

Application de la technique « Frequency-Hopped » à la localisation de sources par un réseau de capteurs

Localization of Sources with a Frequency-Hopped Signaling Sensor Array

par Mourad BARKAT et Kamel AISSOUS

Institut d'Electronique
Université de Constantine
Constantine, 25 000 Algérie
Tél / Fax : 213 - 4 - 66 - 13 - 68

résumé et mots clés

Dans cet article, nous présentons une méthode pour la résolution du problème d'estimation des angles d'arrivée de D cibles, par un réseau de L capteurs, où $D < L$, pour les systèmes actifs émettant des signaux codés en « Frequency Hopped ». Cette méthode est basée sur l'application de l'estimateur du maximum de vraisemblance à un nouveau modèle de données reçues sur différents canaux. Les résultats de simulation montrent que cette approche améliore la résolution des angles d'arrivée des cibles, comparativement à celle de la fréquence monotone. Cependant, quand le rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio, SNR) est faible, la performance se dégrade et nécessite donc un nombre d'échantillons plus élevé.

« Frequency-Hopped », sources, réseau de capteurs, angle d'arrivée.

abstract and key words

In this paper, we present a different approach to the problem of estimating the angle of arrivals (AOA's) of D targets in Frequency-Hopped signaling sensors array for active systems, with D smaller than the number of sensor elements, L . This method is based on the application of the Maximum Likelihood Estimator for a new proposed model of received data available in different channels. The simulation results show that this approach improves the resolution in the estimation of the angle of arrivals compared with Monotone-Frequency signaling case. Its drawback, however, is that when the Signal-to-Noise Ratio, SNR, is low the performance deteriorates and a large number of snapshots is required.

Frequency-Hopped, Sources, Sensor arrays, Angle of arrival.

1. introduction

La détermination automatique du nombre de sources rayonnantes ou réfléchissantes, leurs positions et autres paramètres caractéristiques des signaux à partir d'un traitement approprié des données reçues à travers un réseau de capteurs, à positions et caractéristiques directionnelles arbitraires, trouve son application dans différents domaines tels que radar/sonar, communication, astronomie, géophysique, océanographie et sismologie.

Plusieurs algorithmes d'estimation des angles d'arrivée des sources ont été développés tels que ceux de Schmidt [1,2], Bienvenue et Kopp [3] qui présentent l'algorithme MUSIC (Multiple Signal Characterisation), basé sur l'approche de la décomposition propre de la matrice de corrélation des données. Dans cet algorithme une fonction $P(\theta)$ dite fonction de mesure d'orthogonalité est construite

$$P(\theta) = \frac{1}{d^H(\theta) \cdot U_N \cdot U_N^H \cdot d(\theta)} \quad (1)$$

basée sur la propriété d'orthogonalité entre le sous espace bruit engendré par les vecteurs propres du bruit U_N et le sous espace signal engendré par les vecteurs directions $d(\theta)$. Les pics de la

fonction $p(\theta)$ sont les angles d'arrivée des sources. L'application de l'approche du maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood Estimator, MLE), à la résolution du problème d'estimation des angles d'arrivée des sources à bande étroite, a été faite par plusieurs chercheurs. Citons à titre d'exemple les travaux de Ziskind et Wax [4,5] et Boehme [6] qui proposent un algorithme de projection alternative où une fonction de vraisemblance logarithmique en fonction des angles d'arrivée θ_k est définie comme suit

$$g(\theta) = \sum_{m=1}^M |P_A(\theta_k) \cdot x(m)|^2 \quad (2)$$

où $P_A(\theta_k)$ est l'opérateur de projection sur l'espace engendré par les colonnes de la matrice direction $A(\theta_k)$ et M est le nombre d'échantillons. Les angles d'arrivée sont ceux qui maximisent $g(\theta)$. Miller et Fuhrman [7] proposent l'algorithme EM (Expectation Maximisation Algorithm), généralisé pour la solution-numérique de l'estimateur ML (Maximum Likelihood) des angles d'arrivée des sources à bande étroite. Dans [8], un algorithme de minimisation successive au sens des moindres carrés pour le calcul de l'estimateur ML est aussi proposé.

Cependant, la majorité de ces procédures itératives ne garantissent pas la convergence vers l'optimum global. De plus, si le nombre des sources est grand, ces procédures itératives deviennent très compliquées du point de vue calcul. Afin de surmonter ces problèmes, Huang et Barkat [9] suggèrent l'algorithme DP (Dynamic Programming Algorithm), pour calculer l'estimateur ML du nombre de sources et leurs angles d'arrivée simultanément. Dans [10], un système actif pour radar/sonar avec un variateur de fréquence d'impulsion est proposé dans le but d'améliorer la résolution en tonalité et l'estimation des angles d'arrivée des cibles non fluctuantes. Huang et Barkat [11] de leur part appliquèrent la technique «Frequency hopped» aux systèmes actifs pour l'estimation du nombre de cibles mobiles par les critères AIC (Akaike Information Criteria) et MDL (Minimum Description Length), où l'étude des probabilités de fausse alarme-1 (détecter $D + 1$ sources), d'oubli-1 (détecter $D - 1$ sources, D étant le nombre de sources) et la probabilité de la détection correcte ont révélé une amélioration comparée au cas de fréquence monotone. Li et Wang [12] utilisent aussi la technique «Frequency hopped» à l'algorithme MUSIC dans le but de résoudre un nombre de cibles supérieur au nombre de canaux de réception pour les systèmes actifs.

Dans cet article, nous présentons une approche d'estimation des angles d'arrivée pour les systèmes actifs basée sur l'utilisation de la technique «Frequency Hopped». Au lieu d'utiliser le vecteur observation pour chaque canal séparément comme dans [11], nous appliquons l'estimateur ML au vecteur observation construit par des données reçues sur tous les canaux ensemble. La formulation du problème est faite dans la Section 2. Les résultats des simulations illustratifs des performances de la méthode proposée sont présentés à la Section 3. La Section 4, est consacrée à la conclusion.

2. formulation du problème

En communication et systèmes radars, la technique de codage dite «Frequency Hopped» est utilisée pour améliorer les performances des systèmes. Dans notre travail cette technique est utilisée à l'amélioration de l'estimation des positions ou direction d'arrivée des sources (cibles) à bande étroite (narrow-band sources) par les systèmes actifs à réseaux de capteurs. Au contraire de l'émission classique où l'impulsion est émise tel quel par le système, la technique «Frequency Hopped» consiste à subdiviser l'impulsion émise en plusieurs sous impulsions égales. Chaque sous impulsion est caractérisée par une sous fréquence porteuse f_p différente; ces sous fréquences porteuses sont uniformément espacées d'une bande de fréquence Δf comme indiqué sur la figure 1.

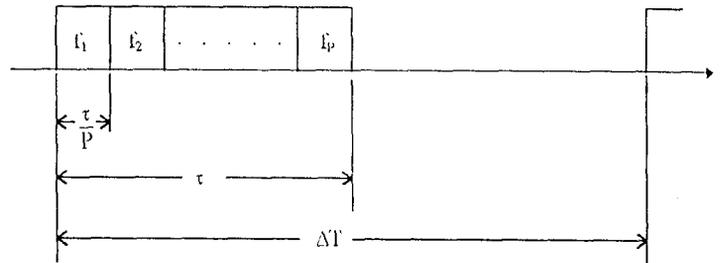


Figure 1. - L'impulsion codée en «Frequency Hopped».

Soient $1/\Delta T$ et τ , respectivement, la fréquence de répétition des impulsions et la largeur de l'impulsion du signal transmis $s(t)$. L'impulsion est décomposée en P sous impulsions ayant chacune une sous fréquence porteuse f_p . Alors $s(t)$ peut s'écrire

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{p=1}^p C_p \exp \left[j 2\pi \left[f_0 + \left(p - \frac{(p-1)}{2} \right) \Delta f \right] t \right] & \text{pour } 0 \leq t \leq \tau \\ 0 & \text{pour } \tau \leq t \leq \Delta T \end{cases} \quad (3)$$

où j est l'unité complexe ($j = \sqrt{-1}$), C_p est l'amplitude complexe de la $p^{\text{ième}}$ sous impulsion, f_0 est la fréquence centrale de la bande de fréquence $[f_0 - (p-1)\Delta f/2, f_0 + (p-1)\Delta f/2]$ et Δf est la largeur uniforme de fréquence qui sépare deux sous-fréquences porteuses adjacentes.

Pour simplifier l'écriture nous noterons dans ce qui suit l'expression $\left[f_0 + \left(p - \frac{(p-1)}{2} \right) \Delta f \right]$ par f_p .

Considérons une séquence de M impulsions de durée τ chacune, émise par un système actif à réseau rectiligne constitué de L capteurs. Chaque impulsion consiste en P sous-impulsions de durée $\tau' = \tau/P$ chacune et de fréquence porteuse f_p différente. En utilisant la configuration de réception qui consiste en PI/O canaux (Input/ Output Channels) accordés respectivement aux fréquences porteuses $f_p, p = 1, 2, \dots, P$, suivis de P filtres [13, 14], où chaque canal ne reçoit que les données correspondant à la fréquence d'accord f_p . Les sources sont supposées lointaines

du réseau de capteurs ce qui permet d'utiliser le modèle d'onde plane pour les signaux incidents. La réponse du $l^{ième}$ capteur à la sous fréquence f_p peut, alors, être exprimée comme suit

$$x_l^p(m) = \sum_{k=1}^D \eta_{lk} a_l^p(\theta_k) \exp[-j2\pi f_p \cdot \tau_{lk}] + n_l^p(m) \quad (4)$$

$$l = 1, 2, \dots, L; \quad m = 1, 2, \dots, M; \quad p = 1, 2, \dots, P$$

où M est le nombre total d'échantillons qui est le même que celui des impulsions émises par le système. $n_l^p(m)$ est la composante du bruit additif associée au $l^{ième}$ capteur à la sous fréquence f_p . τ_{lk} est le temps nécessaire au signal pour parcourir la distance entre la $k^{ième}$ source et le $l^{ième}$ capteur. En prenant comme origine de changement de phase le premier capteur, le retard τ_{lk} est donné par

$$\tau_{lk} = (l-1)(\Delta/c) \cdot \sin(\theta_k) \quad (5)$$

où c est la vitesse de propagation et Δ est l'espacement spatial uniforme entre deux capteurs adjacents. $a_l^p(\theta_k)$ est le gain du $l^{ième}$ capteur pour un signal incident suivant la direction θ_k , $k = 1, 2, \dots, D$, à la sous fréquence f_p . Les θ_k sont les angles d'arrivée des sources, η_{lk} est une variable aléatoire complexe, traduisant les effets d'atténuation dus à la propagation et à la réflexion du signal sur la $k^{ième}$ source et atteignant le $l^{ième}$ capteur. Sous l'hypothèse que les sources sont lointaines et les capteurs parfaitement identiques et omnidirectionnels, nous pouvons respectivement poser, $\eta_k = \eta_{1k} = \eta_{2k} = \dots = \eta_{Lk}$ où les η_k , $k = 1, 2, \dots, D$ sont supposées être complexes gaussiennes, $a^p(\theta_k) = a_1^p(\theta_k) = a_2^p(\theta_k) = \dots = a_L^p(\theta_k) = 1$. Les données observées à la sous fréquence f_p peuvent être exprimées sous forme matricielle, telle que

$$\mathbf{x}^p(m) = \mathbf{A}^p(\theta)\mathbf{S}(m) + \mathbf{N}^p(m) \quad (6)$$

où $\mathbf{x}^p(m) = [x_1^p(m) x_2^p(m) \dots x_L^p(m)]^T$ est le vecteur donnée à la sous fréquence f_p de dimension $(L \times 1)$. $\mathbf{S}(m) = [\eta_1(m) \eta_2(m) \dots \eta_D(m)]^T$ est le vecteur source de dimension $(D \times 1)$. $\mathbf{N}^p(m) = [n_1^p(m) n_2^p(m) \dots n_L^p(m)]^T$ est le vecteur bruit à la sous fréquence f_p de dimension $(L \times 1)$. T dénote l'opération transposée. $\mathbf{A}^p(\theta)$ est la matrice direction à la sous fréquence f_p de dimension $(L \times D)$ telle que

$$\mathbf{A}^p(\theta) = \begin{bmatrix} a^p(\theta_1) \exp(-j2\pi f_p \tau_{11}) & \dots & a^p(\theta_1) \exp(-j2\pi f_p \tau_{1D}) \\ a^p(\theta_1) \exp(-j2\pi f_p \tau_{21}) & \dots & a^p(\theta_1) \exp(-j2\pi f_p \tau_{2D}) \\ \vdots & & \vdots \\ a^p(\theta_1) \exp(-j2\pi f_p \tau_{L1}) & \dots & a^p(\theta_1) \exp(-j2\pi f_p \tau_{LD}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Nous remarquons, de la structure de $\mathbf{A}^p(\theta)$, que chaque colonne $d(\theta_k)$ contient l'information sur la direction de la $k^{ième}$ source d'où l'appellation de $\mathbf{A}^p(\theta)$ matrice direction et $d(\theta_k)$ vecteur direction.

Nous supposons les hypothèses suivantes :

(i) pour chaque sous fréquence porteuse f_p , M échantillons sont pris. Chaque échantillon est pris à partir de la $m^{ième}$ impulsion correspondante. La période des impulsions est prise si grande que les échantillons de chaque sous fréquence soient décorrélés et statistiquement indépendants.

(ii) $\mathbf{S}(m)$ est un processus aléatoire stationnaire ergodique avec une matrice de covariance (corrélation) \mathbf{R}_s définie positive.

(iii) le nombre de sources (cibles) D est inférieur au nombre de capteurs L .

(iv) le bruit $n^p(m)$ est un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle et de variance σ_n^2 , stationnaire, ergodique et décorrélé des signaux S .

Après utilisation de la technique «Frequency Hopped» nous remarquons que nous avons P vecteurs observations qui forment le domaine d'observation spatial. Ce qui nous offre plusieurs possibilités d'utilisation de ces vecteurs, comme dans [11], où chaque vecteur à été utilisé séparément. Dans notre travail, nous arrangeons l'ensemble des vecteurs observations dans un seul vecteur de la manière suivante :

$$\mathbf{X}(m) = [\mathbf{x}^1(m)^T \mathbf{x}^2(m)^T \dots \mathbf{x}^P(m)^T]^T \quad (8)$$

en remplaçant chaque vecteur observation $\mathbf{x}^p(m)$ par sa forme matricielle donnée dans (6), le vecteur observation total $\mathbf{X}(m)$ peut être mis sous forme matricielle telle que

$$\mathbf{X}(m) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}(m) + \mathbf{N}(m) \quad (9)$$

où $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{A}^1(\theta)^T \mathbf{A}^2(\theta)^T \dots \mathbf{A}^P(\theta)^T]^T$ est la matrice direction pour les P sous impulsions de dimension $(LP \times D)$, $\mathbf{S}(m) = [\eta_1(m) \eta_2(m) \dots \eta_D(m)]^T$ est le vecteur source de dimension $(D \times 1)$, $\mathbf{N}(m) = [\mathbf{N}^1(m)^T \mathbf{N}^2(m)^T \dots \mathbf{N}^P(m)^T]^T$ est le vecteur bruit pour les P sous impulsions de dimension $(LP \times 1)$. La matrice de corrélation du vecteur observation total donnée par (9) est obtenue en multipliant l'équation (9) par sa transposée conjuguée complexe et en prenant son espérance nous aurons

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{A}(\theta) \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{A}^H(\theta) + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I} \quad (10)$$

où \mathbf{R}_x est de dimension $(LP \times LP)$, \mathbf{R}_s est la matrice de corrélation du vecteur source $\mathbf{S}(m)$ de dimension $(D \times D)$, $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ est la matrice de covariance du vecteur bruit, $\mathbf{N}(m)$, de dimension $(LP \times LP)$ et \mathbf{I} est la matrice identité de dimension $(LP \times LP)$. En tenant compte de l'hypothèse (i), la matrice de corrélation \mathbf{R}_x peut être estimée par

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \mathbf{X}(m) \cdot \mathbf{X}^H(m) \quad (11)$$

L'analyse des dimensions du vecteur observation total $\mathbf{X}(m)$ et de la matrice de corrélation \mathbf{R}_x révèle que la manière d'arranger les vecteurs observations correspondant aux différentes fréquences porteuses donne une augmentation fictive du nombre de capteurs, ce qui va contribuer à l'amélioration de l'estimation.

L'estimation des angles d'arrivées est faite au moyen de l'algorithme EM proposé par Miller et Fuhrman [7], qui est une méthode itérative pour la solution de l'estimateur ML (Maximum Likelihood Estimator). La motivation derrière l'application de l'algorithme EM pour notre cas est que à chaque étape d'itération D maximisations parallèles sont faites où à chaque maximisation on utilise seulement une seule colonne $d(\theta)$ de la matrice de direction $\mathbf{A}(\theta)$, ce qui rend la maximisation extrêmement simple à cause du découplément à travers les angles et cela ne nécessite qu'une recherche unidimensionnelle. En plus la convergence de l'algorithme EM est garantie où l'étude détaillée de la convergence a été faite dans [7]. Après certaines étapes de calculs explicitées

dans [7], le $k^{ième}$ angle d'arrivée correspondant à la $k^{ième}$ source estimé à l'itération $i + 1$ est donné par

$$\theta_k^{i+1} = \arg \max_{\theta_k} \frac{\mathbf{d}^H(\theta_k) \hat{\mathbf{R}}_{Y_k}^i \mathbf{d}(\theta_k)}{|\mathbf{d}(\theta_k)|^2} \quad (12)$$

où H dénote l'opération transposée conjuguée complexe. $\hat{\mathbf{R}}_{Y_k}^i$ est la moyenne conditionnelle estimée à l'itération précédente i [7] telle que

$$\hat{\mathbf{R}}_{Y_k}^i = \mathbf{R}_{Y_k}^i (\mathbf{R}_x^i)^{-1} \hat{\mathbf{R}}_x \mathbf{R}_{Y_k}^i + \mathbf{R}_{Y_k}^i - \mathbf{R}_{Y_k}^i (\mathbf{R}_x^i)^{-1} \mathbf{R}_{Y_k}^i \quad (13)$$

$\hat{\mathbf{R}}_x$, $\hat{\mathbf{R}}_x^i$, $\hat{\mathbf{R}}_{Y_k}^i$ sont donnés par

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \mathbf{X}(m) \cdot \mathbf{X}^H(m) \quad (14)$$

$$\mathbf{R}_x^i = \mathbf{A}(\theta^i) \mathbf{R}_s \mathbf{A}(\theta^i)^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (15)$$

$$\mathbf{R}_{Y_k}^i = \alpha_k \mathbf{d}(\theta_k^i) \mathbf{d}(\theta_k^i)^H + \frac{1}{D} \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (16)$$

où $\mathbf{A}(\theta^i)$ est la matrice direction évaluée à l'itération précédente i , $\mathbf{d}(\theta_k^i)$ est le $k^{ième}$ vecteur direction évalué à l'itération précédente i , \mathbf{R}_s est une matrice diagonale $\mathbf{R}_s = \text{diag} [\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_D]$ ou α_k , $k = 1, 2, \dots, D$, est la variance de la $k^{ième}$ source ($k^{ième}$ signal) et \mathbf{I} est la matrice identité.

3. résultats de simulations

L'étude des performances de la méthode proposée est faite en deux parties. Une première partie, qui consiste à analyser ses performances en fonction de trois critères que nous avons juger évaluatifs

- en fonction du rapport signal sur bruit, SNR.
- en fonction du nombre d'échantillons utilisé.
- en fonction de l'angle de séparation entre les sources.

L'analyse, dans notre cas, est faite en évaluant le degré d'amélioration apporté. La deuxième partie est une comparaison avec l'algorithme MUSIC qui est l'un des algorithmes les plus utilisés et qui appartiennent à la classe des méthodes basées sur la décomposition propre de la matrice de corrélation (Eigen Structure Methods).

Soit un réseau de 8 capteurs disposés de façon rectiligne, équispacés de Δ , $\Delta = \lambda_0/2$, une demi longueur d'onde λ_0 correspondante à la fréquence f_0 . Les capteurs sont supposés omnidirectionnels, parfaitement identique de gain unitaire. Le signal transmis utilisé en simulation est donné par

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{p=1}^P \exp \left[j2\pi \left[f_0 + \left(p - \frac{p-1}{2} \right) \Delta f \right] t \right] & \text{pour } 0 \leq t \leq \tau \\ 0 & \text{pour } \tau \leq t \leq \Delta T \end{cases} \quad (17)$$

avec P le nombre de sous impulsions. Posons $f_p = f_0 + (p - (P - 1)/2) \Delta f$. La durée de l'impulsion τ est prise égale à $1 \mu s$, la fréquence centrale f_0 est égale à $(1000/\tau) = 10^9$ HZ, l'intervalle de séparation uniforme entre deux sous fréquences porteuses adjacentes est $\Delta f = P/\tau = P \cdot 10^6$ Hz, la période de répétition des impulsions est $\Delta T = 1000 \tau$. Le temps total d'observation T est égale à $M \Delta T$ où M est le nombre d'impulsions émises. Le signal transmis est réfléchi par D cibles (sources), assimilées à des points éloignés de la même distance du réseau de capteurs, indépendamment selon les angles $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D$. Le rapport signal sur bruit, SNR_k , $k = 1, 2, \dots, D$, est définie par

$$SNR_k = 10 \log [\text{var}(\eta_k n / \sigma_n^2)] \quad (18)$$

Nous considérerons $SNR_1 = SNR_2 = \dots = SNR_D = SNR$. Les η_k , $k = 1, 2, \dots, D$, sont prises comme variables aléatoires identiques gaussiennes à moyenne nulle et variance α . Le critère d'arrêt des itérations est pris telle que la valeur de l'angle ne change pas plus de 0,5% que celle calculée à l'itération précédente; c'est-à-dire, $|\theta_k^{i+1} - \theta_k^i| \leq 0,5\%$ de θ_k^i . Le nombre de tirage utilisés pour le calcul de l'erreur quadratique moyenne est $Ne = 100$.

La figure 2, représente les variations de l'erreur quadratique moyenne (Root Mean Square Error, RMSE) d'estimation de deux sources localisées respectivement à $\theta_1 = 25^\circ$ et $\theta_2 = 45^\circ$ en fonction du rapport SNR, pour différentes valeurs de subdivision de fréquences P , avec le nombre d'échantillons M égal à 150. L'analyse de la figure 2, montre que la technique proposée offre une bonne amélioration pour des SNR faibles ($2 \text{ dB} \leq \text{SNR} \leq 10 \text{ dB}$). Cette amélioration devient importante quand le nombre de sous fréquences P augmente, comparativement à celle de

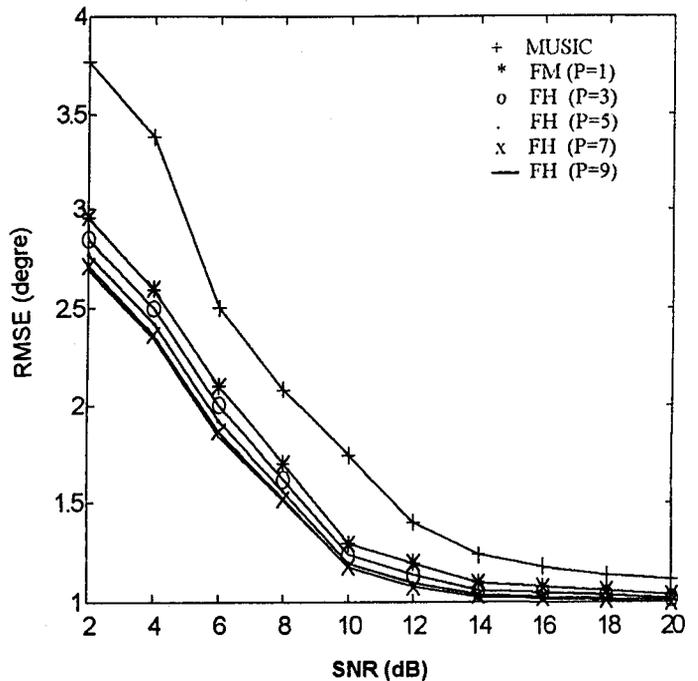


Figure 2. - Comparaison avec l'algorithme MUSIC, par la variation de RMSE d'estimation de la 1^{ère} source en fonction du SNR, $\theta_1 = 25^\circ$, $M = 150$, $Ne = 100$.

la fréquence monotone ($P = 1$). Cependant, nous remarquons que le degré d'amélioration diminue d'une courbe à une autre jusqu'à atteindre une saturation pour P égal 9, à partir de laquelle l'augmentation de P n'a plus d'effet. Pour des SNR grands $SNR > 10$ dB, toutes les courbes convergent, approximativement, vers la même erreur qui correspond à la borne de Cramer-Rao de l'estimation (Cramer-Rao Lower Bound, CRLB). Les variations de l'erreur quadratique moyenne en fonction du nombre d'échantillons sont présentées dans la figure 3 pour un SNR de 10 dB. Nous remarquons simultanément que le deuxième critère d'évaluation donne aussi une bonne amélioration qui est d'autant plus appréciable que le premier notamment dans le cas de petites valeurs du nombre d'échantillons. En faisant varier les valeurs de P , la saturation est atteinte pour P égale à 9. Pour une seule fréquence, $P = 1$, la méthode proposée est plus performante que MUSIC aussi bien dans le cas de la variation du SNR que celle du nombre d'échantillons. En contrepartie, elle est plus complexe du point de vue charge de calcul. Dans la figure 4, nous présentons le cas de trois sources localisées respectivement à $\theta_1 = 25^\circ$, $\theta_2 = 45^\circ$ et $\theta_3 = 65^\circ$. Nous observons que plus l'angle d'arrivée est grand par rapport à la normale du réseau, plus l'erreur d'estimation est grande. Les variations du RMSE en fonction du nombre d'échantillons pour deux SNR ($SNR = 2$ dB et $SNR = 10$ dB) sont présentées dans les figures 5 et 6. Nous constatons que pour le petit SNR et des nombres d'échantillons petits, aucune amélioration n'est observée.

Dans les figures 7 et 8, nous considérons les variations du RMSE en fonction de l'angle de séparation entre deux sources. L'angle de séparation, $\Delta\theta$, est défini comme étant l'angle qui sépare deux directions d'arrivée par rapport à la normale du réseau, $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$. Dans notre cas l'angle de la première source est fixé

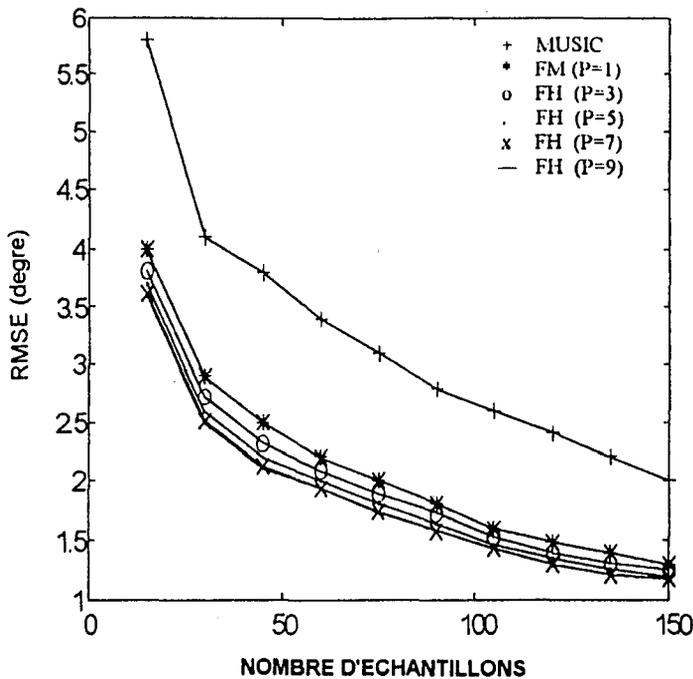


Figure 3. – Comparaison avec l'algorithme MUSIC, par la variation de RMSE d'estimation de la 1^{ère} source en fonction du nombre d'échantillons, $\theta_1 = 25^\circ$, $SNR = 10$ dB, $N_e = 100$.

à $\theta_1 = 45^\circ$, alors que celui de la deuxième varie. Nous remarquons que pour un SNR de 2 dB, il faut une séparation d'au moins de 10° pour pouvoir distinguer les deux sources. Cependant, quand le SNR augmente à 10 dB, la distinction entre les deux sources se fait à partir de 5° seulement.

4. conclusion

Dans cet article, nous avons proposé une méthode pour les systèmes actifs qui utilise la technique «Frequency Hopped» pour améliorer les performances d'estimation des angles d'arrivée des sources à bande étroite. L'estimateur ML est appliqué à un nouveau modèle du vecteur observation. Les performances du système proposé sont bonnes pour des SNR grands; $SNR > 10$ dB. Pour les petits SNR, $SNR \leq 2$ dB, les performances du système proposé se dégradent. La séparation entre deux sources ne se fait qu'à partir de 10° de séparation pour des SNR faibles; $SNR = 2$ dB. par contre, pour un SNR de 10 dB la résolution se fait à 5° de séparation entre les deux sources.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter estimation", *IEEE, transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-34, pp. 276-280, 1986.
- [2] R.O. Schmidt and R.E. Franks, "Multiple Source DF Signal Processing : An Experimental system", *IEEE transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing*, Vol. ASSP-33, pp. 387-392, 1985.

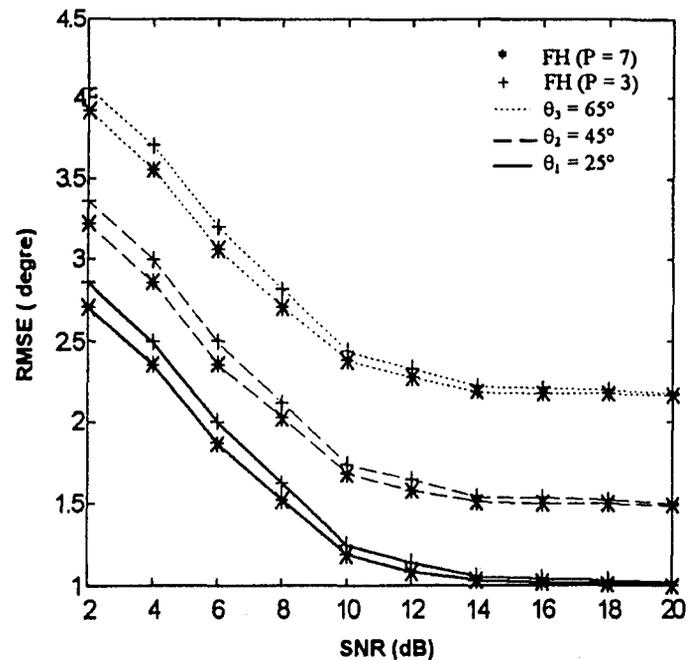


Figure 4. – Variations de RMSE d'estimation de 3 sources en fonction du SNR, $\theta_1 = 25^\circ$, $\theta_2 = 45^\circ$, $\theta_3 = 65^\circ$, $M = 150$, $N_e = 100$.

Application de la technique «Frequency-Hopped»

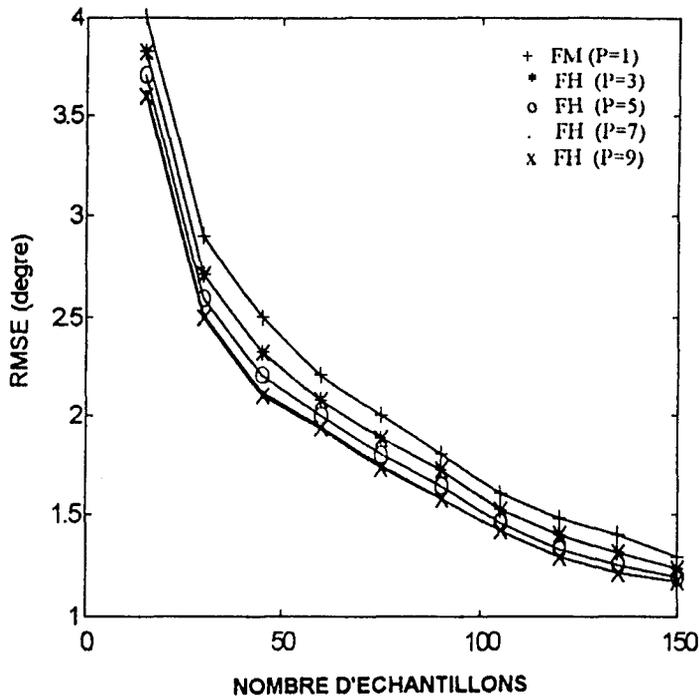


Figure 5. – Variations de RMSE d'estimation de la 1^{ère} source en fonction du nombre d'échantillons, $\theta_1 = 25^\circ$, $SNR = 10$ dB, $N_e = 100$.

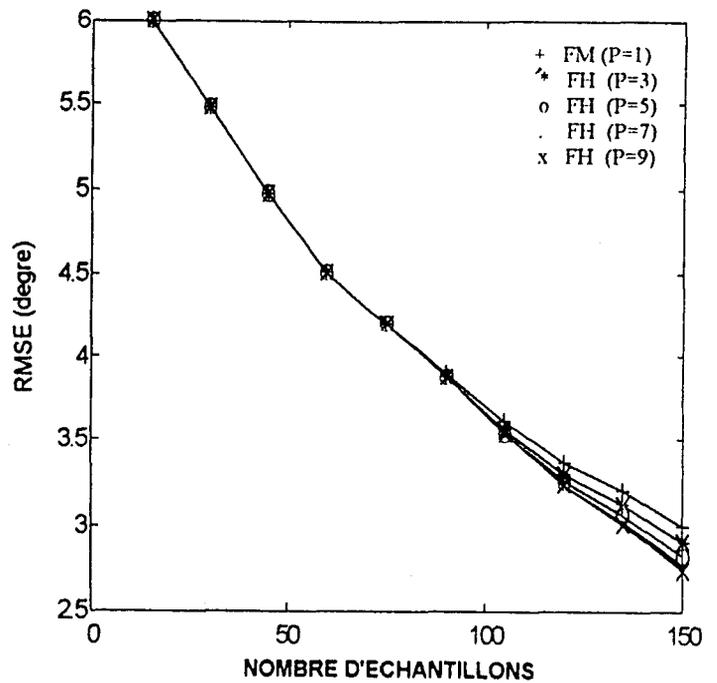


Figure 6. – Variations de RMSE d'estimation de la 1^{ère} source en fonction du nombre d'échantillons, $\theta_1 = 25^\circ$, $SNR = 2$ dB, $N_e = 100$.

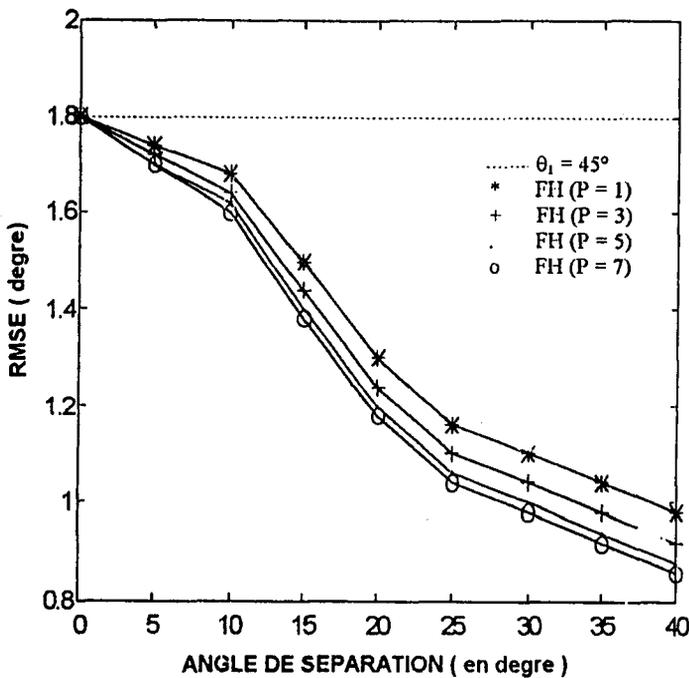


Figure 7. – Variations de RMSE en fonction de l'angle de séparation entre deux sources, $SNR = 2$ dB, $M = 150$, $N_e = 100$.

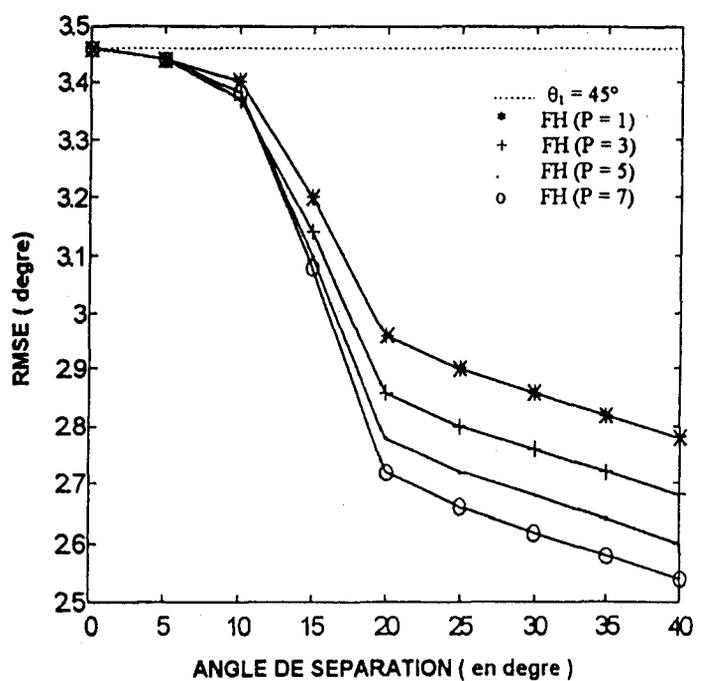


Figure 8. – Variations de RMSE en fonction de l'angle de séparation entre deux sources, $SNR = 10$ dB, $M = 150$, $N_e = 100$.

- [3] G. Bienvenu and L. Kopp, "Adaptivity to Background Noise Spatial Coherence for high resolution passive method", *In proceeding of ICASSP-80*, 1980, pp. 307-310.
- [4] I. Ziskind and M. Wax, "Maximum likelihood localisation of multiple sources by Alternating projection", *IEEE transactions on Acoustics, Speech, and signal Processing.*, Vol ASSSP-36, pp. 1553-1560, 1988.
- [5] M. Wax, "*Detection and estimation of superimposed signals*", Ph.D, disseration Stanford University, Stanford, CA. 1985.
- [6] J. Boehme, "Estimating the source parameters by maximum Likelihood estimator and nonlinear regression", *in proceesing of ICASSP-84*, 1984, pp. 7.3.1-7.3.4.
- [7] M.I. Miller and D.R. Fuhrmann, "Maximum-likelihood narrow-band direction finding and the EM Algorithm", *IEEE transactions on Acoustics, speech, and signal processing.*, Vol. ASSSP-38, pp. 1560-1577, 1990.
- [8] A.J. Weiss, A.S. Willsky and B.C. Levy, "Maximum likelihood array processing for the estimation of superimposed signals" *proceedings of the IEEE*, Vol. 76, no 2 February 1988.
- [9] Y.D. Huang and M. Barkat, "An Efficient Multiple Source Localisation Approach : Dynamic programming", *Digest of 1990 IEEE international AP-S symposium*, Vol. IV, pp. 1450-1453.
- [10] H. Wang, J.X. Zhu "On performance improvement of tone frequency estimation in active radar/sonar systems with non fluctuating targets", *IEEE transactions on Acoustics, Speech, signal processing.*, Vol ASSP-36, pp. 1580-1591, 1988.
- [11] Y.D. Huang and M. Barkat "On estimating the numbers of sources with a Frequency-Hopped signaling sensor array", *IEEE, transactions on Antennas ans Propagation*, Vol. 39, pp. 1384-1390, Sept. 1991.
- [12] C-C. Li and H. Wang "A channel efficient method for high-resolution active direction finding of multiple targets", *Proceeding of the Asilomar conference on signals, systems and computers, Monterey, CA*, pp. 114-118, 1988.
- [13] H.L. Van Trees, "*Detection Estimation and Modulation Theory*" Part I. New-York : Wiley 1968.
- [14] M.I. Skolnik, "An introduction to radar systems" 2nd ed., New York Mc Graw-Hill, 1980.

Manuscrit reçu le 27 janvier 1997.

LES AUTEURS

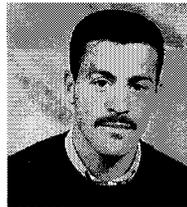
Mourad BARKAT



Mourad BARKAT a reçu son *bachelor of science*, *Master of science*, et *Ph. D* de l'université de Syracuse, New York, en 1981, 1983 et 1987 respectivement. Il a enseigné pendant 10 ans à l'université de Syracuse, et à l'université de StonyBrook (SUNY), New York, USA. Il est maintenant professeur. Il est l'auteur du livre *Signal Detection and Estimation*, Artech House, 1991. Il est membre senior de IEEE, membre de Tau Beta Pi et Eta Kappa Nu. Son domaine de recherche

inclue le traitement du signal avec ses applications aux systèmes radar, analyse spectrale, et détection distribuée avec plusieurs senseurs et fusion de données.

Kamel AISSOUS



Kamel AISSOUS est né le 26 mai 1968 à Constantine, Algérie. Il a reçu ses diplômes d'ingénieur et de Magister de l'Institut d'Electronique, Université de Constantine, en 1992 et 1996 respectivement. Son domaine de recherche est traitement du signal avec applications aux réseaux d'antenne.