

Traitement SAR spatial haute résolution

Stéphane HENRION^{1,2}, Laurent SAVY¹, Jean-Guy PLANES¹

¹ Alcatel Space Industries, 26 avenue J.F. Champollion, BP 1187 Toulouse Cedex, France
Tel (33) 05.34.35.53.94, Fax (33) 05.34.35.61.63

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

Stephane.Henrion@space.alcatel.fr, Laurent.Savy@space.alcatel.fr, Jean-Guy.Planes@space.alcatel.fr.

Résumé - Les traitements SAR haute résolution sont très souvent développés et exprimés dans une configuration de prise de vue simplifiée, reprenant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices découlant de l'acceptation du modèle aéroporté comme point de départ. Cet article a pour but de dresser l'ensemble des spécificités liées à l'observation dans un contexte spatial et de référencer les paramètres qui caractérisent de manière plus exacte un tel type de prise de vue. Alors nous serons à même de mesurer l'incidence de ces derniers à la fois sur le signal à traiter et sur le traitement à opérer.

Abstract - High resolution SAR processings are usually expressed and expanded in the airborne case with the simplifying hypothesis of this configuration. The aim of this paper is to list all the characteristics that come from a spatial configuration, and the consequent parameters that describe the more accurate spatial model. Then we can observe the result of such a take of sight, over both the analytical signal and the high resolution algorithm.

1. INTRODUCTION

Le SAR ou radar à synthèse d'ouverture est un outil d'imagerie aéroporté ou spatial de haute qualité. Son principe repose sur l'obtention d'une double résolution, en distance (transversale) qui repose sur la technique de la compression d'impulsion, et en azimut en réalisant la synthèse d'ouverture c'est à dire l'utilisation d'observations successives pour synthétiser une antenne de grande dimension longitudinale.

Les radars de type SAR, possèdent différents modes opératoires, dont le plus classique est le défilant (strip-map), c'est à dire celui pour lequel le faisceau conserve un axe de visée fixe par rapport à l'antenne pendant toute l'observation. En général radar a visée latérale, le faisceau d'antenne pointe dans une direction fixe privilégiée, et le principe de la synthèse d'ouverture est obtenu par l'exploitation du déplacement de la trace au sol, résultat du mouvement propre du support. Cependant des développements simples montrent qu'un tel mode opératoire ne permet pas d'obtenir des résolutions azimut inférieures à la demi-longueur d'antenne. La satellisation d'antennes de faible dimension (< à 3 mètres) pour l'amélioration de la résolution, ne peut être envisagée pour des questions de bilan de puissance.

Dans cette optique, l'obtention de résolutions métriques voire sub-métriques, que requièrent désormais les domaines de la détection et de la classification, passe inéluctablement par l'augmentation de la durée d'illumination et nécessite donc l'emploi d'autres modes de fonctionnement SAR tels que le Spotlight pur ou glissant. En effet le dépointage (de manière électronique) progressif du faisceau d'antenne permet de ralentir plus ou moins le déplacement propre de la tache au sol, ce qui tend à augmenter la durée d'illumination

sur les points de la fauchée. Or augmenter le temps d'illumination d'un point du sol sous entend l'obtention (au niveau du signal reçu) de plus d'informations relatives à ce point.

Le problème à résoudre est de retrouver les différentes contributions de cette cible dispersées dans les impulsions successives (compression distance) et dans les différentes « portes » distance (compression azimut).

Dans la première section, les précisions nécessitées par la très haute résolution, nous conduisent à reconsidérer le modèle aéroporté (et ses hypothèses simplificatrices) utilisé habituellement pour décrire les traitements, pour adopter une configuration plus exacte. Dans ce nouveau contexte nous serons à même de dresser les principales différences entre les deux modélisations du signal à traiter.

Dans une seconde section, nous rappellerons la théorie du filtrage adapté, principe dont découle l'écriture de l'ensemble des traitements classiques.

La dernière section décrira les contraintes de la configuration spatiale et leurs conséquences sur les algorithmes haute résolution en mesurant l'impact du nouveau modèle de signal et des approximations effectuées.

2. CONFIGURATION DE VISEE ET MODELISATION DU SIGNAL

Dans un premier temps, nous présentons en parallèle les deux modèles de prise de vue (spatial et aéroporté), ainsi que leurs hypothèses, pour en voir les conséquences sur le signal reçu que nous avons à traiter.

2.1 Géométrie spatiale et aéroporté

Quelque soit le mode opératoire du radar, les développements géométriques suivants restent valables.

Le modèle aéroporté auquel la littérature fait habituellement référence, repose sur les hypothèses de terre plate stationnaire, de trajectoire rectiligne et uniforme du support et du modèle « start-stop » en émission-réception.

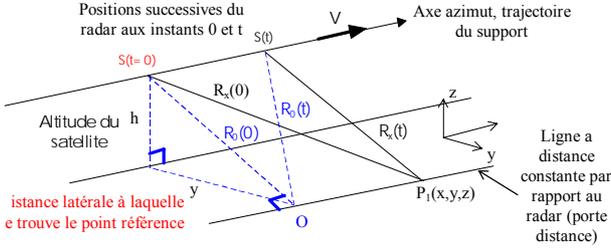


FIG. 1 : géométrie de visée en aéroporté

Pour le spatial, nous avons adopté un modèle plus exact et plus précis en choisissant une terre sphérique en rotation (ω_s) et une orbite circulaire (parcourue à ω_s).

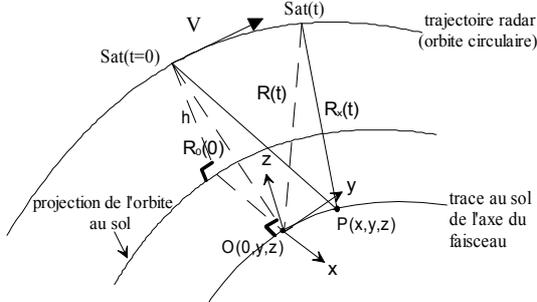


FIG. 2 : géométrie de visée en spatial

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

2.2 Distance oblique

Des modèles précédents, nous pouvons déduire les expressions de la distance relative cible-radar :

- pour l'aéroporté

$$R_x^2(t) = R_0 + V_s^2 \cdot \left(t - \frac{x}{V_s} \right)^2 = R_0^2 \left(t - \frac{x}{V_s} \right)_{noté} = R^2(t) \quad (1)$$

où V_s est la vitesse relative cible-radar.

Dans cette première expression, l'écriture met en évidence un phénomène remarquable qui est l'invariance azimut, traduisant que l'observation du point P à l'instant t est la même configuration que l'observation du point O à $t - \frac{x}{V_s}$

- pour le spatial, l'expression résulte de calculs de mécanique spatiale et dépend d'un grand nombre de paramètres que sont : ω_s , ω_t , ψ et θ_s deux angles qui définissent l'axe de visée du radar, θ_w l'inclinaison de l'orbite, (x,y,z) les coordonnées cartésiennes d'un point du sol et R_s la distance radar-centre de la terre. Il en découle une expression complexe :

$$R(t) = h(\omega_s, \omega_t, t, y, z, \dots) \quad (3)$$

Avec ces expressions et les notations classiques temps court (distance) $t_1 = t - nT_R$ et temps long (azimut) $t_2 = nT_R$ (où T_R est la période de répétition des impulsions et n le numéro de l'impulsion considérée) nous introduisons les notions de retard court et long, respectivement $\tau_1 = \frac{2R_0}{c}$ et $\tau_2 = \frac{x}{V_s}$.

Comme les algorithmes reposent sur l'exploitation de la phase des signaux reçus et que celle-ci découle directement de la distance relative cible-radar, nous allons désormais examiner celle-ci lorsqu'elle est approchée par un développement de Taylor d'ordre N :

$$R(t) = R_0 + \sum_{n=1}^N b_n \cdot \frac{t^n}{R_0^{n-1}} \quad (3) \quad \text{pour l'aéroporté}$$

$$R(t) = h(\omega_s, \omega_t, t, y, z, \dots) = R_0 + \sum_{n=1}^N b_n(R_0) \cdot \frac{t^n}{R_0^{n-1}} \quad (4)$$

La différence fondamentale entre ces deux expressions est la dépendance dans le cas spatial (4) des coefficients de Taylor en R_0 (ou τ_1).

2.3 Signal transmis et reçu

La résolution distance est obtenue de manière classique par compression d'impulsion, d'où la forme du signal émis :

$$e(t) = \sum_n u(t - nT_R) \exp(i2\pi f_0 t) \quad \text{et} \quad u(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_i}\right) \exp(i\pi \gamma t^2)$$

avec f_0 la porteuse et u la modulation des impulsions (chirp). Dans le nouvel espace bidimensionnel (t_1, t_2) le signal reçu après démodulation prend la forme suivante :

$$S_r(t_1, t_2) = \alpha \cdot u\left(t_1 - \frac{2}{c} R(t_2 - \tau_2, t_1)\right) \cdot \exp\left(-i \frac{4\pi}{\lambda} R(t_2 - \tau_2, t_1)\right) \quad (5)$$

où alpha est une constante qui rend compte du gain d'antenne, des pertes de propagation et de la surface équivalente radar (SER) ; ici nous la considérons constante.

Avec les développements (3) et (4) la phase du signal est :

$$\frac{2}{c} R(t_2 - \tau_2, t_1) = \tau_1 + \sum_{n=1}^N c_n(\tau_1) \cdot \frac{(t_2 - \tau_2)^n}{\tau_1^{n-1}} \quad (6)$$

où $c_n(\tau_1) = \frac{2}{c} \cdot b_n(R_0)$ dans le cas le plus général (spatial).

3. FILTRAGE ADAPTE (F.A) ET ETF

3.1 Hypothèses et notations générales

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

$$x(t_1, t_2) = \alpha s(t_1, t_2) + b(t_1, t_2)$$

Le critère de détection optimale conduit au filtrage adapté :

$$X(\tau_1, \tau_2) = \iint x(t_1, t_2) g^*(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) dt_1 dt_2 \quad (7)$$

avec g la réplique du signal à construire :

$$g(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) = u\left(t_1 - \frac{2}{c} R(t_2 - \tau_2, \tau_1)\right) e^{-i \frac{4\pi}{\lambda_0} R(t_2 - \tau_2, \tau_1)} \quad (8)$$

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

$$X(\tau_1, \tau_2) = \iint \tilde{x}(f_1, f_2) \tilde{g}^*(f_1, f_2, \tau_1, \tau_2) df_1 df_2 \quad (9)$$

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

3.2 Réplique fréquentielle

Cette étape conduit à analyser l'allure et les caractéristiques de la réplique (Exact Transfert Function, ETF) qu'il faut construire pour réaliser le filtrage adapté.

La transformée de Fourier (TF) de la réplique (8) est :

$$\tilde{g}(f_1, f_2, \tau_1, \tau_2) = \tilde{u}(f_1) \int e^{i\Phi(f_1, \tau_1, t_2, \tau_2)} e^{-i2\pi f_2 t_2} dt_2 \quad (10)$$

avec

$$\Phi(f_1, \tau_1, t_2, \tau_2) = 2\pi(f_1 + f_0)(\tau_1 + \sum_{n=1}^N c_n(\tau_1) \frac{(t_2 - \tau_2)^n}{\tau_1^{n-1}}) \quad (11)$$

$\tilde{u}(f_1)$: est la TF de l'impulsion émise $u(t_1)$.

L'intégrale de (10) est évaluée à partir du principe de la phase stationnaire, et nous donne l'expression finale de g :

$$\tilde{g}(f_1, f_2, \tau_1, \tau_2) = \frac{\sqrt{2\pi}}{\Phi''(\alpha_0 \tau_1 + \tau_2)} \cdot \tilde{u}(f_1) \cdot e^{-i2\pi(f_1 + f_0)(\tau_1 + \sum_{n=1}^N c_n(\tau_1) \alpha_0^n \tau_1)} \cdot e^{-i2\pi f_2 \tau_2} \quad (12)$$

$$\text{où } \alpha_0 \text{ est solution de } \sum_{n=1}^N n c_n(\tau_1) \alpha^{n-1} - \frac{f_2}{f_1 + f_0} = 0 \quad (13)$$

Ces développements ont été effectués dans le cadre spatial, étant donné que le cadre aéroporté s'en déduit aisément.

Une remarque importante est la forte dépendance de α_0 en (f_1, f_2) mais relativement faible en τ_1 . Pour $N > 4$, l'équation (13) se résout numériquement (pour des durées d'observation importantes obtenues dans les modes spotlight et hybride). Le premier terme d'amplitude sera considéré constant dans la suite puisque variant lentement en (τ_1, τ_2) . L'objet des algorithmes est de compenser au mieux le terme de phase, compensation à laquelle la résolution obtenue est très sensible.

3.3 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 F.A sous la forme :

$$X(\tau_1, \tau_2) = \iint \tilde{x}(f_1, f_2) H^*(f_1, f_2, \tau_1) e^{i2\pi(f_1 \tau_1 + f_2 \tau_2)} df_1 df_2 \quad (14)$$

$$\text{d'où } H_{ETF}(f_1, f_2, \tau_1) = e^{i2\pi(f_1 + f_0)(\tau_1 + \sum_{n=1}^N c_n(\tau_1) \alpha_0^n \tau_1)} \quad (15)$$

L'inconvénient est 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 d'autant plus gênant pour le spatial étant donné la dépendance supplémentaire des c_n en τ_1 .

4. LES ALGORITHMES SAR HAUTE RESOLUTION EN SPATIAL

Construits à partir du modèle aéroporté, ces algorithmes reposent sur la réalisation approchée 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.

4.1 La technique ω -k

Ici l'ETF est réalisée par l'intermédiaire d'un changement de variables dans le domaine fréquentiel (f_1, f_2) , connu sous le nom d'interpolation de Stolt. Ce changement est réalisé par une interpolation numérique et conduit à travailler dans le nouvel espace (f_1', f_2) où f_1' est définie par :

$$f_1' = (f_1 + f_0) \left(1 + \sum_{n=1}^N (1+n) c_n(\tau_1) \alpha_0^n \right) (f_1, f_2) \quad (16)$$

Dans ce nouvel espace, lorsqu'on adopte le modèle aéroporté, l'ETF devient une transformée de réponse impulsionnelle invariante en distance ; la réplique peut donc être appliquée sur toute la profondeur de fauchée.

Dans le contexte spatial, la dépendance des c_n en τ_1 rend encore le traitement dépendant de R_0 et implique de le réaliser par blocs distance, sur lesquels on peut considérer les c_n constants en τ_1 . Dans ce contexte la technique ω -k ne rend pas l'implantation de l'ETF plus simple et n'apporte donc pas vraiment de gain sur le plan calculatoire.

4.2 Range Doppler et Chirp Scaling algorithm

Ces traitements dérivent d'approximations sur l'ETF, et visent à réaliser le changement de variables (17) de la technique ω -k, sous une forme plus simple et dans l'espace (t_1, f_2) dans lequel la gestion du terme d'amplitude est plus aisée.

Comme l'illustre [1] et [2], les algorithmes Range Doppler (RDA) et Chirp Scaling (CSA) réalisent une approximation linéaire de (17). Associés à la méthode SRC (Secondary Range Compression) l'approximation réalisée devient quadratique donc plus précise.

Nous développerons en particulier CSA (+ SRC), puisque ce traitement est une amélioration de RD, en éliminant toute interpolation.

Une approximation parabolique de la phase de l'ETF équivaut à une approximation parabolique de la transformation de Stolt (17) qui s'écrit alors :

$$f_1' = a_0(f_2, \tau_1) + a_1(f_2, \tau_1) f_1 + a_2(f_2, \tau_1) f_1^2 \quad (18)$$

dans le cas spatial, a_0, a_1, a_2 sont des fonctions de τ_1 ce qui n'était pas le cas de l'aéroporté.

Ainsi les algorithmes RD et CS réalisent un changement de variable plus simple que ω -k. La compensation du terme « constant » a_0 tient en une simple multiplication par un terme de phase. La compensation du terme linéaire en f_1 est réalisée

par une interpolation linéaire dans (t_1, f_2) (changement d'échelle) pour le RDA, alors que le CSA utilise la structure du chirp distance comme noyau d'interpolation. Dans ce dernier cas le changement d'échelle revient à modifier la pente du chirp distance, soit une multiplication par un terme de phase. La fonction de transfert de CSA est alors :

$$H_{CSA}(f_1, f_2, \tau_1) = e^{i2\pi a_0(f_2, \tau_1)} e^{i2\pi(1+a_1(f_2, \tau_1))f_1\tau_1} \quad (19)$$

La compensation du terme d'ordre 2 est obtenue par SRC, c'est à dire un changement de pente de la réplique lors de la compression d'impulsion.

Au total, la fonction de transfert CSA+SRC est :

$$H_{SRC}(f_1, f_2, \tau_1) = H_{CSA} e^{i2\pi a_2(f_2, \tau_1)f_1^2\tau_0^2} \quad (20)$$

avec τ_{0lc} centre de la fauchée.

4.3 Simulations des divers algorithmes

Pour celles ci nous avons utilisé un SAR spatial suivant une orbite de type ERS2 (altitude 790Km, inclinaison 98°). Pour une résolution spatiale d'un mètre sous 20° d'incidence. Nous avons observé qu'il était nécessaire d'utiliser un développement (en t_2) à l'ordre 4 de la distance cible-satellite, pour obtenir suffisamment de précision sur a_0, a_1, a_2 .

Nous avons donc les réponses impulsionnelles du CSA, du CSA+SRC et de l'ETF. Seule l'ETF assure une parfaite focalisation, et des simulations nous ont aussi montré que la réplique pouvait être considérée valable pour des blocs distance de quelques centaines de mètres sans introduire de défocalisation.

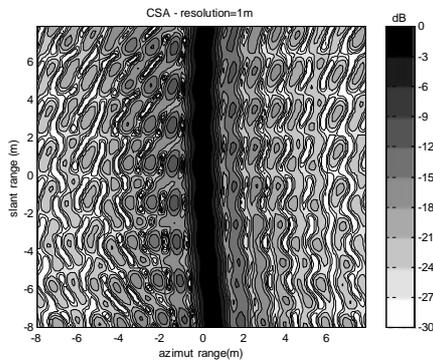


FIG. 3 : réponse impulsionnelle CSA

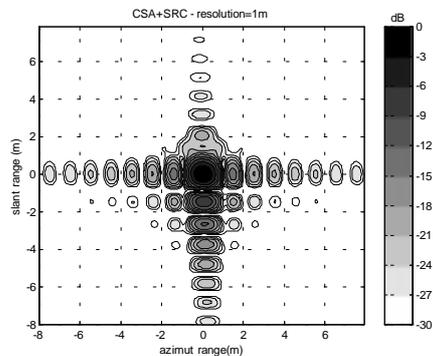


FIG. 4 : réponse impulsionnelle CSA+SRC

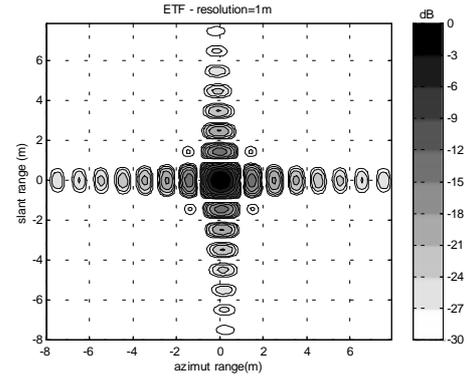


FIG. 5 : réponse impulsionnelle ETF

5. CONCLUSION

Nous avons vu que les algorithmes haute résolution, technique ω -k, CSA(+SRC) exprimés dans le domaine aéroporté, avaient comme principal intérêt, de rendre la fonction de transfert invariante en distance (τ_1). Ceci donnant un gain important sur un plan calculatoire.

Une configuration plus précise a montré qu'on ne retrouvait pas cette invariance pour le spatial.

De plus, cette configuration, associée à des modes opératoires tels que le spotlight, conduit à des durées de prise de vue importantes, qui nécessitent de modéliser la distance relative cible-radar à des ordres élevés (4 à 6). Ainsi, pour opérer un traitement dans ce contexte, il faut de grandes précisions sur les systèmes de mesure de cette distance.

REFERENCES

- [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] Alberto Moreira, Josef Mittermayer, and Rolf Scheiber, « Extended chirp scaling algorithm for air- and spaceborne SAR data processing in strip-map and scansar imaging modes », IEEE Trans. on geoscience and remote sensing, vol. 34, N° 5, september 1996.
- [4] Josef Mittermayer, Alberto Moreira and Otmar Loffeld, « Spotlight processing of wide-beam strip-map SAR data using the frequency scaling Algorithm », IGARSS 98.
- [5] Knut Eldhuset, « A new fourth-order processing algorithm for spaceborne SAR », IEEE Trans. on Aero. and Electronic Systems, vol.34, N°3, july 1998.