

Une Nouvelle Méthode pour Caractériser une Cible Radar

Yide WANG, Joseph SAILLARD

SEI, EP CNRS 2018, IRESTE, Université de Nantes
Rue Christian Pauc, La Chantrerie, BP 60601, 44306 Nantes, Cedex3, France

wyide@ireste.fr, jsaillar@ireste.fr

Résumé – Dans cet article, on propose une méthode généralisant la méthode root-MUSIC à la diversité de polarisation pour caractériser une cible radar. Cette méthode permet d’exploiter pleinement l’information contenue dans les signaux vectoriels, tout en conservant un temps de calcul comparable à celui des méthodes ne tenant pas compte de l’aspect vectoriel des signaux reçus.

Abstract – We consider in this paper the characterization of a radar target by the root-MUSIC method with polarization diversity. The proposed method uses optimally the polarization of the received waves, and the calculation time of this method is comparable to that of the scalar HR method. We show by the simulation that the proposed method can not only give more informations about the target (polarization state), but also provides better performance than the classical scalar HR methods in terms of resolution of the scattering centers.

1 Introduction

Un radar à diversité de fréquence et à diversité de polarisation est considéré dans cette étude. La cible est modélisée par un ensemble de points brillants indépendants et isotropes.

Les méthodes classiques pour un tel problème sont basées sur les techniques de la transformée de Fourier [2]. Malheureusement, ces méthodes sont limitées intrinsèquement par leur pouvoir de résolution. Plusieurs méthodes HR [1], [4], ont été proposées afin de s’affranchir de ce problème. Mais, la plupart de ces méthodes ignore l’aspect de polarisation des signaux reçus.

En traitement d’antenne, dans le domaine d’estimation des angles d’arrivée d’ondes planes à l’aide d’un réseau de capteurs, il existe plusieurs méthodes HR qui exploitent la diversité de polarisation des signaux reçus [3], [8].

L’adaptation de ces méthodes HR dans le contexte d’estimation des contributeurs élémentaires n’est pas triviale. Ceci est probablement la raison pour laquelle il existe peu de méthodes [5], [6], [7] exploitant l’aspect vectoriel des ondes reçues dans le domaine d’estimation des contributeurs élémentaires d’une cible radar.

Dans ce papier, nous proposons une méthode qui généralise le principe de la méthode proposée dans [8], à la caractérisation d’une cible radar polarimétrique.

Nous commençons par une formulation du problème, et par un bref rappel sur la caractérisation polarimétrique d’une cible radar. Nous présentons ensuite la nouvelle méthode HR à diversité de polarisation, des résultats de simulation sont également fournis. Puis nous terminons ce papier par une conclusion.

2 Formulation du problème

Considérons une cible radar composée de m contributeurs élémentaires indépendants et isotropes, notons la

polarisation de l’onde émise par q et la polarisation de l’onde reçue par p . Si la cible est éclairée par une onde électromagnétique de fréquence ν , le coefficient complexe de rétrodiffusion de la cible peut s’exprimer par :

$$s_{pq}(\nu) = \sum_{i=1}^m b_{pqi} e^{j \frac{4\pi}{c} R_i \nu}$$

où b_{pqi} représente l’amplitude complexe du $i^{\text{ième}}$ point brillant et R_i la distance projetée du $i^{\text{ième}}$ point brillant sur la direction radar-cible.

Pour un radar à diversité de fréquence, on émet une suite de N exponentielles pures : $e^{j2\pi\nu_n t}$ avec $\nu_n = \nu_0 + n\Delta\nu$, et $n = 0, 1, \dots, N-1$. Ainsi pour la $n^{\text{ième}}$ fréquence :

$$s_{pq}(n) = \sum_{i=1}^m b_{pqi} e^{j \frac{4\pi}{c} R_i \nu_n} = \sum_{i=1}^m a_{pqi} e^{j2\pi \left(\frac{2\Delta\nu}{c} R_i\right) n}$$

peut être réécrit avantageusement en fonction de la distance d’ambiguïté :

$$s_{pq}(n) = \sum_{i=1}^m a_{pqi} e^{j2\pi \left(\frac{R_i}{R_a}\right) n} = \sum_{i=1}^m a_{pqi} e^{j2\pi f_i n} \quad (1)$$

où $R_a \equiv \frac{c}{2\Delta\nu}$ est la distance d’ambiguïté.

Cette écriture du signal reçu permet d’introduire la notion de fréquence normalisée : $f_i = \frac{R_i}{R_a}$ ($i = 1, 2, \dots, m$), elle met également en évidence le lien direct entre le problème de caractérisation des contributeurs élémentaires d’une cible radar et celui d’analyse spectrale.

Dans la base de polarisation horizontale-verticale, le signal vectoriel reçu total s’écrit :

$$\begin{bmatrix} s_{hh}(n) \\ s_{hv}(n) \\ s_{vh}(n) \\ s_{vv}(n) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^m \begin{bmatrix} a_{hh_i}(n) \\ a_{hv_i}(n) \\ a_{vh_i}(n) \\ a_{vv_i}(n) \end{bmatrix} e^{j2\pi f_i n} \quad (2)$$

Le vecteur du signal reçu est bien sûr entaché d’un bruit additif, que l’on supposera blanc gaussien centré complexe circulaire.

3 Caractérisation polarimétrique

On rappelle que le comportement polarimétrique d'une cible radar peut être caractérisé complètement par la matrice de rétrodiffusion. Cette matrice relie la polarisation de l'onde rétrodiffusée à celle de l'onde incidente. Elle peut être obtenue en estimant la polarisation de l'onde reçue pour deux ondes incidentes de polarisation orthogonale. Le point pertinent est donc d'estimer sans biais la polarisation de l'onde reçue pour une onde incidente de polarisation quelconque.

Afin de pouvoir estimer la polarisation d'une onde électromagnétique, il faut que l'antenne de réception possède de la diversité de polarisation permettant ainsi de recevoir simultanément l'onde sur deux accès à polarisation orthogonale. Notons le vecteur de polarisation de l'onde incidente par le vecteur de Jones suivant :

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_h \\ q_v \end{bmatrix}$$

Dans le domaine fréquentiel, les signaux reçus sur les voies horizontale et verticale pour une onde incidente de polarisation \mathbf{q} peuvent être écrits :

$$\begin{bmatrix} s_{hr}(n) \\ s_{vr}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{hh}(n) & s_{hv}(n) \\ s_{vh}(n) & s_{vv}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_h \\ q_v \end{bmatrix} \quad (3)$$

D'après (2), on montre facilement que le vecteur des signaux reçus (3) peut être modélisé par :

$$\begin{bmatrix} s_{hr}(n) \\ s_{vr}(n) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^m \begin{bmatrix} a_{h_i} \\ a_{v_i} \end{bmatrix} e^{j2\pi f_i n} \quad (4)$$

où a_{h_i} et a_{v_i} associées à la fréquence f_i contiennent l'information polarimétrique du $i^{\text{ème}}$ point brillant.

La polarisation d'une onde est couramment représentée par l'ellipse de polarisation caractérisée essentiellement par l'angle d'ellipticité τ_i ($|\tau_i| \leq \pi/4$) et l'angle d'orientation ϕ_i ($0 \leq \phi_i < \pi$). Ces deux paramètres sont directement liés aux amplitudes horizontale et verticale a_{h_i} et a_{v_i} associées à chaque contributeur élémentaire par les formules suivantes [5] :

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \arctan \left[\frac{|a_{v_i}|}{|a_{h_i}|} \right] \\ \delta_i &= \arg(a_{v_i}) - \arg(a_{h_i}) \\ \tau_i &= \frac{1}{2} \arcsin [\sin(2\gamma_i) \sin(\delta_i)] \\ \alpha_i &= \frac{1}{2} \arctan [\tan(2\gamma_i) \cos(\delta_i)] \\ \phi_i &= \begin{cases} \alpha_i + \frac{\pi}{2} & \text{si } \gamma_i > \frac{\pi}{4} \\ \alpha_i + \pi & \text{si } \gamma_i \leq \frac{\pi}{4}, \alpha_i < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

4 Méthodes à haute résolution

Supposons que l'on dispose de N échantillons du vecteur des signaux reçus (4), et considérons les deux matrices de données construites de la façon suivante :

$$\mathbf{S}_h = \begin{bmatrix} s_{hr}(0) & s_{hr}(1) & \cdots & s_{hr}(N-p) \\ s_{hr}(1) & s_{hr}(2) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ s_{hr}(p-1) & & & s_{hr}(N-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} s_{vr}(0) & s_{vr}(1) & \cdots & s_{vr}(N-p) \\ s_{vr}(1) & s_{vr}(2) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ s_{vr}(p-1) & & & s_{vr}(N-1) \end{bmatrix}$$

Afin d'exploiter pleinement l'information contenue dans \mathbf{S}_h et \mathbf{S}_v , nous avons proposé dans [7] d'utiliser la matrice \mathbf{S} construite de la façon suivante :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_h \\ \mathbf{S}_v \end{bmatrix}$$

D'après la structure des matrices \mathbf{S}_h et \mathbf{S}_v et celle des signaux reçus (4), la matrice \mathbf{S} peut s'écrire de la façon suivante :

$$\mathbf{S} = \sum_{i=1}^m \begin{bmatrix} a_{h_i} & \cdots & a_{h_i} e^{j2\pi f_i(N-p)} \\ \vdots & \ddots & \\ a_{h_i} e^{j2\pi f_i(p-1)} & \cdots & a_{h_i} e^{j2\pi f_i(N-1)} \\ a_{v_i} & \cdots & a_{v_i} e^{j2\pi f_i(N-p)} \\ \vdots & \ddots & \\ a_{v_i} e^{j2\pi f_i(p-1)} & \cdots & a_{v_i} e^{j2\pi f_i(N-1)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

On peut facilement factoriser cette matrice par :

$$\mathbf{S} = \sum_{i=1}^m \mathbf{g}_{2p}(a_{h_i}, a_{v_i}, f_i) \mathbf{d}_{n_1}^T(f_i)$$

avec $\mathbf{g}_{2p}(a_h, a_v, f)$, $\mathbf{d}_{n_1}(f)$ deux vecteurs de dimensions $2p$ et $n_1 = N - p + 1$ respectivement :

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_{n_1}(f) &= [1 \quad e^{j2\pi f} \quad \cdots \quad e^{j2\pi(n_1-1)f}]^T \\ \mathbf{g}_{2p}(a_h, a_v, f) &= [a_h \mathbf{d}_p^T(f) \quad a_v \mathbf{d}_p^T(f)]^T \end{aligned}$$

On constate que si $p > m$ et $n_1 > m$, la matrice \mathbf{S} est de rang déficient. Si en plus $f_i \neq f_j, \forall i \neq j$, et $i, j = 1, 2, \dots, m$, le rang de la matrice \mathbf{S} est égal au nombre de points brillants m . Par conséquent, le principe des méthodes HR s'applique sur la matrice \mathbf{S} , avec le vecteur source défini par $\mathbf{g}_{2p}(a_h, a_v, f)$.

Notons \mathbf{U}_1 la matrice de dimension $(2p, m)$ constituée par les vecteurs singuliers gauches associés aux m plus grandes valeurs singulières et \mathbf{U}_2 la matrice de dimension $(2p, 2p - m)$ constituée par les autres vecteurs singuliers gauches de la matrice \mathbf{S} . Notons également $\mathbf{\Pi}_b = \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^H$. Les paramètres intéressants peuvent être estimés en minimisant la projection du vecteur source sur l'espace complémentaire [1], [4] :

$$\min_{a_h, a_v, f} \frac{\mathbf{g}_{2p}^H(a_h, a_v, f) \mathbf{\Pi}_b \mathbf{g}_{2p}(a_h, a_v, f)}{\mathbf{g}_{2p}^H(a_h, a_v, f) \mathbf{g}_{2p}(a_h, a_v, f)} \quad (7)$$

Il s'agit d'une recherche dans l'espace tri-dimensionnel, trop coûteuse en temps de calcul, et difficilement utilisable en pratique. Heureusement, grâce à la structure du vecteur source, nous pouvons rendre ce problème de minimisation beaucoup plus efficace.

Le vecteur $\mathbf{g}_{2p}(a_h, a_v, f)$ peut être réécrit par :

$$\mathbf{g}_{2p} = \begin{bmatrix} a_h \mathbf{d}_p(f) \\ a_v \mathbf{d}_p(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_p & \mathbf{0}_p \\ \mathbf{0}_p & \mathbf{d}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_h \\ a_v \end{bmatrix} = \mathbf{D} \mathbf{a}$$

avec \mathbf{D} une matrice de dimension $(2p, 2)$ qui contient l'information des fréquences et \mathbf{a} un vecteur de dimension 2

contenant l'information de polarisation. Cette factorisation du vecteur \mathbf{g}_{2p} permet donc de séparer les contributions de fréquences et celles de polarisations.

Comme $\mathbf{D}^H \mathbf{D} = p \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix}$, la minimisation (7) peut être reformulée de la manière suivante :

$$\min_{f, \mathbf{a}} \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{D}^H \mathbf{D} \mathbf{a}} = \min_{f, \mathbf{a}} \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D} \mathbf{a}}{p \mathbf{a}^H \mathbf{a}} \quad (8)$$

Dans [7], nous avons proposé d'effectuer cette minimisation d'abord par rapport au vecteur \mathbf{a} , ensuite par rapport à f :

$$\min_f \left[\min_{\mathbf{a}} \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D} \mathbf{a}}{p \mathbf{a}^H \mathbf{a}} \right]$$

Or, la minimisation entre les crochets (par rapport au vecteur \mathbf{a}) est donnée par la valeur propre minimale de la matrice $\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D}$. Cette matrice étant hermitienne et de dimension $(2, 2)$, sa valeur propre minimale peut être calculée analytiquement, réduisant ainsi la minimisation à trois dimensions (8) à une seule dimension, d'où un gain important en temps de calcul. Les fréquences peuvent être estimées comme celles qui minimisent la valeur propre minimale de la matrice $\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D}$; le vecteur propre correspondant fournit une estimation sur les paramètres de polarisation correspondant.

Mais cette méthode nécessite un balayage dans le domaine fréquentiel, afin de trouver les différents paramètres, demandant un temps de calcul non négligeable. Pour remédier à ce problème, nous proposons de remplacer le balayage en fréquence par une résolution des racines d'un polynôme. Pour cela, reconsidérons la minimisation tridimensionnelle :

$$\min_{\mathbf{a}} \left[\min_f \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D} \mathbf{a}}{p \mathbf{a}^H \mathbf{a}} \right]$$

Nous savons que si la matrice \mathbf{D} est connue, alors le minimum de la fonction de coût est donné par le minimum de la valeur propre minimale de $\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D}$ qui est une matrice hermitienne et définie non négative. Ce minimum est nul si f et \mathbf{a} correspondent aux paramètres d'un point brillant réel. Donc les fréquences f peuvent être estimées, dans le cas idéal, par les fréquences qui annulent le déterminant de la matrice $\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D}$:

$$\det [\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D}] = 0$$

Pour simplifier cette expression, notons

$$\mathbf{\Pi}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{11} & \mathbf{R}_{12} \\ \mathbf{R}_{12}^H & \mathbf{R}_{22} \end{bmatrix}$$

alors

$$\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_p^H \mathbf{R}_{11} \mathbf{d}_p & \mathbf{d}_p^H \mathbf{R}_{12} \mathbf{d}_p \\ \mathbf{d}_p^H \mathbf{R}_{12}^H \mathbf{d}_p & \mathbf{d}_p^H \mathbf{R}_{22} \mathbf{d}_p \end{bmatrix}$$

et

$$\det [\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D}] = (\mathbf{d}_p^H \mathbf{R}_{11} \mathbf{d}_p) (\mathbf{d}_p^H \mathbf{R}_{22} \mathbf{d}_p) - (\mathbf{d}_p^H \mathbf{R}_{12}^H \mathbf{d}_p) (\mathbf{d}_p^H \mathbf{R}_{12} \mathbf{d}_p) \quad (9)$$

Notons $z = \exp(j2\pi f)$, alors le vecteur $\mathbf{d}_p(f)$ devient :

$$\mathbf{d}_p(z) = [1 \quad z \quad \dots \quad z^{p-1}]^T$$

Et le déterminant (9) peut être réécrit par :

$$(\mathbf{d}_p^T(z^{-1}) \mathbf{R}_{11} \mathbf{d}_p(z)) (\mathbf{d}_p^T(z^{-1}) \mathbf{R}_{22} \mathbf{d}_p(z)) - (\mathbf{d}_p^T(z^{-1}) \mathbf{R}_{12} \mathbf{d}_p(z)) (\mathbf{d}_p^T(z^{-1}) \mathbf{R}_{12} \mathbf{d}_p(z)) \quad (10)$$

Les fréquences qui annulent le déterminant (9) peuvent alors être estimées par les racines les plus proches du cercle unité du polynôme (10).

Or, on constate que $\mathbf{d}_p^T(z^{-1}) \mathbf{R}_{mn} \mathbf{d}_p(z)$ ($m, n = 1, 2$) peut être écrite :

$$\mathbf{d}_p^T(z^{-1}) \mathbf{R}_{mn} \mathbf{d}_p(z) = \mathbf{a}^T(z) \mathbf{c}_{mn}$$

avec

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(z) &= [z^{-(p-1)}, z^{-p+2}, \dots, z^{p-1}]^T \\ \mathbf{c}_{mn} &= [\alpha_{-(p-1)}, \alpha_{-p+2}, \dots, \alpha_{p-1}]^T \\ \alpha_l &= \sum_{i=\max(1, -l+1)}^{\min(p, p-l)} \mathbf{R}_{mn}(i, l+i) \end{aligned}$$

Le polynôme (10) devient alors :

$$\mathbf{a}^T(z) (\mathbf{c}_{11} \mathbf{c}_{22}^T - \mathbf{c}_{12} \mathbf{c}_{21}^T) \mathbf{a}(z) = \mathbf{a}^T(z) \mathbf{F} \mathbf{a}(z)$$

l'expression du polynôme final est donc obtenue :

$$\mathbf{a}^T(z) \mathbf{F} \mathbf{a}(z) = \mathbf{k}^T \mathbf{b}(z)$$

avec $\mathbf{b}(z)$ et \mathbf{k} deux vecteurs de dimension $4p-3$, définis par :

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(z) &= [z^{-2(p-1)}, \dots, z^{2(p-1)}]^T \\ \mathbf{k} &= [\alpha_1, \dots, \alpha_{4p-3}]^T \\ \alpha_l &= \sum_{i=\max(1, l-2p-2)}^{\min(2p-1, l)} \mathbf{F}(i, l-i+1) \end{aligned}$$

Les fréquences peuvent alors être estimées par les racines du polynôme $\mathbf{k}^T \mathbf{b}(z)$ les plus proches du cercle unité se situant à l'intérieur du cercle unité. Les fréquences étant estimées, les amplitudes associées peuvent être trouvées en calculant le vecteur propre associé à la valeur propre minimale de la matrice $\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_b \mathbf{D}$, qui est donné par la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} a_{hi} \\ a_{vi} \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{\epsilon_{11} - \epsilon_{22} + \sqrt{(\epsilon_{11} - \epsilon_{22})^2 + 4|\epsilon_{12}|^2}}{\epsilon_{12}} \end{bmatrix}$$

où

$$\epsilon_{mn} = \mathbf{a}^T(\hat{z}_i) \mathbf{c}_{mn} \quad \text{et} \quad \hat{z}_i = \exp(j2\pi \hat{f}_i)$$

et les paramètres de polarisation peuvent être estimés en utilisant la formule (5).

Cette méthode efficace permet d'exploiter pleinement l'aspect vectoriel des signaux reçus, tout en conservant un temps de calcul relativement faible. Elle permet d'estimer les fréquences et les paramètres de polarisation en une seule étape, contrairement aux méthodes proposées dans [5] et [6], pour lesquelles ces estimations sont effectuées en deux étapes distinctes.

Dans la suite, nous donnons quelques résultats de simulation afin de se faire une idée sur les performances de cette méthode.

5 Simulation

Le modèle proposé dans [5] est adopté dans la simulation. La cible est modélisée par 4 points brillants dont les distances par rapport au centre de référence sont : 8 cm, 12 cm, 13,3 cm et 14 cm, et les matrices de rétrodiffusion correspondantes sont :

TAB. 1: Paramètres des points brillants

N° de point brillant		a_{hh}	a_{hv}
		a_{vh}	a_{vv}
1		1	0
		0	1
2	10	$\frac{\cos^2 10}{2}$	$\frac{\sin^2 20}{2}$
		$\frac{\sin^2 20}{2}$	$\sin^2 10$
3	2	$\frac{\cos^2 10}{2}$	$\frac{\sin^2 20}{2}$
		$\frac{\sin^2 20}{2}$	$\sin^2 10$
4	3	$\frac{\sin^2 10}{2}$	$-\frac{\sin^2 20}{2}$
		$-\frac{\sin^2 20}{2}$	$\cos^2 10$

La polarisation de l'onde émise est circulaire gauche. Le radar émet des impulsions dont la porteuse varie de 2 GHz à 18 GHz avec un pas de 50MHz. Une décimation d'un facteur de 10 a été effectuée avant tout traitement. La distance d'ambiguïté est 30 cm et le nombre de fréquences est 32. Un calcul rapide nous permet de trouver les fréquences normalisées pour les 4 points brillants : 0,267; 0,4; 0,443 et 0,467.

La méthode proposée est appliquée au signal reçu pour un rapport signal sur bruit de 10 dB et pour 20 tirages de bruit indépendants, le résultat est tracé figure 1. Nous constatons que les 4 contributeurs élémentaires sont parfaitement estimés pour les 20 simulations indépendantes.

La même simulation a été faite pour 100 tirages de bruit indépendants, nous donnons les résultats de l'estimation de tous les paramètres (distance, ellipticité et orientation) du troisième point brillant, qui est le plus difficile à estimer, dans le tableau suivant :

TAB. 2: Résultats de l'estimation

	ϕ (deg)	τ (deg)	d (cm)
Valeur vraie	10	0.00	13.3
Valeur estimée	9,69	-0.093	13.29
Ecart Type	2.15	2.23	0.040

Il est clair que la méthode proposée possède une performance satisfaisante aussi bien pour l'estimation de la fréquence que pour l'estimation des paramètres de polarisation des signaux reçus.

6 Conclusion

Dans ce papier, nous avons considéré la modélisation d'une cible par un radar à diversité de fréquence et à diversité de polarisation. La cible est modélisée par des contributeurs élémentaires. Nous avons proposé une nouvelle méthode qui généralise la méthode de root-MUSIC en incorporant d'une façon optimale la polarisation des

ondes reçues. Cette méthode permet d'exploiter pleinement les informations contenues dans les signaux reçus sur les deux voies de polarisation orthogonale, tout en conservant un temps de calcul relativement faible. Elle permet d'estimer en une seule étape les distances entre les points brillants et les paramètres de polarisation des signaux correspondants, d'où un gain en temps de calcul, par rapport aux méthodes traitant les deux estimations séparément [5],[6].

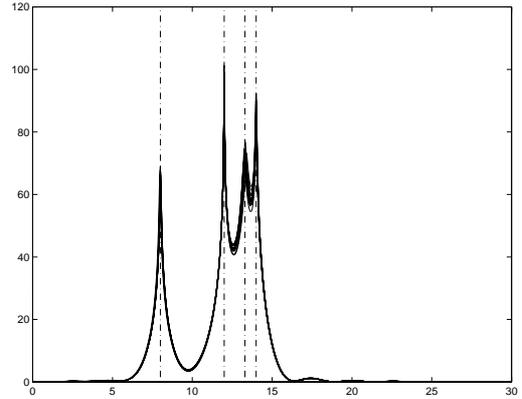


FIG. 1: Root-MUSIC vectorielle

Références

- [1] G. Bienvenu and L. Kopp: "Optimality of High-Resolution Array Processing Using the Eigenstructure Approach". IEEE Trans. on ASSP, Vol.31, pp.1235-1248, October, 1983.
- [2] N. F. Chamberlain, E. K. Walton and F. D. Garber: "Radar Target Identification of Aircraft Using Polarization Diverse Features", IEEE Trans. on AES, Vol.27, No.1, pp. 58-66, Jan., 1991.
- [3] E.R. Ferrara and T.M. Parks: "Direction Finding with an Array of Antennas Having Diverse Polarizations", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.31, No.2, pp.231-236, March 1983.
- [4] R.Kumaresan, D.Tufts: «Estimation the Angles of Arrival of Multiple Plane Waves», IEEE Trans. on AES, Vol.19, No.1, pp. 134-139, Jan., 1983.
- [5] W. M. Steedly and R. L. Moses: "High Resolution Exponential Modeling of Fully Polarized Radar Returns", IEEE Trans. on AES, Vol.27, No.3, pp. 459-468, May, 1991.
- [6] Y. Wang and J. Saillard: "Polarimetric High Resolution Methods", JIPR95 (Troisièmes Journées Internationales de la Polarimétrie Radar), pp. 480-491, Nantes, Mars, 1995.
- [7] Y. Wang et J. Saillard: "La Polarisation dans les Méthodes à Haute Résolution", GRETSI97, pp. 611-614, Grenoble, 15-19, Septembre 1997.
- [8] A.J. Weiss and B. Friedlander: "Direction Finding for Diversely Polarized Signals Using Polynomial Rooting", IEEE Trans. Signal Processing, vol.41, No.5, pp.1893-1905, May 1993.