

Performances d'algorithmes de focalisation en traitement SAR spatial très haute résolution

Stéphane HENRION^{1,2}, Marc SPIGAI¹, Jean-Guy PLANES¹

¹Alcatel Space Industries,
26, avenue J.F. Champollion, BP 1187 Toulouse Cedex, France
Tel (33) 05.34.35.50.40, Fax (33) 05.34.35.61.63

²ENSICA,
1, place Emile Blouin, 31056 Toulouse Cedex, France
Tel (33) 05.61.61.86.34

Stephane.Henrion@space.alcatel.fr, Marc.Spigai@space.alcatel.fr, Jean.Planes@space.alcatel.fr

Résumé – Les futures applications de l'imagerie radar spatiale nécessitent des résolutions métriques voire sub-métriques que l'on qualifie dans cet article de Très Haute Résolution (THR). La THR implique un pré-traitement SAR spatial et un instrument différents de ceux développés à ce jour et certaines hypothèses simplificatrices, découlant souvent du domaine aéroporté, sont remises en question. Cet article a pour but de décrire un ensemble de traitements spécifiques à une chaîne de traitement SAR spatial très haute résolution et d'illustrer les performances et robustesse d'une telle chaîne.

Abstract – Future spatial synthetic aperture radar image applications will need metric or submetric resolution that are called very high resolution in this paper. Very high resolution processing in spatial implies new signal processing and a new instrument and some of the hypothesis used today, often coming from airborne case, are no more available. The aim of this paper is to describe some processing used in a very high resolution spatial radar chain and to illustrate the performances and robustness of this chain.

1. Introduction

Le SAR ou radar à synthèse d'ouverture est un outil d'imagerie spatiale de haute qualité. Son principe repose sur la combinaison d'observations successives permettant de synthétiser une antenne de grande dimension longitudinale. Aujourd'hui on obtient typiquement des résolutions en SAR de l'ordre de 10 mètres.

Les futures applications de l'imagerie radar spatiale en détection et classification nécessitent des résolutions métriques voire submétriques que l'on qualifie dans cet article de Très Haute Résolution (THR).

Afin d'atteindre ces résolutions, on doit augmenter la durée d'observation de la zone d'intérêt. On change alors de mode opératoire : d'un mode défilant où l'antenne pointe une direction fixe, on change au cours du passage du satellite la direction de visée afin de ralentir la trace au sol du faisceau d'antenne et d'observer plus longtemps la zone d'intérêt. On parle alors de mode Spotlight ou Spotlight glissant ([2]). La THR implique un pré-traitement SAR spatial et un instrument différents de ceux développés à ce jour et certaines hypothèses simplificatrices, découlant souvent du domaine aéroporté, sont remises en question.

Le but de cet article est double : tout d'abord il s'agit d'exposer un ensemble de traitements spécifiques à une chaîne de traitement SAR spatial très haute résolution puis d'illustrer les performances et robustesse d'une telle chaîne.

2. Généralités sur le SAR spatial

Nous présentons dans ce paragraphe les principaux éléments qui caractérisent le SAR spatial.

2.1 Géométrie spatiale et distance oblique

A cause des très hautes résolutions que l'on cherche à atteindre, la modélisation de la géométrie spatiale et le calcul de la distance relative cible-radar doivent être plus précis que ceux habituellement utilisés.

Nous avons adopté un modèle avec une terre sphérique en rotation (ω) et une orbite circulaire (parcourue à ω_s).

O est le point sol de référence (orthogonal au satellite S à $t=0$), V la vitesse du porteur, $R_0(t)$ est la distance oblique relative point de référence-radar.

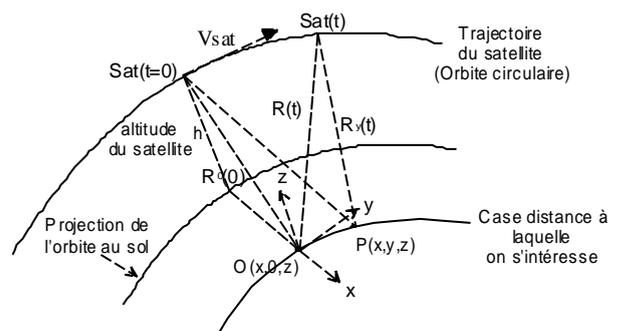


FIG. 1 : Modèle de géométrie spatiale

Les algorithmes de traitement reposent sur l'exploitation de la phase des signaux reçus qui découle directement de la distance relative cible-radar. En spatial, l'expression de la distance relative cible-radar résulte de calculs de mécanique spatiale et dépend d'un grand nombre de paramètres : $R(t) = h(\mathbf{w}_s, \mathbf{w}_t, t, y, z, \dots)$.

Avec cette expression et les notations classiques temps court (distance x) $t_1 = t - nT_R$ et temps long (azimut y) $t_2 = nT_R$ (où T_R est la période de répétition des impulsions et n le numéro de l'impulsion considérée) on introduit les retards

court et long, respectivement $\tau_1 = \frac{2R_0}{c}$ et $\tau_2 = \frac{y}{V_s}$.

La distance relative cible-radar est classiquement approchée par un développement de Taylor à l'ordre N (en général supérieur à 2 dans le cas des très hautes résolutions) :

$$R(t) \approx R_0 + \sum_{n=1}^N b_n(R_0) \frac{t^n}{R_0^{n-1}} = \frac{c}{2} t_I + \sum_{n=1}^N \underbrace{b_n(t_I)}_{c_n(t_I)} \left(\frac{c}{2} \right)^n \frac{t_I^{n-1}}{t_I^{n-1}} \quad (1)$$

On remarquera la dépendance des coefficients de Taylor en R_0 (ou τ_1) qui est une des spécificités du spatial par rapport à l'aéroporté, pour lequel des hypothèses simplificatrices (terre plate, trajectoire rectiligne uniforme...) permettent d'obtenir une expression analytique de la distance relative :

$$R_x(t) = \sqrt{R_0^2 + V_s^2 \left(t - \frac{x}{V_s} \right)^2} = R_0 + \sum_{n=1}^N b_n \frac{t^n}{R_0^{n-1}} \quad (2)$$

2.2 Signal reçu

Dans le cas du spatial, dans le domaine bidimensionnel temps court (t_1)/temps long (t_2) introduit au paragraphe précédent, le modèle analytique de signal reçu après démodulation est donné par :

$$S_r(t_1, t_2) = A \cdot u \left(t_1 - \frac{2}{c} R(t_2 - \tau_2, t_1) \right) \exp \left(-i \frac{4\pi}{\lambda} R(t_2 - \tau_2, t_1) \right) \quad (3)$$

où A est une constante complexe qui rend compte du gain d'antenne, des pertes de propagation et de la surface équivalente radar (SER), et $u(t)$ le signal émis (habituellement un chirp).

En utilisant l'expression de la distance, on peut exprimer la phase du signal de retour dans le contexte spatial

$$\frac{2}{c} R(t_2 - \tau_2, \tau_1) = \tau_1 \cdot \left[1 + \sum_{n=1}^N c_n(\tau_1) \cdot \underbrace{\left(\frac{t_2 - \tau_2}{\tau_1} \right)^n}_{\alpha} \right] \quad (4)$$

2.3 Filtrage adapté

Le signal reçu est bruité par un bruit blanc $b(t_1, t_2)$:

on doit traiter $x(t_1, t_2) = s(t_1, t_2) + b(t_1, t_2)$

Le critère de détection optimale conduit au filtrage adapté :

$$X(\tau_1, \tau_2) = \iint x(t_1, t_2) g^*(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) dt_1 dt_2 \quad (5)$$

avec g la réplique du signal à construire :

$$g(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) = u \left(t_1 - \frac{2}{c} R(t_2 - \tau_2, \tau_1) \right) e^{-i \frac{4\pi}{\lambda} R(t_2 - \tau_2, \tau_1)} \quad (6)$$

Dans le domaine fréquentiel, l'expression du filtrage est :

$$X(\tau_1, \tau_2) = \iint \tilde{x}(f_1, f_2) \tilde{g}^*(f_1, f_2, \tau_1, \tau_2) df_1 df_2 \quad (7)$$

où f_1 est la fréquence associée à t_1 , soit la fréquence radiale et f_2 est la fréquence azimut encore appelée Doppler.

2.4 La fonction de transfert exacte (ETF)

C'est la réplique à construire pour réaliser le filtrage adapté par une transformée de Fourier bidimensionnelle ; elle se déduit de l'écriture du filtrage adapté sous la forme :

$$X(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2) = \iint \tilde{x}(f_1, f_2) H^*(f_1, f_2, \mathbf{t}_1) e^{i2\pi(f_1 t_1 + f_2 t_2)} df_1 df_2 \quad (8)$$

d'où $H_{ETF}(f_1, f_2, \mathbf{t}_1) = e^{i2\pi(f_1 + f_0) \left(1 + \sum_{n=1}^N (1-n) c_n(\mathbf{t}_1) a_0^n \right) \mathbf{t}_1}$ (9)

Tout le problème vient du fait que L'ETF est fonction de la distance de référence R_0 , aussi bien pour l'aéroporté que pour le spatial, ce qui rend l'implantation de cette réplique impossible sur toute la profondeur de fauchée sans la rafraîchir. Ce phénomène est encore plus gênant en spatial étant donné la dépendance supplémentaire des c_n en τ_1 .

3. Les algorithmes SAR THR en spatial

3.1 Principe des algorithmes

Construits à partir du modèle aéroporté, ces algorithmes reposent une approximation de l'ETF. Le principal objectif étant de rendre le traitement invariant en distance, le rafraîchissement de l'ETF étant très coûteux d'un point de vue calculatoire.

On distingue (cf [1]) deux types de méthodes d'approximation :

- *Par changement de variable :*

Technique Ω -K, interpolation de Stolt : on pose

$$f_1' = (f_1 + f_0) \left(1 + \sum_{n=1}^N (1-n) c_n(\tau_1) \alpha_0^n(f_1, f_2, \tau_1) \right) \quad (10)$$

La qualité de l'approximation vient alors de la qualité de l'interpolation.

- *Par développement limité de la phase de l'ETF :*

Chirp Scaling Algorithm (CSA) : DL ordre 1

$$H_{CSA}(f_1, f_2, \tau_1) = e^{i2\pi a_0(f_2, \tau_1)} e^{i2\pi(1+a_1(f_2, \tau_1)) f_1 \tau_1} \quad (11)$$

CSA+Secondary Range Compression (SRC^o) : DL ordre 2

$$H_{SRC}(f_1, f_2, \mathbf{t}_1) = H_{CSA} e^{i2\pi a_2(f_2, t_0) f_1^2 t_0^2} \quad (12)$$

La qualité de l'approximation vient alors de l'ordre du DL.

On montre que les algorithmes précédents éliminent la dépendance en distance oblique uniquement dans le cas d'une géométrie aéroportée. Appliquée telle quelle au cas spatial, la fonction de transfert n'est (quasiment) invariante en distance que pour des blocs de quelques centaines de mètres. On passe alors à des versions *étendues* des algorithmes dont le détail est donné dans [3] et [4]. Ces

versions étendues permettent de « stationnariser » la réplique en distance, en exploitant la phase générale (12) :

$$\Phi(\mathbf{t}_1) = 2p(f_1 + f_0) \mathbf{x}_1 \left(1 + \underbrace{\sum_{n=1}^N (1-n) c_n(\mathbf{t}_1) \mathbf{x}_0^n(f_1, f_2, \mathbf{t}_1)}_{j(\mathbf{t}_1)} \right) = \underbrace{2p f_1 \mathbf{t}_1}_{\text{from } \Omega-K} \quad (13)$$

et son développement limité à l'ordre 1 en τ_1 :

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_1 \mathbf{j}(\mathbf{t}_1) &= \mathbf{t}_0 \mathbf{j}(\mathbf{t}_0) + (\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_0) \cdot (\mathbf{j}(\mathbf{t}_0) + \mathbf{t}_0 \mathbf{j}'(\mathbf{t}_0)) \\ &= \underbrace{-\mathbf{t}_0^2 \mathbf{j}'(\mathbf{t}_0)}_{j_1(\mathbf{t}_0)} + \mathbf{t}_1 \cdot \underbrace{(\mathbf{j}(\mathbf{t}_0) + \mathbf{t}_0 \mathbf{j}'(\mathbf{t}_0))}_{j_2(\mathbf{t}_0)} \end{aligned}$$

rendant la dépendance des fonctions de transferts spatiales avec τ_1 linéaire, comme en aéroporté.

3.2 Simulations

Pour l'ensemble des résultats de simulation qui suivent, nous avons utilisé un SAR spatial suivant une orbite de type ERS2 : altitude 785Km, 5,3Ghz, incidence 23.

3.2.1 Versions étendue et non étendue

Afin de montrer l'intérêt de la version étendue, nous avons pris le cas d'une cible décalée en distance de 15 km du centre de la scène avec une résolution cherchée de l'ordre du mètre. En appliquant les trois types d'algorithmes, on voit sur le tableau 1 des résolutions obtenues tout l'intérêt d'appliquer une version étendue lorsque la cible est décalée en distance du centre de la scène.

TAB. 1 : Résolutions obtenues

	Ω -K	CSA	CSA+SRC
Non étendue	4.7m	4.7m	4.7m
Étendue	1m	1.3m	1m

A titre d'exemple, on présente les images des réponses impulsionnelles obtenues avec l'algorithme Ω -K.

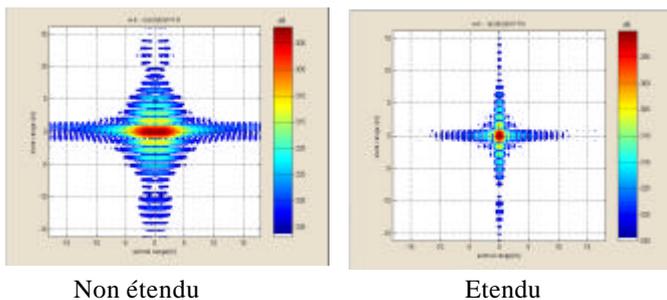


FIG. 2 : Algorithme Ω -K non étendu/étendu.

4. Déplieusement des données brutes

En mode Spotlight glissant, on augmente le temps d'illumination Till de la scène en imposant à l'antenne des dépointages dans le sens azimut, de manière à ralentir la vitesse de passage sur la zone à imager. On améliore donc la résolution, sans trop d'impact sur la puissance d'émission de l'antenne.

Pourtant, puisque le temps d'illumination augmente, la bande Doppler du signal en azimut s'élargit. Il faudrait alors

augmenter la PRF (Pulse Repetition Frequency) afin d'obtenir un signal azimut correctement échantillonné. Or, entre deux impulsions successives émises par le radar, il faut que l'on obtienne tous les signaux provenant de la fauchée, sinon le signal renvoyé sur toute la fauchée sera concomitant de l'émission d'une impulsion. Ce problème implique une réduction de la taille de la fauchée si l'on augmente la PRF. Autrement dit on ne peut pas trop augmenter la PRF et on a donc un sous-échantillonnage des signaux en azimut et par conséquent un phénomène de repliement des données brutes. Afin de réaliser un déplieusement des données, on compense le doppler centroïde, on suréchantillonne et on retourne au signal original sans effet de repliement. Le principe est décrit en détail dans [3] et [4].

4.1 Simulations

Afin d'illustrer la nécessité du déplieusement des données, nous avons pris le cas de deux cibles au centre de la scène, séparées de 4 mètres, la résolution cherchée est de l'ordre du mètre, la bande observée d'environ 6kHz et la PRF est de 2kHz. En appliquant deux types d'algorithmes, avec des facteurs de suréchantillonnage insuffisants (2 et 3- ϵ) ou adapté (4) on voit sur le tableau des résolutions obtenues tout l'intérêt d'appliquer le déplieusement des données.

TAB. 2 : Résolutions obtenues

	Ω -K	CSA
Facteur suréch =2	1.6m	1.6m
Facteur suréch =3- ϵ	1.1m	1.2m
Facteur suréch =4	0.9m	1.1m

A titre d'exemple, on présente les images des réponses impulsionnelles obtenues avec l'algorithme Ω -K et un facteur de suréchantillonnage de 2 et 4.

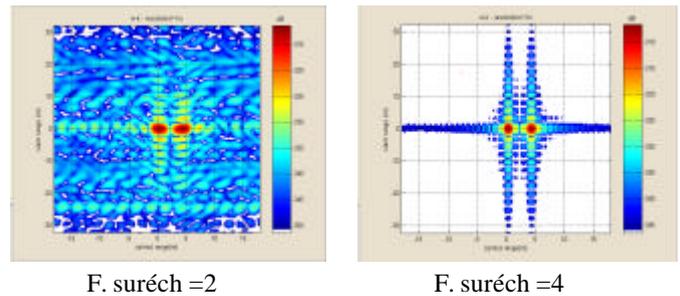


FIG. 3 : Facteur de suréchantillonnage de 2 et 4.

5. Introduction d'erreurs

La chaîne d'imagerie radar exploitée pour la définition des traitements, a été considérée comme parfaite jusqu'ici. Cependant, un certain nombre de défauts peuvent se manifester au cours de l'acquisition des données brutes [5], de la restitution de l'historique distance exploité, scintillations atmosphériques [6], et des fluctuations des composants technologiques de l'émission-réception.

5.1 Modèles d'erreurs

Les modèles et les manifestations (dégradation de performances) des erreurs induites par ces perturbations sont de nature diverse suivant leurs origines. Principalement nous pouvons regrouper ces erreurs en fonction de la rapidité avec laquelle elles fluctuent dans le temps : les erreurs Haute Fréquence (ou aléatoires) feront apparaître un plancher de bruit soit une dégradation en terme d'ISLR et de PSLR, les erreurs Moyenne Fréquence ou sinusoïdales feront apparaître une remontée de lobes secondaires qui selon leur position dégraderont l'ISLR, le PSLR et/ou le SSLR, et enfin des erreurs Basse Fréquence (linéaires et quadratiques) selon leur nature, élargiront ou délocaliseront le lobe principal c'est-à-dire dégraderont la résolution.

5.2 Manifestation des effets sur la R.I

Afin de caractériser le comportement des différents traitements envisagés jusqu'ici par rapport aux erreurs pouvant survenir dans la chaîne émission-propagation-réception nous avons répertorié ces erreurs et leurs ordres de grandeur, le tableau suivant en dresse la synthèse :

TAB. 3 : Recensement des modèles et des ordres des erreurs

Origine / types d'erreur	ERREURS ORBITOGRAPHIE	ERREURS ATMOSPHERIQUES	ERREURS INSTRUMENTS
Erreurs aléatoires blanches gaussiennes	$\sigma_x < 20$ cm $\sigma_y < 20$ cm $\sigma_z < 10$ cm Bruit resti. $\sigma_{\text{resti}} = 0.3$ mm	En phase $\sigma_\phi \in [11 ; 34]^\circ$ soit $\sigma_\phi \in [0.2 ; 0.6]$ rad	En phase : $\sigma_\phi = 7^\circ$ rms
Erreurs sinusoïdales	Tsine [Till/4 ; 2*Till] (lente) Amplitude : idem que Aléatoires	Non	Tsine [Till/10 ; Till] Amplitude : ± 0.15 dB Phase : $\pm 0.9^\circ$
Erreurs linéaires	En fin d'illumination, on a des écarts de l'ordre du mètre	Non	Amplitude : < 0.3 dBcc
Erreurs quadratiques	En fin d'illumination, on a des écarts de l'ordre du mètre	Non	En phase : $< 1.5^\circ$ cc Amplitude : < 0.3 dBcc

Avec ces différents ordres nous avons pu réaliser un certain nombre de simulations, dont une illustration est donnée sur la figure suivante.

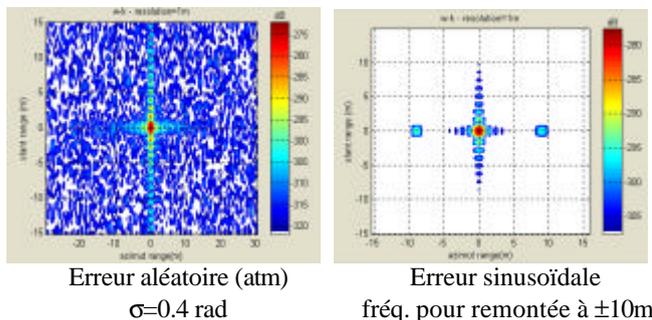


FIG. 4 : Conséquences du modèle d'erreur sur la R.I.

Le tableau 4 illustre que pour les ordres de grandeurs recensés, les dégradations de performances de la RI sont relativement faible. (les illustrations de la figure 4 ayant été obtenues avec des ordres bien supérieurs au cas réel). Il

reste maintenant à envisager les combinaisons de ces erreurs pour voir le cas pire de dégradation.

TAB. 4 : Mesures de performances azimuth sur R.I dégradées

Type erreur / Performance	Sans	Sinus $f_{\text{sin}} = 0.4$ Hz, ampli = 0.3°	Aléatoire $\sigma_\phi = 0.4$ rad
Résolution à 3dB	0.927 m	0.927 m	0.927 m
PSLR	18.57 dB	18.39 dB	18.58 dB
Position/max	-1.461 m	-1.4605 m	1.4607 m
ISLR	15.84 dB	15.841 dB	15.841 dB
SSLR	37.22 dB	37.2 dB	33.62 dB

6. Conclusion

La synthèse de nos travaux qui vient d'être effectuée présente l'avantage de décrire les traitements SAR Haute résolution usuels dans un formalisme unifié, et permet également de caractériser les étapes complémentaires qui permettent à ces traitements de s'accommoder des spécificités de la THR dans une configuration spatiale. Les simulations réalisées à ce stade nous ont permis de valider et de caractériser en terme de performances les solutions analytiques envisagées pour intégrer l'ensemble des spécificités d'un mode opératoire évolué (spotlight pur ou glissant) et de la non invariance distance des fonctions de transferts des divers algorithmes obtenues avec un modèle de prise de vue adapté à une configuration spatiale. Ces deux étapes, respectivement le dépliement des données azimuth, et le principe d'extension des traitements Haute résolution, nous permettent d'achever la caractérisation d'une chaîne de pré-traitement SAR THR en spatial.

Références

- [1] Richard Bamler. *A comparison of range-Doppler and wavenumber Domain SAR focusing algorithms*. IEEE Trans. on geos. and remote sensing, vol. 30, N° 4, July 1992.
- [2] D.P. Belcher, C.J. Baker. *High resolution processing of hybrid strip-map/spotlight mode SAR*, IEE Proc. Radar, Sonar Navig., Vol 143, N° 6, December 1996.
- [3] S. Henrion, L. Savy, J.G. Planès, *New results for spaceborne hybrid strip-map/spotlight SAR high resolution processing*. CEOS 1999.
- [4] S. Henrion, L. Savy, J.G. Planès, *Performances of hybrid strip-map/spotlight spaceborne SAR processing*. EUSAR 2000.
- [5] J.-P. Hardange, P.H. Lacomme, J.-C. Marchais. *Radar aéroportés et Spatiaux*. Editions Masson, 1995.
- [6] L. Denise, N. Caouren, O. Ravard. *Phase scintillation Modeling on earth-Space path and evaluation of some effects affecting High Resolution SAR image quality*, RTO, OTAN, oct. 2000.