

Un algorithme efficace pour la localisation de sources non circulaires

Efficient non circular sources localization

par P. CHARGÉ, Y. WANG, J. SAILLARD

Laboratoire IRCCyN/Division SETRA, UMR CNRS 6597

École polytechnique de l'Université de Nantes, BP 50609, 44306 Nantes, FRANCE

résumé et mots clés

Nous présentons une méthode d'estimation de la direction d'arrivée de signaux non circulaires par un réseau d'antennes. La caractéristique de non circularité est ici exploitée afin d'accroître la performance d'estimation. Basée sur l'algorithme Root-MUSIC (par résolution d'un polynôme), la méthode proposée est limitée aux réseaux d'antennes linéaires uniformes. En revanche, elle permet de réduire considérablement le temps de calcul et d'augmenter le pouvoir de résolution par rapport aux méthodes qui nécessitent une recherche sur l'étendue de l'espace des paramètres (MUSIC et NC-MUSIC). La supériorité de l'algorithme proposé est montrée par des simulations comparant sa performance d'estimation à celle d'algorithmes connus.

Traitement d'antenne, Signaux non circulaires, NC-MUSIC, Root-MUSIC.

abstract and key words

In this paper we present a new direction finding algorithm for non circular sources based on the polynomial rooting technique. Using polynomial rooting instead of a searching technique limits the method to linear uniformly spaced arrays. Polynomial rooting however reduces computation cost and enhances resolution power significantly. Computer simulations are used to show the performance of the algorithm compared with that given by some known algorithms.

Array processing, Non circular signals, NC-MUSIC, Root-MUSIC.

1. introduction

Il est d'un grand intérêt aujourd'hui de trouver des moyens d'augmenter la capacité des réseaux de communication sans fil, ceci sans élargir le spectre ni augmenter le nombre de stations de base. Une manière de parvenir à cet objectif consiste à exploiter la composante spatiale des signaux. Des systèmes actuels utili-

sent déjà l'information spatiale mais de façon rudimentaire, c'est le cas par exemple du réseau cellulaire GSM. La mise en place de réseaux d'antennes au niveau des stations de base permet de localiser les émetteurs grâce à la direction d'arrivée (DDA) des signaux émis. De nombreuses techniques d'estimation des DDA existent, parmi lesquelles on distingue la classe des méthodes dites à « haute résolution » ; MUSIC [1] est la plus répandue d'entre-elles.

Récemment, une méthode d'estimation des DDA (NC-MUSIC [6]) a été présentée, prenant en compte la non circularité statistique des signaux. Cette connaissance *a priori* est liée à la modulation des signaux à détecter, et permet d'améliorer la qualité des estimations par rapport aux méthodes classiques n'exploitant pas cette propriété statistique.

Dans cet article nous proposons une méthode d'estimation des DDA basée sur l'algorithme Root-MUSIC [2], en y incluant l'exploitation de la nature non circulaire des signaux. La méthode proposée est limitée aux réseaux linéaires d'antennes uniformément espacées. Néanmoins, elle possède l'avantage de ne pas nécessiter une recherche systématique sur la totalité de l'espace des paramètres (contrairement à MUSIC ou à NC-MUSIC). Les DDA estimées sont en revanche obtenues par le calcul des racines d'un polynôme, la procédure est par conséquent très peu coûteuse en ressources de calcul, de plus son pouvoir de résolution est accru. Notons qu'une version sommaire de Root-MUSIC pour signaux non circulaires, dont la formulation est différente de celle proposée dans cet article, a aussi été présentée dans [4].

La section 2 est consacrée à la description du modèle des signaux étendu à la non circularité. Dans la section 3, nous rappelons l'algorithme NC-MUSIC en proposant une approche différente de celle présentée dans [6], mais qui cependant aboutit à une formulation identique. La procédure d'estimation proposée est ensuite détaillée. Puis dans la section 4, des simulations comparatives sont effectuées entre la méthode proposée et les algorithmes précédemment cités, montrant l'amélioration apportée en termes de performance d'estimation par notre méthode. Enfin dans la section 5 nous concluons.

2. le modèle étendu

Considérons un réseau d'antennes constitué de M capteurs. K sources éclairent ce réseau. Le signal observé à la sortie du capteur m peut être décrit par le modèle mathématique suivant :

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_m(\theta_k)) + n_m(t) \quad (1)$$

où $\{s_k(t)\}_{k=1,K}$ est la suite des signaux complexes délivrés par les sources, les éléments de $\{n_m(t)\}_{m=1,M}$ sont les échantillons complexes d'un bruit additif généré par un processus stochastique. $\{\theta_k\}_{k=1,K}$ sont les DDA de chacune des K sources. Le paramètre $\tau_m(\theta_k)$ est le retard associé au temps de propagation de l'onde de la source k au capteur m du réseau. Le signal reçu est à bande étroite, son spectre est donc concentré autour de la fréquence porteuse ω . Les sources sont supposées suffisamment éloignées du réseau pour justifier une modélisation par des

ondes planes. Dans le domaine temporel, la représentation matricielle complexe en bande de base des signaux reçus s'écrit :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

dans laquelle :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \\ \mathbf{s}(t) &= [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \\ \mathbf{n}(t) &= [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T \end{aligned} \quad (3)$$

où $(.)^T$ est l'opérateur de transposition. La matrice \mathbf{A} de dimension $(M \times K)$ est la matrice de transfert, ses colonnes sont les vecteurs directionnels des sources :

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_K)] \\ \mathbf{a}(\theta_k) &= [e^{-j\omega\tau_1(\theta_k)}, e^{-j\omega\tau_2(\theta_k)}, \dots, e^{-j\omega\tau_M(\theta_k)}]^T \end{aligned} \quad (4)$$

La matrice de covariance des observations est définie par :

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} \quad (5)$$

où $(.)^H$ est l'opérateur de transposition-conjugaison et $E\{\cdot\}$ l'espérance mathématique.

Les signaux $\{s_k(t)\}_{k=1,K}$ sont supposés non circulaires, cette propriété statistique des signaux a déjà été largement développée dans [3], [5], [6] et [7]. Dès lors, rappelons très brièvement les propriétés du vecteur aléatoire signal non circulaire $\mathbf{s}(t)$ au second ordre :

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\} &= \Gamma_s \\ E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^T(t)\} &= \Gamma_s \Upsilon \Psi \end{aligned} \quad (6)$$

Les signaux $\{s_k(t)\}_{k=1,K}$ sont non corrélés, la matrice Γ_s est par conséquent une matrice diagonale. De plus :

$$\Upsilon = \begin{bmatrix} v_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & v_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & v_K \end{bmatrix} \quad (7)$$

et

$$\Psi = \begin{bmatrix} e^{j\psi_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\psi_2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & e^{j\psi_K} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Le vecteur aléatoire de bruit $\mathbf{n}(t)$ étant circulaire et spatialement blanc, ses moments d'ordre deux sont les suivants :

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} &= \sigma^2 \mathbf{I} \\ E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^T(t)\} &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (9)$$

où σ^2 est la variance du bruit.

Lorsque les signaux sources ont la propriété d'être non circulaires, la seule utilisation de la matrice de covariance (5) des signaux observés est un traitement sous-optimal. Afin d'exploiter la non circularité des sources, il faut tenir compte de leurs moments d'ordre 2 non nuls (6). Dans [6] et [7] un modèle étendu répondant à cette exigence a été proposé. Le vecteur des observations est alors le suivant :

$$\mathbf{x}_{nc}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}(t) \\ \mathbf{s}^*(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(t) \\ \mathbf{n}^*(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

où $(.)^*$ est l'opérateur de conjugaison. Comme il a été montré dans [6] et [7], lorsque les sources sont des signaux non circulaires de type modulation AM ou BPSK, la matrice Υ , définie par les équations (6) et (7), est égale à l'identité et la matrice de covariance étendue des observations s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{nc} &= E[\mathbf{x}_{nc}(t)\mathbf{x}_{nc}^H(t)] \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}^* & \mathbf{A}^* \end{bmatrix} \Gamma_S \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}^* & \mathbf{A}^* \end{bmatrix}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (11)$$

La dimension de la matrice de covariance étendue est $(2M \times 2M)$. La décomposition en éléments propres de \mathbf{R}_{nc} permet comme dans le cas classique de distinguer deux sous-espaces orthogonaux : le sous-espace signal engendré par les K vecteurs propres associés aux K plus grandes valeurs propres, et le sous-espace bruit engendré par les $2M - K$ vecteurs propres restant. Tout en préservant la dimension du sous-espace signal, le modèle étendu permet donc de doubler la dimension de l'espace des observations par rapport au modèle classique (2).

Le vecteur directionnel correspondant au modèle étendu au cas de sources non circulaires de type AM ou BPSK est alors :

$$\mathbf{b}(\theta, \psi) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta) \\ \mathbf{a}^*(\theta)e^{-j\psi} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Ainsi, nous avons décrit le modèle des signaux étendu au cas des sources non circulaires. Les algorithmes exposés dans la section suivante exploitent cette modélisation étendue afin d'améliorer la performance des méthodes à haute résolution classiques.

3. Localisation de sources

3.1. fonction de coût

Selon le principe de l'algorithme MUSIC [1], la DDA des sources peut être estimée en minimisant la fonction de coût suivante :

$$J(\theta, \psi) = \mathbf{b}^H(\theta, \psi) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{b}(\theta, \psi) \quad (13)$$

où \mathbf{U}_n est la matrice dont les $2M - K$ colonnes sont les vecteurs propres de \mathbf{R}_{nc} qui décrivent le sous-espace bruit. Cette fonction de coût peut être écrite sous la forme :

$$J(\theta, \psi) = \mathbf{q}^H \mathbf{M} \mathbf{q} \quad (14)$$

où

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\psi} \end{bmatrix} \quad (15)$$

et \mathbf{M} est une matrice de dimension (2×2) telle que :

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n1}^H \mathbf{a}(\theta) & \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n2}^H \mathbf{a}^*(\theta) \\ \mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{U}_{n2} \mathbf{U}_{n1}^H \mathbf{a}(\theta) & \mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{U}_{n2} \mathbf{U}_{n2}^H \mathbf{a}^*(\theta) \end{bmatrix} \quad (16)$$

avec \mathbf{U}_{n1} et \mathbf{U}_{n2} deux matrices de même dimension telles que :

$$\mathbf{U}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{n1} \\ \mathbf{U}_{n2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Il a été montré dans [6] que $\mathbf{U}_{n2}^* \mathbf{U}_{n2}^T = \mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n1}^H$. Les éléments diagonaux de la matrice \mathbf{M} sont donc égaux. Notons par ailleurs que les éléments non diagonaux de \mathbf{M} sont complexes conjugués.

La norme du vecteur \mathbf{q} étant constante, minimiser la fonction de coût (14) revient à minimiser la fonction de coût suivante :

$$\bar{J}(\theta, \psi) = \frac{\mathbf{q}^H \mathbf{M} \mathbf{q}}{\mathbf{q}^H \mathbf{q}} \quad (18)$$

3.2. l'algorithme NC-MUSIC

L'algorithme NC-MUSIC, donné dans [6] et [7], repose sur le modèle étendu à la non circularité et exploite la matrice de covariance (11) afin d'estimer la DDA des sources incidentes. Nous proposons une approche différente de celle des auteurs de NC-MUSIC et parvenons néanmoins à la même formulation. Cette même approche sera utilisée pour développer l'algorithme proposé dans la section 4.

Le minimum de la fonction de coût (18), pour chaque valeur de θ et ψ , est donné par la valeur propre minimale de la matrice \mathbf{M} . La matrice \mathbf{M} est hermitienne de dimension (2×2) , il est par conséquent aisé de calculer analytiquement les valeurs propres de cette matrice. Ces valeurs s'obtiennent par la résolution de l'équation en μ du second degré :

$$\det\{\mathbf{M} - \mu \mathbf{I}\} = 0 \quad (19)$$

La valeur minimale de μ vérifiant l'égalité (19) est :

$$\mu_{\min} = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n1}^H \mathbf{a}(\theta) - \|\mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{U}_{n2} \mathbf{U}_{n1}^H \mathbf{a}(\theta)\| \quad (20)$$

Les DDA des sources sont données par la position des maxima de la fonctionnelle :

$$f(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n1}^H \mathbf{a}(\theta) - \|\mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{U}_{n2} \mathbf{U}_{n1}^H \mathbf{a}(\theta)\|} \quad (21)$$

L'expression ainsi obtenue est identique à celle proposée dans [6], bien que la démonstration soit différente. Il faut noter que grâce à cette démarche nous avons pu développer l'algorithme NC-Root-MUSIC présenté dans la section suivante. Cet algorithme repose sur la résolution d'un polynôme, il est plus efficace que l'algorithme NC-MUSIC.

3.3. algorithme proposé : NC-Root-MUSIC

L'algorithme que nous proposons maintenant se limite aux réseaux linéaires d'antennes uniformément espacées, mais pourrait s'étendre à des géométries plus générales par des techniques d'interpolation. Le vecteur directionnel (4) s'écrit alors :

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j \frac{2\pi\delta}{\lambda} \sin(\theta_k)}, \dots, e^{j \frac{2\pi\delta}{\lambda} (M-1) \sin(\theta_k)}]^T \quad (22)$$

où δ est la distance entre deux capteurs voisins du réseau et λ est la longueur d'onde des sources incidentes. L'estimation des DDA s'effectue en minimisant la fonction de coût (18), et comme énoncé dans la section précédente le minimum de cette fonction est donné par la valeur propre minimale de la matrice \mathbf{M} . Lorsque θ correspond à une vraie DDA, la valeur propre minimale est nulle et le déterminant de la matrice \mathbf{M} est aussi égal à zéro.

En définissant la variable complexe z telle que :

$$z = e^{j \frac{2\pi\delta}{\lambda} \sin(\theta)} \quad (23)$$

le vecteur $\mathbf{a}(\theta)$ peut être écrit :

$$\mathbf{a}(z) = [1, z, z^2, \dots, z^{M-1}]^T \quad (24)$$

La matrice \mathbf{M} est alors fonction de z , et les DDA des sources incidentes sont déterminées par les valeurs de z vérifiant :

$$\det\{\mathbf{M}\} = 0 \quad (25)$$

Le membre de gauche de (25) est un polynôme en z . Le problème d'estimation des DDA se transforme alors en un calcul des racines d'un polynôme.

Ce polynôme en z prend la forme :

$$\det\{\mathbf{M}\} = m_{11}^2 - m_{12}m_{21} \quad (26)$$

où

$$\begin{cases} m_{11} &= \mathbf{a}^T(1/z) \mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n1}^H \mathbf{a}(z) \\ m_{12} &= \mathbf{a}^T(1/z) \mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n2}^H \mathbf{a}(1/z) \\ m_{21} &= \mathbf{a}^T(z) \mathbf{U}_{n2} \mathbf{U}_{n1}^H \mathbf{a}(z) \end{cases} \quad (27)$$

Dans l'équation (27), m_{11} est un polynôme en z dont le $l^{\text{ème}}$ coefficient est donné par la somme des éléments de la $l^{\text{ème}}$ diagonale de la matrice $\mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n1}^H$, où l'indice $l = -M + 1$ désigne la plus basse diagonale et $l = M - 1$ la plus haute diagonale.

Notons $\mathbf{c} = [c_1, \dots, c_{2M-1}]^T$ le vecteur colonne dont les éléments sont les coefficients du polynôme m_{11} , il vient :

$$m_{11} = [z^{-M+1}, \dots, z^{-1}, 1, z, \dots, z^{M-1}] \mathbf{c} = \sum_{p=1}^{2M-1} c_p z^{p-M} \quad (28)$$

avec

$$c_p = \sum_{i=\max[1, M-p+1]}^{\min[M, 2M-p]} [\mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n1}^H]_{i, p+i-M} \quad (29)$$

Le polynôme m_{11}^2 s'écrit alors :

$$m_{11}^2 = [z^{-M+1}, \dots, z^{M-1}] \mathbf{c} \mathbf{c}^T [z^{-M+1}, \dots, z^{M-1}]^T \quad (30)$$

Les coefficients de m_{11}^2 sont donnés par la somme des éléments des anti-diagonales de la matrice $\mathbf{c} \mathbf{c}^T$. Les $4M - 3$ coefficients de m_{11}^2 forment le vecteur $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{4M-3}]^T$ et pour $p = 1, \dots, 4M - 3$ ces coefficients s'écrivent :

$$s_p = \sum_{i=\max[1, p-2M+2]}^{\min[2M-1, p]} [\mathbf{c} \mathbf{c}^T]_{i, p-i+1} \quad (31)$$

Le polynôme m_{11}^2 devient :

$$m_{11}^2 = \sum_{p=1}^{4M-3} s_p z^{p-(2M-1)} \quad (32)$$

La matrice $\mathbf{U}_{n1} \mathbf{U}_{n1}^H$ étant hermitienne, les éléments du vecteur \mathbf{c} possèdent une propriété de symétrie telle que $c_i = c_{2M-i}^*$. La matrice $\mathbf{c} \mathbf{c}^T$ est symétrique, les coefficients du polynôme m_{11}^2

conservent par conséquent cette même propriété $s_p = s_{4M-2-p}^*$. De façon analogue, \mathbf{u} est le vecteur dont les éléments sont la somme des éléments des anti-diagonales de la matrice $\mathbf{U}_{n1}\mathbf{U}_{n2}^H$. Ainsi pour $p = 1, \dots, 2M-1$:

$$u_p = \sum_{i=\max[1, p-M+1]}^{\min[M, p]} [\mathbf{U}_{n1}\mathbf{U}_{n2}^H]_{i, p-i+1} \quad (33)$$

Alors

$$\begin{aligned} m_{12} &= [1, z^{-1}, \dots, z^{-(2M-2)}] \mathbf{u} \\ m_{21} &= [1, z, \dots, z^{2M-2}] \mathbf{u}^* \end{aligned} \quad (34)$$

et

$$m_{12}m_{21} = [1, \dots, z^{-2M+2}] \mathbf{u}\mathbf{u}^H [1, \dots, z^{2M-2}]^T \quad (36)$$

Notons \mathbf{r} le vecteur colonne dont les éléments sont donnés par la somme des éléments des diagonales de la matrice $\mathbf{u}\mathbf{u}^H$. Pour $p = 1, \dots, 4M-3$ les coefficients de \mathbf{r} sont :

$$r_p = \sum_{i=\max[1, 2M-p]}^{\min[2M-1, 4M-p-2]} [\mathbf{u}\mathbf{u}^H]_{i, p+i-(2M-1)} \quad (37)$$

et

$$m_{12}m_{21} = \sum_{p=1}^{4M-3} r_p z^{p-(2M-1)} \quad (38)$$

La matrice $\mathbf{u}\mathbf{u}^H$ étant hermitienne, les coefficients du polynôme $m_{12}m_{21}$ possèdent donc la propriété de symétrie $r_p = r_{4M-2-p}^*$

L'équation (25) s'écrit alors :

$$\det\{\mathbf{M}\} = \sum_{p=1}^{4M-3} (s_p - r_p) z^{p-(2M-1)} = 0 \quad (39)$$

Les racines du polynôme $\det\{\mathbf{M}\}$ peuvent être calculées par l'un des nombreux algorithmes disponibles dans la littérature.

Les DDA estimées sont ainsi données par (23) telles que :

$$\theta_k = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi\delta} \arg(z_k)\right) \quad (40)$$

où z_k représente l'une des K racines choisies pour l'estimation des DDA. Les racines du polynôme apparaissent par paires de complexes z_i et $1/z_i^*$ en raison de la symétrie qui lie les coefficients du polynôme. Pour chacune de ces paires, l'une des racines est contenue à l'intérieur du cercle unité et l'autre à l'extérieur du cercle unité (les deux racines sont égales si elles sont sur le cercle). Puisque ces deux racines ont le même angle dans le plan complexe, seule l'une d'entre elles est conservée pour l'estimation des DDA. Dès lors les K racines les plus proches

du cercle unité (parmi celles contenues à l'intérieur du cercle par exemple) sont retenues afin de déterminer les DDA.

$\det\{\mathbf{M}\}$ est un polynôme de degré $4M-4$ ($4M-3$ coefficients), il possède donc $4M-4$ racines regroupées par paires. L'algorithme proposé permet par conséquent d'estimer jusqu'à $2(M-1)$ DDA. Ceci doit être souligné puisque le nombre de sources à localiser peut ainsi être supérieur au nombre d'antennes dans le réseau.

La phase propre ψ_k des sources incidentes peut aussi être estimée. Le minimum de la fonction de coût (14) est donné par la plus petite valeur propre de la matrice \mathbf{M} . La phase ψ_k est alors déterminée par le vecteur propre associé à cette valeur propre.

La valeur propre minimale étant nulle et la DDA correspondante θ_k étant connue, le vecteur propre associé, normalisé par rapport à son premier élément, est alors le suivant :

$$\mathbf{q}_k = \left[\frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta_k)\mathbf{U}_{n1}\mathbf{U}_{n1}^H\mathbf{a}(\theta_k)} \right] \quad (41)$$

La comparaison des expressions (15) et (41) permet d'obtenir la phase propre correspondant à la source de DDA θ_k . Cette phase est donnée par :

$$\psi_k = \pi - \arg\left(\mathbf{a}^T(\theta_k)\mathbf{U}_{n2}\mathbf{U}_{n1}^H\mathbf{a}(\theta_k)\right) \quad (42)$$

Dans [6] on peut retrouver une expression identique à l'expression (42) pour estimer les phases propres ; la manière d'y parvenir est cependant différente.

4. résultats de simulations

Dans cette section, des résultats de simulations illustrent la performance de l'algorithme proposé, NC-Root-MUSIC, par comparaison avec trois autres méthodes : MUSIC, Root-MUSIC et NC-MUSIC. Considérons un réseau linéaire de 6 antennes uniformément espacées d'une demi-longueur d'onde des signaux reçus. Les sources émettent des signaux non circulaires de modulation numérique BPSK. 200 échantillons par capteur sont générés pour chaque estimation. La performance est décrite par l'écart-type des estimations, calculé à partir de 500 réalisations indépendantes. La performance est aussi mesurée en termes de taux d'échec dans la résolution de deux sources proches. Le critère qui est ici choisi consiste à dire que pour deux DDA distinctes θ_1 et θ_2 ($\theta_1 < \theta_2$), espacées de $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$, l'estimation n'est validée que si l'algorithme donne deux angles appartenant à l'intervalle $[\theta_1 - \frac{\Delta\theta}{2}, \theta_2 + \frac{\Delta\theta}{2}]$.

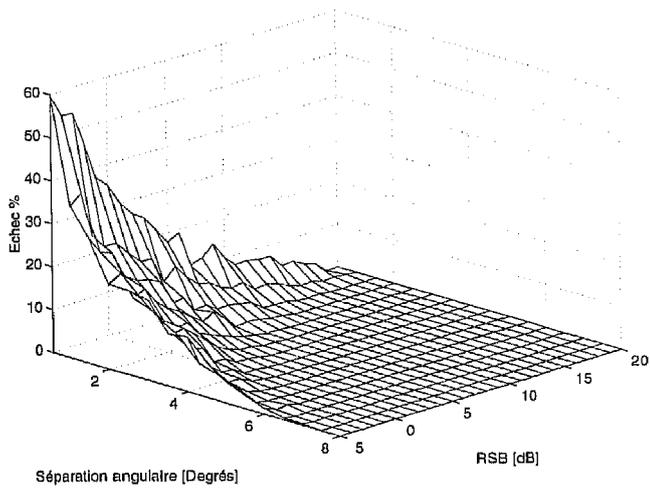


Figure 1. – Pourcentage d'échecs de NC-Root-MUSIC en fonction du RSB et de la séparation angulaire.

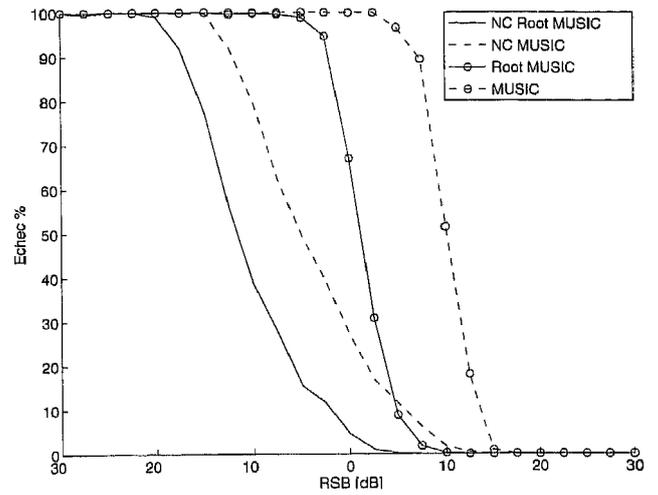


Figure 2. – Pourcentage d'échecs en fonction du RSB.

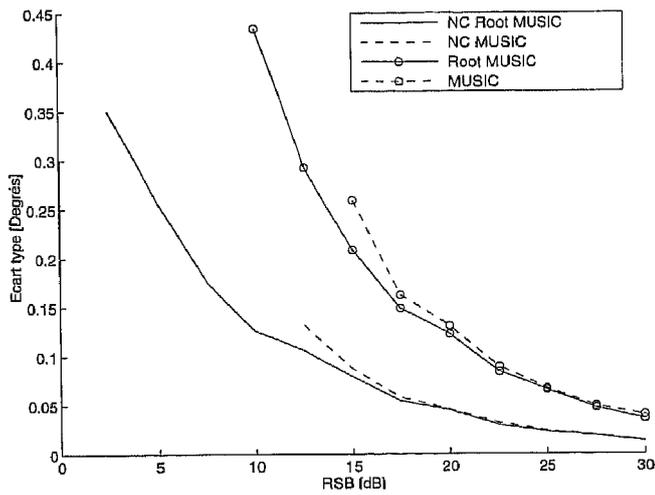


Figure 3. – Écart-type en fonction du RSB.

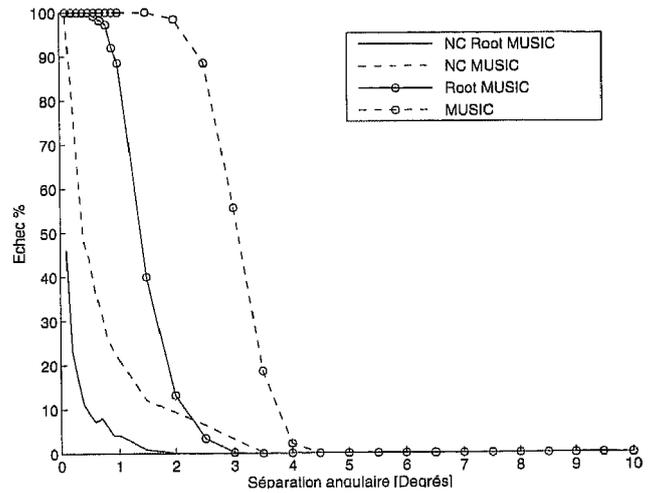


Figure 4. – Pourcentage d'échecs en fonction de la séparation angulaire.

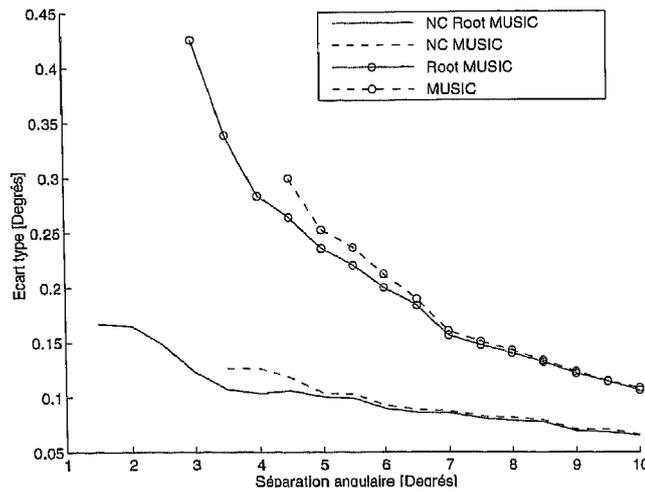


Figure 5. – Écart-type en fonction de la séparation angulaire.

La figure (1) donne le taux d'échec sur 500 réalisations de la méthode NC-Root-MUSIC lorsque deux sources de même puissance éclairent le réseau. Le taux d'échec est donné en fonction du rapport signal-sur-bruit (RSB) et de la séparation angulaire entre les DDA. De façon très prévisible, lorsque simultanément le RSB est faible et les sources sont proches, le taux d'échec est important et interdit ainsi l'utilisation de la méthode dans ces conditions. Si seulement l'un des deux paramètres (RSB ou séparation angulaire) est favorable, le taux d'échec est nul et la méthode est qualifiée de fiable. Dans la suite nous comparons la fiabilité et les performances de la méthode NC-Root-MUSIC avec celles des méthodes MUSIC, Root-MUSIC et NC-MUSIC.

La figure (2) donne le taux d'échec concernant les quatre estimateurs cités ci-dessus en fonction du RSB, lorsque deux sources de même puissance émettent avec des DDA espacées de 3° , soit environ $1/7$ de la largeur de lobe à 3 dB de l'antenne utilisée. Le bruit est moins pénalisant pour les méthodes qui exploitent le caractère non circulaire des signaux sources que pour les autres méthodes. La figure (3) donne l'écart-type des estimations pour les quatre algorithmes étudiés en fonction du RSB lorsque le taux d'échec est inférieur à 1 %. Notons que pour avoir un taux d'échec inférieur à 1 %, le RSB doit être supérieur à 2.5 dB , 10 dB , 12.5 dB et 15 dB pour les méthodes NC-Root-MUSIC, Root-MUSIC, NC-MUSIC et MUSIC respectivement. La méthode NC-Root-MUSIC proposée est moins sensible au bruit que la méthode NC-MUSIC, cependant ces deux estimateurs fournissent les mêmes performances lorsque le RSB atteint le seuil 20 dB . La figure (3) montre que lorsque le RSB devient faible ($< 10\text{ dB}$), seule la méthode NC-Root-MUSIC est en mesure de fournir des DDA estimées avec un écart-type d'estimation correct.

Les estimateurs sont maintenant comparés en termes de pouvoir de résolution. Deux sources de même puissance émettent avec un RSB égale à 10 dB . La figure (4) montre le taux d'échec associé à chaque estimateur lorsque la séparation angulaire des DDA varie de 0.1° à 10° . La méthode NC-Root-MUSIC parvient à dissocier deux sources dont les DDA sont proches tandis que le taux d'échec est élevé pour les trois autres méthodes étudiées. Enfin, pour un taux d'échec inférieur à 1 %, l'écart-type des estimations de chacun des quatre estimateurs est illustré par la figure (5). Notons que pour avoir un taux d'échec inférieur à

1 %, la séparation angulaire des sources doit être supérieure à 0.5° , 3° , 3.5° et 4.5° pour les méthodes NC-Root-MUSIC, Root-MUSIC, NC-MUSIC et MUSIC respectivement. L'écart-type des estimations de la méthode proposée reste relativement faible même lorsque les sources sont proches.

Les simulations montrent que l'estimateur NC-Root-MUSIC proposé est moins sensible au bruit et possède un meilleur pouvoir de résolution que les trois autres méthodes.

5. conclusion

Nous avons présenté un algorithme (NC-Root-MUSIC) de localisation de sources à haute résolution qui permet d'exploiter de façon optimale la nature non circulaire des signaux sources. L'algorithme NC-Root-MUSIC ne nécessite que la détermination des racines d'un polynôme pour estimer les DDA des signaux incidents. L'avantage principal de cette méthode est donc son faible coût en temps de calcul par rapport aux méthodes qui requièrent un balayage systématique sur l'ensemble des DDA possibles. Des simulations ont montré la supériorité de la méthode NC-Root-MUSIC en termes de robustesse vis-à-vis du bruit et de pouvoir de résolution par comparaison avec les procédures NC-MUSIC, Root-MUSIC et MUSIC.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. O. Schmit, « Multiple emitter location and signal parameters estimation », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 34, pp. 276-280, March 1986.
- [2] A. J. Barabell, « Improving the resolution performance of eigenstructure based direction finding algorithms », Proceedings IEEE International Conference on Acoustic, Speech, Signal Processing, pp. 336-339, 1983.
- [3] B. Picinbono, « On circularity », IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 42, pp. 3473-3482, December 1994.
- [4] P. Gounon, C. Adnet, « Traitement d'antenne haute résolution pour des signaux non circulaires », GRETSI'97, pp. 1335-1338, 1997.
- [5] J.L. Lacoume, « Complex random variables and signals », Traitement du Signal, vol. 15, pp. 535-544, 1998.
- [6] J. Galy, Antenne adaptative: du second ordre aux ordres supérieurs, applications aux signaux de télécommunications. Toulouse, Ph. Dissertation, 1998.
- [7] P. Gounon, C. Adnet et J. Galy, « Localisation angulaire de signaux non circulaires », Traitement du Signal, vol. 15, pp. 17-23, 1998.

Manuscrit reçu le 8 décembre 2000

LES AUTEURS

Pascal CHARGÉ



Pascal Chargé, est actuellement en thèse au laboratoire IRCCyN/SETRA UMR CNRS 6597. Il est titulaire d'un DEA en électronique, obtenu en 1997 à l'IRESTE (devenue École polytechnique de l'université de Nantes). Son travail de thèse concerne le traitement d'antenne dans les systèmes de télécommunications.

Joseph SAILLARD



Joseph Saillard est professeur à l'École polytechnique de l'université de Nantes. Après avoir créé à l'IRESTE en 1988 le laboratoire Systèmes et Signaux Hautes Fréquences, il a été responsable du laboratoire Systèmes Électroniques et Informatiques EP 063 de 1995 à 2000. Depuis lors, il est responsable de l'équipe radar au sein de la division SETRA Systèmes Électroniques Télécom et Radar de l'IRCCyN, Institut de recherche en Communication et Cybernétique de Nantes UMR CNRS 6597. Son domaine d'activité est celui lié aux télécommunications mobiles tant sur l'aspect théorique que simulation et expérimentation. En 1999, il a été nommé Vice-Président de l'Université de Nantes, chargé de la Recherche.

Yide WANG



Yide Wang est docteur de l'université de Rennes en traitement du signal et télécommunication. Il est actuellement maître de conférences à l'École polytechnique de l'université de Nantes. Il travaille au laboratoire IRCCyN/SETRA UMR CNRS 6597 dans le domaine du traitement du signal appliqué aux systèmes radar et aux systèmes de télécommunications. Plus particulièrement, il s'intéresse aux problèmes d'analyse spectrale et de traitement d'antenne multiplicateurs.