

Algorithmes haute résolution linéaires pour l'estimation des temps de retard dans un contexte de bruit quelconque

Linear high-resolution algorithms for time delay estimation in the case of an arbitrary noise

Cédric Le Bastard¹, Yide Wang² et Vincent Baltazart³

¹CETE Ouest, Laboratoire Régional des Ponts et Chaussées D'Angers
Unité Exploitation et Sécurité Routière, ERA 17,
23, avenue de l'Amiral Chauvin, BP 69
49136 Les Ponts de Cé
Cedric.Lebastard@developpement-durable.gouv.fr

²Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes-Atlantique
École polytechnique de l'université de Nantes
Rue Christian Pauc – La Chantrerie
BP 50609, 44306 Nantes
Yide.Wang@univ-nantes.fr

³Laboratoire Central des Ponts et Chaussées
Route de Bouaye, BP 4129, 44341, Bouguenais
vincent.baltazart@lcpc.fr



Manuscrit reçu le 28 février 2008

Résumé et mots clés

Cet article propose quelques améliorations de l'algorithme haute résolution linéaire SWEDE pour l'estimation de retards de propagation dans un contexte de bruit quelconque. La première amélioration consiste à modifier le procédé initial de blanchiment du bruit proposé par *Eriksson et al.* La nouvelle méthode ainsi obtenue est appelée FBD-SWEDE pour Full Block Diagonalization-SWEDE. La seconde amélioration introduit l'algorithme ESPRIT dans le formalisme de SWEDE, réduisant ainsi le temps de calcul. Nous appelons cette méthode FBD-G-ESPRITWED pour Full Block Diagonalization-Generalized-ESPRIT Without Eigen Decomposition. Les résultats de simulation concernent la mesure d'épaisseur de matériaux de génie civil à l'aide d'un radar en ondes centimétriques. Ils montrent que la résolution temporelle des deux méthodes proposées est supérieure à celle de la méthode HR linéaire initiale, SWEDE.

Méthodes haute résolution linéaires, estimation des temps de retard, bruit quelconque, GPR.

Abstract and key words

The high-resolution spectral analysis methods such as MUSIC and ESPRIT have been proposed in the eighties to improve the resolution capability of the conventional spectral analysis methods (FFT). They are based on the eigendecomposition of the data covariance matrix and could be used either for pure frequency, direction-of-arrival (DOA) or time delay estimations (TDE).

In the nineties, the subspace methods called « Linear » such as BEWE, PM and SWEDE have been proposed. They only use linear operations on the data and do not require the costly eigendecomposition of the covariance matrix. They are

better suited to process large data size or to perform real time applications. These methods have been especially developed in array signal processing.

This paper focuses on the linear high resolution SWEDE algorithm by *Eriksson et al.*, because, on one hand, its principle is a generalization of the PM and BEWE algorithms, and on the other hand, this method allows to develop linear versions of the ESPRIT method in the case of an arbitrary noise.

In this paper, two improvements of the SWEDE algorithm are proposed for estimating the time delays within a signal with an arbitrary noise.

The received signal is composed of the sum of K backscattered echoes from each interface. Each echo is a time shifted copy of the emitted radar pulse $\mathbf{e}(t)$. Then, the received signal can be written as indicated in (1). In the frequency domain, the received signal is a linear combination of cisoids modulated by the radar pulse $\tilde{\mathbf{e}}(f)$. This frequency form is suitable to perform the time delays estimation with spectral analysis techniques. For N discrete frequencies within the bandwidth B , the received signal is written in the matrix form as shown in (3), where $\mathbf{\Lambda}$ is the diagonal matrix whose diagonal elements are the Fourier Transform $\tilde{\mathbf{e}}(f)$ of the radar pulse $\mathbf{e}(t)$. Thereafter, the covariance matrices of the data vector are written as indicated in (4).

At first, the SWEDE algorithm is adapted to TDE by taking into account the shape of the radar pulse $\tilde{\mathbf{e}}(f)$ in the mathematical formulation. The SWEDE algorithm is based on the partitioning of the mode matrix \mathbf{A} into three sub-matrices (5). When we take into account the radar pulse in the SWEDE method, the principle consists in partitioning the matrix $\mathbf{\Lambda}$ into three sub-matrices $\mathbf{\Lambda}_{1,2,3}$ as shown in section 3. Then, the orthonormal projector is calculated and defined in equation (13). The time delays are found by searching the maximum of the cost function or pseudo-spectrum defined in equation (14). The orthonormal projector is obtained from three off-diagonal blocks of the observation covariance matrix, $\mathbf{\Gamma}_{12}$, $\mathbf{\Gamma}_{13}$ and $\mathbf{\Gamma}_{23}$. Therefore, the SWEDE method is not disturbed if the noise covariance matrix is block-diagonal. In the general case when the noise covariance matrix $\mathbf{\Sigma}$ is any positive-definite hermitian matrix, SWEDE requires a preliminary whitening which consists in multiplying the data vector \mathbf{r} by the matrix $\mathbf{\Sigma}^{-1/2}$, such as $\mathbf{y} = \mathbf{\Sigma}^{-1/2}\mathbf{r}$. This method requires a great number of operations (*i.e.* about N^2) and implies a computational burden too important for real time applications.

To reduce the computational burden, *Eriksson et al.* have proposed a noise whitening technique which only requires $O(NK)$ arithmetic operations. The data \mathbf{r} are then multiplied by the matrix \mathbf{Q} defined in equation (19). The new noise covariance matrix $\mathbf{\Sigma}^w$ after whitening shows a non null off-diagonal block element $\mathbf{\Sigma}_{12}^w$ which may result in a biased time delay estimation.

To overcome this drawback in the case of an arbitrary noise, two improvements of the linear high resolution algorithm SWEDE are proposed for estimating the time delays. The first one aims at improving the original noise whitening technique proposed by *Eriksson et al.*. We propose to use a new whitening method allowing the Full Block Diagonalization of the noise covariance matrix. This new whitening method combined with the SWEDE algorithm gives the new method called FBD-SWEDE for Full Block Diagonalization-SWEDE. FBD-SWEDE uses the new matrix \mathbf{Q} defined in equation (24) and allows to cancel out the off-diagonal block element $\mathbf{\Sigma}_{12}^w$. In a context of an arbitrary noise, the SWEDE algorithm can then be applied to these new preprocessed data and achieve unbiased estimation.

In practice, the estimation of time delays is deduced from the positions of the maxima in the pseudo-spectrum. Due to its extensive dynamic range, a high sampling rate is required to accurately describe the pseudospectrum variations and to locate the positions of the maxima. This last step of the algorithm increases substantially the computational time.

In the case of an arbitrary noise, the second proposition consists in using ESPRIT in combination with SWEDE in order to make the estimation more efficient. Thus, we obtain a new algorithm called FBD-G-ESPRITWED for Full Block Diagonalization-Generalized-ESPRIT Without Eigen Decomposition. In comparison with the conventional ESPRIT algorithm, FBD-G-ESPRITWED does not require the eigendecomposition of the data covariance matrix, but needs the eigenvalues of the $K \times K$ similar matrix \mathbf{H} . Besides, in comparison with SWEDE, FBD-G-ESPRITWED does not require the pseudo-spectrum calculation, it allows a direct estimation of time delays. The principle of FBD-G-ESPRITWED is based on, on one hand, the equations (35)-(37) and the diagonal matrix $\mathbf{\Phi}$, and on the other hand, on the noise whitening method proposed in the FBD-SWEDE method. As for the ESPRIT algorithm, the time delays can be estimated directly from the diagonal elements of the matrix $\mathbf{\Phi}$. However, the matrix $\mathbf{\Phi}$ is not estimated directly from the data. The principle is to retrieve the phase shifts of $\mathbf{\Phi}$ from the off-diagonal block matrices of the data covariance matrix as

shown in the equations (37) to (42). In the case of an arbitrary noise, the data are firstly multiplied by the matrix \mathbf{Q} defined in equation (24). Thus, the three off-diagonal block matrices $\mathbf{\Gamma}_{12}^w$, $\mathbf{\Gamma}_{13}^w$, $\mathbf{\Gamma}_{23}^w$ of the modified data covariance matrix are not affected by the noise. Then, the matrices \mathbf{Y} , \mathbf{H} are estimated from eqn. (42) and (41) respectively. The K first eigenvalues of the matrix \mathbf{H} are then calculated and the time delays are estimated from the arguments of the eigenvalues of \mathbf{H} . In comparison with the SWEDE algorithm, FBD-G-ESPRITWED is optimal. The proposed method is based on the two block elements of the modified data covariance matrix ($\mathbf{\Gamma}_{13}^w$, $\mathbf{\Gamma}_{23}^w$) which are not affected by the noise. To assess the performance of the proposed algorithms, FBD-SWEDE and FBD-G-ESPRITWED are compared with the conventional SWEDE algorithm. They are tested on simulated data to measure the layer thickness of civil engineering materials. The simulated data obey to the model in eqn. (3). The power of the two sources are fixed to 0 and -6 dB respectively. The performance is established with a Monte Carlo process which consists of 500 independent runs of the algorithms. For each run, the correlation matrix is estimated from $M = 200$ independent snapshots, from which the various algorithms perform the estimation of the thickness and the failure test. The generated noise is correlated, resulting in a non diagonal covariance matrix. Figures (1), (2) and (3) show the failure rate and the standard deviation on the estimated thickness with regards to the SNR, for the three algorithms: SWEDE, FBD-SWEDE and FBD-G-ESPRITWED. As expected, the performance improves with increasing SNR. Figures (4) and (5) show how the $B\Delta\tau$ product affects the performance of the algorithms at medium SNR (20 dB). The performance also improves with increasing $B\Delta\tau$. The simulations show that FBD-G-ESPRITWED has the best resolution power and the best noise robustness. However, FBD-SWEDE shows the smallest standard deviation. The results show that FBD-SWEDE has the best trade-off between the resolution power and the accuracy on thickness estimation. In practice, according to the requirements of the radar application, the user may prefer FBD-G-ESPRITWED to achieve the best resolution capability, or FBD-SWEDE to obtain the best accuracy on the thickness estimation. Finally, this article shows that the time resolution of the two proposed methods is better than that of the initial linear subspace method, SWEDE.

Linear high-resolution methods, Time delays estimation, arbitrary noise, GPR.



Remerciements

Les auteurs remercient la région Pays-de-la-Loire pour le co-financement de ce travail, ainsi que Xavier Dérobert et Olivier Durand de leur collaboration.

1. Introduction

Les méthodes d'analyse spectrale Haute Résolution (HR) basées sur la décomposition en éléments propres de la matrice de covariance des observations (MUSIC, Min-Norm et ESPRIT) sont apparues dans les années 80. Elles permettent d'atteindre un pouvoir de résolution bien supérieur à celui des méthodes conventionnelles. Elles peuvent être utilisées pour l'estimation de fréquences pures [1]-[8], de directions d'arrivée (DDA) [4]-[8] et de retards de propagation (TDE) [9]-[17], à partir de l'observation d'un signal dans du bruit.

Les années 90 ont vu l'émergence d'une nouvelle famille d'algorithmes HR à sous-espaces, appelée « linéaire ». Tout en conservant des performances haute résolution, les méthodes à sous-espaces linéaires telles que BEWE, PM, OPM et SWEDE [11, 12], ([8], chap. 5), [13] sont d'une plus grande simplicité calculatoire: elles n'impliquent que des opérations linéaires sur les données et ne nécessitent plus de décomposition en éléments propres de la matrice de covariance des observations. En conséquence, elles sont potentiellement applicables en temps réel ou du moins, mieux adaptées au traitement d'un grand volume de

données. Ces méthodes HR linéaires ont surtout été développées dans le domaine de la goniométrie [11, 12], ([8], chap. 5), [13, 14, 15]. Parmi les méthodes HR linéaires de la littérature, on s'intéresse à l'algorithme SWEDE de [11] car, d'une part, son principe de fonctionnement est une généralisation des algorithmes PM et BEWE [13] et d'autre part, il permet de développer des versions linéaires de la méthode ESPRIT en présence d'un bruit quelconque.

En premier lieu, l'algorithme SWEDE est adapté pour une application radar dans un contexte de bruit quelconque en vue d'estimer les retards de propagation (TDE), en prenant en compte la forme de l'impulsion dans le formalisme de l'algorithme. Ensuite, nous proposons deux améliorations de l'algorithme SWEDE. La première est née du constat que la procédure de blanchiment du bruit, initialement proposée dans [11], n'est pas optimale, introduisant un biais sur l'estimation des paramètres dans certaines configurations de bruit. Cet inconvénient est corrigé en utilisant une méthode de blanchiment qui permet la diagonalisation totale de la matrice de covariance du bruit. La seconde amélioration consiste à diminuer la complexité calculatoire des algorithmes ESPRIT et SWEDE dans un contexte de bruit quelconque, en combinant le principe de

fonctionnement de ces deux méthodes. On obtient ainsi un nouvel algorithme, appelé FBD-G-ESPRITWED pour Full Block Diagonalization-Generalized-ESPRIT Without Eigen Decomposition, qui généralise le travail initialement proposé par [16] en traitement d'antennes à l'algorithme SWEDE en présence d'un bruit quelconque.

À l'instar de [11], les modifications proposées supposent que la matrice de covariance du bruit est connue ou mesurable. Dans cet article, ces méthodes sont étudiées dans un contexte d'un bruit quelconque en vue d'estimer les retards de propagation (TDE), afin de mesurer de fines épaisseurs de revêtements routiers, à l'aide d'un système radar géophysique impulsif (Ground Penetrating Radar, GPR), fonctionnant dans le domaine des ondes centimétriques. Actuellement, la résolution temporelle des GPR s'avère insuffisante pour satisfaire le contrôle de nouveaux revêtements routiers de type BBUM (Béton Bitumineux Ultra Mince) et BTM (Béton Bitumineux Très Mince) qui ont une épaisseur de l'ordre de 1 à 2 cm et de 2 à 3 cm respectivement. En effet, l'épaisseur minimale estimable est de l'ordre de 5 cm environ avec un GPR conventionnel ayant une bande de fréquences de 2 GHz.

Cet article s'inscrit dans le cadre de la démarche initiée dans [17], pour améliorer les performances de radars conventionnels GPR à partir de méthodes de traitement du signal Haute Résolution. Notons que les résultats de cet article ont été partiellement présentés dans [18] et [19].



2. Modèle des observations TDE

La chaussée est considérée comme un milieu stratifié, composé de $K - 1$ couches homogènes de faible contraste diélectrique, dont on néglige la rugosité de surface aux fréquences usuelles (1 à 2 GHz). Chaque couche est composée d'agrégats qui sont inclus dans une matrice de matériau homogène [20, 21]. La dimension des agrégats (dont le diamètre est au plus de 2 cm) est supposée plus petite que la longueur d'onde du signal radar aux fréquences usuelles du GPR. Ainsi, chaque couche peut être considérée comme un milieu homogène, caractérisée par son épaisseur et sa constante diélectrique. En configuration standard de mesures radar, *i.e.* radar monostatique en champ lointain à incidence normale, chaque interface du milieu donne lieu à une onde réfléchi. Si le milieu est à faibles pertes, les différents échos sont simplement des copies retardées de l'impulsion radar $e(t)$. Le signal reçu $r(t)$ est alors la somme de K échos $e(t - T_i)$, dont les amplitudes s_i sont proportionnelles aux coefficients de Fresnel de chaque interface du milieu, et d'un bruit additif $b(t)$:

$$r(t) = \sum_{i=1}^K s_i e(t - T_i) + b(t) \tag{1}$$

Dans le domaine fréquentiel, le signal reçu est une combinaison linéaire d'exponentielles complexes (cissoïdes) modulées par la transformée de Fourier de l'impulsion radar, auquel s'ajoute un bruit additif :

$$\tilde{r}(f) = \sum_{k=1}^K s_k \tilde{e}(f) e^{-2j\pi f T_k} + \tilde{b}(f) \tag{2}$$

Dans cette expression, le terme $\tilde{\cdot}$ représente la transformée de Fourier du signal temporel reçu. Si N désigne le nombre de fréquences dans une bande B , le vecteur des observations \mathbf{r} peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\mathbf{r} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{b} \tag{3}$$

avec les notations suivantes :

- $\mathbf{r} = (\tilde{r}(f_1) \ \tilde{r}(f_2) \ \dots \ \tilde{r}(f_N))^T$: vecteur des observations de dimension $(N, 1)$. Ce vecteur représente indifféremment le résultat de la FFT d'un signal radar impulsif (GPR) ou des mesures obtenues avec un radar à saut de fréquences. Pour simplifier, on considère par la suite que les fréquences sont équi-spacées de Δf ;

- $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\tilde{e}(f_1), \tilde{e}(f_2), \dots, \tilde{e}(f_N))$: matrice diagonale de dimension (N, N) comportant la transformée de Fourier de l'impulsion radar $e(t)$;

- $\mathbf{s} = (s_1 \ s_2 \ \dots \ s_K)^T$: vecteur d'amplitudes complexes aléatoire des échos de taille $(K, 1)$, dont les différentes composantes peuvent être corrélées, voire totalement corrélées. Dans cette dernière situation des méthodes de moyennage en sous bande [9, 10, 17] peuvent être utilisées pour réduire la corrélation entre les composantes ;

- $\mathbf{A} = (\mathbf{a}(T_1) \ \mathbf{a}(T_2) \ \dots \ \mathbf{a}(T_K))$: matrice des vecteurs modèles de dimension (N, K) , dont les colonnes représentent les vecteurs modèles ;

- $\mathbf{a}(T_i) = (e^{-2j\pi f_1 T_i} \ e^{-2j\pi f_2 T_i} \ \dots \ e^{-2j\pi f_N T_i})^T$: Vecteur modèle (ou *vecteur directionnel*) de dimension $(N, 1)$ comportant le paramètre T_i à déterminer ;

- $\mathbf{\Lambda} \mathbf{a}(T_i)$ représente le modèle paramétrique du signal attendu ;

- $\mathbf{b} = (\tilde{b}(f_1) \ \tilde{b}(f_2) \ \dots \ \tilde{b}(f_N))^T$: vecteur du bruit de taille $(N, 1)$. Le bruit est considéré décorréolé des sources et quelconque. Ainsi la matrice d'autocorrélation du bruit est une matrice quelconque, hermitienne et définie positive ;

- $f_n = f_1 + (n - 1)\Delta f$: la n^{eme} fréquence, avec f_1 la première fréquence de la bande de fréquences B ;

En notant $\mathbf{\Gamma}_s$ et $\sigma^2 \mathbf{\Sigma}$ la matrice d'autocorrélation des sources et du bruit respectivement, la matrice d'autocorrélation des observations s'écrit sous la forme suivante :

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{\Gamma}_s \mathbf{\Lambda}^H + \sigma^2 \mathbf{\Sigma} \tag{4}$$

La matrice $\mathbf{\Sigma}$ représente la matrice d'autocorrélation du bruit à un facteur σ^2 près. La matrice $\mathbf{\Sigma}$ est de norme unitaire et σ^2 représente la puissance du bruit.

3. Principe de SWEDE appliqué à l'estimation des retards de propagation en présence d'un bruit quelconque

La méthode SWEDE a été initialement proposée dans [11] pour le traitement d'antennes. Dans ce paragraphe, nous proposons d'étendre la méthode SWEDE à l'estimation des temps de retard. Pour cette application, il est nécessaire d'adapter le formalisme mathématique original de l'algorithme en prenant en compte l'impulsion $\tilde{e}(f)$ du radar.

Le fonctionnement de l'algorithme SWEDE repose sur le partitionnement de la matrice des vecteurs modèles \mathbf{A} (cf. équation 3) suivant :

$$\mathbf{A}^H = [\mathbf{A}_1^H \ \mathbf{A}_2^H \ \mathbf{A}_3^H] \quad (5)$$

avec \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 et \mathbf{A}_3 de dimensions (K, K) , (K, K) et $(N - 2K, K)$ respectivement et $N \geq 3K$.

Sous l'hypothèse que la matrice \mathbf{A} est de rang plein, les matrices \mathbf{A}_1 et \mathbf{A}_2 sont non singulières, on peut alors définir une matrice \mathbf{W} de dimension $(N, 2(N - 2K))$ telle que :

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \Psi_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Psi_2 \\ \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{pmatrix} \quad (6)$$

avec :

$$\Psi_1 = -\Lambda_1^{-H} \mathbf{A}_1^{-H} \mathbf{A}_3^H \Lambda_3^H \quad (7)$$

$$\Psi_2 = -\Lambda_2^{-H} \mathbf{A}_2^{-H} \mathbf{A}_3^H \Lambda_3^H \quad (8)$$

Contrairement à [11], les matrices $\Psi_{1,2}$ de dimensions $(K, N - 2K)$ prennent en compte l'impulsion radar $\tilde{e}(f)$. $\Lambda_{1,2,3}$ représentent les sous-matrices diagonales de Λ (cf. équation 3), de dimensions (K, K) , (K, K) et $(N - 2K, N - 2K)$ respectivement.

Il est aisé de montrer que $(\Lambda \mathbf{A})^H \mathbf{W} = \mathbf{0}$, ce qui implique que le sous-espace engendré par les colonnes de la matrice $\Lambda \mathbf{A}$ est orthogonal au sous-espace engendré par les colonnes de la matrice \mathbf{W} , i.e. $\text{esp}(\Lambda \mathbf{A}) \perp \text{esp}(\mathbf{W})$.

La matrice de covariance des observations est partitionnée en matrices-blocs de dimensions correspondantes, telle que :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} & \Gamma_{13} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} & \Gamma_{23} \\ \Gamma_{31} & \Gamma_{32} & \Gamma_{33} \end{bmatrix} \quad (9)$$

où la matrice Γ_{ij} , est la sous matrice-bloc de la matrice de covariance des observations Γ , qui s'écrit sous la forme : $\Gamma_{ij} = \Lambda_i \mathbf{A}_i \Gamma_s \mathbf{A}_j^H \Lambda_j^H + \sigma^2 \Sigma_{ij} = \Gamma_{ji}^H$.

Si la matrice de covariance du bruit est bloc-diagonale, les matrices $\Psi_{1,2}$ peuvent être estimées à partir des matrices-blocs non diagonales de la matrice de covariance des observations, Γ_{12} , Γ_{13} et Γ_{23} comme suit :

$$\Psi_1 = -\Gamma_{21}^{-1} \Gamma_{23} \quad (10)$$

$$\Psi_2 = -\Gamma_{12}^{-1} \Gamma_{13} \quad (11)$$

La méthode SWEDE utilise une matrice \mathbf{V} de rang plein, telle que :

$$\mathbf{V} = \mathbf{W} \mathbf{D} \quad (12)$$

avec \mathbf{D} une matrice de dimension $(2(N - 2K), p)$, de rang p avec $1 \leq p \leq N - K$, et telle que $\text{esp}(\Lambda \mathbf{A}) \perp \text{esp}(\mathbf{V})$. Les différentes valeurs de p correspondent à différentes versions de l'algorithme. En transformant la matrice \mathbf{W} en une matrice de rang plein \mathbf{V} , nous pouvons calculer facilement le projecteur orthogonal :

$$\Pi_{\mathbf{V}} = \mathbf{V} \mathbf{V}^+ = \mathbf{V} (\mathbf{V}^H \mathbf{V})^{-1} \mathbf{V}^H \quad (13)$$

où $+$ signifie la matrice pseudo-inverse de Moore-Penrose. Le pseudo-spectre s'écrit sous la forme :

$$P_{SWEDE}(t) = [\mathbf{a}(t)^H \Lambda^H \Pi_{\mathbf{V}} \Lambda \mathbf{a}(t)]^{-1} \quad (14)$$

Finalement, les retards de propagation sont déduits de la position des maxima du pseudo-spectre. Parmi les sept versions de l'algorithme SWEDE qui ont été proposées, la version G montre le meilleur compromis entre complexité et précision d'estimation [11]. Pour cette version, $p = N - K$, et les matrices \mathbf{D} et \mathbf{V} sont définies telles que :

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \Gamma_{31} (\Gamma_{31}^H \Gamma_{31})^{-1} \Gamma_{12} & \mathbf{I} \\ -\Gamma_{31} (\Gamma_{31}^H \Gamma_{31})^{-1} \Gamma_{12} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} -\Gamma_{21}^{-1} \Gamma_{32}^H \Gamma_{31} (\Gamma_{31}^H \Gamma_{31})^{-1} \Gamma_{12} & -\Gamma_{21}^{-1} \Gamma_{32}^H \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{pmatrix} \quad (16)$$

Pour simplifier le calcul de $\Pi_{\mathbf{V}}$, la matrice \mathbf{U} est introduite ci-dessous, et satisfait l'équation $\mathbf{U}^H \mathbf{V} = \mathbf{0}$.

$$\mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} \Gamma_{21}, \Gamma_{32}^H \Gamma_{31} (\Gamma_{31}^H \Gamma_{31})^{-H} \Gamma_{12}, \Gamma_{32}^H \end{bmatrix} \quad (17)$$

Alors, le projecteur orthogonal $\Pi_{\mathbf{V}}$ peut être remplacé par la relation $\Pi_{\mathbf{V}} = \mathbf{I} - \Pi_{\mathbf{U}}$.

La méthode SWEDE utilise les blocs non diagonaux de la matrice de covariance, i.e. Γ_{ij} pour $i \neq j$ [11]. Elle n'est théoriquement pas perturbée par la présence du bruit, si la matrice de covariance de bruit est diagonale par blocs.

Dans le cas général où la matrice de covariance du bruit Σ est une matrice quelconque, hermitienne définie positive, la

méthode SWEDE nécessite un blanchiment préalable qui consiste à multiplier le vecteur des observations par la matrice $\Sigma^{-1/2}$, telle que $\mathbf{y} = \Sigma^{-1/2}\mathbf{r}$. Cette méthode, nécessitant un ordre de N^2 opérations arithmétiques, implique un coût de calcul trop important pour une application temps réel [11].

Comme la matrice de covariance des observations, la matrice de covariance du bruit Σ peut être partitionnée en neuf sous matrices-blocs, telle que :

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_{11} & \Sigma_{12} & \Sigma_{13} \\ \Sigma_{21} & \Sigma_{22} & \Sigma_{23} \\ \Sigma_{31} & \Sigma_{32} & \Sigma_{33} \end{bmatrix} \quad (18)$$

avec $\dim(\Sigma_{11}) = \dim(\Sigma_{12}) = \dim(\Sigma_{22}) = (K, K)$, $\dim(\Sigma_{13}) = \dim(\Sigma_{23}) = (K, N - 2K)$ et $\dim(\Sigma_{33}) = (N - 2K, N - 2K)$.

[11] propose d'annuler les blocs Σ_{13} et Σ_{23} de la matrice de covariance du bruit en multipliant les données par la matrice \mathbf{Q} suivante :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{Q}_{31} & \mathbf{Q}_{32} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (19)$$

avec :

$$\mathbf{Q}_{31} = (\Sigma_{32}\Sigma_{22}^{-1}\Sigma_{21} - \Sigma_{31})(\Sigma_{11} - \Sigma_{12}\Sigma_{22}^{-1}\Sigma_{21})^{-1} \quad (20)$$

$$\mathbf{Q}_{32} = (\Sigma_{31}\Sigma_{11}^{-1}\Sigma_{12} - \Sigma_{32})(\Sigma_{22} - \Sigma_{21}\Sigma_{11}^{-1}\Sigma_{12})^{-1} \quad (21)$$

La multiplication du vecteur des observations \mathbf{r} par la matrice \mathbf{Q} , *i.e.* $\mathbf{y} = \mathbf{Q}\mathbf{r}$, peut être réalisée en $O(NK)$ opérations arithmétiques [11]. Le modèle paramétrique du signal attendu s'écrit alors comme suit : $\mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{a}(T_i)$. Après blanchiment, la matrice de covariance des observations s'écrit sous la forme :

$$\Gamma^w = \mathbf{Q}\Gamma\mathbf{Q}^H = \begin{bmatrix} \Gamma_{11}^w & \Gamma_{12}^w & \Gamma_{13}^w \\ \Gamma_{21}^w & \Gamma_{22}^w & \Gamma_{23}^w \\ \Gamma_{31}^w & \Gamma_{32}^w & \times \end{bmatrix} \quad (22)$$

Le symbole \times représente une matrice hermitienne définie positive. Ce blanchiment produit une diagonalisation par blocs partielle de la matrice de covariance du bruit sous la forme suivante :

$$\Sigma^w = \mathbf{Q}\Sigma\mathbf{Q}^H = \begin{bmatrix} \Sigma_{11}^w & \Sigma_{12}^w & \mathbf{0} \\ \Sigma_{21}^w & \Sigma_{22}^w & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \times \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma_{11} & \Sigma_{12} & \mathbf{0} \\ \Sigma_{21} & \Sigma_{22} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \times \end{bmatrix} \quad (23)$$

L'expression de la matrice de covariance du bruit après blanchiment fait apparaître une matrice non diagonale non nulle, Σ_{12} . La méthode SWEDE utilise les trois sous-matrices Γ_{12} , Γ_{13} et Γ_{23} . En conséquence, la version originelle de SWEDE produit une estimée biaisée des retards de propagation pour certaines configurations de la matrice de covariance du bruit.

4. L'algorithme FBD-SWEDE

Dans cette section, nous proposons une nouvelle technique de blanchiment permettant la diagonalisation totale de la matrice de covariance du bruit. Ce nouveau blanchiment associé à la méthode SWEDE, définit la méthode FBD-SWEDE (pour Full Block Diagonalization-SWEDE), et permet d'annuler le terme Σ_{12}^w , à l'origine du biais résiduel de la version initiale de SWEDE. Ainsi, nous proposons d'utiliser une matrice \mathbf{Q} de la forme :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{Q}_{21} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{Q}_{31} & \mathbf{Q}_{32} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (24)$$

avec

$$\mathbf{Q}_{21} = -\Sigma_{21}\Sigma_{11}^{-1} \quad (25)$$

$$\mathbf{Q}_{31} = -\mathbf{Q}_{32}\Sigma_{21}\Sigma_{11}^{-1} - \Sigma_{31}\Sigma_{11}^{-1} \quad (26)$$

$$\mathbf{Q}_{32} = (\Sigma_{31}\Sigma_{11}^{-1}\Sigma_{12} - \Sigma_{32})(\Sigma_{22} - \Sigma_{21}\Sigma_{11}^{-1}\Sigma_{12})^{-1} \quad (27)$$

Dans ce cas, la matrice de covariance du bruit après blanchiment retrouve une structure complètement diagonale par blocs telle que :

$$\Sigma^w = \mathbf{Q}\Sigma\mathbf{Q}^H = \begin{bmatrix} \Sigma_{11} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \times & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \times \end{bmatrix} \quad (28)$$

Après ce blanchiment, la matrice de covariance des observations s'écrit sous la forme :

$$\Gamma^w = \mathbf{Q}\Gamma\mathbf{Q}^H = \begin{bmatrix} \Gamma_{11}^w & \Gamma_{12}^w & \Gamma_{13}^w \\ \Gamma_{21}^w & \Gamma_{22}^w & \Gamma_{23}^w \\ \Gamma_{31}^w & \Gamma_{32}^w & \times \end{bmatrix} \quad (29)$$

Γ^w est une matrice hermitienne, avec :

$$\Gamma_{11}^w = \Gamma_{11} \quad (30)$$

$$\Gamma_{12}^w = \Gamma_{11}\mathbf{Q}_{21}^H + \Gamma_{12} \quad (31)$$

$$\Gamma_{13}^w = \Gamma_{11}\mathbf{Q}_{31}^H + \Gamma_{12}\mathbf{Q}_{32}^H + \Gamma_{13} \quad (32)$$

$$\Gamma_{23}^w = \mathbf{Q}_{21}\Gamma_{11}\mathbf{Q}_{31}^H + \Gamma_{21}\mathbf{Q}_{31}^H + \mathbf{Q}_{21}\Gamma_{12}\mathbf{Q}_{32}^H + \Gamma_{22}\mathbf{Q}_{32}^H + \mathbf{Q}_{21}\Gamma_{13} + \Gamma_{23} \quad (33)$$

$$\Gamma_{22}^w = \mathbf{Q}_{21}\Gamma_{11}\mathbf{Q}_{21}^H + \Gamma_{21}\mathbf{Q}_{21}^H + \mathbf{Q}_{21}\Gamma_{12} + \Gamma_{22} \quad (34)$$

Ce nouveau blanchiment permet de résoudre le problème du biais de la méthode SWEDE pour un bruit quelconque. Le cas particulier où la matrice \mathbf{Q}_{21} est une matrice nulle revient au cas proposé dans [11].

En pratique, le calcul des retards de propagation est déduit de la position des maxima du pseudo-spectre. Cette étape de l'algorithme nécessite une charge de calcul d'autant plus importante que la précision souhaitée est grande. Nous proposons d'utiliser dans le paragraphe suivant le principe de la méthode ESPRIT pour avoir un calcul direct des paramètres.

5. L'algorithme FBD-G-ESPRITWED

L'idée de réduire la complexité calculatoire de l'algorithme ESPRIT en utilisant une méthode à sous-espace linéaire a été initialement proposée par [16] et [22]. Cette partie tente de généraliser d'une part ce travail en faisant intervenir l'algorithme SWEDE, et d'autre part, propose une version linéaire de la méthode ESPRIT dans un contexte de bruit quelconque. D'après le partitionnement de la matrice des vecteurs modèles \mathbf{A} en trois sous-matrices (équation 5), il est aisé de vérifier que :

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1 \Phi \quad (35)$$

Cette relation fait intervenir un opérateur de rotation, une matrice diagonale Φ définie telle que :

$$\Phi = \text{diag} \left(e^{-2i\pi K \Delta f T_1}, \dots, e^{-2i\pi K \Delta f T_K} \right) \quad (36)$$

De manière équivalente à l'algorithme ESPRIT, l'estimation des valeurs propres de Φ permet de déduire la valeur des retards de propagation T_k . Nous présentons ci-après le moyen de calculer ces valeurs propres à partir de l'algorithme FBD-SWEDE, *i.e.* en prenant en compte le blanchiment que nous avons proposé au paragraphe 4 (*cf.* équation (24)). Dans un contexte de bruit quelconque, les données peuvent être préalablement multipliées par la matrice \mathbf{Q} définie par l'équation (24). Ainsi, la matrice de covariance du bruit s'écrit sous la forme (28). Les matrices-blocs non diagonales Γ_{12}^w , Γ_{13}^w et Γ_{23}^w de la matrice de covariance des observations, définies dans les relations (31), (32) et (33), ne sont pas affectées par la présence du bruit. Le principe de cette méthode FBD-G-ESPRITWED repose sur la relation linéaire suivante :

$$\Gamma_{13}^w = \mathbf{Y} \Gamma_{23}^w \quad (37)$$

avec \mathbf{Y} une matrice non singulière de dimension (K, K) . En intégrant, les expressions des matrices Γ_{13}^w et Γ_{23}^w et la relation (35) dans l'équation (37), nous obtenons :

$$\Lambda_1 \mathbf{A}_1 \Gamma_s \mathbf{G} = \mathbf{Y} (\Lambda_2 \mathbf{A}_1 \Phi + \mathbf{Q}_{21} \Lambda_1 \mathbf{A}_1) \Gamma_s \mathbf{G} \quad (38)$$

avec $\mathbf{G} = \mathbf{A}_1^H \Lambda_1^H \mathbf{Q}_{31}^H + \mathbf{A}_2^H \Lambda_2^H \mathbf{Q}_{32}^H + \mathbf{A}_3^H \Lambda_3^H$. Sachant par hypothèse que $N - 2K \geq K$ et que la matrice \mathbf{G} est de dimension $(K, N - 2K)$, la pseudo-inverse de Moore-Penrose de la matrice \mathbf{G} existe et la relation (38) devient alors :

$$\mathbf{N} \Lambda_1 \mathbf{A}_1 = \mathbf{Y} \Lambda_2 \mathbf{A}_1 \Phi \quad (39)$$

avec $\mathbf{N} = \mathbf{I} - \mathbf{Y} \mathbf{Q}_{21}$. Si la matrice \mathbf{N} est inversible, la relation ci-dessus s'écrit sous la forme :

$$\Phi^{-1} = \mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{H} \mathbf{A}_1 \quad (40)$$

avec la matrice \mathbf{H} définie telle que :

$$\mathbf{H} = \Lambda_1^{-1} \mathbf{N}^{-1} \mathbf{Y} \Lambda_2 \quad (41)$$

La relation (40) indique que les matrices \mathbf{H} et Φ^{-1} sont similaires, et partagent les mêmes valeurs propres. En pratique, nous estimons les éléments de Φ^{-1} à partir des valeurs propres de \mathbf{H} . Cette dernière matrice est estimée à partir des mesures par la relation (41), où \mathbf{Y} est obtenue par les moindres carrés ci-dessous (la solution aux moindres carrés totaux n'a pas été utilisée ici du fait de son coût de calcul plus élevé) :

$$\mathbf{Y} = \Gamma_{13}^w \Gamma_{23}^{wH} \left(\Gamma_{23}^w \Gamma_{23}^{wH} \right)^{-1} \quad (42)$$

La matrice \mathbf{Q}_{21} est obtenue par la relation (25).

Finalement, le principe de l'algorithme FBD-G-ESPRITWED se déroule suivant les 9 étapes suivantes (le nombre d'échos K ayant été estimé par un critère de détection [23]) :

- Calcul des sous-matrices de corrélation Γ_{11} , Γ_{12} , Γ_{13} , Γ_{22} et Γ_{23} . La matrice de corrélation Γ_{ij} est estimée à partir de M mesures indépendantes de $\mathbf{r}_i = \Lambda_i \mathbf{A}_i \mathbf{s} + \mathbf{b}_i$ ($i = 1, 2, 3$) où \mathbf{r}_i représente le vecteur des observations sur la $i^{\text{ème}}$ sous-bande de fréquences ;
- Calcul des matrices \mathbf{Q}_{21} , \mathbf{Q}_{31} et \mathbf{Q}_{32} par les relations (25), (26) et (27) ;
- Calcul des matrices-blocs Γ_{13}^w et Γ_{23}^w par les relations (32) et (33) ;
- Estimation de la matrice \mathbf{Y} par l'équation (42) ;
- Estimation de la matrice \mathbf{N} à partir des matrices \mathbf{Y} et \mathbf{Q}_{21} ;
- Estimation de la matrice \mathbf{H} par la relation (41) ;
- Calcul des valeurs propres de la matrice \mathbf{H} ;
- Calcul des retards de propagation à partir des arguments des valeurs propres de la matrice \mathbf{H} ;
- Estimation des épaisseurs à partir des retards de propagation et des constantes diélectriques connues.

Par comparaison avec SWEDE, la méthode FBD-G-ESPRITWED est optimale. D'une part, une estimation non biaisée des retards de propagation est obtenue. En effet, la méthode proposée utilise deux éléments (Γ_{13}^w et Γ_{23}^w) de la matrice de covariance des observations qui ne sont pas affectés par la présence du bruit. D'autre part, on obtient directement les valeurs des paramètres, en évitant le calcul du pseudo-spectre et la recherche de ses maxima. Dans le cas où nous utilisons le blanchiment proposé par [11], alors la matrice $\mathbf{Q}_{21} = \mathbf{0}$. Ainsi, les relations présentées dans ce paragraphe se simplifient et nous retrouvons la méthode proposée dans [18].

6. Simulations

Les données vérifient les hypothèses du modèle des observations défini par l'équation (3), et comportent 2 échos. Les sources sont considérées décorréliées. Le vecteur des observations comporte 41 échantillons espacés de 50 MHz dans une

bande de fréquences, B , de 2 GHz. Nous effectuons un moyennage d'ensemble pour estimer la matrice de covariance à partir de $M = 200$ réalisations indépendantes. La dimension de l'espace signal est fixée au nombre d'échos attendus, *i.e.* deux. Cette dimension devrait être estimée en pratique par un critère de détection [23]. L'impulsion radar est de type « ricker », *i.e.* obtenue par dérivation d'une impulsion gaussienne [24]. La fréquence centrale de l'impulsion est 1.5 GHz. Le rapport signal sur bruit (RSB) est défini à partir de la puissance du premier écho et de la puissance du bruit. La puissance du premier écho est de 0 dB et celle du second est de -6 dB. Les performances de ces méthodes sont évaluées par l'écart-type des estimations de l'épaisseur et par le taux d'échec dans la résolution de deux interfaces proches. Le taux d'échec et l'écart-type des méthodes présentées sont estimés par la méthode de Monte Carlo à partir de 500 itérations indépendantes. Le critère de taux d'échec choisi consiste à dire que pour deux temps de retard distincts T_1 et T_2 avec $T_1 < T_2$, espacés de $\Delta\tau = T_2 - T_1$, l'estimation n'est validée que si l'algorithme donne deux temps de retard dans l'intervalle $[T_1 - \Delta\tau/2, T_2 + \Delta\tau/2]$. Le bruit généré est corrélé et coloré. La matrice de covariance du bruit est hermitienne non diagonale et définie positive.

La figure (1) donne le taux d'échec des trois estimateurs, SWEDE (avec le blanchiment proposé par [11]), FBD-SWEDE et FBD-G-ESPRITWED en fonction du RSB, lorsque le produit $B\Delta\tau$ est de 0,3. Le bruit est moins pénalisant pour les méthodes proposées que pour la méthode SWEDE. En effet, dans ces simulations, la matrice-bloc Σ_{12} de la matrice de covariance du bruit est une matrice non nulle. Ainsi, la méthode SWEDE, pour de faible et moyen RSB, produit une estimée biaisée de l'épaisseur. Notons que pour avoir un taux d'échec inférieur à 1 %, le RSB doit être supérieur à 26 dB, 18,5 dB et 11,5 dB pour les méthodes SWEDE, FBD-SWEDE et FBD-G-ESPRITWED respectivement. Des simulations supplémentaires ont montré que les deux seuils des méthodes proposées deviennent plus faibles et se rapprochent l'un de l'autre lorsque le produit $B\Delta\tau$ augmente. De plus, la méthode FBD-G-ESPRITWED qui calcule directement la valeurs des paramètres, permet d'obtenir une meilleur robustesse vis-à-vis du bruit que les méthodes pseudo-spectrales, SWEDE et FBD-SWEDE. Les figures (2) et (3) présentent l'écart-type de l'épaisseur estimée pour les trois algorithmes étudiés lorsque le taux d'échec est inférieur à 1% en fonction du RSB. La figure (3) est un agrandissement de la figure (2) lorsque le RSB varie de 18 à 40 dB. Comme attendu, l'écart-type diminue lorsque le RSB augmente. Pour ce produit $B\Delta\tau$, l'écart-type des deux méthodes proposées est inférieur à celui de la méthode SWEDE jusqu'à 38 dB. A plus faible RSB (< 18 dB), seule la méthode FBD-G-ESPRITWED est en mesure de fournir des épaisseurs estimées avec un écart-type acceptable.

Les performances des méthodes sont comparées aux figures (4) et (5) en terme de pouvoir de résolution. Pour déterminer la résolution ultime des méthodes étudiées, les épaisseurs sont estimées pour un produit $B\Delta\tau$ variant de 0,01 à 1, avec un RSB de 20 dB. Rappelons que la résolution temporelle ultime des

méthodes de traitement du signal conventionnelles (basées sur la transformée de Fourier inverse) est inversement proportionnelle à la bande de fréquences; elle correspond à un produit $B\Delta\tau = 1$.

La figure (4) montre que la méthode FBD-G-ESPRITWED possède le meilleur pouvoir de résolution, suivie de FBD-SWEDE et SWEDE. Le produit $B\Delta\tau$ obtenu pour un taux d'échec égal à 1 % est 0,46, 0,26 et 0,14 pour SWEDE, FBD-SWEDE et FBD-G-ESPRITWED respectivement. La figure (5) donne la variation de l'écart-type sur l'épaisseur estimée en fonction du produit $B\Delta\tau$ quand le taux d'échec est inférieur à 1 %. L'écart-type sur l'épaisseur estimée diminue lorsque le produit $B\Delta\tau$ augmente. La méthode FBD-SWEDE présente le plus faible écart-type. Pour un produit $B\Delta\tau$ inférieur à 0,5, la méthode FBD-G-ESPRITWED présente un écart-type plus faible que la méthode SWEDE. En revanche lorsque le produit $B\Delta\tau$ devient supérieur à 0,5, la méthode SWEDE a un écart-type plus faible que celui de la méthode FBD-G-ESPRITWED, mais il faut souligner que la méthode SWEDE fournit une épaisseur estimée biaisée. D'autres simulations ont montré que ce seuil varie en fonction du RSB. Sachant que les méthodes SWEDE et FBD-SWEDE utilisent un plus grand nombre de données, l'écart-type obtenu par ces méthodes sera plus faible que celui obtenu avec la méthode FBD-G-ESPRITWED pour un fort produit $B\Delta\tau$. À faible produit $B\Delta\tau$ (< 0,25), la méthode FBD-G-ESPRITWED est plus efficace.

Les simulations montrent que la méthode FBD-G-ESPRITWED est moins sensible au bruit et possède le meilleur pouvoir de résolution. En revanche, FBD-SWEDE est la méthode possédant le plus faible écart-type. Ces simulations ont montré que la méthode FBD-SWEDE offre le meilleur compromis entre résolution temporelle et précision d'estimation de l'épaisseur. Toutefois, selon les exigences de l'application radar, l'opérateur peut préférer FBD-G-ESPRITWED pour atteindre le meilleur pouvoir de résolution ou FBD-SWEDE pour obtenir la meilleure précision d'estimation de l'épaisseur.

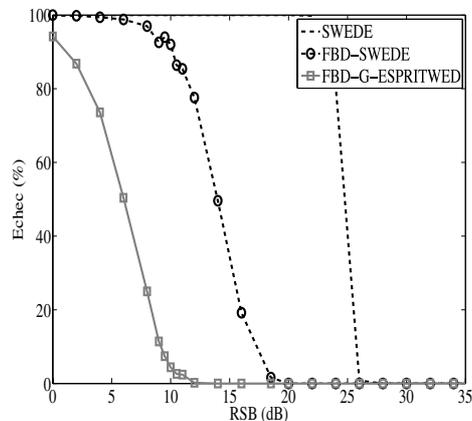


Figure 1. Taux d'échec en fonction du RSB pour un produit $B\Delta\tau$ de 0,3.

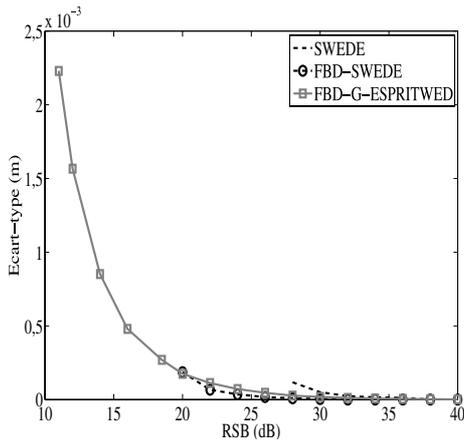


Figure 2. Écart-type en fonction du RSB pour un produit $B\Delta\tau$ de 0,3.

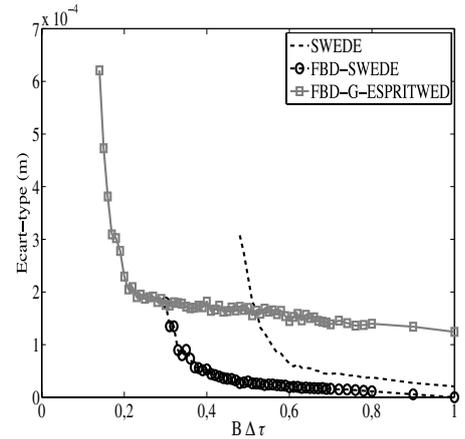


Figure 5. Écart-type en fonction du produit $B\Delta\tau$ pour un RSB de 20 dB.

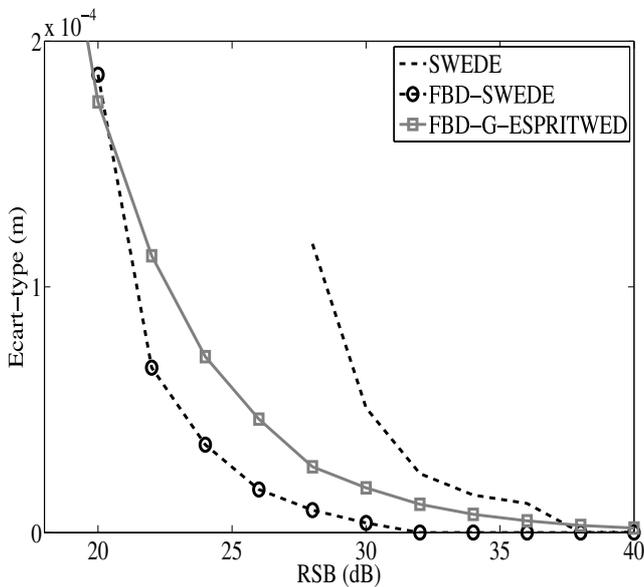


Figure 3. Écart-type en fonction du RSB lorsque celui-ci varie de 18 à 40 dB, pour un produit $B\Delta\tau$ de 0,3.

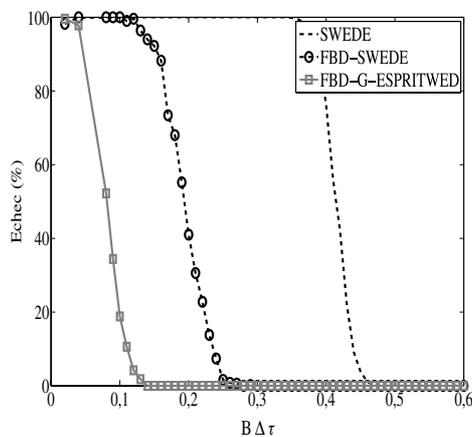


Figure 4. Taux d'échec en fonction du produit $B\Delta\tau$ pour un RSB de 20 dB.

7. Conclusion

Cet article a présenté deux nouvelles méthodes HR linéaires, FBD-SWEDE et FBD-G-ESPRITWED, appliquées à l'estimation de retards de propagation, afin de mesurer de fines épaisseurs de revêtements routiers à partir d'un radar géophysique dans un contexte de bruit quelconque. La première proposition, appelée FBD-SWEDE, consiste à améliorer le procédé de blanchiment du bruit suggéré dans [11] par une diagonalisation totale de la matrice de covariance du bruit, annulant ainsi le problème de biais d'estimation de l'algorithme initial dans certaines configurations de bruit. La seconde proposition introduit la méthode ESPRIT dans la formulation de SWEDE, réduisant ainsi sensiblement le temps de calcul tout en étant non biaisée. Les simulations ont montré la supériorité des méthodes proposées en termes de robustesse vis-à-vis du bruit et de résolution temporelle par comparaison avec la méthode SWEDE. La méthode FBD-G-ESPRITWED permet de fournir de meilleurs résultats dans les conditions difficiles (faible RSB et faible produit $B\Delta\tau$). Dans les conditions plus favorables, l'algorithme FBD-SWEDE offre le plus faible écart-type sur l'épaisseur estimée.

Références

- [1] R. ROY, T. KAIKATH, "ESPRIT—A Subspace Rotation Approach to Estimation of Parameters of Cisoids in Noise", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, Vol. 34, No. 5, pp 1340-1342, October, 1986.
- [2] S.M. KAY, *Modern Spectral Estimation: Theory and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Clis, NJ, 1988.
- [3] S.L.Jr. MARPLE, *Digital Spectral Analysis with Applications*, Prentice-Hall, Signal processing series, Alan V. Oppenheim, series editor, 1987.
- [4] R.O. SCHMIDT, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. 34, pp.276-280, 1986.

- [5] G. BIENVENU, L. KOPP, "Optimality of High Resolution Array Processing Using the Eigensystem Approach", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 31, No. 5, pp. 1235-1247, October 1983.
- [6] 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.
- [7] R. ROY, T. KAIKATH, "ESPRIT, Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques", *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 37, No. 7, pp. 984-995, 1989.
- [8] S. MARCOS, *Les Méthodes à Haute Résolution*, Hermès, 1998.
- [9] H. YAMADA, M. OHMIYA, Y. OGAWA, "Superresolution Techniques for Time-Domain Measurements with a Network Analyser", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 39, No. 2, pp. 177-183, February, 1991.
- [10] S.M. SHRESTHA, I. ARAI, "Signal Processing of Ground Penetrating Radar Using Spectral Estimation Techniques to Estimate the Position of Buried Targets", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp. 1198-1209, 2003.
- [11] A. ERICKSSON, P. STOICA and T. SODERSTROM, "On-Line Subspace Algorithms for Tracking Moving Sources", *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 42, No. 5, pp. 2319-2330, September 1994.
- [12] S. MARCOS, A MARSAL et M. BENIDIR, "The propagator Method for Source Bearing Estimation", *Signal Processing*, Vol. 42, pp. 121-138, 1995.
- [13] S. MARCOS, "Méthodes « Linéaires » Haute Résolution pour l'Estimation de Directions D'Arrivée de Sources. Performances Asymptotiques et Complexité", *Traitement du signal*, Vol. 14, No. 2, pp. 99-116, 1997.
- [14] Y. WU, G LIAO et H.C. SO, "A Fast Algorithm for 2-D Direction-of-Arrival Estimation", *Signal Processing*, Vol. 83, pp. 1827-1831, 2003.
- [15] N. TAYEM and H.M. KWON, "Azimut and Elevation Angle Estimation with no Failure and no Eigen Decomposition", *Signal Processing*, Vol. 86, pp. 8-16, 2006.
- [16] A. MARSAL et S. MARCOS, "A Reduced Complexity ESPRIT Method and its Generalization to an Antenna of Partially Unknown Shape", *IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 4, pp. IV/29-IV/32, April, 1994.
- [17] C. LE BASTARD, V. BALTAZART, Y. WANG, J. SAILLARD, "Thin Pavement Thickness Estimation Using GPR with High and Super Resolution Methods", *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, Vol. 45, No. 8, pp. 2511-2519, August 2007.
- [18] C. LE BASTARD, V. BALTAZART et Y. WANG, "Contributions à l'Amélioration de l'Algorithme HR Linéaire SWEDE", *XXI^e colloque GRETSI*, Troyes, Septembre, 2007.
- [19] C. LE BASTARD, V. BALTAZART and Y. WANG, "Some Improvements of the Linear Subspace Algorithm SWEDE for Time Delay Estimation", *15th EUSIPCO*, pp. 2085-2089, Varsovie, Pologne, sept. 2007.
- [20] U. SPAGNOLINI, "Permittivity Measurements of Multilayered Media with Monostatic Pulse Radar", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 35, No. 2, pp. 454-463, March 1997.
- [21] U. SPAGNOLINI, V. RAMPÀ, "Multitarget Detection/Tracking for Monostatic Ground Penetrating Radar: Application to Pavement Profiling", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, pp. 383-394, Vol. 37, No. 1, January 1999.
- [22] H. ZHA, "Fast Algorithms for Direction-of-Arrival Finding Using Large ESPRIT Arrays", *Signal Processing*, Vol. 48, pp. 111-121, 1996.
- [23] E. RADOI et A. QUINQUIS, "A New Method for Estimating the Number of Harmonic Components in Noise with Application in High Resolution Radar", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, issue 8, pp. 1177-1188, 2004.
- [24] J. B. SCHNEIDER, "Plane Waves in FDTD Simulations and a Nearly Perfect Total-Field/Scattered-Field boundary", *IEEE Trans. Ant. and Propagat.*, Vol. 52, No. 12, pp. 3280-3287, 2004.





Cédric **Le Bastard**

Cédric Le Bastard est docteur de l'Université de Nantes en électronique et traitement du signal. Il a travaillé de 2004 à 2008 pour le Laboratoire Central des Ponts et Chaussées (LCPC) et pour l'IREENA sur les problèmes de résolution temporelle des radars géophysiques (GPR). Plus particulièrement, il s'est intéressé aux méthodes d'analyse spectrale haute résolution et au traitement d'antenne. Depuis 2008, il est chercheur au Laboratoire Régional des Ponts et Chaussées d'Angers (LRPCA). Il s'intéresse aux problèmes d'exploitation et de sécurité routière à partir de systèmes de transports intelligents (ITS).



Yide **Wang**

Yide Wang est docteur de l'université de Rennes en traitement du signal et télécommunication. Il est actuellement professeur à l'École Polytechnique de l'Université de Nantes et directeur de l'école doctorale STIM. Il travaille au laboratoire IREENA 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.



Vincent **Baltazart**

Vincent Baltazart est docteur de l'Université de Rennes en Traitement du Signal et Télécommunications. De 1992 à 1993, il travaille dans le cadre d'un VSNA à IPS Radio and Space Services à Sydney, Australie, sur la propagation des ondes par voie ionosphérique. De 1994 à 1996, il travaille dans le cadre d'un projet européen au laboratoire de télécommunication et télédétection de l'Université Catholique de Louvain, Belgique. Depuis 1996, il est chercheur au Laboratoire Central des Ponts et Chaussées dans le domaine du contrôle non destructif. Il s'intéresse principalement aux méthodes de caractérisation électromagnétique des matériaux du génie civil et aux techniques de mesures de retard de propagation dans les domaines des ondes sismique et électromagnétique.



