectif est donc de tenir compte de perturbations dépendantes de l'incidence de chacune des sources, en estimant de façon conjointe les perturbations et les azimuts de chacun des émetteurs. Pour cela, nous définissons tout d'abord un modèle de signal dans le paragraphe 2. A partir de ce modèle le problème de l'identifiabilité est traité dans le paragraphe 3. Puis, lorsque le problème admet une solution unique, une technique permettant de goniométrer correctement des sources avec des erreurs de modèle dépendant de leur direction est exposé dans le paragraphe 4. Nous concluerons après avoir simulé ces techniques dans le paragraphe 5.

II. MODELE DU SIGNAL

Les signaux sont bande étroite autour de la fréquence f_0 . A la sortie de chaque capteur, le signal reçu vaut $x_n(t)$ [$n:1..N$] à l'instant t . Nous obtenons une observation vectorielle à la sortie de l'ensemble des capteurs $\underline{x}(t) = [x_1(t) \dots x_N(t)]^T$:

$$\underline{x}(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) \underline{a}(\theta_m) + \underline{h}(t) \quad (1)$$

- θ_m : azimut de la $m^{\text{ième}}$ source
- $s_m(t)$: modulation de la $m^{\text{ième}}$ source
- $\underline{a}(\theta_m)$: vecteur directionnel de la source m
- $\underline{h}(t)$: vecteur bruit



Dans le cas présent nous nous intéressons uniquement aux erreurs de phase et d'amplitude. De façon générale, le vecteur directionnel réel peut s'écrire de la façon suivante :

$$\mathbf{a}_r(\theta, \underline{\delta}(\theta)) = \begin{bmatrix} 1 \\ \delta_2 a_2(\theta) \\ \vdots \\ \delta_N a_N(\theta) \end{bmatrix} \text{ avec } \mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ a_2(\theta) \\ \vdots \\ a_N(\theta) \end{bmatrix} \text{ et } \underline{\delta}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \delta_2 \\ \vdots \\ \delta_N \end{bmatrix}$$

Le vecteur directionnel réel \mathbf{a}_r dépend à la fois d'un vecteur de perturbation $\underline{\delta}(\theta)$ et du vecteur directionnel classique $\mathbf{a}(\theta)$. $\underline{\delta}(\theta)$ est composé de N-1 inconnues car le capteur 1 est considéré comme référence. Ceci n'enlève rien à la généralité du problème car MUSIC s'applique après normalisation des vecteurs directionnels. Dans une telle modélisation le vecteur $\underline{\delta}(\theta)$ peut dépendre de la direction de l'émetteur. De façon à séparer les deux catégories de paramètres que sont l'azimut θ et le vecteur de perturbation $\underline{\delta}(\theta)$ associé, le vecteur directionnel réel devient:

$$\mathbf{a}_r(\theta, \underline{\delta}(\theta)) = \mathbf{D}[\theta] \underline{\delta}(\theta) \quad (2)$$

Dans le cas le plus général $\mathbf{D}(\theta) = \text{diag}(\mathbf{a}(\theta))$. Cette nouvelle formulation montre qu'il est possible de modéliser le vecteur $\mathbf{a}_r(\theta, \underline{\delta}(\theta))$ à l'aide d'un vecteur de perturbation $\underline{\delta}(\theta)$ de longueur plus faible que le nombre N de capteurs. On définit donc P le "Nombre de paramètres d'erreur d'une source" de la façon suivante :

$$\dim[\underline{\delta}(\theta)] = P$$

Une telle modélisation ne peut résulter que d'une analyse fine de l'origine physique des perturbations. Pour des raisons de symétrie, certaines contraintes opérationnelles peuvent créer des perturbations semblables pour plusieurs capteurs différents. Ces cas de figure se prêtent très bien à une telle modélisation. La modélisation de l'équation (2) s'adapte, en particulier, au cas du couplage. Pour un réseau linéaire dans lequel les capteurs sont uniquement couplés par un coefficient α avec leurs voisins, le vecteur directionnel réel se modélise, en fonction d'une matrice de couplage \mathbf{Z} [4][5], de la façon suivante:

$$\mathbf{a}_r(\theta) = \mathbf{Z} \mathbf{a}(\theta) \quad \text{avec} \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha & 0 & \dots & 0 \\ \alpha & 1 & & \ddots & \vdots \\ 0 & & \ddots & & 0 \\ \vdots & \ddots & & 1 & \alpha \\ 0 & \dots & 0 & \alpha & 1 \end{bmatrix}$$

$\mathbf{a}(\theta)$ correspond au vecteur directionnel théorique. Il est possible d'écrire $\mathbf{a}_r(\theta)$ suivant la factorisation de la formule (2) en posant:

$$\mathbf{D}[\theta] = \begin{bmatrix} 1 & a_2 \\ a_2 & a_1+a_3 \\ \vdots & \vdots \\ a_{N-1} & a_{N-2}+a_N \\ a_N & a_{N-1} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \underline{\delta}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha \end{bmatrix}$$

Pour cet exemple, le vecteur de paramètre $\underline{\delta}(\theta)$ a une longueur de $P=2$. Les perturbations sont, dans ce cas, indépendantes de la direction θ de l'émetteur. Comme nous le verrons plus loin, il est important d'analyser finement le problème physique rencontré, de façon à réduire au maximum la dimension P du vecteur de perturbation. De façon générale

nous considérons qu'il est possible de rencontrer deux grands types de perturbations qui nécessiteront des traitements spécifiques:

-1 Cas d'une perturbation $\underline{\delta}$ indépendante de la direction de la source, le signal reçu vaut:

$$\mathbf{x}(t) = \left[\sum_{m=1}^M s_m(t) \mathbf{D}(\theta_m) \right] \underline{\delta} + \mathbf{h}(t) \quad (3)$$

Ce modèle est actuellement le seul qui est exploité en autocalibration. il est à l'origine des travaux de Friedlander

-2 Cas de perturbations $\underline{\delta}(\theta_m)$ dépendantes de la direction θ_m des sources, le signal reçu vaut:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) \mathbf{D}(\theta_m) \underline{\delta}(\theta_m) + \mathbf{h}(t) \quad (4)$$

Dans le premier cas, les inconnus du système seront le vecteur $\underline{\delta}$ et les azimuts $\theta_1, \dots, \theta_M$ de chacune des sources. Pour les erreurs dépendantes de la direction de l'émetteur, les paramètres à déterminer [$\underline{\delta}(\theta_1) \dots \underline{\delta}(\theta_M)$ et $\theta_1, \dots, \theta_M$] sont plus nombreux.

III. OBSERVABILITE DU SYSTEME

Le système est dit observable ou identifiable lorsqu'il est possible de déterminer l'ensemble des inconnues uniquement à partir des observations temporelles $\mathbf{x}(t)$. P.Nicolas[7] et JTH. Lo[3] ont montré qu'il fallait au moins 3 capteurs et 3 sources pour déterminer la position de l'ensemble des capteurs. A.J weiss[6](p253) a de son côté déterminé une condition de mesure avec des signaux larges bandes. Pour des erreurs de phase et d'amplitude indépendantes de l'azimut, B.Friedlander[2] (p2682) a indiqué qu'il fallait au moins 2 sources pour résoudre le problème.

De façon à obtenir une condition nécessaire pour déterminer l'ensemble des paramètres, on suppose qu'il existe une méthode optimale qui permette d'estimer les vecteurs directionnels de chacune des sources reçues. Les équations du système sont données par les vecteurs $\mathbf{a}_r(\theta_m, \underline{\delta}(\theta_m))$ pour $m=1..M$. Avec M sources et N capteurs il y a $2[N-1] M$ équations. Pour $N=2$ capteurs et $M=1$ source le vecteur directionnel s'écrit:

$$\mathbf{a}_r(\theta, \delta = \rho \exp(j \varphi)) = \begin{bmatrix} 1 \\ \rho \exp\left\{j \left[\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) \right] \right\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ a_2(\theta) \end{bmatrix}$$

d : distance inter-capteur

Les paramètres ρ , φ et θ , doivent être estimés à partir des équations suivantes:

$$\begin{cases} |a_2(\theta)| & = \rho \\ \text{argument}\{a_2(\theta)\} & = \varphi + \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) \end{cases}$$

Dans ce cas, le système comprend 2 équations avec 3 inconnues, il est donc impossible d'estimer tous les paramètres. Pour un ensemble d'émetteurs d'azimut θ_m ($m = 1..M$) avec un vecteur de perturbation $\underline{\delta}$ [$\dim(\underline{\delta}) = P$] commun, il faut déterminer $M+2x[P-1]$ paramètres réels avec $2[N-1]xM$ équations. Pour résoudre le problème, il faut $2[N-1] M \geq M + 2[P-1]$. On constate dans un premier temps, que pour une dimension du paramètre d'erreur égal au nombre de capteurs ($P=N$), la condition devient:

$$M > 1$$

Le problème admet alors une solution unique à partir de 2 sources. Par contre, pour une dimension de $\underline{\delta}$ strictement inférieur à N, le problème est solvable pour un nombre quelconque de sources.

Lorsque le vecteur de perturbations $\underline{\delta}(\theta)$ dépend de l'azimut θ de la source, il y a $2x[P-1]+1$ paramètres à déterminer par source, soit au total $[2x[P-1]+1]xM$ inconnus pour $2[N-1]xM$ équations, ainsi :

$$2[N-1] M \geq [2[P-1]+1] M$$

Ainsi pour localiser des sources avec des paramètres d'erreurs dépendant de leur direction, il faut que la longueur P du vecteur de perturbation soit strictement inférieure aux nombres de capteurs, soit: $P < N$

Ces conditions sont nécessaires mais non suffisantes. Pour un réseau linéaire, il a été montré que la solution est multiple pour des erreurs de gains et de phases indépendantes de l'azimut [2].

IV. TECHNIQUE DE CALIBRATION

Dans ce paragraphe, l'objectif est de localiser plusieurs émetteurs avec des perturbations $\underline{\delta}(\theta)$ dépendant de leur direction. Une source est paramétrée par un azimut θ et un vecteur de perturbation $\underline{\delta}(\theta)$. Une première approche multidimensionnelle consiste à appliquer MUSIC avec un vecteur directionnel dépendant de tous ces paramètres:

$$P_{MUSIC}(\theta, \underline{\delta}(\theta)) = \underline{\mathbf{a}}^r(\theta, \underline{\delta}(\theta))^+ \Pi_b \underline{\mathbf{a}}^r(\theta, \underline{\delta}(\theta)) \quad (5)$$

Cette technique est appliquée [3] dans le cas d'erreurs de position sur les capteurs. Avec cette formulation (5) chaque source peut être associée à un vecteur de perturbation différent. L'expression (2) du vecteur directionnel réel, permet de simplifier le critère. Le spectre de MUSIC devient:

$$P_{MUSIC}(\theta, \underline{\delta}(\theta)) = \underline{\delta}(\theta)^+ \mathbf{Q}(\theta) \underline{\delta}(\theta) \quad (6)$$

avec $\mathbf{Q}(\theta) = [\mathbf{D}(\theta)^+ \Pi_b \mathbf{D}(\theta)]$

La minimisation de ce critère se fait tout d'abord en fonction de $\underline{\delta}(\theta)$ sous la contrainte d'avoir la première composante de ce vecteur égale à 1. Le vecteur de perturbation obtenu pour chaque azimut vaut $\underline{\delta}_{min}(\theta)$ et le niveau du spectre de MUSIC après minimisation vaut $J_{min}(\theta)$, soit :

$$\underline{\delta}_{min}(\theta) = \frac{\mathbf{Q}(\theta)^{-1} \underline{\mathbf{w}}}{\underline{\mathbf{w}}^+ \mathbf{Q}(\theta)^{-1} \underline{\mathbf{w}}} \quad \text{avec} \quad \underline{\mathbf{w}} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

et $J_{min}(\theta) = \underline{\delta}_{min}(\theta)^+ \mathbf{Q}(\theta) \underline{\delta}_{min}(\theta) = \frac{1}{\underline{\mathbf{w}}^+ \mathbf{Q}(\theta)^{-1} \underline{\mathbf{w}}}$

Les azimuts θ_m des sources seront les M minima de la fonction $J_{min}(\theta)$. Les vecteurs de perturbations associés seront les $\underline{\delta}_{min}(\theta_m)$. Cette technique a l'avantage de transformer une optimisation multi-dimensionnelle en une mono-dimensionnelle. Toutefois, la fonction de recherche de direction $J_{min}(\theta)$ prend une forme indéterminée autour des positions exactes θ_m des sources. En effet, le pseudo-spectre de MUSIC

s'annule pour les paramètres θ_m et $\underline{\delta}(\theta_m)$ de chaque source m. Dans ces conditions la formule (6) devient:

$$\mathbf{Q}(\theta_m) \underline{\delta}(\theta_m) = \underline{\mathbf{0}} \quad (8)$$

Cette expression montre que la matrice $\mathbf{Q}(\theta_m)$ contient une valeur propre qui tend vers 0 quand θ tend vers θ_m . C'est à dire que le conditionnement de $\mathbf{Q}(\theta_m)$ augmente dangereusement dans de telles conditions. Pour des raisons de stabilité numérique il vaut mieux inverser une matrice de plus petite dimension que $\mathbf{Q}(\theta_m)$. Pour ce faire, la matrice $\mathbf{Q}(\theta_m)$ et le vecteur $\underline{\delta}(\theta_m)$ sont décomposés de la façon suivante :

$$\mathbf{Q}(\theta) = \begin{bmatrix} q_{11}(\theta) & \mathbf{q}_{12}(\theta)^+ \\ \mathbf{q}_{12}(\theta) & \mathbf{Q}_{22}(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \underline{\delta}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \underline{\delta}'(\theta) \end{bmatrix} \quad (9)$$

L'écriture de la matrice $\mathbf{Q}(\theta)$ est celle d'une matrice hermitienne et la première composante du vecteur de perturbation vaut toujours 1. D'après ces expressions, l'équation (6) devient:

$$P(\theta, \underline{\delta}') = q_{11}(\theta) + \text{reel}\{2[\mathbf{q}_{12}(\theta)^+ \underline{\delta}'] + \underline{\delta}'^+ \mathbf{Q}_{22}(\theta) \underline{\delta}'\} \quad (10)$$

La minimisation du critère P par $\underline{\delta}'(\theta)$ en fixant θ , donne le vecteur $\underline{\delta}'_{min}(\theta)$ tel que:

$$\underline{\delta}'_{min}(\theta) = -\mathbf{Q}_{22}(\theta)^{-1} \mathbf{q}_{12}(\theta) \quad (11)$$

En remplaçant $\underline{\delta}'_{min}(\theta)$ dans l'équation (10), on obtient la fonction $J_{min}(\theta)$ de la façon suivante:

$$J_{min}(\theta) = q_{11}(\theta) - \mathbf{q}_{12}(\theta)^+ \mathbf{Q}_{22}(\theta)^{-1} \mathbf{q}_{12}(\theta) \quad (12)$$

Comme précédemment les directions θ_m sont les M minima de la fonction $J_{min}(\theta)$. Dans le cas présent, on inverse une matrice $\mathbf{Q}_{22}(\theta)$ bien conditionnée qui est de dimension plus faible que $\mathbf{Q}(\theta)$.

La méthode proposée consiste à optimiser la fonction du spectre multidimensionnel de MUSIC qui est séparable en les angles et les perturbations. Ainsi, la minimisation par rapport au vecteur $\underline{\delta}(\theta)$ donne un nouveau spectre $J_{min}(\theta)$. Les directions des sources sont ensuite obtenues en minimisant ce nouveau spectre monodimensionnel.

Toutefois, les limitations d'une telle procédure doivent maintenant être établies. En utilisant l'expression de la matrice $\mathbf{Q}(\theta)$ de la formule (6), on obtient les conditions suivantes sur les rangs des différentes matrices:

$$\text{rang}\{ \mathbf{Q}(\theta) \} = \min[\text{rang}\{ \Pi_b \}, \text{rang}\{ \mathbf{D}^+(\theta) \mathbf{D}(\theta) \}]$$

Pour pouvoir appliquer la méthode il faut que la matrice $\mathbf{Q}(\theta)$ soit de rang plein pour tous les azimuts différents des positions exactes θ_m . Comme $\mathbf{Q}(\theta)$ est une matrice de dimension $P \times P$ son rang doit être égal à P, la condition précédente devient alors :

$$M \leq N - P$$

$$P = \text{rang}\{ \mathbf{D}^+(\theta) \mathbf{D}(\theta) \} \quad \text{pour } \theta \neq \theta_m \quad (m=1..M)$$

$$\text{avec } \text{rang}\{ \mathbf{Q}(\theta) \} = P$$



La première condition fixe une borne supérieure au nombre de sources localisables. Lorsque $P=1$ on se ramène au cas classique de MUSIC et on retrouve que pour un réseau avec N capteurs il est possible de localiser au maximum $N-1$ sources. Par contre, lorsque le vecteur de perturbation est totalement inconnu ($P=N$) cette méthode est inapplicable. La deuxième condition montre que si le rang de la matrice $\mathbf{D}+\mathbf{D}$ est inférieur à P pour $\theta_0 \neq \theta_m$ il existe une ambiguïté mathématique en $\theta=\theta_0$ dans le spectre de la méthode proposée.

V. SIMULATIONS

Les simulations sont effectuées sur un réseau circulaire avec $N=6$ capteurs. La matrice de corrélation utilisée est asymptotique. Le vecteur de perturbation est composé de $P=2$ éléments. Le vecteur $\underline{\delta}(\theta)$ et la matrice $\mathbf{D}(\theta)$ s'écrivent, dans ce cas, de la façon suivante:

$$\mathbf{D}(\theta) = \begin{bmatrix} a_1(\theta) & 0 \\ 0 & a_2(\theta) \\ a_3(\theta) & 0 \\ 0 & a_4(\theta) \\ a_5(\theta) & 0 \\ 0 & a_6(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \underline{\delta}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \delta_2 \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } a_n(\theta) = \exp\left(j 2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta - \alpha_m)\right) \quad \text{et} \quad \alpha_m = 2\pi \frac{n-1}{N}$$

Les signaux sont générés aux azimuts $\theta_1 = 0$ degrés et $\theta_2 = 20$ degrés. Les perturbations associées valent $\delta_2(\theta_1)=0,82$ et $\delta_2(\theta_2)=1,06$. L'adéquation de modèle est obtenue pour $\delta_2=1$. La *figure(a)* représente le spectre multidimensionnel de MUSIC en fonction des paramètres θ et δ_2 . La *figure(b)* représente le spectre de MUSIC avec la méthode proposée. En considérant les remarques du paragraphe précédent, la méthode proposée permet de localiser au maximum $N-P=4$ sources. D'après la *figure(a)* on constate que MUSIC multidimensionnel détermine, sans biais, les azimuts θ_m et les perturbations $\delta_2(\theta_m)$ de chacune des deux sources. La figure (b) montre que MUSIC utilisé avec le modèle nominal manque de résolution. La méthode exposée fonctionne très correctement dans ce cas. Elle est asymptotiquement non biaisée.

VI. CONCLUSION

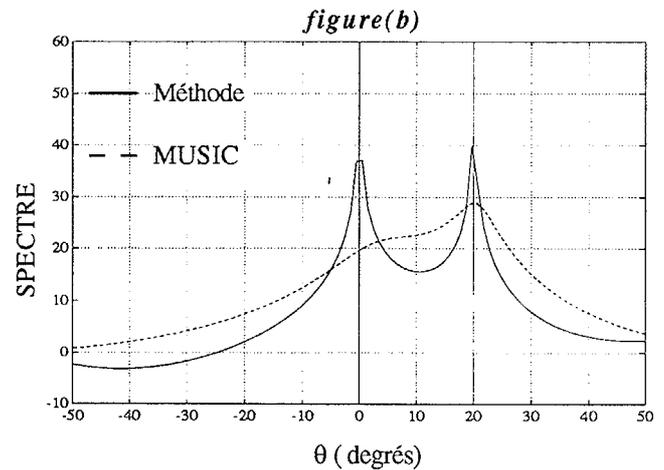
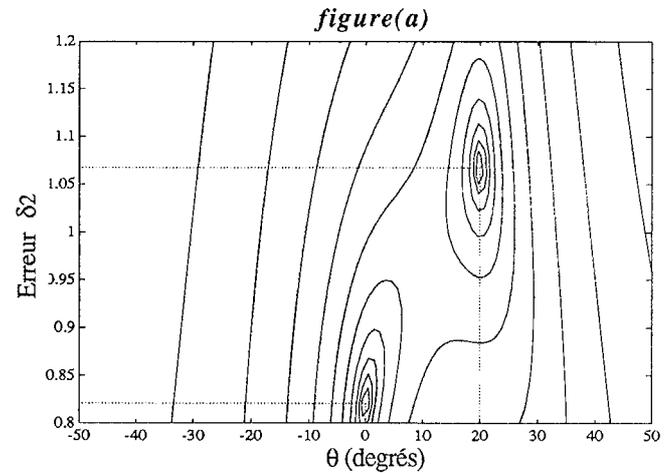
La localisation de sources avec des erreurs de modèle dépendant de leur direction est possible. La méthode la plus naturelle consiste à appliquer MUSIC en fonction d'un plus grand nombre de paramètres que sont l'azimut et les éléments du vecteur de perturbation $\underline{\delta}(\theta)$. Dans ce cas, pour obtenir une solution unique, il faut que la longueur du vecteur de perturbation soit strictement inférieure au nombre de capteurs ($P < N$).

De façon à simplifier l'optimisation multidimensionnelle de MUSIC, une méthode est proposée pour transformer ce critère en un spectre mono-dimensionnel dépendant uniquement de l'azimut. Cette nouvelle fonction de recherche de direction est obtenue après avoir optimisé la méthode MUSIC en fonction du vecteur de perturbation $\underline{\delta}(\theta)$ pour chaque direction θ . Pour appliquer ce nouveau critère, il faut que le nombre M de sources vérifie la condition suivante:

$$M \leq N - P$$

Jusqu'à présent, les hypothèses en autocalibration étaient restrictives car elles ne permettaient pas de résoudre le cas

d'erreurs de gains et de phases dépendantes de l'angle d'incidence. Ce genre de perturbations affecte souvent les systèmes de radiogoniométrie. La méthode proposée contribue à résoudre ces problèmes



BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.O Schmidt "A signal subspace approach to multiple emitters location and spectral estimation", PhD Thesis, Stanford University, CA, Nov 81
- [2] B. Friedlander , A.Weiss "Eigenstructure methods for direction finding with sensor gains and phases uncertainties" Proc ICASSP 1988, vol 5, pp2681-2684, Avril 1988.
- [3] TH.Lo , L.Marple "Observability conditions for Multiple Signal Direction Finding and array Sensor Localization", IEEE trans on ASSP, vol 40, n°11, Nov 1992
- [4] H. Steyskal , J.Herd "Mutual coupling , compensation in small array antennas " IEEE trans on AP, vol n°12, p 1971, decembre 1990.
- [5] CC.Yeh , ML.Leou "Bearing estimations with mutual coupling present" IEEE trans on AP, vol n°37, p 1332, octobre 1989
- [6] A.J.Weiss ,B.Friedlander "Array shape calibration using eigenstructure methods" Signal Processing 22,1991,p 250
- [7] G.Vezzosi , P.Nicolas "Time delay estimation using an eigenstructure based spectral method", in Proc 25th conf. Decision Contr, 1986, pp 949-952