

Caractérisation Polarimétrique d'une Cible Radar par la Méthode ESPRIT

Yide WANG, Joseph SAILLARD

Laboratoire IRCCyN/SETRA, UMR CNRS6597
Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
La Chantrerie, BP50609, 44306 Nantes, Cedex3, France
yide.wang@polytech.univ-nantes.fr, joseph.saillard@polytech.univ-nantes.fr

Résumé – Dans cet article, nous proposons une méthode généralisant la méthode ESPRIT à la diversité de polarisation afin de 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. En plus d'une meilleure performance en terme de pouvoir de résolution, elle permet de caractériser plus finement une cible radar en fournissant une estimée de l'état de polarisation de l'onde reçue.

Abstract – We consider in this paper the characterization of a radar target by the ESPRIT method with polarization diversity. The proposed method exploits 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 by giving an estimate of the the polarization state of the received wave, but also provide better performance in terms of resolution power of the scattering centers

1 Introduction

Dans ce papier, nous considérons un radar à diversité de fréquence et à diversité de polarisation. La cible est modélisée par un ensemble de contributeurs élémentaires indépendants et isotropes.

Les méthodes classiques pour ce type de problème sont basées sur les techniques de la transformée de Fourier [1]. Malheureusement, ces méthodes sont limitées intrinsèquement par leur pouvoir de résolution et en plus elles sont biaisées à cause des lobes secondaires. Plusieurs méthodes HR [6] ont été proposées afin de s'affranchir de ces limites. Mais, la plupart de ces méthodes ignore l'aspect de polarisation des ondes reçues.

En traitement d'antenne, dans le domaine de l'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 ondes reçues [3], [6], [8]. Mais il a y peu de méthodes qui exploitent l'aspect vectoriel des ondes reçues dans le domaine d'estimation des contributeurs élémentaires d'une cible radar [2], [5], [7].

Dans ce papier, nous proposons une méthode, basée sur le principe de la méthode ESPRIT, exploitant la polarisation dans les ondes reçues. Nous montrons par des simulations que la prise en compte de la polarisation des ondes reçues améliore sensiblement la performance de la méthode en terme de pouvoir de résolution et en terme de la précision d'estimation. De plus, cette méthode permet d'estimer avec peu de calculs supplémentaires les paramètres de polarisation des ondes reçues, et donc de caractériser plus finement une cible radar.

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

2.1 Modèle des signaux reçus

Considérons une cible radar composée de m contributeurs élémentaires indépendants et isotropes, notons la polarisation de l'onde émise par q et celle de l'onde reçue par p . Alors, les ondes rétrodiffusées pour N fréquences incidentes $v_n = v_0 + n\partial v$, et $n = 0, 1, \dots, N - 1$ peuvent être modélisées par :

$$s_{pq}(n) \triangleq s_{pq}(v_n) = \sum_{i=1}^m b_{pqi} z_i^n \quad (1)$$

où b_{pqi} représente l'amplitude complexe du $i^{\text{ème}}$ point brillant et z_i un nombre complexe correspond au pôle du point brillant dont l'argument donne la distance et dont l'amplitude donne la dispersion en distance. Pour un point brillant idéal $|z_i| = 1$. Pour un modèle plus réaliste le module du coefficient de rétrodiffusion peut être atténué légèrement si la fréquence augmente ou bien si elle diminue, dans ce cas $|z_i|$ varie légèrement autour de 1.

La transformé de Fourier inverse du signal $s_{pq}(n)$ donne le profile de la réponse de la cible radar en fonction de distance, qui peut s'exprimer par [2] :

$$S_{pq}(r) = \sum_{i=1}^m b_{pqi} \frac{1}{e^{-j2\pi r/R} - z_i} \quad 0 \leq r \leq R \quad (2)$$

où $R = \frac{c}{2\partial\nu}$ est la distance d'ambiguïté du radar, avec c la vitesse de propagation et $\partial\nu$ le pas d'incrémentacion en fréquence. On voit que chaque pôle crée un pic dans la réponse $S_{pq}(r)$ dont la position correspond à la distance des points brillants projetés sur la direction Radar-Cible. Ces distances peuvent être estimées par l'argument du pôle z_i :

$$r_i = R \frac{\arg(z_i)}{2\pi} \quad (3)$$

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

$$\begin{bmatrix} s_{hh}(n) \\ s_{hv}(n) \\ s_{vh}(n) \\ s_{vv}(n) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^m \begin{bmatrix} a_{hh_i}(n) \\ a_{hv_i}(n) \\ a_{vh_i}(n) \\ a_{vv_i}(n) \end{bmatrix} z_i^n \quad (4)$$

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

2.2 Caractérisation polarimétrique d'une cible radar

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 polarisations orthogonales. 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 :

$$\begin{bmatrix} s_{hr}(n) \\ s_{vr}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{hh}(n) & s_{hv}(n) \\ s_{vh}(n) & s_{vv}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_h \\ q_v \end{bmatrix} \quad (5)$$

D'après (1), on montre facilement que le vecteur des signaux reçus (5) peut être modélisé par :

$$\begin{bmatrix} s_{hr}(n) \\ s_{vr}(n) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^m \begin{bmatrix} a_{h_i} \\ a_{v_i} \end{bmatrix} z_i^n \quad (6)$$

où a_{h_i} et a_{v_i} associées au pôle z_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 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 [2] :

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \arctan \left[\frac{|a_{v_i}|}{|a_{h_i}|} \right] \\ \delta_i &= \arg(a_{v_i}) - \arg(a_{h_i}) \\ \tau_i &= \frac{1}{2} \arcsin [\sin(2\gamma_i) \sin(\delta_i)] \\ \alpha_i &= \frac{1}{2} \arctan [\tan(2\gamma_i) \cos(\delta_i)] \\ \phi_i &= \begin{cases} \alpha_i + \frac{\pi}{2} & \text{si } \gamma_i > \frac{\pi}{4} \\ \alpha_i + \pi & \text{si } \gamma_i \leq \frac{\pi}{4}, \alpha_i < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

3 Méthode à haute résolution

3.1 Estimation de la distance des points brillants

Supposons que l'on dispose de N échantillons du vecteur des signaux reçus (6), et considérons les deux matrices de données construites de la façon suivante :

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

Afin d'exploiter pleinement l'information contenue dans \mathbf{S}_h et \mathbf{S}_v , nous construisons la matrice \mathbf{S} 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 (6), la matrice \mathbf{S} peut s'écrire de la façon suivante :

$$\mathbf{S} = \sum_{i=1}^m \begin{bmatrix} a_{h_i} & \cdots & a_{h_i} z_i^{(N-p)} \\ \vdots & \ddots & \\ a_{h_i} z_i^{(p-1)} & & a_{h_i} z_i^{(N-1)} \\ a_{v_i} & \cdots & a_{v_i} z_i^{(N-p)} \\ \vdots & \ddots & \\ a_{v_i} z_i^{(p-1)} & & a_{v_i} z_i^{(N-1)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Considérons les matrices \mathbf{S}_1 et \mathbf{S}_2 constituées par les $2p-1$ premières lignes et $2p-1$ dernières lignes de la matrice \mathbf{S} respectivement. Grâce à la structure de \mathbf{S} , les deux matrices \mathbf{S}_1 et \mathbf{S}_2 sont liées par :

$$\mathbf{S}_2 = \mathbf{S}_1 \begin{bmatrix} z_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & z_2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & & z_m \end{bmatrix} = \mathbf{S}_1 \Phi_z \quad (9)$$

Notons la décomposition en éléments singuliers de la matrice \mathbf{S} par :

$$\mathbf{S} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$$

et collectons dans \mathbf{U}_s les m vecteurs singuliers associés aux m plus grandes valeurs singulières de la matrice \mathbf{S} . Dans le cas idéal les colonnes de la matrice \mathbf{U}_s et celles de \mathbf{S} engendrent le même sous espace signal. Il existe donc une matrice inversible telle que :

$$\mathbf{S} = \mathbf{U}_s \mathbf{P} \quad (10)$$

D'après (9) et (10), et avec \mathbf{U}_{s1} et \mathbf{U}_{s2} construites par les $2p-1$ premières lignes et $2p-1$ dernières lignes de la matrice \mathbf{U}_s respectivement, nous avons :

$$\mathbf{U}_{s1} \mathbf{P} = \mathbf{U}_{s2} \mathbf{P} \Phi_z$$

qui peut être réécrite de la façon suivante :

$$\mathbf{U}_{s1} \mathbf{p}_k = z_k \mathbf{U}_{s2} \mathbf{p}_k, \quad k = 1, 2, \dots, m$$

avec \mathbf{p}_k la $k^{\text{ième}}$ colonne de la matrice \mathbf{P} . Donc les pôles associés aux m points brillants peuvent être estimés par les m valeurs propres généralisées du couple de matrices $(\mathbf{U}_{s1}, \mathbf{U}_{s2})$ et \mathbf{p}_k ($k = 1, 2, \dots, m$), sont les vecteurs propres associés.

z_k étant estimés, on peut calculer la distance des contributeurs élémentaires par (3). Sachant la distance des points brillants, on estime dans la suite les paramètres de polarisation liés à chacun des points brillants.

3.2 Estimation des paramètres de polarisation

Les paramètres de polarisation sont estimés comme un sous-produit de la méthode ESPRIT. Ceci peut être fait à partir des résultats obtenus dans le paragraphe précédent avec peu de calculs supplémentaires. D'après la structure des matrices \mathbf{S}_h et \mathbf{S}_v et celle des signaux reçus (6), en notant $r_i = a_{vi}/a_{hi}$, nous avons la relation suivante :

$$\mathbf{S}_v = \mathbf{S}_h \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & & r_m \end{bmatrix} = \mathbf{S}_h \Phi_r$$

Signalons que les paramètres r_i fournissent toute l'information nécessaire pour estimer l'état de polarisation des ondes reçues. Notons \mathbf{U}_{sh} et \mathbf{U}_{sv} les matrices obtenues en prenant les p premières lignes et les p dernières lignes respectivement de la matrice \mathbf{U}_s , nous avons alors :

$$\mathbf{U}_{sv} \mathbf{P} = \mathbf{U}_{sh} \mathbf{P} \Phi_r$$

qui peut être mise sous la forme vectorielle suivante :

$$\mathbf{U}_{sv} \mathbf{p}_k = r_k \mathbf{U}_{sh} \mathbf{p}_k$$

Le paramètre r_k peut alors être estimé par :

$$r_k = (\mathbf{d}_{k2}^H \mathbf{d}_{k2})^{-1} \mathbf{d}_{k2}^H \mathbf{d}_{k1}$$

avec $\mathbf{d}_{k2} = \mathbf{U}_{sh} \mathbf{p}_k$ et $\mathbf{d}_{k1} = \mathbf{U}_{sv} \mathbf{p}_k$. Les matrices \mathbf{P} , \mathbf{U}_{sh} et \mathbf{U}_{sv} ont été estimées dans l'étape d'estimation des pôles de contributeurs élémentaires par la méthode ESPRIT dans le paragraphe 3.1.

Une autre façon d'estimer les r_k est basée sur le fait que les colonnes de la matrice \mathbf{S} et celles de \mathbf{U}_s engendrent le même espace signal. Par conséquent, les colonnes de \mathbf{S} sont

orthogonales aux colonnes de la matrice \mathbf{U}_n construite par les vecteurs singuliers associés aux $2p-m$ valeurs singulières minimales. Donc r_k peut être calculé en minimisant la fonction suivante :

$$\min_{r_k} \mathbf{g}^H(z_k, r_k) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{g}(z_k, r_k) \quad (11)$$

avec $\mathbf{g}(z, r) = [1, z, \dots, z^{p-1}, r, rz, \dots, rz^{p-1}]^T$.

Notons $\mathbf{d}_p(z) = [1, z, \dots, z^{p-1}]^T$, nous avons :

$$\mathbf{g}(z, r) = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_p(z) & \mathbf{0}_{p \times 1} \\ \mathbf{0}_{p \times 1} & \mathbf{d}_p(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ r \end{bmatrix} = \mathbf{D}(z) \begin{bmatrix} 1 \\ r \end{bmatrix}$$

la minimisation (11) peut être réécrite telle que :

$$\min_{r_k} [1, r_k]^H \mathbf{D}(z_k)^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{D}(z_k) \begin{bmatrix} 1 \\ r_k \end{bmatrix}$$

Quelques calculs permettent d'obtenir la solution suivante :

$$r_k = -\frac{\mathbf{d}_p^H(z_k) \Pi_{n21} \mathbf{d}_p(z_k)}{\mathbf{d}_p^H(z_k) \Pi_{n22} \mathbf{d}_p(z_k)}$$

où les matrices Π_{n21} et Π_{n22} sont obtenues en partitionnant la matrice Π_n :

$$\Pi_n = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H = \begin{bmatrix} \Pi_{n11} & \Pi_{n12} \\ \Pi_{n21} & \Pi_{n22} \end{bmatrix}$$

Tous ces résultats restent vrais asymptotiquement en présence de bruit additif blanc gaussien.

4 Simulation

Prenons une cible modélisée par 3 points brillants dont les distances respectives par rapport au centre de référence sont : 12 cm, 13.3 cm et 14 cm. La polarisation de l'onde émise est circulaire gauche, et l'état de polarisation de l'onde reçue associé à chacun des points brillants est (τ, ϕ) : $(0^\circ, 10^\circ)$, $(-45^\circ, 45^\circ)$, $(0^\circ, 100^\circ)$. La polarisation liée au premier et au troisième points brillants est linéaire et la polarisation liée au deuxième point brillant est circulaire gauche.

Le radar émet des impulsions dont la porteuse varie de 2 GHz à 18 GHz avec un pas de 500MHz. La distance d'ambiguïté est alors 30 cm et le nombre de fréquences est 32. Un calcul rapide nous permet de trouver les fréquences normalisées pour les 3 points brillants : 0.4; 0.443 et 0.467.

Les méthodes classiques de caractérisation des contributeurs élémentaires d'une cible radar, consistent à appliquer l'algorithme de FFT sur les signaux reçus par chacune des voies de polarisation et à recombinaison les résultats obtenus afin d'estimer les paramètres de polarisation. La figure 1 et la figure 2 donnent respectivement les résultats obtenus par l'algorithme de FFT sur les signaux reçus sur la voie horizontale et sur la voie verticale en absence de bruit de mesure. A chaque fois l'algorithme de FFT ne trouve que deux points brillants. Et pour la voie horizontale les distances estimées sont 11.98cm et 13.33cm, pour la voie verticale elles sont 13.00cm et 14.27cm. En plus du problème de pouvoir de résolution, il y a un biais non négligeable rendant l'estimation des paramètres de polarisation impossible pour cet exemple.

La méthode proposée est appliquée au signal reçu pour un rapport signal sur bruit de 10 dB et pour 200 tirages de bruit indépendants, la position des pôles est tracée Figure 3. On constate que les trois points brillants sont clairement détectés et que les distances sont bien estimées pour les 200 simulations indépendantes. On constate également que le troisième point brillant est moins bien estimé que les deux autres. Dans le tableau 1, sont reportés les résultats statistiques de l'estimation de différents paramètres pour le troisième point brillant. Comme attendu, les paramètres liés aux distances (fréquences) sont beaucoup mieux estimés que ceux liés aux polarisations (angles). Il serait cependant important de calculer la borne de Cramer-Rao afin de quantifier plus finement la performance de la méthode proposée.

5 Conclusion

Dans ce papier, nous avons considéré la caractérisation 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 basée sur la méthode ESPRIT exploitant 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 des 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 [2],[4].

Références

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] J. Li and R.T. Compton: "Angle and Polarization Estimation Using ESPRIT with a Polarization Sensitive Array", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.39, No.9, pp.1376-1383, September 1991.
- [4] Y. Wang and J. Saillard: "Polarimetric High Resolution Methods", JIPR95 (Troisièmes Journées Internationales de la Polarimétrie Radar), pp. 480-491, Nantes, Mars, 1995.
- [5] Y. Wang et J. Saillard: "La Polarisation dans les Méthodes à Haute Résolution", GRETSI97, pp. 611-614, Grenoble, 15-19, Septembre 1997.
- [6] «Les Méthodes à Haute Résolution, *traitement d'antenne et analyse spectrale*», Edition HERMES, 1998.

- [7] Y. Wang et J. Saillard: "Characterization of the Scattering Centers of a Radar Target with Polarization Diversity Using Polynomial Rooting". ICASSP2001, Salt Lake City, Utah, May 7-11, 2001.
- [8] K.T. Wong and M. D. Zoltowski: "Closed-Form Direction Finding and Polarization Estimation with Arbitrarily Spaced Electromagnetic Vector-Sensors at Unknown Locations". IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 48, No. 5, pp. 671-681, May 2000.

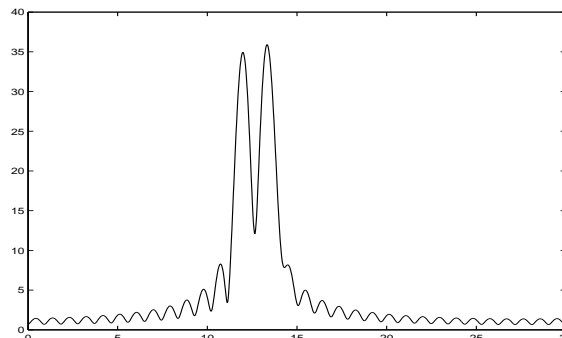


FIG. 1: Réponse par la voie horizontale

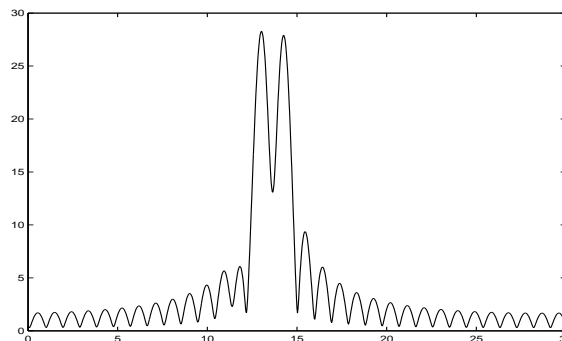


FIG. 2: Réponse par la voie verticale

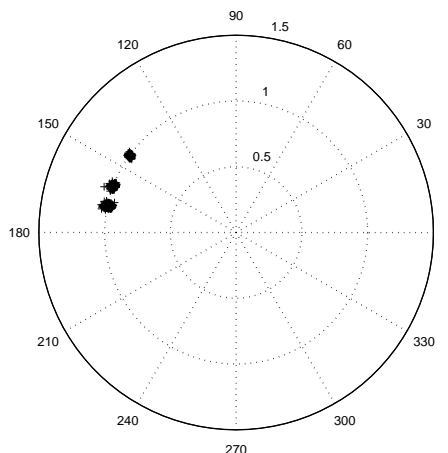


FIG. 3: Position des pôles estimés

TAB. 2: Résultats de l'estimation

	ϕ (deg)	τ (deg)	d (cm)
Valeur vraie	100,00	0,00	14,00
Moyenne	102,47	-1,04	14,02
Ecart Type	4,56	6,50	0,059