



APPORT DE LA MODELISATION PARAMETRIQUE A LA SYNTHESE D'IMAGES ISSUES D'UN RADAR A SYNTHESE D'OUVERTURE

G.Mesnager(*), F. Castanié(*), C.Lambert-Nebout(**)

(*) ENSEEIHT/Gapse, 2 rue Camichel, 31071 Toulouse cedex, France

(**) CNES, 18 Av. E. Belin, 31055 Toulouse cedex, France

(*) Tel.: (33) 61 58 83 17, Fax : (33) 61 58 82 37, e-mail : mesnager@len7.enseeiht.fr

(**) Tel.: (33) 61 27 33 08, Fax : (33) 61 28 19 96, e-mail : lambert@hathor.cst.cnes.fr

RÉSUMÉ

Le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) étudie dans le cadre de ses activités de Recherche et Technologie, un système d'observation de la terre par Radar à Synthèse d'Ouverture (RSO) embarqué sur satellite. Une contrainte importante est liée à la grande quantité de données qui sont stockées à bord ou bien transmises du satellite vers les stations terrestres. Le concept du SPECAN [1], associé à celui d'estimation spectrale paramétrique [2] procure un moyen de traitement des données brutes à bord du satellite [3], [4]. Le coefficient de compression obtenu avec cette méthode varie de 14 à 16. Cet article montre qu'au delà du taux de compression obtenu, l'estimateur original proposé permet d'obtenir une résolution spatiale supérieure à celle obtenue par les méthodes d'estimation classiques. D'autre part, la présence de bruit multiplicatif (Speckle) est nettement diminuée.

INTRODUCTION

Durant les 15 dernières années, l'effort majeur du CNES dans les domaines de la télédétection spatiale a été dédié à l'imagerie optique au travers des programmes SPOT. Des travaux importants ont cependant été menés dans le domaine de l'imagerie par radar à synthèse d'ouverture. Profitant du savoir faire acquis par une première expérience de radar à synthèse d'ouverture aéroporté (VARAN) et de l'expérience SPOT, le CNES étudie un système de radar à synthèse d'ouverture embarqué sur satellite, qui serait opérationnel vers l'an 2000.

L'acquisition et la synthèse des images RSO dans le cadre de l'observation terrestre s'accompagne de certaines difficultés technologiques. Les méthodes de traitement des données classiques numérisent les données à bord du satellite avant de les transmettre au sol directement, ou de les stocker à bord sur des enregistreurs à haute capacité afin de les transmettre ultérieurement. Dans la pratique, ces contraintes imposent une capacité d'enregistrement importante et des canaux de transmission à hauts débits.

Ces contraintes peuvent être éliminées par la génération d'images à bord du satellite, avec multivue, qui permet une grande diminution des données à transmettre. La synthèse des images à bord du satellite pose cependant un problème technologique critique, provenant du nombre très élevé d'opérations à effectuer, et du bilan poids-volume-consommation. Une méthode originale de moindre complexité a été proposée dans [4] et la qualité des images obtenues a été comparée à celle obtenue par les approches plus

ABSTRACT

As part of its research and technology activities, the French space agency CNES studies a space borne SAR earth observation system to provide complementary information with optical sensors. A major problem encountered is the high data flow to be transmitted from satellite to earth in the available communication channels. The SPECAN concept [1], combined with parametric spectral estimation [2] provides a way to process the data on board the satellite [3], [4]. The consequent data compression coefficient obtained with such a method has been shown to be of the order of 14 to 16. In this paper, we show that this original method of estimation offers high spatial azimuth resolution. Besides, the algorithm proposed leads to speckle reduction.

conventionnelles. L'algorithme proposé utilise les concepts de traitement dans le plan distance-Doppler (algorithme range-Doppler). Etant donnée la réponse impulsionnelle du système comprimé en distance, et corrigé des migrations, le traitement des données en azimuth en utilisant 1) le filtre adapté classique, 2) la méthode du SPECAN, 3) notre méthode originale, permet de donner la résolution spatiale théorique. La réponse impulsionnelle peut être trouvée dans [4] ou [5]. La distance, évaluée en nombre de pixels, séparant les deux limites à -3 Db du lobe principal de la réponse impulsionnelle suivant l'axe azimuth de l'image, définit la résolution en azimuth.

Une fois que les données sont comprimées en distance et corrigées des migrations, le traitement des données suivant l'axe azimuthal est une opération ligne à ligne, utilisant une des trois méthodes mentionnées plus haut. Les résultats de la résolution azimuthale obtenue dans les cas 1) et 2) sont classiques [4],[5]. Les trois paragraphes suivants donnent les résultats théoriques obtenus dans le dernier cas. Les résultats simulés pour ce type d'estimateur sont donnés au chapitre 4, dans le cas d'une cible ponctuelle, puis dans le cas d'une entrée de type échelon, entachée d'un bruit multiplicatif (Speckle) propre à l'imagerie RSO.

FORMULATION

La réponse impulsionnelle des données comprimées en distance et corrigées des migrations s'exprime par [4] :



$$h(s, t|t_0) \approx K(t_0)W(s) \exp(j2\pi f_D s) \cdot \exp(-j\pi f_R s^2) \text{sinc}(\pi Bc(t-t_0)) \quad (1)$$

où s exprime le temps suivant l'axe azimut, t est le temps suivant l'axe distance, f_D est le Doppler moyen, f_R est la pente Doppler, B est la bande passante du Chirp émis et K est une fonction de t_0 . t_0 est la position suivant l'axe distance de la cible ponctuelle. sinc est la fonction "sinus cardinal" définie par $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$, et W est le gain de l'antenne suivant l'axe "azimut".

Si $\zeta(s, t_0)$ représente la ligne "azimut" traitée de l'image à la position en distance $t = t_0$, la ligne "azimut" avant traitement en azimut (i.e. compression en azimut) s'exprime par :

$$y(s, t_0) = \left[\zeta(s, t) ** h(s, t|t_0) \right]_{t=t_0} \approx K(t_0) \zeta(s, t_0) * \left(W(s) \exp(j2\pi f_D s) \exp(-j\pi f_R s^2) \right) \quad (2)$$

Le terme $K(t_0)$ apparaît comme une constante pour une ligne de position en distance fixe. Nous l'omettrons par la suite dans un souci de simplification d'écriture. Nous émettrons de plus l'hypothèse $f_D = 0$ et $W(t) \approx \Pi_T(t)$ où :

$$\Pi_T(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } |t| \leq T/2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3)$$

On peut redéfinir la ligne azimut reçue (non traitée) par

$$y(s) = \zeta(s) * \left(\exp(-j\pi f_R s^2) \Pi_T(s) \right) \quad (4)$$

Une cible ponctuelle à la position en azimut s_0 est définie par :

$$\zeta(s) = \zeta_0 \cdot \delta(s - s_0) \quad (5)$$

D'où :

$$y(s) = \zeta_0 \exp(-j\pi K(s - s_0)^2) \Pi_T(s - s_0) \quad (6)$$

L'échantillonnage de (6) à la fréquence $PRF = 1/T_f$ et l'approximation du produit de convolution continu par un produit de convolution discret permet d'écrire :

$$y(s)|_{s=nT_f} \approx \sum_{k \in \mathbb{Z}} \zeta(kT_f) h((n-k)T_f) \stackrel{\Delta}{=} y(n) \quad (7)$$

PRF est choisie pour vérifier la contrainte de Shannon, et satisfait [4] : $PRF = f_R T$. On redéfinit :

$$h(n) \stackrel{\Delta}{=} h(nT_f) = \exp(-j\pi n^2 / N) \Pi_N(n), \quad \zeta(k) \stackrel{\Delta}{=} \zeta(kT_f) \quad (8)$$

où $N = T / T_f$. Si l'on suppose que la cible est entachée d'un bruit circulaire gaussien dont les composantes sont de puissance unité, on peut exprimer l'amplitude ζ_0 du signal en fonction du rapport signal sur bruit γ :

$$\zeta_0 = \sqrt{2\gamma} \quad (9)$$

La ligne "azimut" résultante que l'on cherche à restituer est :

$$\zeta(n) = \zeta_0 \delta(n - n_0) + \zeta_b(n) \quad (10)$$

L'algorithme du SPECAN [4] consiste à multiplier la ligne "azimut" reçue par la fonction de référence :

$$\sum_i r_i(n) = \sum_i \exp(j\pi(n - iN)^2 / N) \Pi_N(n - iN) \quad (11)$$

afin d'obtenir la ligne azimut "produit" $p(n)$. Chaque bloc de N échantillons de $p(n)$ est traité de la manière suivante :

- 1) Le bloc est divisé en deux sous-blocs de taille $N/2$;
- 2) Une Transformation de Fourier Rapide (TFR) du premier sous-bloc est calculée sur N échantillons et les $N/2$ échantillons correspondants aux fréquences positives sont conservés.
- 3) Une TFR du second bloc est effectuée sur N échantillons et les $N/2$ échantillons correspondants aux fréquences positives sont conservés.

Le module (dans le cas d'une détection en amplitude) ou le module carré (détection en puissance) donne une estimation de la ligne "azimut" restituée.

Dans le cas de l'algorithme proposé, la ligne azimut "produit" est modélisée par une méthode d'estimation Auto Régressive (AR). La TFR calculée dans le cas d'une approche par SPECAN classique est remplacée par le calcul du spectre AR ou de sa racine carrée.

Pour la suite des calculs, on suppose que la position de la cible n_0 correspond au premier bloc avec $n_0 \in \{0, \dots, N/2\}$. Le calcul de l'estimateur sera effectué en tenant compte de ces hypothèses. Le résultat peut cependant se généraliser pour n'importe quelle position de la cible.

Pour $n \in \{-N/2, \dots, N/2\}$, la ligne azimut "produit" est :

$$p_0(n) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \zeta(i) \exp(j2\pi ni / N) \exp(-j\pi i^2 / N) \Pi_N(i - n) \quad (12)$$

Substituant (10) dans (12), on a :

$$p_0(n) = A_0 \exp(j2\pi n n_0 / N) + b_1(n) \quad (13)$$

où

$$A_0 = \sqrt{2\gamma} \exp(-j\pi n_0^2 / N) \quad (14)$$

et

$$b_1(n) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \zeta_b(i) \exp(j2\pi ni / N) \exp(-j\pi i^2 / N) \Pi_N(n - i) \quad (15)$$

MODELISATION

La modélisation auto-régressive de $p_0(n)$ suivant le second sous-bloc satisfait l'équation :

$$p_0(n) = - \sum_{k=1}^q a_k p_0(n - k) + e(n) \quad (16)$$

où q est l'ordre de modélisation et $n \in \{0, \dots, N/2\}$. Le vecteur $\underline{a} = (a_0 \ a_1 \ a_2 \ \dots \ a_q)^T$ avec $a_0 = 1$, est obtenu par minimisation de la variance σ_e^2 de $e(n)$ [2]. \underline{a} et σ_e^2 donnent la représentation paramétrique des données $p_0(n)$. \underline{a} satisfait l'équation matricielle [2] :

$$R\underline{a} = \underline{P} \quad (17)$$

où R est la matrice d'autocorrélation $(q+1) \times (q+1)$ de $p_0(n)$ et $\underline{P} = (\sigma_e^2 \ 0 \ \dots \ 0)^T$. La détermination de \underline{a} impose le calcul de R et \underline{P} . Connaissant \underline{a} et σ_e^2 , le spectre paramétrique peut être calculé [2], et on a :

$$s_e(\tilde{f}) = \sigma_e^2 / \left| \sum_{i=0}^q a_i \exp(-j2\pi\tilde{f}i) \right|^2 \quad (18)$$

DETERMINATION DE R^{-1}

Depuis (13) on obtient la fonction d'autocorrélation de $p_0(n)$:

$$r_{p_0}(m, n) = |A_0|^2 \exp(j2\pi\tilde{f}_0(m-n)) + r_{b_1}(m, n) \quad (19)$$

où $r_{b_1}(m)$ est la fonction d'autocorrélation de $b_1(n)$, et $\tilde{f}_0 = n_0/n$. Le calcul de $r_{b_1}(m)$ donne :

$$r_{b_1}(m, n) = 2 \exp(j\pi(m-n)(m+n)/N) \cdot \sin(\pi(m-n)(N-|m-n|)/N) / \sin(\pi(m-n)/N) \quad (20)$$

N est communément de l'ordre du millier. D'où :

$$r_{b_1}(m, n) \approx 2N \delta(m-n) = r_{b_1}(m-n) \quad (21)$$

Substituant (21) dans (19) :

$$r_{p_0}(m) = |A_0|^2 \exp(j2\pi\tilde{f}_0 m) + 2N \delta(m) \quad (22)$$

où la stationnarité de $b_1(n)$ permet la redéfinition de $r_{p_0}(m, n)$ en $r_{p_0}(m)$. On définit :

$$\underline{V} = (1 \exp(j2\pi\tilde{f}_0) \exp(j4\pi\tilde{f}_0) \dots \exp(j2\pi\tilde{f}_0 q))^T \quad (23)$$

et $U = V V^H$. On a de (22) :

$$R = |A_0|^2 U + 2N I = 2N(I + \alpha U) \quad (24)$$

où $\alpha = |A_0|^2 / 2N$. On a [4] :

$$R^{-1} = \frac{1}{2N} \left(I - \frac{\alpha}{1 + \alpha(q+1)} U \right) \quad (25)$$

CALCUL DU SPECTRE

On déduit de (25) :

$$\underline{a} = \frac{1}{2N} \left(I - \frac{\alpha}{1 + \alpha(q+1)} U \right) \underline{P} \quad (26)$$

On définit

$$\underline{E} = (1 \exp(j2\pi\tilde{f}) \exp(j4\pi\tilde{f}) \dots \exp(j2\pi\tilde{f}q))^T \quad (27)$$

$$D(\tilde{f}) = \underline{E}^T \underline{a}^* \underline{a}^T \underline{E}^* \quad (28)$$

$$B(\tilde{f}) = \frac{1}{(q+1)} \sum_{k=0}^q \exp(j2\pi\tilde{f}k) \quad (29)$$

Avec ces notations, l'expression du spectre est :

$$s_e(\tilde{f}) = \sigma_e^2 / D(\tilde{f}) \quad (30)$$

Le calcul de $D(\tilde{f})$ donne :

$$D(\tilde{f}) = \frac{\sigma_e^4}{4N^2} \left| 1 - \frac{\alpha(q+1)}{1 + \alpha(q+1)} B(\tilde{f} - \tilde{f}_0) \right|^2 \quad (31)$$

Le calcul de σ_e^2 est obtenu par le développement de la première ligne de l'équation matricielle (17)

$$\sigma_e^2 = 2N / (1 - \alpha / (1 + \alpha(q+1))) \quad (32)$$

Le spectre paramétrique résultant est donc :

$$s_e(\tilde{f}) = 2N [1 - \alpha / (1 + \alpha(q+1))] / \left| 1 - \frac{\alpha(q+1)}{1 + \alpha(q+1)} B(\tilde{f} - \tilde{f}_0) \right|^2 \quad (33)$$

et la ligne "azimut" estimée :

$$\hat{\xi}_a(n) = \left| S_e(\tilde{f}) \right|_{\tilde{f}=n/N} \quad (34)$$

dans le cas d'une détection en puissance. L'atténuation à -3dB de $\hat{\xi}_a(n)$ donne la résolution spatiale δ_{az} . Il vient de (33) et (34) :

$$\delta_{az} \approx 2N^2 / \pi\gamma q^2 \quad (35)$$

Pour plus de détails, voir [4].

RESULTATS DE SIMULATION

La cible est simulée à la position $n_0 = 520$. La figure 1 donne le résultat de la ligne "azimut" estimée pour un ordre de modélisation constant ($q=10$) et un rapport signal sur bruit γ croissant. La figure 2 donne le résultat de la ligne "azimut" estimée pour un rapport signal sur bruit constant ($\gamma = 20dB$) et un ordre de modélisation croissant. La résolution spatiale suivant l'axe "azimut" varie conformément à (35). Ces résultats doivent être comparés à ceux obtenus par les méthodes plus conventionnelles du filtrage adapté et du SPECAN non paramétrique. Ces deux dernières méthodes donnent une résolution spatiale indépendante du rapport signal sur bruit. Dans la cas du filtre adapté, on a $\delta_{FA} = 0.9$ et dans celui du SPECAN classique, $\delta_{SP} = 1.8$. Par exemple, dans le cas où $N=1300$, (l'ordre de grandeur de ERS-1), un rapport signal sur bruit au voisinage de la cible de 30dB donne une résolution en azimut $\delta_{az} = 0.7$ pour $q=30$ ou $\delta_{az} = 0.4$ pour $q=40$.

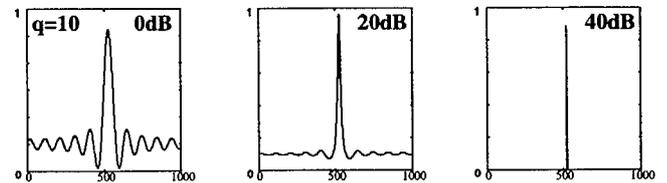


Figure 1 : diminution de la résolution spatiale avec l'augmentation du SNR

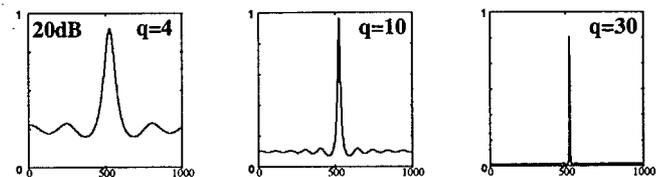


Figure 2 : diminution de la résolution spatiale avec l'augmentation de l'ordre de modélisation



L'acquisition d'une image RSO s'accompagne d'un bruit multiplicatif (Speckle). Dans le cas d'une ligne "azimut" d'image constituée d'un échelon (deux champs de cultures différentes par exemple (Figure 3)), l'image restituée après estimation par l'une des méthodes citées (filtre adapté, SPECAN paramétrique ou non paramétrique (Figure 4, 5, 6)) est entachée de bruit. La variance théorique de ce bruit est calculée dans [4] pour les cas du filtre adapté et du SPECAN non paramétrique. Les résultats sont identiques comme le confirment les figures 4 et 5. On constate une très nette diminution du bruit restitué dans le cas de l'estimation par analyse paramétrique (figure 6).

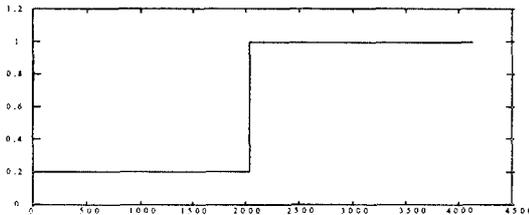


Figure 3 : ligne azimut idéale

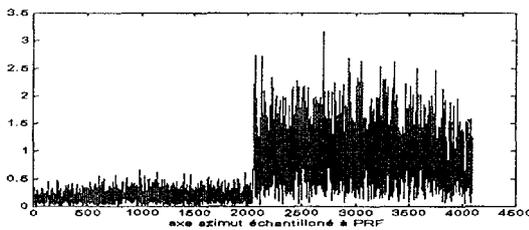


Figure 4 : Ligne estimée par filtrage adapté

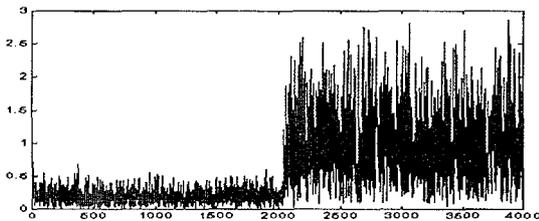


Figure 5 : Ligne estimée par SPECAN

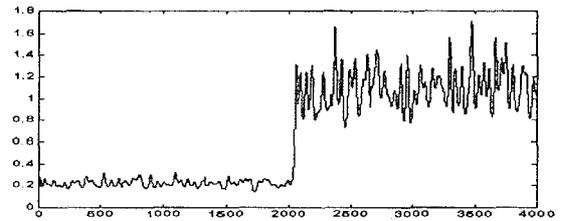


Figure 6 : Ligne estimée (Spectre Auto régressif)

CONCLUSION

La diminution de la résolution spatiale est un inconvénient majeur à l'utilisation de l'algorithme de SPECAN. Cet article montre que l'algorithme du SPECAN, associé à des méthodes de modélisation paramétriques permet une amélioration de cette résolution. Cette amélioration peut conduire à des résolutions spatiales meilleures que celles obtenues par les méthodes conventionnelles. En contrepartie, celle-ci dépend du rapport signal sur bruit au voisinage de la cible. D'autre part, on constate une très nette diminution du Speckle avec l'estimateur original proposé. De plus, il est montré [4] que ce type de traitement permet d'obtenir un taux de compression variant de 14 à 16 sur les données à transmettre au sol. Enfin, l'implantation à bord d'un satellite pourrait être envisagée grâce aux progrès de l'électronique numérique embarquée.

REFERENCES

- [1] M. Sack et al, "Application of efficient linear FM matched filtering algorithms to synthetic aperture radar processing", Proc.IEEE, vol 132, Fev. 1985.
- [2] S.M. Kay, "Modern spectral estimation : theory and application", Prentice Hall, 1987.
- [3] G.Mesnager, C. Lambert-nebout, F. Castanié, "SAR Processing : Spectral Analysis through parametric models", proc IGARSS'92.
- [4] G.Mesnager, "Evaluation de méthodes spectrales pour le traitement à bord de données issues d'un radar à synthèse d'ouverture", Thèse de troisième cycle, ENSEEIHT/LEN7, Toulouse 1994.
- [5] J.C.Curlander, R.N.Mc.Donough, "Synthetic aperture radar", Wiley-Interscience, 1991