



HAL
open science

Imagerie SAR haute résolution aéroportée

Hélène Oriot

► **To cite this version:**

Hélène Oriot. Imagerie SAR haute résolution aéroportée. Sciences de l'ingénieur [physics]. UNIVERSITE DE PARIS-SUD CENTRE D'ORSAY, 2018. tel-02192841

HAL Id: tel-02192841

<https://hal.science/tel-02192841>

Submitted on 24 Jul 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**Université de Paris-Sud
Centre d'Orsay**

Manuscrit présenté pour obtenir

Le diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches

Par

Hélène Oriot

Imagerie SAR haute résolution aéroportée

Travaux présentés le 16 mai 2018 devant le jury constitué de :

Dir. Sylvie Marcos	L2S, CNRS	Présidente
Pr. Mihai Datcu	German Aerospace Center	Rapporteur
Pr. Eric Pottier	IETR, Université de Rennes I	Rapporteur
Pr. Emmanuel Trouvé	Polytech'Annecy-Chambéry	Rapporteur
Pr. Jean-Marie Nicolas	Telecom ParisTech	Examineur
Dr. Hubert Cantalloube	ONERA	Examineur

RESUME

Avec la multiplication des systèmes spatiaux, l'imagerie radar fait l'objet de nombreux travaux de recherche. En France, la majorité des travaux se concentre sur l'exploitation des images radar spatiales, de résolution de plus en plus fine. Le domaine aéroporté concerne une communauté plus restreinte étant donnée la moindre disponibilité de telles données. Ce rapport a pour vocation de présenter les spécificités de l'imagerie radar aéroportée haute résolution et d'en comprendre les impacts sur les applications multi-voies. Une première partie est consacrée à l'analyse théorique du traitement SAR aéroporté dans ses différentes modalités. Les diverses approches de traitement SAR adaptés à la haute résolution sont présentées selon un point de vue géométrique plutôt que fréquentiel. Puis, toujours sous ce même angle, les principes des traitements multivoies sont abordés en insistant sur les phénomènes apparaissant avec l'amélioration de la résolution : lien entre recalage d'images et phase interférométrique, comportement des rétrodiffuseurs ponctuels, surfaciques et anisotropes. Une deuxième partie est consacrée à l'étude de l'impact d'un système réel d'acquisition sur le traitement SAR et les applications multivoies. Les problématiques liées à la chaîne radar, aux diagrammes d'antennes, aux trajectoires non linéaires sont abordées. Enfin, différents travaux d'exploitation d'images radar haute résolution aéroportées (calibration de données polarimétriques, extraction du 3D sur les images SAR, détection de cibles mobiles) illustrent le propos.

TABLE DES MATIERES

Introduction	11
I.1 Le contexte professionnel	11
I.2 Mon parcours	13
I.3 Démarche scientifique	14
Chapitre I TRAITEMENT SAR THEORIQUE	17
I.1 Traitement SAR sur scène immobile	17
I.1.1 Modélisation du signal	18
I.1.2 La compression distance	20
I.1.3 Modèle du signal radar après compression distance	21
I.1.4 Equivalence entre une somme d'ondes sphériques et une onde cylindrique	23
I.1.5 Lien entre le domaine temporel et spectral	24
I.1.6 Types d'intégration et géométrie de restitution	25
I.1.7 Algorithmes de compression	30
I.1.8 Géométrie des images SAR	43
I.2 paramètres de qualité image	48
I.2.1 Réponses impulsionnelles	48
I.2.2 Gains d'intégration et niveau de bruit des images	49
I.3 Imagerie SAR et objets en mouvements	52
I.3.1 Modélisation à faible bande doppler	53
I.3.2 Modélisation RMA	55
I.3.3 Delocalisation	57
I.3.4 Défocalisation	59
I.3.5 Estimation de la vitesse d'une cible à partir d'une image radar	60
I.4 Conclusion	61
Chapitre II TRAITEMENT MULTI-VOIES	63
II.1 Changement de géométrie d'une image SAR	64
II.1.1 Cas d'un ré-échantillonnage d'un sol plat	66
II.1.2 Cas d'un ré-échantillonnage d'un sol plan	68
II.2 Mesure interférométrique	68
II.2.1 Expression de la Phase interférométrique de deux images recalées exactement	68
II.2.2 Conditions interférométriques	71
II.2.3 Interférence des signaux	72
II.3 Interférométrie perpendiculaire à la trace	74

II.3.1	Cas d'un clutter pleinement développé	74
II.3.2	Cas d'un point ponctuel	75
II.3.3	Cas d'un point directif	76
II.3.4	Discussion	76
II.4	Franges orbitales ou franges liées au terrain plat	78
II.5	Cohérence interférométrique	78
II.5.1	Sources de décorrélation	79
II.5.2	Mesure de la cohérence sur les images	80
II.5.3	interférométrie dans le cas d'une Rétrodiffusion volumique	83
II.6	Interférométrie le long de la trace	84
II.6.1	Interferogramme parfaitement Recalé	85
II.6.2	Interférogrammes non compensés en azimut	88
II.7	Interférométrie mixte	93
II.8	Multi-voies le long de la trace en reception	95
II.8.1	Traitement STAP idéal	95
II.8.2	traitement STAP Focalisé	101
II.8.3	Conclusion	106
II.9	Conclusion	107
Chapitre III	EN REALITE	109
III.1	Description du système radar	109
III.1.1	Chaîne d'émission radar	110
III.1.2	Antennes et radome	111
III.1.3	Chaîne de réception	112
III.1.4	Stabilité des horloges et synchronisation du système	112
III.1.5	Système de trajectographie	112
III.1.6	Résumé	113
III.2	Impact du système électronique sur les images	113
III.2.1	Qualité du chirp	114
III.2.2	Choix de la PRF	121
III.2.3	Delai entre émission et réception	123
III.3	Diagramme d'antenne	126
III.3.1	Mesures de diagrammes d'antenne	127
III.3.2	Modélisation SAR tenant compte du diagramme d'antenne	128
III.3.3	Correction du diagramme d'antenne	129
III.3.4	Effet de la compensation du diagramme d'antenne sur le bruit	130
III.3.5	Diagrammes d'antennes et applications polarimétriques	131
III.3.6	Diagrammes d'antennes et applications multi-voies	133
III.4	Trajectoire	133
III.4.1	Traitement SAR pour des trajectoires non rectilignes uniformes	134
III.4.2	Effets géométriques des non linéarités de trajectoire sur les images SAR	137
III.4.3	Impact des non linéarités sur le multi-voies	142

III.4.4	Précision de la connaissance des trajectoires	142
III.5	Conclusion	146
Chapitre IV	APPLICATIONS	149
IV.1	Préambule	149
IV.2	Calibration inter-voies des données polarimétriques	151
IV.2.1	Estimation de la diaphonie par la methode de Quegan	151
IV.2.2	Modélisation de la diaphonie en fonction de la fréquence et de l'indidence	152
IV.2.3	Modélisation des effets de l'attitude sur l'isolation polarimétrique	154
IV.3	Le 3D	156
IV.3.1	Radargrammétrie	156
IV.3.2	Interférométrie	159
IV.3.3	Radargrammétrie Circulaire	161
IV.4	Cibles mobiles	164
IV.4.1	Imagerie Circulaire	164
IV.4.2	M-SAR	166
IV.5	Conclusion	173
RESUME ET PERSPECTIVES		175
ANNEXE A.	Curriculum vitae	179
ANNEXE B.	liste des publications	187
ANNEXE C.	Définition des paramètres de qualité image	195
ANNEXE D.	Ré-échantillonnage interférométrique	197
ANNEXE E.	Convolution des spectres	205
ANNEXE F.	Impact des erreurs de phase sur la compression	219
ANNEXE G.	Repliements	223
ANNEXE H.	Précision de mesure du délai électronique	225
ANNEXE I.	Analyse de la variation des effets d'une base interférométrique le long de l'intégration	227
Références		229

ACRONYMES

ANR : Agence Nationale de la Recherche

CNES : Centre National d'Etudes Spatiales

CNR : Clutter to Noise Ratio (Rapport clutter à bruit)

DEA : Diplôme d'Etudes Approfondies

DEMR : Département Electromagnétisme et Radar

DGA : Direction Générale de l'Armement

DGPS : Differential Ground Positioning System

DTIM : Département Traitement de l'Information et Modélisation

ESA : European Space Agency

GMTI : Ground Moving Target Indicator

HDR : Habilitation à Diriger les Recherche

IF : Improvement factor

ISLR : Integrated Side Lobe Ratio

LPI : Low Probability of Intereption

MNE : Modèle Numérique d'Elévation

MNT : Modèle Numérique de Terrain

M-SAR : système SAR avec M antennes de réception disposées dans la direction azimutale

ONERA : Office National d'Etudes et Recherche Aérospatiale

PFA : Polar Format Algorithm

PR : Projet de Recherche

PRF : Projet de Recherche Fédérateur

PSLR : Peak to Side Lobe Ratio

RCB : Rapport Clutter à Bruit

RDA : Range Doppler Algorithm

RIM : Unité de recherche Radars IMageurs et expérimentations

RF-FI : Radio Fréquence –Fréquence Intermédiaire

RMA : Range Migration Algorithm

RSB : Rapport Signal à Bruit

RSC : Rapport Signal à Clutter

RSO : Radar à Synthèse d'Ouverture

SAR : Synthetic Aperture Radar

SER : Surface Equivalente Radar

SGR : Signal to Ghost Ratio

SSLR : Spurious Side Lobe Ratio

STAP : Space-Time Adaptive Processing

TERE : Télédétection et Radars Embarqués

Introduction

La rédaction de ce mémoire est, pour moi, l'occasion de revenir sur 20 ans de carrière à l'ONERA et d'essayer de tirer un fil conducteur des travaux que j'ai menés durant cette période. Il m'est vite apparu que la logique scientifique de mes travaux est directement liée à la mission de l'organisme de recherche auquel je suis affiliée. C'est pourquoi, ce mémoire commence par une présentation de l'ONERA, suivie d'un résumé de mon parcours. La présentation de ma démarche scientifique introduit ensuite ce mémoire.

I.1 LE CONTEXTE PROFESSIONNEL

Comme présenté sur le site institutionnel de l'ONERA¹ :

"L'ONERA est le centre français de la recherche aéronautique, spatiale et de défense. Organisme pluridisciplinaire doté de moyens d'expérimentation uniques en Europe, il met ses compétences au service des agences de programmes, des institutionnels et des industriels [...]"

[Ses missions consistent à]

- Anticiper les ruptures technologiques pour **préparer l'avenir**
- Favoriser les transferts vers l'industrie
- Réaliser et mettre en œuvre des moyens d'expérimentation et de simulation
- **Fournir à l'industrie** des expertises de haut niveau
- **Expertiser pour l'État** les grands choix technologiques de demain
- **Former** des ingénieurs et des chercheurs

Avec près de 60% d'activités contractuelles, il est l'un des centres de recherche les moins subventionnés d'Europe. Les chercheurs de l'ONERA ont d'ailleurs cinq fois plus d'activités contractuelles par chercheur que la moyenne nationale."

¹ <http://www.onera.fr>

C'est donc un organisme de recherche appliquée, facilitant le lien entre recherche académique et industrie dans des domaines aussi divers que l'aérodynamique, l'énergétique, les matériaux et structures, les mesures physiques, le traitement de l'information et des systèmes, l'optique, ou le radar et l'électromagnétisme.

Une des spécificités de l'ONERA est d'appuyer ses recherches sur des moyens expérimentaux permettant de valider des concepts. L'ONERA est connu pour ses grandes souffleries, ses bancs d'essais, et dans le domaine du radar pour différents moyens expérimentaux :

- chambres anéchoïques (CAMERA, BABI),
- système d'observation transhorizon (NOSTRADAMUS),
- radars sol (HYCAM, PRISME, MEDYCIS, GRAVES)
- moyens aéroportés (BUSARD, SETHI, RAMSES-NG).

Dans le Département Electromagnétisme et Radar (DEMR), l'unité de recherche RIM (radar IMageurs et Expérimentations) est en charge des moyens radars aéroportés.

Cette unité, localisée en partie sur la base aérienne de Salon de Provence et en partie à Palaiseau, a pour mission de mener les études dans le domaine de l'imagerie radar SAR (Synthetic Aperture Radar en anglais ou Radar à Synthèse d'ouverture en français), en s'appuyant généralement sur des moyens aéroportés ou satellitaires.

Cette mission se décline en différentes activités :

- travaux de recherche sur le développement de radars aéroportés de plus en plus performants,
- expérimentations aéroportées,
- travaux algorithmiques sur le calcul des images SAR et leur calibration
- constitution de bases de données d'images SAR très haute résolution,
- travaux algorithmiques sur l'exploitation des images SAR. : de détection de cibles mobiles, reconnaissance de cibles, extraction du 3D, mesure des hauteurs de forêt, détection et suivi de polluants...
- expertises.

Les systèmes radar exploités sont donc très divers :

- bande UHF, L, X, Ka,
- bandes passantes de largeurs variables, jusqu'à 4GHz en bande X,
- plateformes légères (moto planneur), ou plus stables (Falcon 20).
- conditions de prise de vue variées : linéaires, circulaires, bistatiques,

- radars monovoies, ou multivoies (polarimétriques, interférométriques,...).



FIGURE 1 MOYENS EXPERIMENTAUX DE L'UNITE DE RECHERCHE RIM : A GAUCHE LE FALCON 20 DE LA SOCIETE AVDEF AVEC SA CHARGE UTILE SOUS LES POD, A DROITE LE STEMME.

Trois types de financements permettent de soutenir cet axe de recherche :

- Des études et expertises pour des clients institutionnels : le principal client est la DGA ; le CNES, l'ESA et l'ANR soutiennent aussi cette activité.
- Des études à l'export.
- Des projets pluriannuels autofinancés appelés PR (Projet de Recherche) pour des projets mono-disciplinaires ou PRF (Projet de Recherche Fédérateur) pour des projets multidisciplinaires faisant appel aux compétences scientifiques de plusieurs départements.

L'étendue de la mission de cette équipe de recherche associée à la diversité des clients explique la diversité de mes centres d'intérêt.

I.2 MON PARCOURS

Après avoir soutenu ma thèse de doctorat intitulée " Extraction de modèles numériques de terrain par interférométrie radar satellitaire : algorithmie et artefacts atmosphériques " en 1996, j'ai intégré l'unité de recherche de traitement d'images de l'ONERA du Département Traitement de l'Information et Modélisation (DTIM). Mon thème de recherche concernait l'extraction de modèles numériques d'élévation (MNE) à partir d'images haute-résolution, aéroportées ou spatiales. Durant les 8 années passées au DTIM je me suis concentrée sur l'exploitation d'images optiques visibles, infra-rouge ou d'images SAR en proposant des algorithmies d'extraction de modèle numérique de terrain (MNT) et du bâti [Ori 98], [Ori 03], [Ori 04]. J'ai ainsi encadré 6 stages de DEA ou d'ingénieurs et deux doctorants : Elisabeth Simonetto dont les travaux concernaient la radargrammétrie haute résolution [Sim 02] et François Cellier qui a travaillé sur l'extraction du bâti par interférométrie haute-résolution [Cel 07]. J'ai aussi été co-responsable de deux modules d'enseignement en troisième année de SUPAERO.

Fin 2004, j'ai rejoint l'équipe RIM du DEMR à Palaiseau. Mes activités de recherche se sont alors orientées sur le traitement et l'exploitation des images SAR aéroportées en étroite collaboration avec Hubert Cantalloube ainsi que les autres membres de l'équipe.

Depuis 2004, j'ai participé à 15 projets scientifiques et assuré la responsabilité de 5 d'entre eux². Par ailleurs j'ai été chargé du suivi scientifique de 5 études confiées à des ingénieurs de recherche. Parallèlement à ce travail contractuel, j'ai co-encadré trois doctorants : J.B. Poisson qui a mené des recherches sur [Poi 13], Abigaël Taylor [Tay 16], et Clément Rambour qui travaille actuellement sur la tomographie urbaine.

Le dernier pan de mon activité concerne à partir de 2012, la coordination des travaux des ingénieurs de recherche en traitement du signal de l'unité. Depuis 2013, j'assume le rôle d'adjointe au chef de l'unité RIM sur Palaiseau et prendrai la direction d'unité à partir de janvier 2018 (9 ingénieurs de recherches).

Les détails de mon parcours sont décrits en ANNEXE A tandis que la liste des publications dont je suis co-auteur peut être consultée en ANNEXE B.

I.3 DEMARCHE SCIENTIFIQUE

Mes travaux s'inscrivent dans la thématique de télédétection dans le spectre électromagnétique. Ils ont pour objectif d'étudier l'imagerie radar aéroportée, spatiale, ou plus généralement l'imagerie radar issue de capteurs en mouvement. Il s'agit donc à la fois de contribuer au développement de nouvelles applications et d'en analyser les potentialités afin de pouvoir proposer des utilisations pertinentes en complémentarité avec les autres systèmes d'observation.

L'imagerie radar est un domaine d'étude qui regroupe un nombre important de domaines scientifiques : électromagnétisme, électronique, traitement du signal, traitement de l'image. Généralement l'étude des systèmes radar est découpée en spécialités : la mise au point du radar fait appel à des compétences en hyperfréquences et électronique, le calcul des images SAR est le domaine du traitement du signal, l'exploitation de ces images fait appel à des compétences de traitement du signal, des images, et d'électromagnétisme. A chacune de ces étapes, des hypothèses sont émises sur les résultats obtenus à l'étape précédente. Ainsi, le traitement SAR suppose généralement que le système radar est parfait ; que les acquisitions ont été obtenues dans des conditions optimales. Plus en aval les outils d'exploitation des images SAR supposent souvent que le traitement SAR est idéal.

Ma démarche scientifique consiste à considérer la chaîne de traitement radar dans sa globalité afin :

² Ces projets impliquent généralement une dizaine de personnes. Un projet type se décompose en quatre phases : préparation des radars (impliquant 2 ingénieurs de recherche pendant un à deux mois), une campagne de mesures aéroportées (impliquant 6-7 ingénieurs de recherche pendant un mois), traitement SAR (impliquant 1 à 2 ingénieurs de recherche pendant 6 mois) et exploitation des données (impliquant 1 à 2 ingénieurs de recherche pendant 6 mois).

- d'estimer précisément les potentialités et limitations de chacune des applications
- de mener des travaux algorithmiques tenant compte des spécificités technologiques des radars
- de relâcher certaines contraintes sur les systèmes radar grâce aux outils de traitement du signal.

Ces travaux constituent réellement un travail d'équipe puisqu'ils ont demandé un dialogue constant entre :

- les ingénieurs de recherche en charge des développements des systèmes radar (Olivier Ruault du Plessis, Rémi Baqué, Grégory Bonin, Patrick Fromage, Jean-François Nouvel, Joseph Martinot-Lagarde, Nicolas Castet),
- Hubert Cantalloube qui est, entre autre, l'auteur du logiciel de traitement SAR utilisé par l'équipe,
- et les ingénieurs de recherche chargés du traitement des signaux radar et de leurs applications (Philippe Martineau, Colette Coulombeix, Frédéric Brigui, Luc Vignaud, Martine Chanteclerc, Pascale Dubois-Fernandez, Sébastien Angelliaume, Xavier Dupuis).

Ce manuscrit a donc pour vocation de présenter l'état de mes réflexions sur l'imagerie SAR, réflexions nourries par l'expérience et les résultats de toute cette équipe de recherche. Il se décompose en quatre chapitres.

Le Chapitre I est une analyse théorique du traitement SAR aéroporté dans ces différentes modalités. Il reprend les principales notions utilisées en imagerie SAR monovoie. Il a pour but de présenter les hypothèses utilisées et de présenter différentes modélisations du signal radar adaptées aux données large bande. Ce chapitre est pour moi l'occasion de formaliser les différents concepts utilisés en imagerie SAR et de présenter la manière dont je comprends ce type d'imagerie.

Dans le Chapitre II, nous nous intéressons plus en détail au traitement multivoies cohérent. Ce chapitre a pour but de redémontrer, dans un cas large bande et prise de vue squintée, les principaux résultats de l'interférométrie généralisée. Il différencie le comportement interférométrique du clutter pleinement développé de celui des échos ponctuels ou directifs.

Le Chapitre III, quant à lui, présente l'impact d'un système réel sur le traitement SAR et sur les applications multivoies. Ce chapitre permet de présenter les différents aspects qui, de mon point de vue, doivent être pris en compte dans les modèles d'images SAR pour permettre une exploitation optimale de ces données.

Enfin le Chapitre IV me permet de faire un focus sur certains des travaux que j'ai pu mener au cours de ma carrière et sur lesquels j'ai encadré des étudiants : il s'agit de la calibration des données polarimétriques haute-résolution, l'extraction du 3D et la détection de cibles mobiles.

Un ensemble d'annexes techniques complète ce mémoire.

Chapitre I TRAITEMENT SAR THEORIQUE

Afin de comprendre les différentes hypothèses utilisées dans le traitement du signal SAR, puis dans les différentes techniques d'exploitation des images SAR, nous présentons ici les fondamentaux du traitement SAR ainsi que les modèles des signaux utilisés pour différentes applications.

Un premier paragraphe est consacré au traitement SAR. Nous y abordons la théorie du traitement SAR, les différentes techniques utilisées, les différentes géométries de restitution des images SAR ainsi que les paramètres qui permettent d'évaluer la qualité radiométrique de ces images.

Dans un deuxième temps, nous relâchons l'hypothèse généralement utilisée en imagerie SAR – à savoir que les objets imagés sont immobiles – et nous présentons les effets des mouvements sur l'imagerie SAR.

Enfin, nous abordons la problématique du traitement multivoies en montrant les spécificités de ces traitements lorsqu'on relâche la contrainte de bande étroite.

I.1 TRAITEMENT SAR SUR SCENE IMMOBILE

Ce paragraphe est consacré au traitement qui permet de calculer une image à partir des signaux enregistrés par le radar aéroporté. Il reprend la théorie du SAR développée par différents auteurs. Ce paragraphe peut être vu comme une interprétation des livres de W. Carrara [Car 95], M. Soumekh [Sou 99], I Cumming [Cum 05] et des travaux H. Cantalloube présentés dans [Che 08].

I.1.1 MODELISATION DU SIGNAL

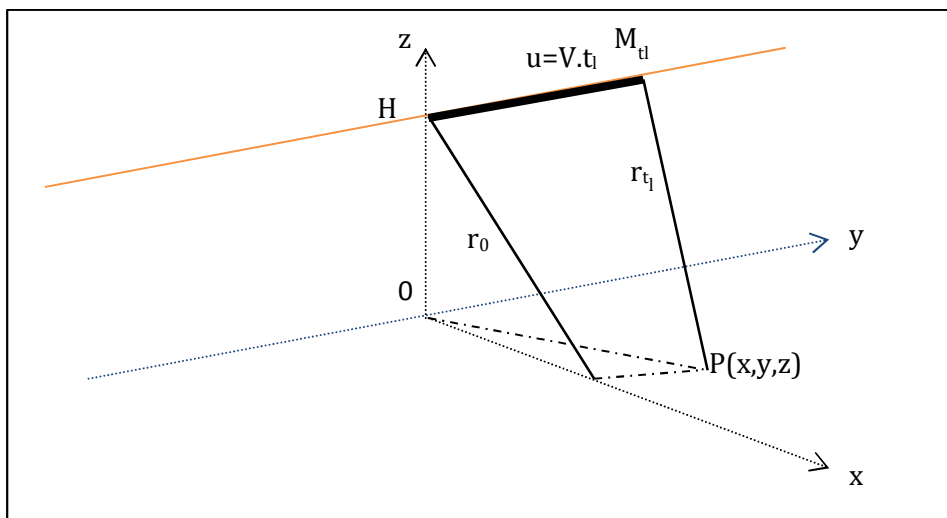


FIGURE I-1 GEOMETRIE D'ACQUISITION. LE CAPTEUR SE DEPLACE SELON UNE TRAJECTOIRE RECTILIGNE UNIFORME INDIQUEE EN VERT. (0, X, Y, Z) DEFINIT LE REPERE MONDE. A UN INSTANT T_L , LE CAPTEUR EST A LA POSITION M_{TL} , A UNE ALTITUDE H . IL IMAGE DES POINTS P AU SOL. ON DEFINIT R_{TL} COMME LA DISTANCE $M_{TL}P$ ET R_0 COMME LA DISTANCE LA PLUS PROCHE ENTRE LA TRAJECTOIRE SUIVIE PAR LE CAPTEUR ET LE POINT P IMAGE.

Soit un porteur équipé d'un système radar se déplaçant selon une trajectoire rectiligne uniforme avec une vitesse d'avancement V . Le radar émet une impulsion radar à intervalles réguliers, c'est à dire avec une fréquence de récurrence fixe appelée PRF (Pulse Repetition Frequency en anglais). Chaque impulsion est émise pendant un temps T (durée d'émission) centré autour du temps $t_l = \frac{l}{PRF}$ où l est le numéro de l'impulsion.

On enregistre le signal reçu entre la fin du signal émis et le début de l'impulsion suivante³ soit entre :

$t \in \left[t_l + \frac{T}{2}, t_{l+1} - \frac{T}{2} \right]$. On a $t = t_l + t_c$ avec $t_c \in \left[0, \frac{1}{PRF} \right]$. t_l est appelé temps long, il correspond au temps lié au déplacement du porteur le long de la trajectoire, t_c est appelé temps court, il correspond au temps lié à la propagation de l'onde.

Dans tout ce mémoire, nous supposons que le signal émis est un chirp qui s'écrit :

$$s(\tau) = e^{j2\pi\left(f_c\tau + \frac{1}{2}\beta\tau^2\right)} \quad \text{avec} \quad -\frac{T}{2} \leq \tau \leq \frac{T}{2} \quad \text{ÉQUATION I-1}$$

³ Dans certaines configurations, notamment en satellitaire, le temps de trajet de l'onde entre le radar et le sol étant plus long que l'intervalle de répétition des impulsions, le signal émis à un temps t_l est reçu entre le temps $\left[\frac{k}{PRF} + \frac{T}{2}, \frac{k+1}{PRF} - \frac{T}{2} \right]$ avec k entier naturel.

Où f_c est la fréquence centrale du chirp, β la pente du chirp et T la durée de l'impulsion (l'origine des temps est prise au milieu de l'émission).

Le chirp est un signal ayant des particularités intéressantes [Cum 05] : il présente une relation linéaire entre fréquence émise et le temps d'impulsion. En effet, la transformée de Fourier d'un chirp, s'écrit de manière approximative :

$$S(f) = e^{-j\pi\frac{(f-f_c)^2}{\beta}} \quad \text{avec} \quad f_c - \frac{B}{2} \leq f \leq f_c + \frac{B}{2} \quad \text{ÉQUATION I-2}$$

Avec B bande de fréquence émise ($B = \beta T$).

Actuellement d'autres types de signaux sont étudiés (signaux LPI (low probability of intercept) par exemple) mais le chirp reste le signal le plus usité.

Supposer que le signal émis est un chirp parfait revient à faire l'hypothèse que le système radar n'introduit pas de distorsion dans le signal émis : système électronique idéal, antenne ayant un gain unité et n'introduisant pas de déphasage, pas d'interaction entre l'onde émise et le porteur.

Le signal émis va se propager jusqu'au sol et va être rétrodiffusé. Le signal reçu s'écrit alors :

$$p(t_c, t_l) = \iiint_{\Lambda} \frac{a(x, y, z)}{r_{t_l}^2} s\left(t - \frac{2r_{t_l}}{c}\right) dx dy dz \quad \text{ÉQUATION I-3}$$

Avec :

- Λ : volume éclairé par le lobe d'antenne
- $a(x, y, z)$: amplitude complexe rétrodiffusée par un point P situé en x, y, z
- c : vitesse de la lumière
- r_{t_l} , distance entre le capteur à l'instant t_l et le point $P(x, y, z)$
-

En modélisant le signal reçu de la sorte :

- On néglige le canal de propagation (on suppose une vitesse de lumière constante et une propagation rectiligne).
- On fait l'hypothèse d'un radar « stop and go » : le capteur est supposé rester à la même position entre le début de l'émission de l'onde et la fin de la réception du signal ce qui revient à négliger l'effet Doppler en temps court.
- On suppose que la rétrodiffusion d'un point au sol ne dépend que de sa position géographique et non du temps (élément immobile) ni de la direction de prise de vue (point isotrope).

- On suppose que le signal enregistré est égal au signal reçu par le radar : il n'y a pas de distorsion dues à l'antenne de réception, à l'électronique de réception ni à l'enregistreur.

De plus, on suppose généralement que la rétrodiffusion provient non pas d'un volume mais d'une surface paramétrée par la distance r_0 et l'azimut y .

$r_0 = \sqrt{x^2 + (z(x, y) - H)^2}$ est la distance la plus proche entre le rétrodiffuseur P et la trajectoire du porteur.

Le signal reçu s'écrit donc :

$$p(t_c, t_l) = \iint_A \frac{a(r_0, y)}{r_{t_l}^2} s\left(t_c - \frac{2r_{t_l}}{c}\right) dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-4}$$

Avec r_{t_l} distance entre le capteur à l'instant t_l et le point au sol situé en (r_0, y) .

Le traitement SAR consiste à utiliser des techniques de traitement du signal pour estimer le signal $a(r_0, y)$ à partir des signaux $p(t_c, t_l)$.

Dans [Hell 87], Hans Hellsten montre que, pour une trajectoire rectiligne uniforme, cette inversion est possible moyennant quelques approximations dont la principale est que le domaine imagé soit situé d'un même côté du radar.

De nombreux auteurs proposent des algorithmes d'inversion qui varient selon les hypothèses utilisées et les géométries de restitution associées. Ces traitements reposent généralement sur l'hypothèse qu'une onde cylindrique peut se décomposer en une somme d'ondes sphériques. Ils se décomposent en deux étapes principales : la compression distance et la compression azimut.

I.1.2 LA COMPRESSION DISTANCE

La compression distance s'effectue généralement par filtrage adapté. Le filtrage adapté est le filtre qui permet de maximiser le rapport signal à bruit en sortie du filtre. Ce filtre adapté s'écrit :

$$y(t_c, t_l) = p(t_c, t_l) \otimes s^*(t_c) \quad \text{ÉQUATION I-5}$$

Si on suppose que le signal émis est un chirp centré sur une fréquence nulle, la réponse impulsionnelle du filtre s'écrit [Cum 05] :

$$y_{impulsionnelle}(t) = (T - |t|) \text{rect}\left(\frac{t}{2T}\right) \text{sinc}[\beta t(T - |t|)] \quad \text{ÉQUATION I-6}$$

Cette réponse impulsionnelle est généralement donnée de manière approximative par :

$$y_{impulsionnelle}(t) = T \text{sinc}[Bt] \quad \text{ÉQUATION I-7}$$

Cette approximation revient à supposer que le chirp émis suit la relation donnée par l'Équation I-2 et que la convolution du chirp émis par la réplique est effectuée par multiplication des spectres.

En posant :

$$r = \frac{ct}{2}, \quad res_{dist} = \frac{c}{2B} \quad \text{Équation I-8}$$

On a :

$$y_{impulsionnelle}(r) = T \text{sinc}\left[\frac{r}{res_{dist}}\right] \quad \text{ÉQUATION I-9}$$

res_{dist} correspond à la résolution distance de l'image radar définie comme la moitié de la distance entre les deux zéros du lobe principal de la fonction sinc. La résolution usuelle, définie comme étant la largeur du pic à -3dB vaut, quant à elle, $0.889 res_{dist}$.

En sortie du filtrage adapté, le rapport signal à bruit (RSB) du signal s'écrit :

$$RSB_{après\ compression\ distance} = BT RSB_{signaux\ bruts} \quad \text{ÉQUATION I-10}$$

Si on suppose que le signal émis est un chirp centré sur une fréquence f_c , on a :

$$y_{impulsionnelle}(t) = e^{-2\pi f_c t} T \text{sinc}[Bt]$$

Ou de manière équivalente

$$y_{impulsionnelle}(t) = e^{-2\pi k_c r} T \text{sinc}\left[\frac{r}{res_{dist}}\right] \quad \text{avec } k_c = \frac{2f_c}{c}$$

I.1.3 MODELE DU SIGNAL RADAR APRES COMPRESSION DISTANCE

Dans le paragraphe précédent, nous avons supposé que le signal émis était un chirp centré sur une fréquence nulle. Or, les systèmes radar émettent des ondes centrées sur une fréquence non nulle. Cependant, pour des raisons technologiques, le signal reçu est généralement démodulé afin d'avoir une fréquence centrale apparente à 0 (on dit que le signal est mis en bande de base)⁴ et les traitements numériques sont effectués sur des signaux dont la fréquence centrale est 0.

⁴ Nous nous intéressons ici au cas où la démodulation se fait par une fréquence fixe et non aux techniques de « deramp on receive » où le signal reçu est directement multiplié par sa réplique dans la chaîne de réception.

Nous présentons donc ici les deux types de modèles : les signaux en bande de base et les signaux en bande réelle car nous verrons par la suite, que les algorithmes de compression SAR fréquentiels s'écrivent plus facilement pour des signaux en bande réelle tandis que les algorithmes de compression temporels sont plus faciles à décrire avec une modélisation en bande de base.

Dans la suite, l'origine des temps courts, et donc des distances, correspond au temps milieu d'émission du chirp.

I.1.3.1 SIGNAL EN BANDE DE BASE

Après compression distance, le signal reçu par le capteur pour le temps court $t_c = \frac{2r_c}{c}$ et le long t_l s'écrit :

$$y\left(t_c = \frac{2r_c}{c}, t_l\right) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_{t_l}^2} e^{-j2\pi k_c r_{t_l}} \text{sinc}\left[\frac{(r_c - r_{t_l})}{res_{dist}}\right] dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-11}$$

r_{t_l} est la distance radar entre la position du capteur à l'instant t_l et le point situé en (r_0, y) , t_c est le temps court correspondant, et $k_c = \frac{2f_c}{c}$

Dans le domaine des fréquentiel lié au temps court :

$$y(f, t_l) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_{t_l}^2} e^{-j2\pi(f_c + f)\frac{2r_{t_l}}{c}} \text{rect}\left(\frac{f}{B}\right) dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-12}$$

On préfère généralement travailler dans le domaine des fréquences spatiales, où, en posant : $k = \frac{2(f-f_c)}{c}$, on a :

$$y(k, t_l) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_{t_l}^2} e^{-j2\pi(k+k_c)r_{t_l}} \text{rect}(k.res_{dist}) dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-13}$$

I.1.3.2 SIGNAL EN BANDE REELLE

Le signal reçu par le capteur après compression distance s'écrit :

$$y\left(t_c = \frac{2r_c}{c}, t_l\right) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_{t_l}^2} e^{j2\pi k_c (r_c - r_{t_l})} \text{sinc}\left[\frac{(r_c - r_{t_l})}{res_{dist}}\right] dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-14}$$

Dans le domaine fréquentiel associé à t , on a :

$$y(f, t_l) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_{t_l}^2} e^{-j2\pi f \frac{2r_{t_l}}{c}} \text{rect}\left(\frac{f - f_c}{B}\right) dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-15}$$

Ou, de manière équivalente :

$$y(k, t_l) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_{t_l}^2} e^{-j2\pi k r_{t_l}} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-16}$$

I.1.4 EQUIVALENCE ENTRE UNE SOMME D'ONDES SPHERIQUES ET UNE ONDE CYLINDRIQUE

Afin de mieux appréhender l'intégration azimut, nous présentons ici le formalisme utilisé dans les traitements de type RMA. Ce formalisme décompose une onde cylindrique en une somme d'ondes sphériques et permet de comprendre le lien entre fréquence Doppler et instant d'intégration.

Comme montré précédemment (cf Équation I-16), en bande réelle, le signal reçu s'écrit :

$$y(k, t_l) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r^2} e^{-j2\pi k r} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) dr_0 dy$$

Où r est la distance à l'instant t_l entre le centre de phase de l'antenne et le rétrodiffuseur situé en (r_0, y) .

$$r = \sqrt{r_0^2 + (y - V t_l)^2} \quad \text{ÉQUATION I-17}$$

r varie en fonction du temps long. La phase $2\pi k r$ est appelée *historique de phase* du point (r_0, y) .

On définit la variable $u = V t_l$ qui correspond au déplacement de l'antenne au cours du temps. Dans le domaine spectral associé à u , on obtient :

$$y(k, k_u) = \int \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y) e^{-j2\pi \left(k \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2} + k_u u \right)}}{r_0^2 + (y - u)^2} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) dr_0 dy du \quad \text{ÉQUATION I-18}$$

En supposant : $k\sqrt{r_0^2 + (y - u)^2} + k_u u \gg 1$, on applique le théorème de la phase stationnaire. Ce théorème fait l'approximation suivante ⁵:

$$I(f) = \int_a^b s(t)e^{j2\pi\varphi(t)} dt \approx \sqrt{\frac{1}{\left|\frac{d^2\varphi}{dt^2}(t_s)\right|}} e^{j\text{signe}\left(\frac{d^2\varphi}{dt^2}(t_s)\right)\frac{\pi}{4}} s(t_s)e^{j2\pi\varphi(t_s)} \quad \text{ÉQUATION I-19}$$

Avec : $\frac{d\varphi}{dt}(t_s) = 0$

Cela revient à dire que si l'on intègre une fonction dont la phase varie très vite au cours du temps, l'énergie majoritaire provient du temps pour lequel la phase du signal atteint un extrémum.

Dans notre cas, l'application du théorème de la phase stationnaire au spectre du signal donne :

$$y(k, k_u) = \iint_{\Lambda} a(r_0, y) \frac{\sqrt{k r_0}}{k \cdot r_0^{3/2}} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{-j2\pi(k_v r_0 + k_u y)} dr_0 dy$$

avec :

$$y - u_s = \frac{k_u}{k_v} r_0 \quad -k \leq k_u \leq k \quad k_v = \sqrt{k^2 - k_u^2} \quad \text{ÉQUATION I-20}$$

Cette formulation fait apparaître la transformée de Fourier d'une fonction définie selon les axes r_0 et y . Cela signifie que l'on peut transformer le spectre 2D du signal radar compressé en distance en spectre 2D de la réflectivité du sol par simple ré-échantillonnage spectral, (i.e. par une transformation bijective qui est définie par l'Équation I-20) : c'est le principe du traitement RMA. Ce ré-échantillonnage est appelé transformée de Stolt.

I.1.5 LIEN ENTRE LE DOMAINE TEMPOREL ET SPECTRAL

L'Équation I-20 montre qu'il existe un lien étroit entre domaine temporel et domaine spectral.

Si on décrit le domaine spectral en coordonnées polaires : on peut définir l'angle γ_s , tel que :

$$k_u = 2k \sin \gamma_s \quad k_v = 2k \cos \gamma_s$$

On obtient alors :

⁵ Théoriquement, le théorème de la phase stationnaire [Erd 56] ne s'applique que pour $\varphi(\mathbf{u}) = \mathbf{k}_u \cdot \mathbf{g}(\mathbf{u})$. Cependant il est couramment utilisé en traitement du signal sans faire l'hypothèse d'une phase proportionnelle à la fréquence. Pour une comparaison entre la méthode de la phase stationnaire et la transformée de Hankel, se référer à l'annexe E de la thèse de Mohamed Tria [Tria 05]. Pour une explication géométrique du théorème de la phase stationnaire, se référer au chapitre 5 de [Che 08].

$$y - u_s = \tan\gamma_s r_0$$

En notant que : $\frac{y-u}{r_0} = \tan\gamma_t$, avec γ_t angle de squint sous lequel le point (r_0, y) est vu par le capteur au temps t_i , on remarque que $\gamma_t = \gamma_s$.

Tout se passe comme si, le radar, en se déplaçant, illuminait le point P d'intérêt avec une onde monochromatique de fréquences spatiales ($k_v = k \cos\gamma_s$, $k_u = k \sin\gamma_s$) où γ_s est l'angle de squint sous lequel est vu le point P à l'instant t_i .

Cela revient à dire qu'une radiale de la couronne du spectre définie par l'angle au sommet γ_s est acquise principalement par le signal émis au temps t_s , correspondant à un angle de squint $\gamma_t = \gamma_s$. On a une équivalence entre domaine spatial et domaine spectral : une intégration azimuth entre le temps t_1 et le temps t_2 , revient à considérer un arc de couronne défini par l'intervalle d'angle de squint $[\gamma_{t_1}, \gamma_{t_2}]$, ou de manière équivalente par l'intervalle de fréquences Doppler $[\frac{2V}{\lambda} \sin(\gamma_{t_1}), \frac{2V}{\lambda} \sin(\gamma_{t_2})]$.

La résolution azimuthale est liée à la largeur du spectre dans la direction azimuth et donc à bande Doppler utilisée.

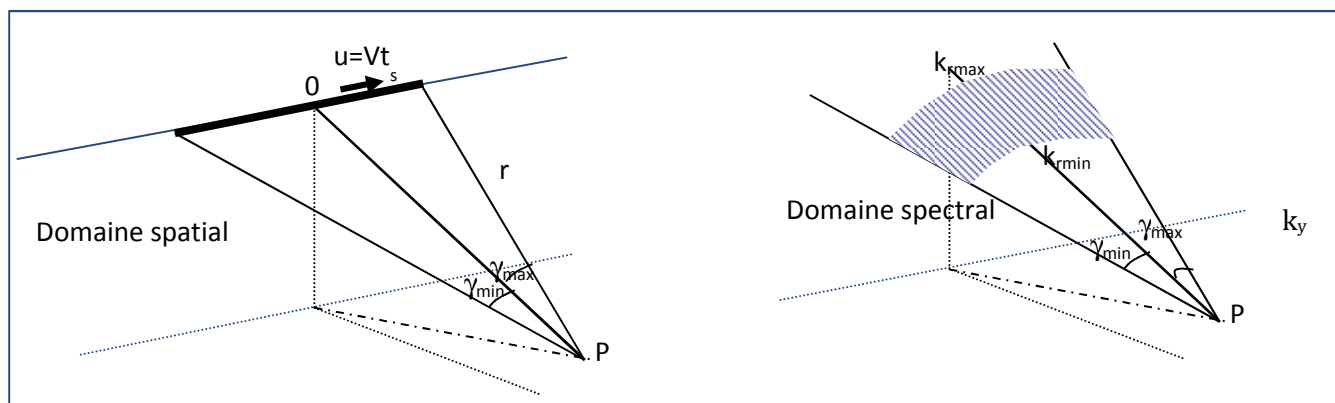


FIGURE I-2 LIEN ENTRE DOMAINE SPATIAL ET DOMAINE SPECTRAL.

Cette modélisation montre aussi l'équivalence entre l'utilisation d'une fenêtre d'intégration temporelle et l'utilisation d'une fenêtre d'intégration fréquentielle. Dans la réalité, ce n'est pas tout à fait vrai puisque la transformée de Fourier d'une fonction à support fini est un support infini.

I.1.6 TYPES D'INTEGRATION ET GEOMETRIE DE RESTITUTION

Outre la bande de fréquence émise et la largeur de la bande Doppler utilisée, un traitement SAR est caractérisé par :

- le temps central d'acquisition et l'angle de squint central de chacun des pixels,
- la géométrie de restitution,
- l'origine des fréquences et des distances.

Chacun de ces paramètres est important pour analyser finement les images.

I.1.6.1 TEMPS CENTRAL ET ANGLE DE SQUINT

Il est important de connaître l'intervalle de temps de prise de vue de chacun des pixels lorsque les signaux reçus dépendent du temps (véhicules se déplaçant par exemple, courants marins, mouvement de glaciers ...).

De même connaître la bande Doppler de synthèse – et donc l'angle de squint associé – permet d'analyser par exemple la directivité des matériaux imagés et les ombres.

Les traitements traditionnels utilisent soit des intervalles temporels constants pour synthétiser les images, soit des intervalles fréquentiels constants (cf. Figure I-3).

Dans le premier cas, l'image est dans une géométrie de type Spotlight. Chacun des pixels de l'image est synthétisé à partir de la même portion de trajectoire, par contre chacun des pixels est imagé avec un angle de squint central qui lui est propre et qui correspond à l'angle de squint sous lequel le point est vu lorsque le capteur est localisé au milieu de l'intervalle d'intégration. Ce type d'image présenté en Figure I-4- bas permet d'imager la portion de terrain illuminée à un instant donné. L'extension azimuth est limitée par l'angle de squint correspondant à une fréquence Doppler égale à la PRF. En fonction des paramètres systèmes utilisés, la zone éclairée peut couvrir toute l'image ou seulement une partie.

Dans le deuxième cas, l'image est dite en mode Stripmap (cf. Figure I-4-haut). L'intégration est réalisée sur des segments de trajectoires glissants de telle manière que chaque point soit intégré avec un même angle de squint moyen. Ce mode permet d'obtenir des images très longues selon l'axe azimuth.

D'autres types d'intégration existent comme par exemple :

- le Spotlight glissant qui fait varier simultanément l'angle de squint central et le temps central de l'acquisition,
- les traitements qui maximisent le rapport signal à bruit et qui proposent de traiter chaque point du sol avec l'angle de squint central correspondant au maximum d'éclairement du point au cours du temps. Ce type de traitement est intéressant pour les incidences très plongeantes pour lesquelles le segment de trajectoire permettant d'observer le sol avec une d'illumination maximale ne correspond pas à un angle de squint constant sur l'image comme indiqué sur la Figure I-5. Mathématiquement, pour une trajectoire horizontale, la courbe des iso-squint d'écrit :

$\sin\theta \cdot \sin\alpha = cste$ avec θ angle d'incidence et α projection de l'angle de squint au sol

Tandis que la courbe d'illumination maximale vérifie :

$\sin\alpha = cste$

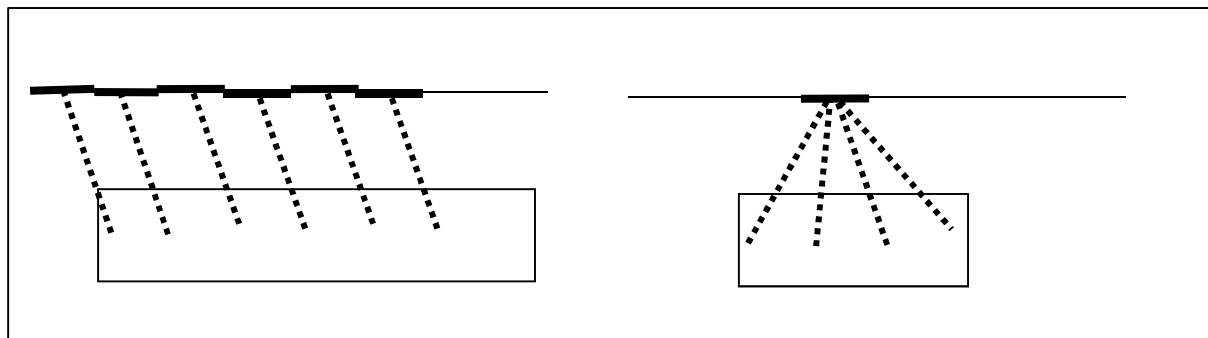


FIGURE I-3 GÉOMÉTRIE SPOTLIGHT ET GÉOMÉTRIE STRIPMAP. A GAUCHE IMAGE STRIPMAP : TOUS LES PIXELS DE L'IMAGE SONT SYNTHÉTISÉS SOUS UN MEME ANGLE DE SQUINT CENTRAL. A DROITE IMAGE SPOTLIGHT, TOUS LES PIXELS DE L'IMAGE SON SYNTHÉTISÉS A PARTIR D'UN MEME BOUT DE TRAJECTOIRE

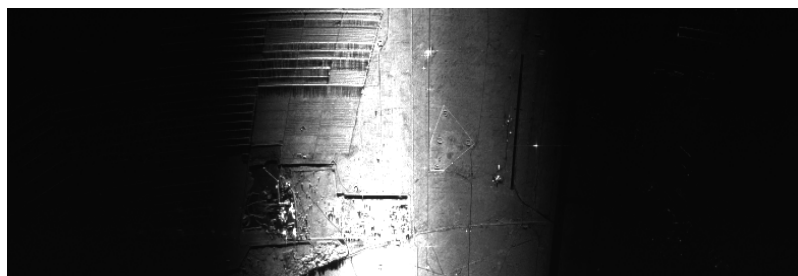


FIGURE I-4 EN HAUT : EXEMPLE D'IMAGE STRIPMAP. EN BAS : EXEMPLE D'IMAGE SPOTLIGHT

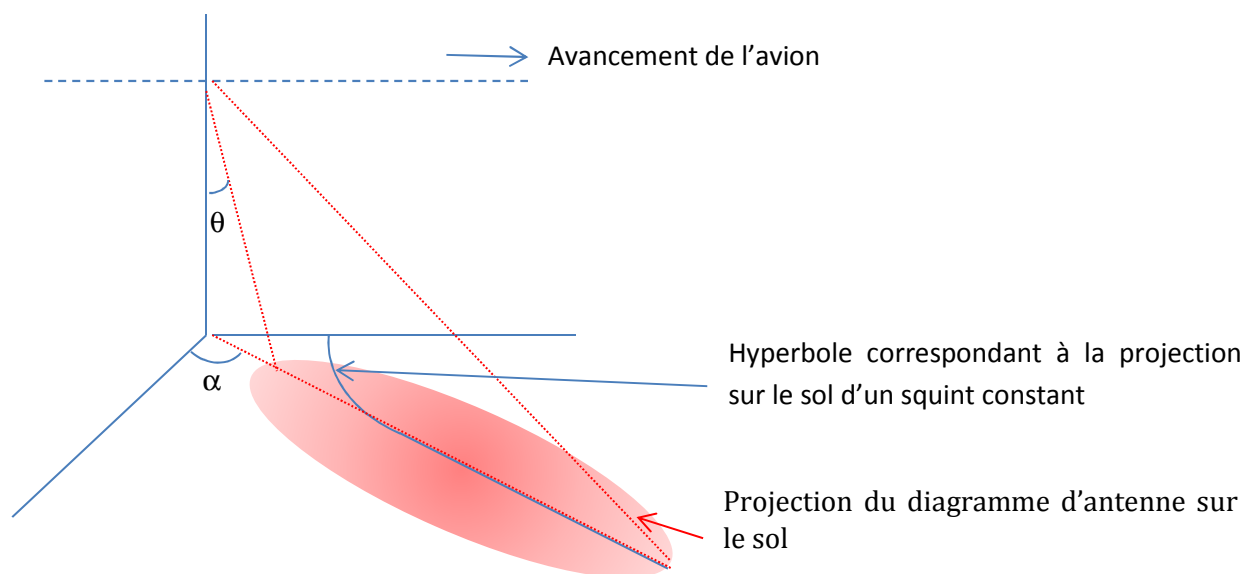


FIGURE I-5 - ILLUSTRATION DE LA NON SUPERPOSITION AU SOL DE LA COURBE DES ISO-SQUINT ET DE LA COURBE DU MAXIMUM D'ILLUMINATION POUR LES INCIDENCES FAIBLES

I.1.6.2 GEOMETRIE DE RESTITUTION DES IMAGES

La géométrie de restitution dépend principalement de l'algorithme utilisé. Elle est choisie de manière à minimiser les étapes de ré-échantillonnage des signaux complexes qui brisent les signaux. Parmi les référentiels généralement utilisés on note :

- le référentiel (r_0, y) L'axe r_0 est l'axe reliant le point P imagé à la position du capteur pour un angle de squint égale à 0 comme indiqué sur la Figure I-1. L'axe azimut y est l'axe de la trajectoire de l'avion. Ce référentiel est généralement appelé le repère distance-azimut. A l'ONERA nous préférons utiliser le repère distance-squinté, azimut où l'axe distance correspond à l'axe reliant le point P image à la position du capteur pour l'angle de squint moyen utilisé.
- Le référentiel distance-angle de squint (ou distance-Doppler). L'axe distance est alors défini comme l'axe reliant le centre de phase du capteur du milieu d'intégration au point image pour chaque angle de squint. La deuxième dimension est donnée par l'angle de squint.
- Les repères cartographiques. Ces repères sont généralement utilisés pour les algorithmes PFA ou les algorithmes de back-projection.

Si l'on connaît l'altitude des points imagés, la transformation géométrique d'un repère à l'autre est immédiate. Les figures suivantes illustrent les positions géographiques des grilles de points des images SAR pour différentes géométries dans le cas d'un sol imagé horizontal.

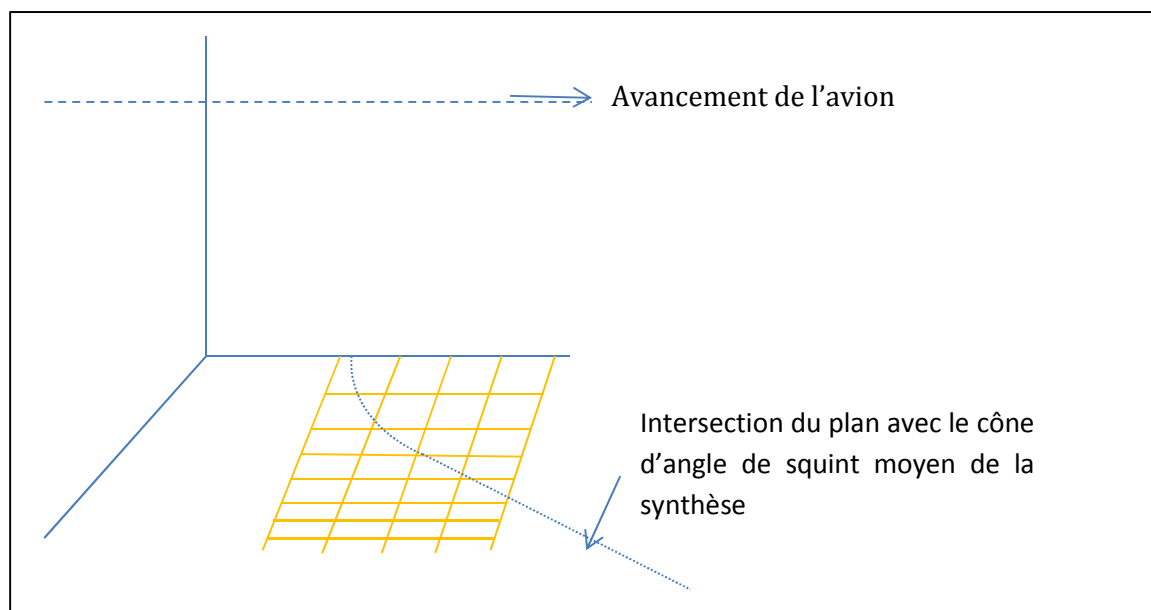


FIGURE I-6 GEOMETRIE DISTANCE AZIMUT : L'AXE DISTANCE EST PERPENDICULAIRE A L'AXE AZIMUT. LE PAS D'ECHANTILLONNAGE EST CONSTANT SELON LES AXES DISTANCE ET AZIMUT, IL VARIE DONC EN $\frac{1}{\cos\theta}$ DANS LA DIRECTION DISTANCE PROJETEE AU SOL.

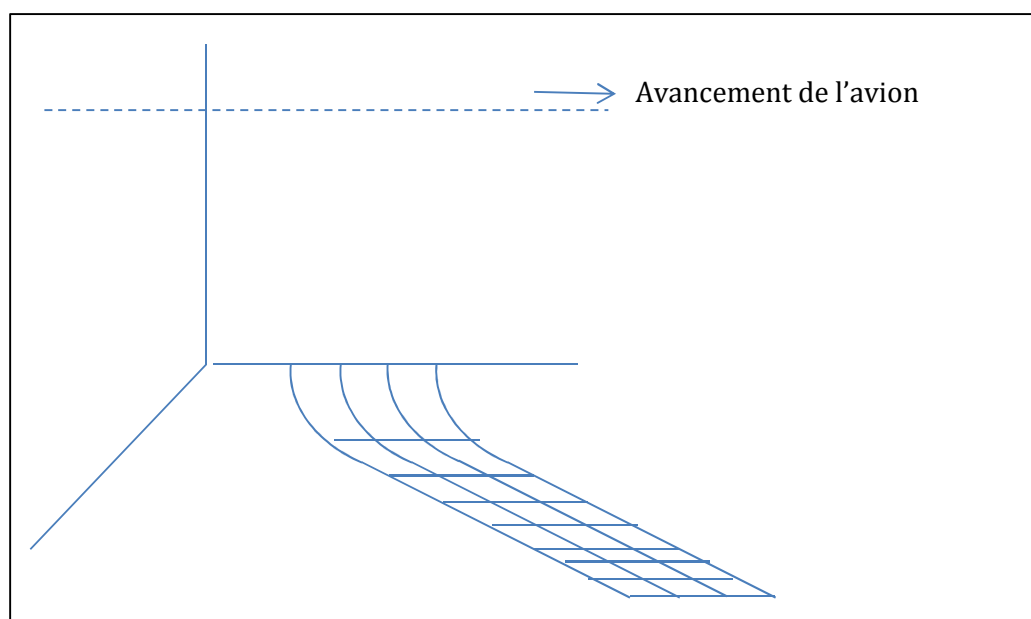


FIGURE I-7 GEOMETRIE DISTANCE-SQUINTEE AZIMUT : L'AXE DISTANCE EST DANS LA DIRECTION DU SQUINT. LE PAS D'ECHANTILLONNAGE EST CONSTANT SELON LES AXES DISTANCE ET AZIMUT, IL VARIE DONC EN $\frac{1}{\cos\theta}$ DANS LA DIRECTION DISTANCE PROJETEE AU SOL.

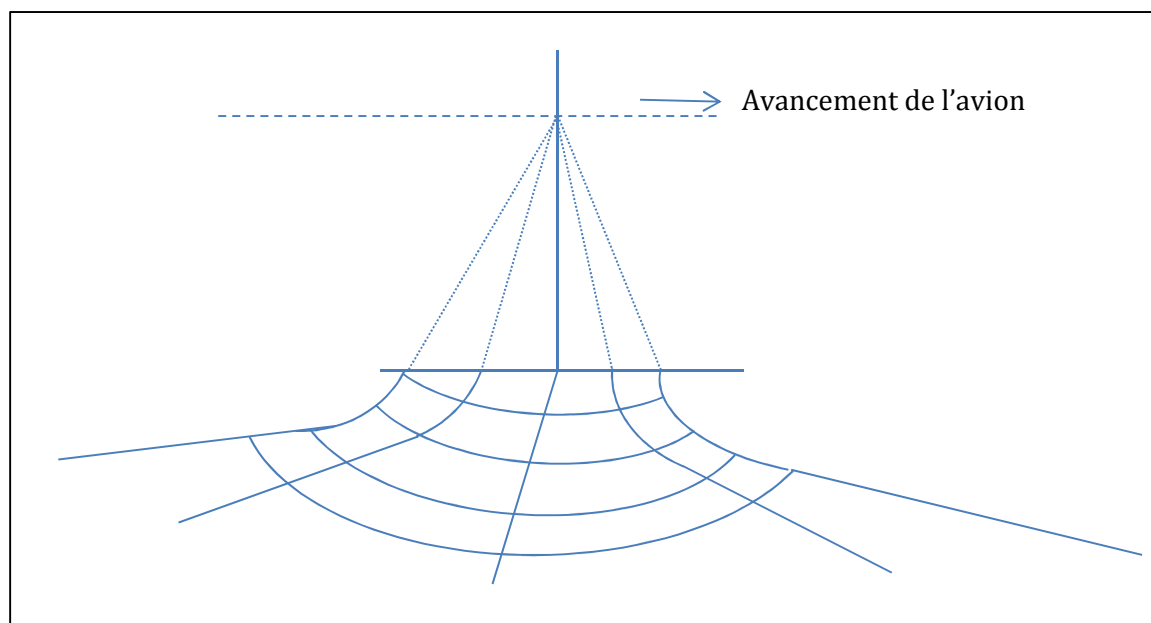


FIGURE I-8 GEOMETRIE DE TYPE SPOTLIGHT : L'AXE DISTANCE EST DANS LA DIRECTION DU SQUINT. L'AXE AZIMUT ECHANTILLONNE L'ANGLE DE SQUINT (OU DE MANIERE EQUIVALENTE LE DOPPLER). LE PAS D'ECHANTILLONNAGE EST CONSTANT SELON LES AXES DISTANCE, IL VARIE DONC EN $\frac{1}{\cos\theta}$ DANS LA DIRECTION DISTANCE PROJETEE AU SOL.

I.1.6.3 ORIGINE DES FREQUENCES ET DES DISTANCES

Le signal SAR étant un signal complexe, et certaines applications utilisant à la fois l'amplitude et la phase du signal, il est important de connaître les repères de restitution de ces signaux et les origines de restitution afin de comprendre la phase des signaux et la signification des différences de phase entre deux signaux. La phase d'un signal est proportionnelle au produit de la fréquence et du temps de propagation. Dans son principe, le traitement SAR compense cette phase en additionnant de manière cohérente les signaux provenant d'un même rétrodiffuseur. Il est donc important pour comprendre la phase de chacun des pixels d'une image SAR de savoir par rapport à quoi cette compensation de phase est réalisée.

De plus, le traitement SAR nécessite des étapes de ré-échantillonnage dans les domaines spatial et fréquentiel. Le ré-échantillonnage complexe est d'autant plus simple que le signal est centré autour de la fréquence 0, les signaux SAR sont donc souvent restitués en fréquence de base (i.e. avec un spectre centré autour du point de fréquence (0,0)). Cela a pour effet de translater le spectre autour de la fréquence (0,0) et donc d'appliquer une rampe de phase sur l'image SAR.

I.1.7 ALGORITHMES DE COMPRESSION

La compression azimut consiste à additionner de manière cohérente les signaux comprimés en distance en compensant le retard de propagation entre le centre de phase de l'antenne (M_{t_i}) à l'instant t_i et le point $P(x,y,z)$ que l'on cherche à focaliser.

De nombreux algorithmes sont proposés pour réaliser cette opération de manière efficace. L'algorithme le plus simple, mais le plus coûteux en temps de calcul consiste à corriger point après

point le temps de propagation entre le centre de phase de l'antenne et la position du point au sol. C'est l'algorithme de back-projection BP [Hell 87]. Une version rapide a été proposée FBP (Fast Back-Projection Algorithm) [Ula 03], [Moo 13] : elle permet de limiter le nombre d'opérations. Les algorithmes RDA (range Doppler Algorithm) [Cur 91], RMA (Range Migration Algorithm) appelé aussi ω -k [Car 95], [Sou 99], CSA (Chirp Scaling Algorithm) [MIT 99] et PFA (Polar Format Algorithm) [Car 95], [Gor 16] sont des algorithmes fréquentiels utilisant des approximations et des géométries de restitution différentes.

Nous présentons ici 4 types de traitement :

- les algorithmes RMA, back-projection, et PFA qui sont les principaux algorithmes utilisés à l'ONERA
- l'algorithme RDA qui a un intérêt historique et permet de comprendre la notion de chirp dans la direction azimut.

I.1.7.1 TRAITEMENT RMA

Le traitement RMA, peut s'appliquer soit pour des traitements à temps d'intégration constants, soit pour des traitements à bande de fréquence Doppler constante. Nous présentons ici les deux types de traitement de manière théorique sans tenir compte des contraintes d'implémentations pratiques⁶.

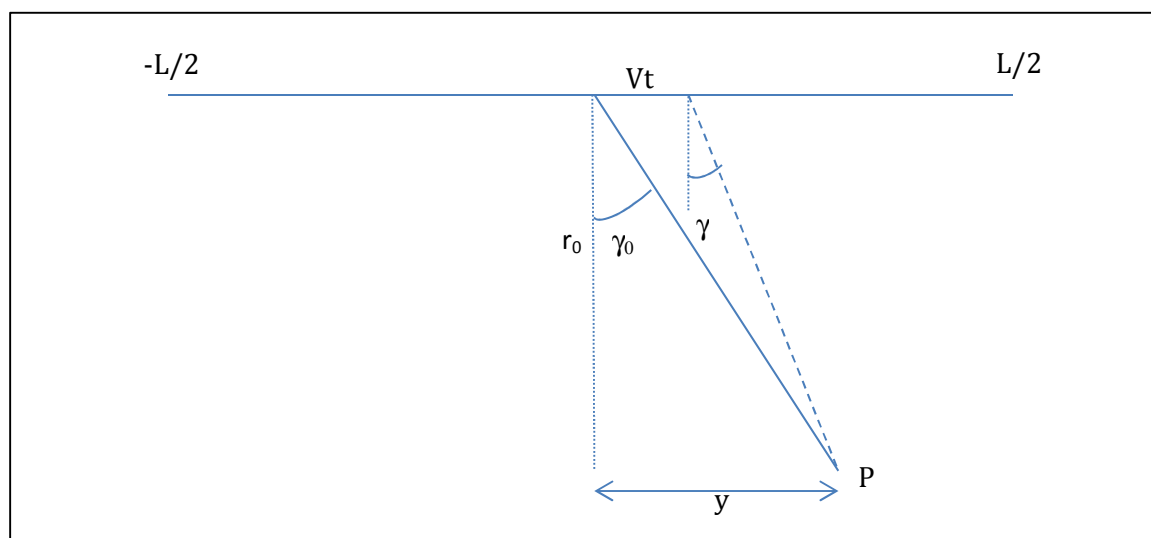


FIGURE I-9 REPRESENTATION DANS LE REPERE (R_0, Y) DE LA GEOMETRIE DE PRISE DE VUE.

⁶ En pratique, les algorithmes de ré-échantillonnage nécessitant d'avoir des spectres centrés autour de la fréquence 0, chaque étape est modifiée pour tenir compte de cette spécificité. D'autre part, les transformées de Fourier sont réalisées par FFT, des précautions doivent être prises pour éviter les repliements dans le calcul des images et pour s'assurer du respect du critère de Nyquist tout au long des traitements. En ce qui concerne les implémentations pratiques, se référer à [Cum 05].

I.1.7.1.1 TRAITEMENT A INTERVALLE DE FREQUENCE CONSTANT

Dans ce cas, le découpage du signal d'intérêt est effectué dans le domaine fréquentiel. La coupure s'effectue généralement sur l'angle de squint γ .

$$y(k, k_u) = \int_u \text{rect}\left(\frac{\gamma(u) - \gamma_{\text{moy}}}{\gamma_{\text{max}} - \gamma_{\text{min}}}\right) \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y) e^{-j2\pi(2k\sqrt{r_0^2 + (y-u)^2} + k_u u)}}{r_0^2 + (y-u)^2} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{\text{dist}}) dr_0 dy du$$

L'approximation de la phase stationnaire s'écrit alors :

$$y(k, k_u) = \iint_{\Lambda} a(r_0, y) \frac{\sqrt{k_v}}{k \cdot r_0^{3/2}} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{\text{dist}}) e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{-j2\pi(k_v r_0 + k_u y)} dr_0 dy$$

Le spectre $y(k, k_u)$ est ré-échantillonné sur une grille régulière en k_v, k_u et multiplié par $\frac{k}{\sqrt{k_v}} e^{j\frac{\pi}{4}}$.

On obtient alors :

$$\boxed{y'(k_v, k_u) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_0^{\frac{3}{2}}} e^{-j2\pi(k_v r_0 + k_u y)} dr_0 dy} \quad \text{Équation I-21}$$

Avec $k_{\text{min}} \leq k \leq k_{\text{max}}$ $k_u = k \sin \gamma$, $k_v = k \cos \gamma$ et $\gamma_{\text{min}} \leq \gamma \leq \gamma_{\text{max}}$

Et après compensation de la propagation, on a :

$$\boxed{\text{sar}(r_0, y_0) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r, y)}{r\sqrt{r}} r_0 \sqrt{r_0} \cdot h(r_0 - r, y_0 - y) dr dy} \quad \text{ÉQUATION I-22}$$

Avec :

$$h(r, y) = \iint_{\Omega} e^{-j2\pi(k_v r + k_u y)} dk_v dk_u$$

$$\Omega = \{(k_v = k \cos \gamma, k_u = k \sin \gamma) | k_{\text{min}} \leq k \leq k_{\text{max}} \text{ et } \gamma_{\text{min}} \leq \gamma \leq \gamma_{\text{max}}\} \quad \text{ÉQUATION I-23}$$

Telle que présentée ici, l'image est définie dans le repère (r_0, y) . Le centre d'intégration est défini pour chacun des points comme étant le point de la trajectoire sous lequel le point P est vu avec un angle de squint γ_{moy} . Pour chaque point, l'origine des distances est prise au centre d'intégration du point et l'origine des fréquences (k_v, k_u) est la fréquence nulle $(0,0)$.

Dans le cas où l'on est à longue portée, on peut supposer que $r_0 = r$ dans le calcul de la compensation de la propagation. Ceci n'est pas vrai à courte portée et l'on peut avoir des lobes secondaires d'échos proches du radar qui masquent des échos plus lointains.

Dans la suite, nous négligerons cet effet et supposerons que la compensation de propagation est idéale.

I.1.7.1.2 TRAITEMENT A TEMPS D'INTEGRATION CONSTANT

Dans ce cas, on utilise le signal uniquement sur la longueur d'intégration L souhaitée. Le découpage ne se fait plus dans le domaine spectral comme précédemment mais dans le domaine temporel :

$$y(k, k_u) = \int \int \int_{\Lambda} \frac{a(r_0, y) e^{-j2\pi(2k\sqrt{r_0^2+(y-u)^2+k_u u}}}{r_0^2 + (y-u)^2} \text{rect}((k-k_c)res_{dist}) \text{rect}\left(\frac{u}{L}\right) dr_0 dy du$$

L'approximation de la phase stationnaire s'écrit alors :

pour k_u tel que $\left|y_0 - r_0 \frac{k_u}{k_v}\right| < \frac{L}{2}$

$$y(k, k_u) = \int \int_{\Lambda} a(r_0, y) \frac{\sqrt{k_v}}{k \cdot r_0^{3/2}} \text{rect}((k-k_c)res_{dist}) e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{-j2\pi(k_v r_0 + k_u y)} dr_0 dy$$

pour $\left|u_s = y_0 - r_0 \frac{k_u}{k_v}\right| > \frac{L}{2}$ $y(k, k_u) = 0$

Le spectre $y(k, k_u)$ est ré-échantillonné sur une grille régulière en k_v, k_u et multiplié par $\frac{k}{\sqrt{k_v}} e^{j\frac{\pi}{4}}$.

On obtient alors :

$$y'(k_v, k_u) = \int \int_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_0^{\frac{3}{2}}} \text{rect}_{\Omega_{r_0, y}}(k_v, k_u) e^{-j2\pi(k_v r_0 + k_u y)} dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-24}$$

Avec rect_{Ω} fonction égale à 1 dans Ω et 0 à l'extérieur :

$$\Omega_{r_0, y_0} = \left\{ (k_v = k \cos \gamma, k_u = k \sin \gamma) \mid k_{min} \leq k \leq k_{max} \quad \text{et} \quad \frac{y_0}{r_0} - \frac{L}{2r_0} \leq \tan \gamma \leq \frac{y_0}{r_0} + \frac{L}{2r_0} \right\}$$

La fenêtre spectrale dépend donc du point considéré. L'image SAR, qui correspond à la transformée de Fourier inverse de l'Équation I-24 ne s'écrit pas simplement. Cependant, en imagerie SAR, on suppose que la fenêtre Ω_{r_0, y_0} varie lentement avec (r_0, y_0) et l'image SAR est modélisée, après compensation de la propagation, par :

$$\boxed{sar(r_0, y_0) = \int \int_{\Lambda} a(r, y) h_{r_0, y_0}(r_0 - r, y_0 - y) dr dy} \quad \text{ÉQUATION I-25}$$

Avec

$$h_{r_0,y_0}(r,y) = \iint_{\Omega_{r_0,y_0}} e^{-j2\pi(k_v r + k_u y)} dk_v dk_u$$

$$\Omega_{r_0,y_0} = \left\{ (k_v = k \cos \gamma, k_u = k \sin \gamma) \mid k_{min} \leq k \leq k_{max} \quad \text{et} \quad \frac{y_0}{r_0} - \frac{L}{2r_0} \leq \tan \gamma \leq \frac{y_0}{r_0} + \frac{L}{2r_0} \right\}$$

La surface utile Ω du spectre évolue donc d'un point à l'autre de l'image SAR.

Un tel traitement aboutit à un spectre dit « défilant » : selon la position du spectre associé à un point brillant est centré sur fréquence Doppler – ou de manière équivalente l'angle de squint moyen – du point.

Et dans le domaine spectral :

$$sar(k, k_u) = \iint_{\Lambda} a(r_0, y) \text{rect}_{\Omega_{r_0,y}}(k_v, k_u) e^{-j2\pi(k_v r_0 + k_u y)} dr_0 dy$$

ÉQUATION I-26

I.1.7.1.3 APPROXIMATION DU SPECTRE PART UN RECTANGLE

La forme du spectre associé à un ponctuel d'un traitement RMA est un arc de couronne comme représenté en bleu sur la Figure I-10.

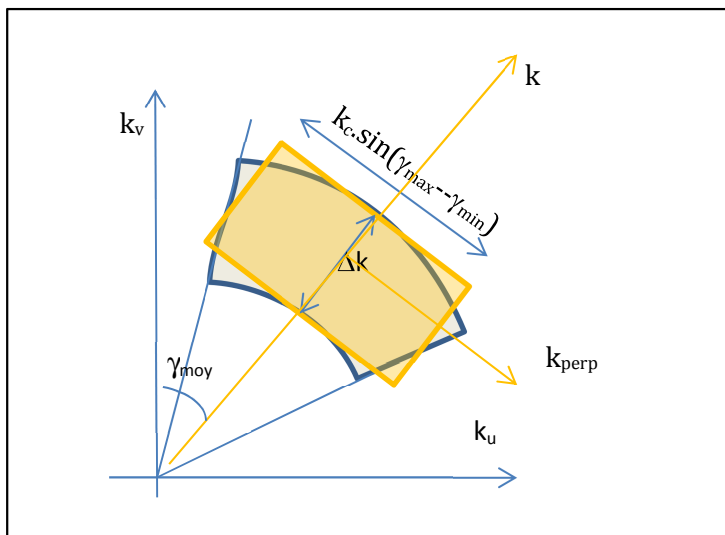


FIGURE I-10 REPRESENTATION DU SPECTRE D'UNE IMAGE SAR. EN BLEU, ARC DE COURONNE CORRESPONDANT AU MODELE RMA. EN JAUNE, APPROXIMATION RECTANGULAIRE DE CE SPECTRE

En assimilant cet arc de couronne à un rectangle, on a :

$$\begin{bmatrix} k_v \\ k_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma_{moy} & -\sin\gamma_{moy} \\ \sin\gamma_{moy} & \cos\gamma_{moy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k \\ k_{perp} \end{bmatrix} \quad \text{ÉQUATION I-27}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_c - \frac{B}{c} < k < k_c + \frac{B}{c} \\ -k_c \tan \frac{\delta\gamma}{2} < k_{perp} < k_c \tan \frac{\delta\gamma}{2} \end{array} \right. \quad \text{ÉQUATION I-28}$$

$$\gamma_{moy} = \frac{\gamma_{max} + \gamma_{min}}{2} \quad \text{et} \quad |\delta\gamma| < \frac{\gamma_{max} - \gamma_{min}}{2}$$

La réponse impulsionnelle approchée du système s'écrit alors :

$$h_{r_0, y_0}(r, y) = e^{-j2\pi(k_c \cos\gamma_{moy} r_0 + k_c \sin\gamma_{moy} y)} \operatorname{sinc}\left(\frac{\cos\gamma_{moy} r_0 + \sin\gamma_{moy} y}{res_d}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{-\sin\gamma_{moy} r_0 + \cos\gamma_{moy} y}{res_{perp}}\right)$$

$$\text{avec } res_d = \frac{1}{\Delta k} = \frac{c}{2B}, \quad res_{perp} = \frac{1}{\Delta k_u} = \frac{c}{4f_0 \tan(\frac{\delta\lambda}{2})}$$

On remarque que les axes principaux de la réponse impulsionnelle correspondent à la direction de visée et à la direction perpendiculaire à la direction de visée dans le plan (r_0, y) .

Cas particulier d'image synthétisé avec un angle de squint moyen égal à 0 :

Lorsque l'angle de squint moyen utilisé est 0. L'image SAR s'écrit :

$$sar(r_0, y_0) = \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi k_c (r_0 - r)} \operatorname{sinc}\left(\frac{r_0 - r}{res_d}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{y_0 - y}{res_y}\right) dr dy$$

Et dans le domaine spectral :

$$sar(k, k_u) = \iint_{\Lambda} \operatorname{rect}(k_v res_{dist}) \operatorname{rect}(k_u res_{az}) a(r_0, y) e^{-j2\pi(k_v r_0 + k_u y)} dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-29}$$

I.1.7.1.4 DISCUSSION SUR LE TRAITEMENT RMA

Le traitement de type RMA est un traitement très puissant puisqu'il permet de limiter les hypothèses faites sur le signal radar : la focalisation est réalisée par ré-échantillonnage du spectre. Le traitement RMA doit être appliqué pour des signaux dont l'origine des distances est le centre de phase du radar et l'origine des fréquences est à 0 (signal en bande réelle). La principale difficulté et source de bruit réside dans le ré-échantillonnage du spectre qui est réalisé pour des

signaux centrés, aussi bien en distance qu'en fréquence. Il faut donc revoir les équations en conséquence.

Notons que dans ce traitement, nous ne parlons pas de « migration distance » (phénomène traduisant la variation de distance des points imagés pendant le temps d'intégration). Ce phénomène est naturellement pris en compte dans le ré échantillonnage spectral.

I.1.7.2 L'ALGORITHME DE BACKPROJECTION OU DE FAST-BACK-PROJECTION

I.1.7.2.1 BACK PROJECTION

Il s'agit ici de corrélérer le signal reçu à la fois en temps court et en temps long avec le signal qui proviendrait d'un écho ponctuel situé à une position (X,Y,Z) définie dans un repère choisi pour l'utilisateur.

Le signal reçu à un temps long $t_l = \frac{u}{v}$, comprimé en distance et mis en bande de base s'écrit (Équation I-11) :

$$y(r, u) = \iint_A \frac{a(r'_0, y)}{r_0'^2 + (y' - u)^2} e^{-j2\pi k_c \sqrt{r_0'^2 + (y' - u)^2}} \text{sinc} \left[\frac{(r - \sqrt{r_0'^2 + (y' - u)^2})}{res_{dist}} \right] dr'_0 dy'$$

L'algorithme de back-projection consiste à compenser le déphasage lié à la propagation par le déphasage qu'aurait le signal s'il provenait d'un point situé en (r_0, y) :

$$s_{r,y}(r, u) = e^{j2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2}}$$

On a donc :

$$y'(r, u) = \iint_A \frac{a(r'_0, y)}{r_0'^2 + (y' - u)^2} e^{-j2\pi k_c (\sqrt{r_0'^2 + (y' - u)^2} - \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2})} \text{sinc} \left[\frac{(\sqrt{r_0'^2 + (y' - u)^2} - r)}{res_{dist}} \right] dr'_0 dy'$$

En faisant l'approximation que la fonction sinc peut être approchée par une fonction rectangle de largeur la résolution distance, cette intégrale devient une intégrale curviligne le long du cercle ayant pour centre, le centre de phase de l'antenne au temps t_l , et de rayon r .

$$y'(r, u) = \frac{1}{r^2} \int_{s_u} \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2 = r} a(r_0, y) ds_u$$

L'image SAR est ensuite obtenue par addition des signaux acquis pendant le temps d'intégration considéré.

$$sar(r_0, y) = \int_{u_{min}}^{u_{max}} y'(r, u) du = \int_{u_{min}}^{u_{max}} \int_{s_u} \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2 = r} a(r_0, y) ds_u du$$

Il est important de noter que le lieu des points des intégrales curvilignes change en fonction du temps long et donc de u . Ainsi seul le point (r_0, y) et son proche voisinage sont communs à toutes les intégrales curvilignes utilisées sur l'intervalle d'intégration (cf. Figure I-11). C'est cette propriété qui permet d'avoir une addition cohérente des signaux uniquement sur le point recherché et son entourage.

Cette opération est très demandeuse en temps de calcul car il faut, pour chaque temps long utilisé, estimer le signal compressé distance à la distance exacte du point que l'on veut focaliser, ce qui demande un ré-échantillonnage en distance qui varie à la fois pour chaque point focalisé et chaque temps t_i .

Par contre un tel algorithme est très adaptable puisque l'utilisateur peut choisir la géométrie de restitution et peut compenser tous les phénomènes liés à des systèmes réels sans faire d'approximation.

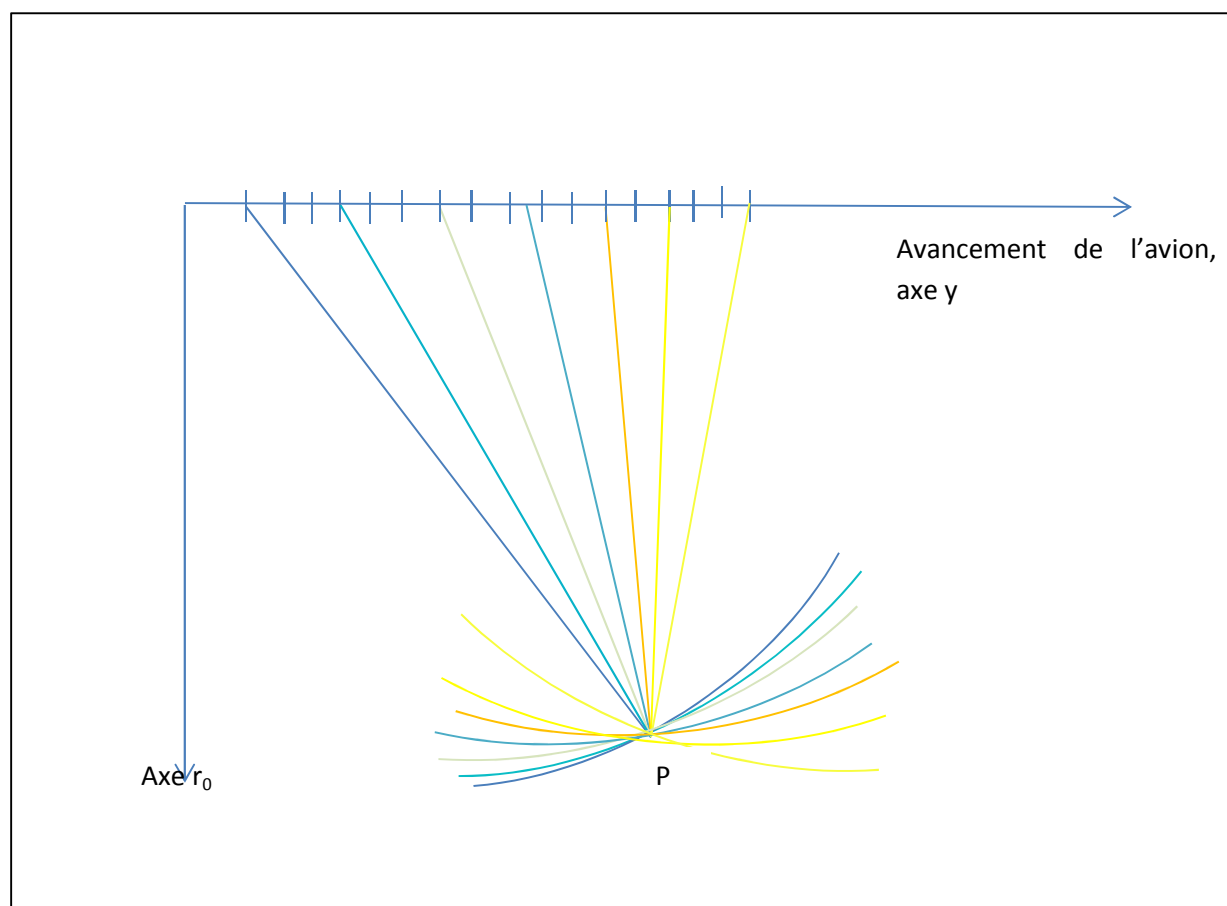


FIGURE I-11 LES COURBES DE COULEURS REPRESENTENT DIFFERENTS CONTOURS D'INTEGRATION EN FONCTION DE L'AVANCEMENT DE L'AVION ET CONTRIBUANT A LA SYNTHESE DU POINT P

I.1.7.2.2 L'ALGORITHME DE BACK-PROJECTION RAPIDE

Afin de réduire le temps de calcul de l'algorithme de back projection un algorithme de fast back-projection a été proposé par L. Ulander [Ula 03]. Il s'agit d'un algorithme récursif qui synthétise l'antenne de manière itérative.

I.1.7.2.2.1 CAS D'UNE IMAGE INTEGREE SUR UN INTERVALLE DE TEMPS FIXE

La première étape consiste à utiliser l'algorithme de back-projection sur des antennes élémentaires courtes et de restituer pour chaque segment d'antenne une image de faible résolution en coordonnées polaires (le repère associé à chacune des images).

Les étapes suivantes consistent à ré-échantillonner deux images consécutives pour les mettre dans un même repère et pour créer une image deux fois plus résolue en azimuth correspondant à une antenne deux fois plus grande. Cette opération est répétée jusqu'à obtenir l'antenne synthétique –et donc la résolution azimuth- demandée.

Ce type de traitement demande une suite de ré-échantillonnages de données complexes, or ce type de ré-échantillonnage augmente le bruit de calcul, il est donc important de choisir des repères de restitutions adaptés afin que les étapes d'échantillonnage soient minimisées.

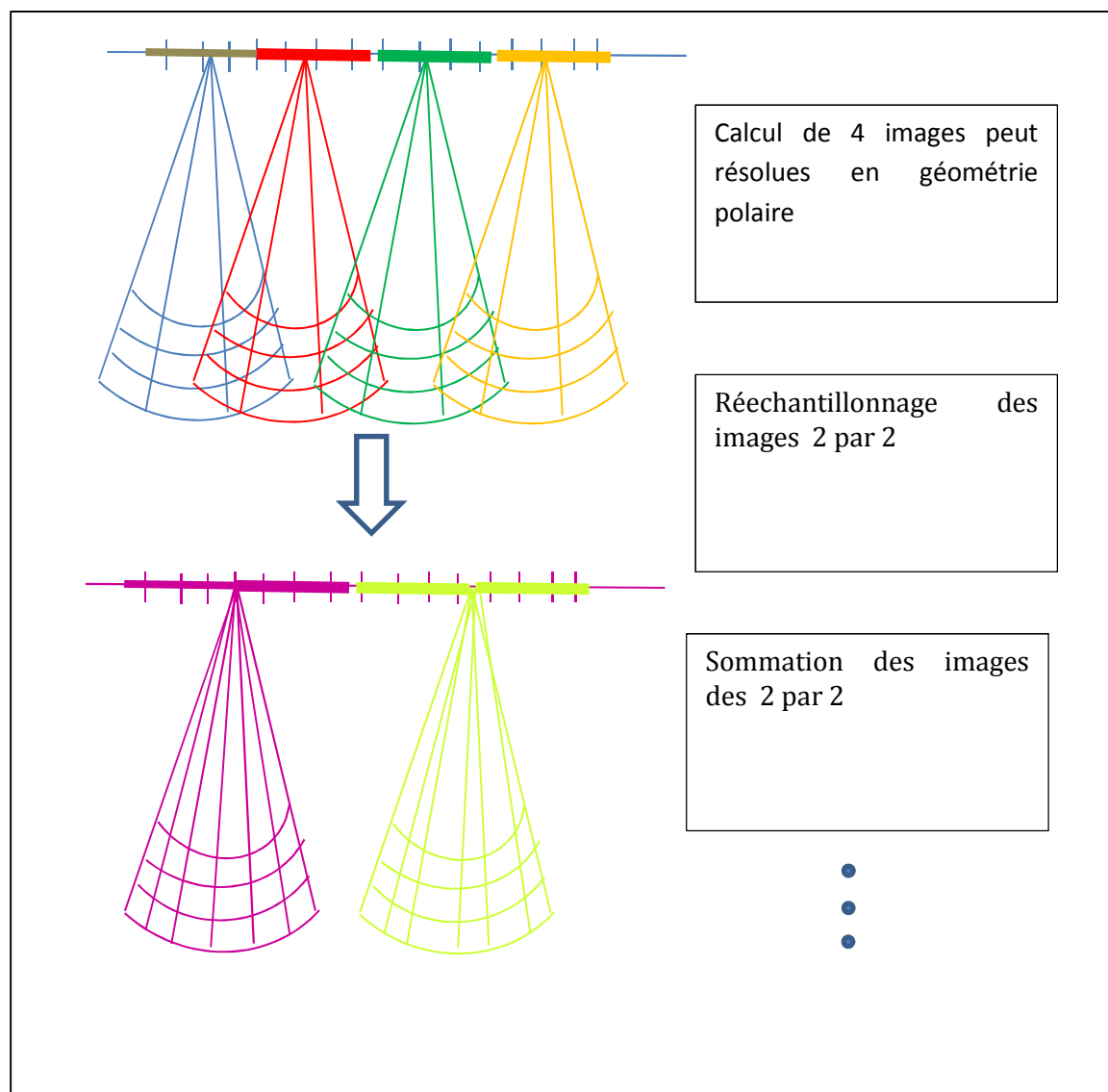
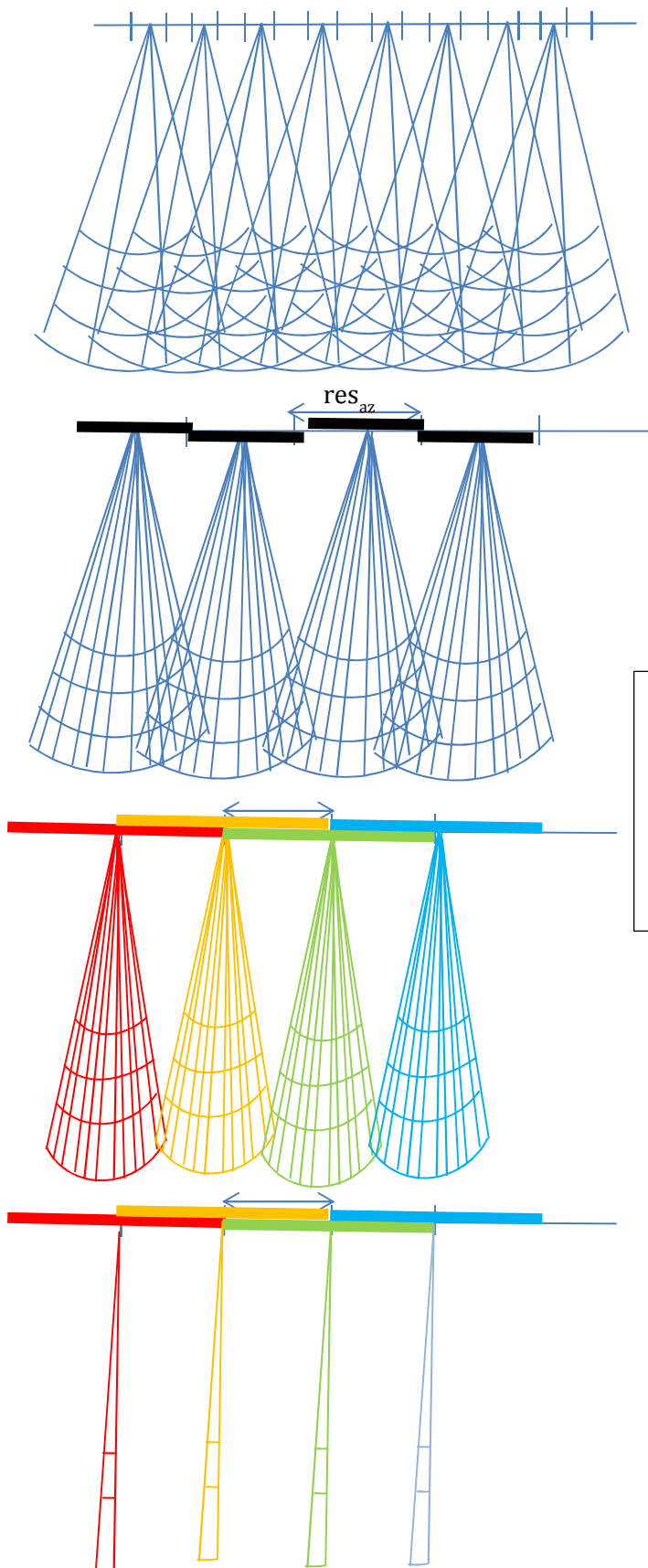


FIGURE I-12 ILLUSTRATION DE LA TECHNIQUE « FAST BACKPROJECTION ». REPERE DISTANCE AZIMUT. LE QUADRILLAGE REPRESENTE LA TAILLE DES CELLULES DE RESOLUTION A CHAQUE ETAPE. CONTRAIREMENT A CE QUE LAISSE PENSER CE SCHEMA, LES DIFFERENTES IMAGES REGARDENT LA MEME ZONE DU SOL. L'ETENDUE DOPPLER UTILISEE CORRESPOND A L'ETENDUE DOPPLER DU DIAGRAMME D'ANTENNE.

1.1.7.2.2 DANS LE CAS STRIPMAP

La même procédure peut être appliquée. Dans ce cas, l'échantillonnage de la trajectoire diminue jusqu'à atteindre l'échantillonnage souhaité en azimut et l'excursion angulaire de chacune des images élémentaires est limitée par l'angle d'intégration maximal utilisé pour la focalisation.



Diminution du nombre de points de la trajectoire en azimuth et augmentation de l'échantillonnage en squint par sommation des données 2 par 2 jusqu'à obtenir l'échantillonnage de la trajectoire correspondant à la résolution azimuth souhaitée.

Le nombre de points de la trajectoire en azimuth correspond à la résolution azimuth de l'image finale. Augmentation de la résolution doppler et diminution de l'étendue doppler de chaque image.

-
-
-

Au final, il ne reste plus qu'une direction de visée correspondant au doppler moyen par cellule de résolution azimuth

FIGURE I-13 SCHEMA ILLUSTRANT LES DIFFERENTES ETAPES D'UN TRAITEMENT STRIPMAP DE TYPE « FAST BACKPROJECTION »

I.1.7.3 TRAITEMENT PFA [SOU 99]

Le traitement PFA (Polar Format Algorithm), expliqué dans [Sou 99] consiste à utiliser un repère centré sur la position du centre de la zone imagée. Ce traitement est un traitement de type Spotlight puisque l'intégration est effectuée pour une durée déterminée. La compensation de phase est calculée uniquement pour le point central de la zone et appliquée à toute l'image. C'est donc un algorithme utilisable pour des zones de faible extension. Il présente l'avantage d'être facilement transposable pour tout type de trajectoire.

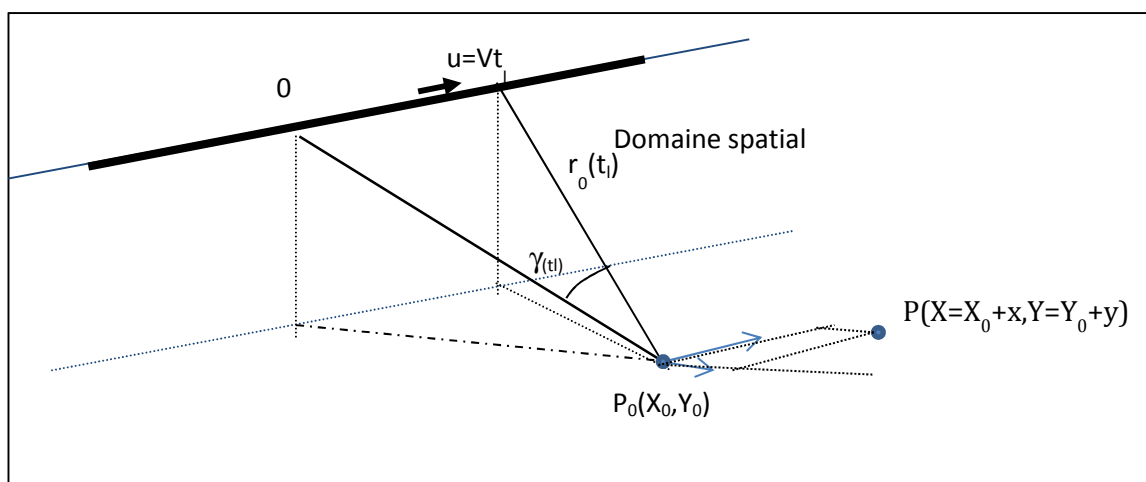


FIGURE I-14 NOTATIONS UTILISEES DANS LE FORMALISME PFA

La zone imagée est supposée horizontale, et la trajectoire est située à une hauteur H par rapport à la zone imagée.

Pour un temps long $t_l = \frac{u}{V}$ donné, le spectre distance en bande réelle s'écrit (cf Équation I-16):

$$y(k, u) = \iint_{\Lambda} \frac{a(X, Y)}{r^2} e^{-j2\pi k r} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) dX dY$$

Avec r, distance entre le centre de phase de l'antenne et le point de coordonnées $(X=X_0+x, Y=Y_0+y)$.

En compensant la phase de ce signal par la phase du signal au centre de la scène, on a :

$$y(k, u) = \iint_{\Lambda} \frac{a(x, y)}{r^2} e^{-j2\pi k (r - r_0)} dx dy$$

$$\text{Avec : } r - r_0 = \sqrt{(x + X_0)^2 + (y + Y_0 - u)^2 + H^2} - \sqrt{X_0^2 + (Y_0 - u)^2 + H^2}$$

$$r - r_0 \approx \frac{X_0}{r_0} x + \frac{Y_0 - u}{r_0} y$$

En posant : $k_x = k \frac{X_0}{r_0}$ et $k_y = k \frac{Y_0 - u}{r_0}$, on a :

$$y(k_x, k_y) = \iint_{\Lambda} a(x, y) e^{-j2\pi[k_x x + k_y y]} dx dy$$

Une transformée de Fourier 2D inverse du spectre distance ré-échantillonné en k_x , k_y , permet de trouver la réflectivité des points au sol.

I.1.7.4 TRAITEMENT RDA

Nous présentons ici, le traitement RDA (Range Doppler Algorithm [Cur 91]) qui fut l'un des premiers algorithmes mis au point et permet de synthétiser des images à basse résolution azimuth.

Le traitement RDA suppose que la réponse impulsionnelle en distance est égale à un Dirac.

$$y(r_0, u) = \int_y \frac{a(r_0^2, y)}{r_0^2 + (y - u)^2} e^{-j2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + (y - u)^2}} dy$$

L'historique de phase est modélisé par une fonction d'ordre 2 en u :

$$\varphi(u) = 2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + (y - u)^2} = 2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + y^2} - u \frac{2\pi k_c y}{\sqrt{r_0^2 + y^2}} + \frac{1}{2} \frac{2\pi k_c r_0^2}{(r_0^2 + y^2)^{3/2}} u^2$$

En posant $r = \sqrt{r_0^2 + y^2}$ et $\sin\gamma = \frac{y}{r}$, on trouve :

$$\varphi(u) = \varphi(0) - \alpha u + \frac{1}{2} \beta u^2$$

ÉQUATION I-30

$$\alpha = -2\pi k_c \sin\gamma ; \beta = 2\pi k_c \frac{\cos^2\gamma}{r}$$

On voit apparaître un chirp dans la direction azimuthale de fréquence spatiale centrale $k_c \sin\gamma$ et de pente : $k_c \frac{\cos^2\gamma}{r}$.

La fréquence doppler centrale f_D s'écrit :

$$f_D = 2f_c \frac{V}{c} \sin\gamma$$

ÉQUATION I-31

et la pente Doppler β_D s'écrit :

$$\beta_D = 2f_c \frac{V^2 \cos^2\gamma}{c \cdot r}$$

ÉQUATION I-32

Le traitement RDA consiste donc à :

- Faire la compression distance des signaux bruts car convolution du chirp distance
- Aligner en azimut les signaux ainsi obtenus pour corriger la migration distance due à la variation de distance radiale pendant l'intégration
- Faire la compression azimut par convolution du signal avec un chirp défini à l'équation Équation I-30.

I.1.7.5 BILAN DES DIFFERENTS TRAITEMENTS SAR

Nous avons présenté dans ce paragraphe plusieurs types de traitements SAR. Certains permettent d'obtenir des images de type Stripmap, d'autre permettent d'obtenir des images de type Spotlight. La modélisation RMA nous a permis de plus de montrer l'équivalence entre le domaine spectral et le domaine spatial et d'avoir une représentation 3D du spectre d'un point (Figure I-2). Le traitement de back-projection nous a permis, quant à lui, d'avoir une représentation géométrique du traitement SAR (Figure I-11).

Il est intéressant de remarquer que ces traitements jouent sur l'équivalence entre domaine spectral et domaine spatial. Ainsi, dans le traitement RMA il faut ré-échantillonner le spectre (k, k_u) puis revenir dans le domaine spatial par transformée de Fourier 2D inverse. Le traitement PFA, quant à lui, effectue la compensation de phase dans le domaine (k, u) ; l'image est ensuite obtenue par transformée de Fourier 2D inverse. Enfin les traitements de type back-projection calculent dans le domaine spatial (r, u).

Dans la suite de ce manuscrit, nous modéliserons généralement l'image SAR à partir du formalisme RMA (Équation I-25 et Équation I-26) avec un support spectral qui dépendra du type de traitement considéré.

I.1.8 GEOMETRIE DES IMAGES SAR

La position de chaque point dans l'image SAR permet de connaître deux équations de géoréférencement. Ces équations sont données par rapport à l'origine de la trajectoire M_0 .

Lorsque l'image est définie par (r_0, y) , on a les relations :

$$\begin{aligned} \overline{M_0P} \cdot \vec{V} &= V \cdot y \\ M_0P^2 - y^2 &= r_0^2 \end{aligned}$$

Le point M_0 n'est pas forcément le centre d'intégration du point P : il doit simplement être cohérent avec la mesure y .

Lorsque l'image est définie par (r_0, γ_{moy}) , γ_{moy} étant l'angle de squint moyen utilisé lors de l'intégration du point P, on a :

$$\begin{aligned} \overline{M_0P} \cdot \vec{V} &= V \cdot r_0 \tan \gamma_{moy} \\ M_0P &= \frac{r_0}{\cos \gamma_{moy}} \end{aligned}$$

Ici, le point M_0 est le centre d'intégration du point P.

On peut donc, connaissant l'altitude du point P, et la position de M_0 , géoréférencer le point P.

On remarque que dans le cas d'une image définie par (r_0, γ) , les équations de géoréférencement ne dépendent pas de l'angle de squint utilisé lors de la synthèse SAR mais uniquement de la position d'un point M_0 de référence sur la trajectoire. Par contre, dans le cas d'une image définie dans un repère (r_0, γ_{moy}) , l'angle de squint et la position de centre d'intégration est nécessaire au géoréférencement.

I.1.8.1 INFLUENCE DE L'ALTITUDE SUR LE TRAITEMENT SAR

L'imagerie SAR étant une projection 2D de l'espace 3D, nous cherchons ici à déterminer le lieu des points qui apparaissent au même endroit sur l'image SAR.

Nous considérons donc deux points P et Q qui apparaissent au même endroit sur l'image SAR. Ces points sont situés à une distance R_0 du point de référence de la trajectoire et à un azimut γ . On a donc :

$$\overrightarrow{M_0P} \cdot \vec{V} = V \cdot \gamma \quad \text{et} \quad \overrightarrow{M_0Q} \cdot \vec{V} = V \cdot \gamma \quad \text{donc} \quad \overrightarrow{PQ} \cdot \vec{V} = 0$$

Ces deux points sont donc situés sur un plan perpendiculaire à la trajectoire.

Soit M_1 le point de la trajectoire tel que $\overrightarrow{M_1P} \cdot \vec{V} = 0$.

$$M_1Q^2 = M_0Q^2 + 2\overrightarrow{M_1M_0} \cdot \overrightarrow{M_0Q} + M_0M_1^2$$

$$\text{Or } \overrightarrow{M_1M_0} \cdot \overrightarrow{M_0Q} = \overrightarrow{M_1M_0} \cdot \overrightarrow{M_0P}$$

$$\text{Donc } M_1Q^2 = M_1P^2$$

Le point Q est donc situé sur le cercle passant par P, de centre M_1 .

On démonte de manière similaire que pour tout t, on a $M(t)Q = M(t)P$

Les points P et Q partagent donc le même historique de phase (cf. paragraphe I.1.4, p 23) et donc la même focalisation sur l'image SAR.

Finalement, dans le cas d'une trajectoire rectiligne uniforme, deux points situés dans un plan perpendiculaire à la trajectoire et situés à une distance R_0 du point de référence de la trajectoire sont focalisés au même endroit sur l'image SAR. Le traitement SAR ne dépend donc pas de l'altitude.

Cette propriété peut aussi s'expliquer en examinant le domaine spectral comme défini dans le paragraphe I.1.5, page 24 : Nous avons vu sur la Figure I-2 que le spectre de l'image est défini dans le plan généré par l'axe de la trajectoire et l'axe distance. Les résolutions distances (resp. azimut) sont inversement proportionnelles à la longueur de la projection du spectre sur l'axe distance (resp. dans l'axe azimut). De manière similaire, la résolution selon la troisième dimension

serait inversement proportionnelle à la projection du spectre selon l'axe orthogonal au plan du spectre. Cette projection est donc nulle (spectre plan), on a donc une résolution infinie selon l'axe $\vec{V} \wedge \overrightarrow{M_0P}$.

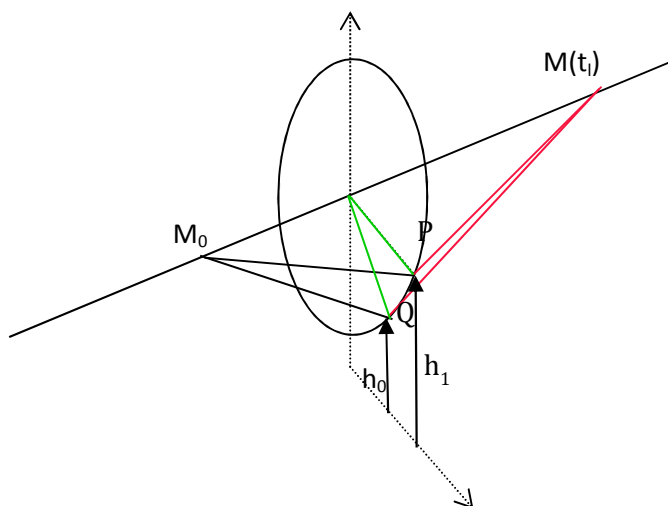


FIGURE I-15 LIEU DES POINTS CORRESPONDANT A UNE MEME PROJECTION SUR UNE IMAGE SAR

Supposons que l'on image un pylône. Ce pylône est caractérisé par 3 points (A, B et C) sur une image SAR. Le point A est l'intersection du pylône avec le sol, le point B le sommet et le point C la fin de l'ombre projetée au sol liée à ce pylône.

Prenons comme point de référence de la trajectoire avion, le centre d'intégration M_c du point B. Les points B et C sont vus de M_c sur le même angle de squint, puisque $(M_c, B \text{ et } C)$ sont alignés. Par contre l'angle de squint du point A, défini par $\frac{\overrightarrow{M_c A} \cdot \vec{V}}{V}$ est inférieur en valeur absolue à celui de B : $\sin \gamma_B \approx \sin \gamma_A (1 + \frac{hH}{r^2})$. Dans le cas d'une image stripmap, le point A est imagé par un tronçon de trajectoire décalé par rapport à B, le point A n'apparaît donc pas au même azimut.

Le point A étant situé plus loin du capteur que le point B, il apparaît à une distance plus grande que le point B, c'est le phénomène de recouvrement.

Les projections des points A, B et C ne sont pas alignés sur l'image SAR (cf. Figure I-17).

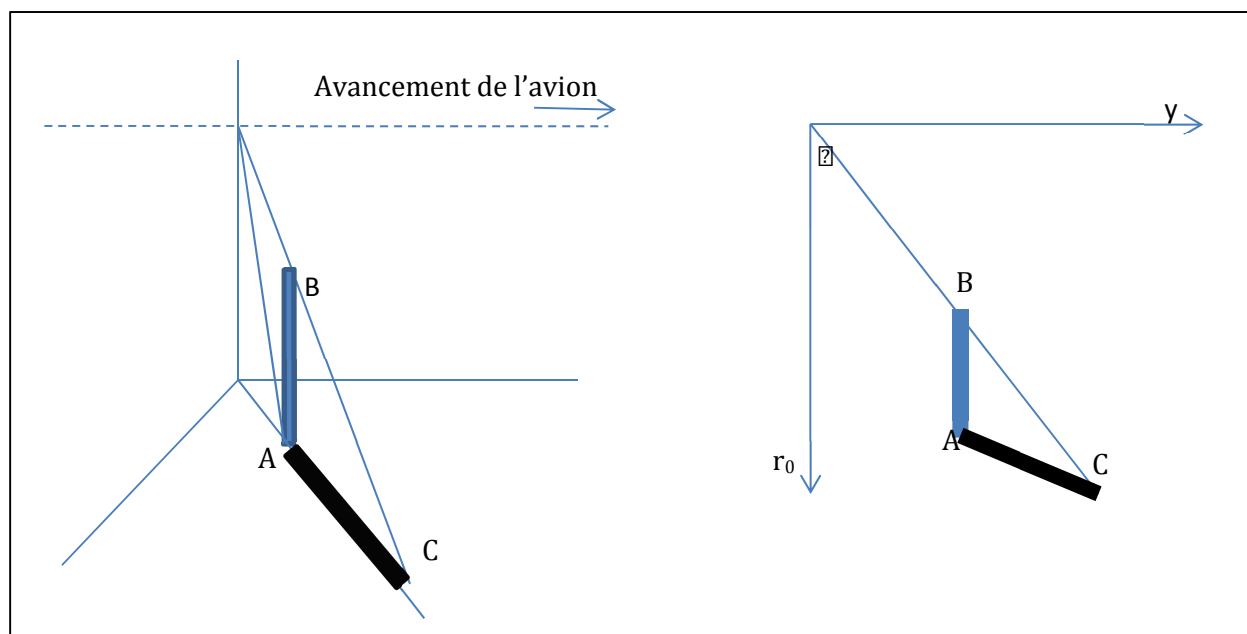


FIGURE I-16 A GAUCHE : REPRESENTATION 3D D'UN PYLON (BLEU) ET DE SON OMBRE (NOIR). A DROITE PROJECTION SUR UNE IMAGE SAR REPRESENTEE DANS LE PLAN (R_0, Y) .

La Figure I-17 présente un exemple d'un tel phénomène sur une image réelle.

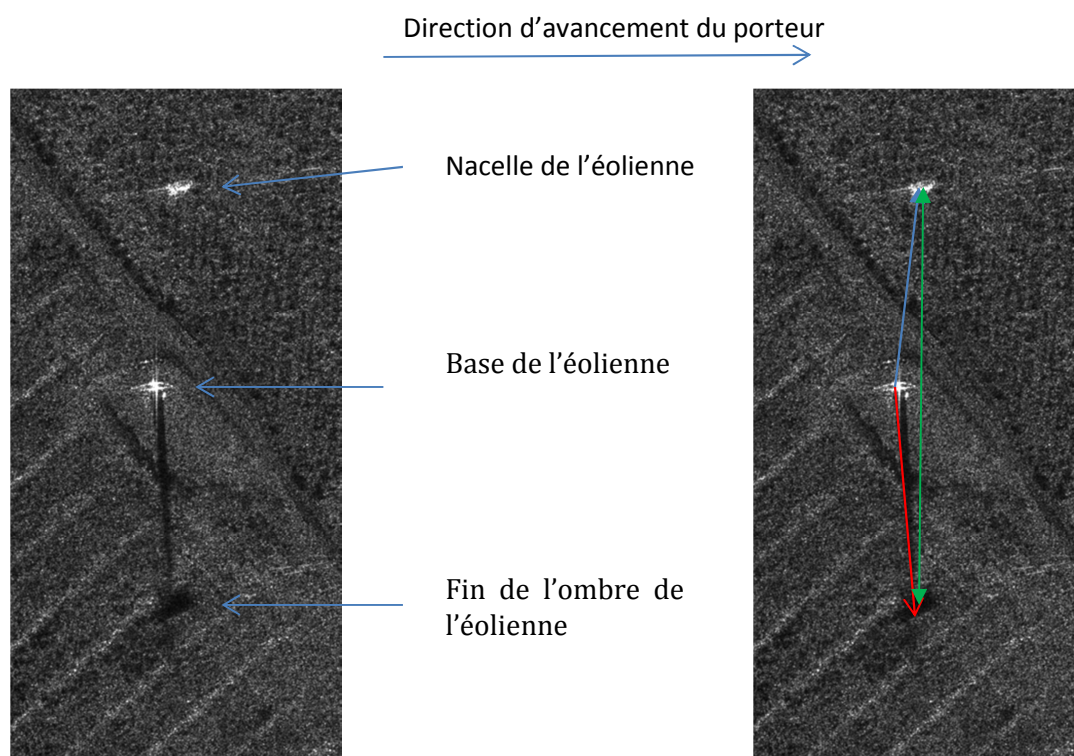


FIGURE I-17 A GAUCHE -EXEMPLE D'IMAGE D'UNE EOLIENNE EN BANDE X (INCIDENCE 45° , RESOLUTION 30CM RADIALE). L'IMAGE EST REPRESENTEE DANS UN REPERE SQUINTE : LA DIRECTION DE VISEE EST VERTICALE, LA DIRECTION AZIMUT EST HORIZONTALE. A DROITE MEME IMAGE AVEC LES DIRECTIONS DE PROJECTIONS INDIQUEES.

I.1.8.2 DISCUSSION

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que lorsque l'image est donnée en géométrie (r_0, y) , il n'est pas utile de connaître l'angle de squint réel de prise de vue pour géoréférencer l'image et ceci même si l'altitude du point est mal connue (l'effet du relief est indépendant de l'angle de squint utilisé pour la focalisation). Ceci explique la méconnaissance des modèles géométriques radars utilisant les angles de squint dans la communauté d'exploitation des images satellitaires. Tant que les trajectoires satellitaires pourront être modélisées par des segments de droites pendant le temps d'intégration, le modèle de géoréférencement Stripmap suffira. La course à la haute résolution risque toutefois de mettre fin à cette approximation.

Cependant, les modèles tenant compte des angles de squint réellement utilisés (i.e. associant à chaque point imagé, son centre d'intégration et l'angle de squint moyen) présentent deux avantages :

1. la gestion des directions des ombres qui dépendent de la direction de visée réelle de l'onde radar,
2. l'interprétation de la radiométrie des images : Dans le cas d'échos directs, la valeur de rétrodiffusion dépend de l'intervalle d'angle de squint réellement utilisé. A titre d'exemple, la Figure I-18 présente 3 images calculées à partir d'un même enregistrement radar mais avec 3 angles de squint différents. On remarque que la radiométrie des surfaces homogènes est sensiblement identique sur les 3 images. Par contre, des traits blancs, correspondant à la signature de câbles électriques lorsqu'ils sont vus par le radar en spéculaire, apparaissent à des endroits différents sur les trois images.

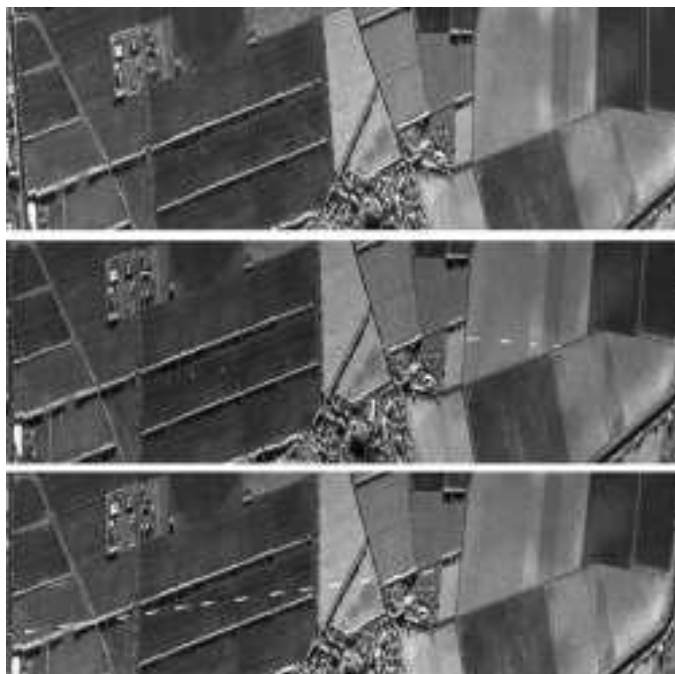


FIGURE I-18 - EXEMPLE D'IMAGES DE CABLES EN BANDE X, 20 CM DE RESOLUTION RADIALE, 30° DE DEPRESSION. LA MEME DONNEE A ETE FOCALISEE AVEC TROIS ANGLES DE SQUINT DIFFERENTS (-8° ENHAUT, 0° AU MILIEU, 4° EN BAS)

I.2 PARAMETRES DE QUALITE IMAGE

I.2.1 REPONSES IMPULSIONNELLES

La réponse impulsionnelle du système est donnée par la transformée de Fourier inverse de l'arc de couronne imagé (cf.Équation I-23) défini par :

$$k_{min} < k < k_{max}, \quad \gamma_{min} < \gamma < \gamma_{max}$$

$$k_u = 2k \sin \gamma \quad k_v = 2k \cos \gamma$$

Dans le domaine fréquentiel, cet arc de couronne est défini par :

$$f_c - \frac{B}{2} < f < f_c + \frac{B}{2}, \quad \gamma_{min} < \gamma < \gamma_{max}$$

$$f_d = 2 \frac{f}{c} V \sin \gamma \quad f_{r_0} = 2 \frac{f}{c} V \cos \gamma$$

Pour des bandes relatives faibles, cet arc de couronne peut être assimilé à un rectangle. Dans ce cas la réponse impulsionnelle du système s'écrit simplement (cf. paragraphe I.1.7.1.3, page 34):

$$h(r_0, y)$$

$$= e^{-j2\pi(k_c \cos \gamma_{moy} r_0 + k_c \sin \gamma_{moy} y)} \left(\frac{\cos \gamma_{moy} r_0 + \sin \gamma_{moy} y}{res_d} \right) \text{sinc} \left(\frac{-\sin \gamma_{moy} r_0 + \cos \gamma_{moy} y}{res_{perp}} \right)$$

$$\text{avec } res_d = \frac{1}{\Delta k} = \frac{c}{2B}, \quad res_{perp} = \frac{1}{\Delta k_u} = \frac{c}{4f_0 \tan(\frac{\delta \lambda}{2})}$$

Cette réponse impulsionnelle permet de définir des paramètres de qualité image (résolution, PSLR, ISLR, SSLR) dont les définitions exactes sont rappelées en ANNEXE C [Har 01].

- Le PSLR (Peak to Side Lobe ratio) : Ce paramètre donne le rapport de puissance entre le lobe principal et le premier lobe secondaire. Il permet de savoir si la signature des lobes secondaires d'un point brillant est négligeable par rapport au clutter environnant.
- L'ISLR (Integrated Side Lobe Ratio) : Ce paramètre mesure la pollution d'un point par ses voisins : la signature d'un pixel est la somme de la contribution des rétrodiffuseurs situés dans ce pixel et de tous les lobes secondaires des rétrodiffuseurs situés autour du pixel. L'ISLR donne, dans le cas d'un speckle complètement développé, le rapport entre la puissance du signal provenant des rétrodiffuseurs voisins et celle du pixel d'intérêt. C'est donc une mesure du contraste des images.
- Le SSLR (Secondary Side Lobe Ratio) : Ce paramètre donne le rapport de puissance entre le lobe principal et les lobes secondaires lointains. Il permet d'évaluer si un point de forte SER peut faire apparaître des fantômes dans des cases distances ou azimut éloignées.

I.2.2 GAINS D'INTEGRATION ET NIVEAU DE BRUIT DES IMAGES

Nous présentons les calculs théoriques classiques [Cur 91] permettant d'évaluer le niveau de bruit sur les images radar. L'équation du bilan radar permet de calculer le niveau de bruit relativement au niveau du signal sur les signaux bruts, les signaux comprimés en distance, les signaux comprimés en azimut.

I.2.2.1 BILAN DE LIAISON DES DONNEES BRUTES

Pour un radar monostatique (i.e. le centre de phase de l'antenne d'émission est confondu avec le centre de phase de l'antenne de réception), La puissance reçue par impulsion provenant d'une cible s'écrit [Vai 11]:

$$P_{brut} = \frac{P_E G_E G_R \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4 L} \sigma \quad \text{ÉQUATION I-33}$$

avec :

- P_E puissance émise,
- G_E gain de l'antenne d'émission,
- G_R gain de l'antenne de réception,
- D distance,
- L pertes (canal de propagation, pertes liées au système radar),
- λ : longueur d'onde,
- σ : la SER de la cible d'intérêt.

Si la cible imagée est ponctuelle, cette puissance s'écrit :

$$P_{brut\ ponctuel}(t_l) = \frac{P_E G_E G_R \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4 L} \sigma_{ponctuel}$$

Si la cible est surfacique, sa SER correspond au produit de la réflectivité σ_0 de la cible par unité de surface avec la surface illuminée par le radar pendant l'impulsion. Pour un radar éclairant pour des angles de squint faible, cette surface peut s'écrire comme le produit de la distance éclairée par le radar pendant le temps de l'impulsion T_e : $(\frac{cT_e}{2\sin\theta})$ par l'ouverture de l'antenne en azimut $\frac{\lambda}{L_a}$.

$$P_{brut\ surfacique}(t_l) = \frac{P_E G_E G_R \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4 L} \sigma_0 \frac{\lambda c T_e D}{2L_a \sin\theta}$$

Avec

- T_e durée d'émission

- L_a longueur azimut de l'antenne équivalente correspondant à un diagramme d'antenne produit du diagramme d'émission et de réception.
- θ angle d'incidence

Le bruit reçu pendant toute la durée d'une impulsion s'écrit :

$$P_{bruit} = kT_0FB$$

Avec

- K constante de Boltzmann
- $T_0 = 290^\circ\text{K}$
- F : facteur de bruit à la réception
- B : bande de fréquence

I.2.2.2 BILAN DE LIAISON APRES COMPRESSION DISTANCE

Le traitement distance permet de concentrer l'énergie reçue par le radar sur une case de résolution distance.

Dans le cas de la cible ponctuelle l'énergie qui revient dans une cellule de résolution distance est égale à l'énergie de la cible.

$$P_{compressé\ distance\ ponctuel}(t_l) = \frac{P_E G_E G_R \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4 L} \sigma_{ponctuel}$$

Dans le cas d'une cible surfacique, l'énergie du clutter dans une case distance correspond au produit de la réflectivité par la taille au sol de la cellule de résolution. La taille de la cellule de résolution projetée au sol n'est plus proportionnelle à la durée de l'impulsion mais à l'inverse de la bande émise. On retrouve le gain de compression de BT_e :

$$P_{compressé\ distance\ surfacique}(t_l) = \frac{P_E G_E G_R \lambda^2}{(4\pi)^3 D^3 L} \sigma_0 \frac{\lambda c}{L_a 2B \sin\theta}$$

Le bruit contenu dans une cellule de résolution correspond au bruit total brut reçu divisé par le nombre de cellules de résolution (BT_e).

$$P_{compressé\ distance\ bruit}(t_l) = \frac{kT_0 F}{T_e}$$

I.2.2.3 BILAN DE LIAISON APRES COMPRESSION AZIMUT

En ce qui concerne le traitement azimut, la puissance reçue est sommée sur $PRF \cdot T_{int}$ mesures :

Cas d'une cible ponctuelle :

$$P_{sar\ ponctuel} = \frac{P_E G_E G_R \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4 L} PRF \cdot T_{int} \sigma_{ponctuel}$$

Avec T_{int} temps d'intégration

En ce qui concerne une cible surfacique, la puissance reçue est égale à $PRF \cdot T_{int}$ mais, après traitement SAR, la surface de résolution est divisée par $\frac{L_a}{2VT_{int}}$, on a donc:

$$P_{sar\ surfacique} = \frac{P_E G_E G_R \lambda^3}{(4\pi)^3 D^3 L} \sigma_0 \frac{c \cdot PRF}{4 \cdot V \cdot B \sin \theta} \quad \text{ÉQUATION I-34}$$

La puissance totale du bruit des signaux utilisés dans le traitement s'écrit :

$$P_{bruit\ total} = P_{compressé\ distance\ bruit} PRF \cdot T_{int}$$

Le filtrage Doppler permet de filtrer le bruit en dehors de la bande doppler utilisée. Le bruit filtré s'écrit alors :

$$P_{bruit\ total\ filtré} = P_{compressé\ distance\ bruit} B_{dop} \cdot T_{int}$$

Le bruit contenu dans une cellule de résolution s'écrit alors :

$$P_{sar\ bruit} = P_{compressé\ distance\ bruit} = \frac{kT_0 F}{T_e} \quad \text{ÉQUATION I-35}$$

A partir de là, on peut calculer les grandeurs d'intérêt à savoir le rapport signal à bruit (RSB), rapport signal à clutter (RSC), et rapport clutter à bruit (RCB) aux différents niveaux de la chaîne.

Gain de traitement	Brut=>compressé distance	Compressé distance =>compressé azimuth
Cible ponctuelle	1	$PRF \cdot T_{int}$
Clutter	$\frac{1}{BT_e}$	$\frac{PRF \cdot L_a}{V}$
Bruit	$\frac{1}{BT_e}$	1

TABLEAU I-1 GAIN DE TRAITEMENT DANS LE CAS D'UNE CIBLE PONCTUELLE, DE CLUTTER PLEINEMENT DEVELOPPE ET DU BRUIT

Gain de traitement	Brut vers compressé distance	Compressé distance vers compressé azimut
RSB	BT_e	$PRF \cdot T_{int}$
RSC	BT_e	$\frac{VT_{int}}{L_a}$
RCB	1	$\frac{L_a PRF}{V}$

TABLEAU I-2 GAIN DE TRAITEMENT EN TERMES DE RSB, RSC, ET RCB

Ces tableaux sont intéressants car ils montrent :

- que le rapport clutter à bruit ne dépend ni de la résolution distance ni de la résolution azimut mais uniquement du rapport entre PRF et bande Doppler du lobe d'antenne.
- Que le contraste entre les points brillants et le clutter augmente à la fois avec les résolutions distance et azimut.
- Que le contraste entre les points brillants et le bruit augmente à la fois avec les résolutions distance et azimut.

Le dernier paramètre de qualité image caractéristique est le $Ne\sigma_0$. Ce paramètre donne le niveau de réflectivité du bruit thermique. Il correspond au niveau de réflectivité pour lequel la puissance du bruit est égale à la puissance du clutter (i.e. égalité entre l'Équation I-34 et Équation I-35).

$$Ne\sigma_0 = \frac{2(4\pi)^3 D^3 \sin\theta V k T_0 FL}{P_{moy} G_E G_R \lambda^3 res_{dist}}$$

Avec :

$$P_{moy} = P_E T_e PRF : \text{Puissance moyenne émise.}$$

On voit apparaître la dépendance du $Ne\sigma_0$ avec le cube de la distance. A temps d'émission constant le $Ne\sigma_0$ augmente avec une amélioration de la résolution distance⁷. Par contre le $Ne\sigma_0$ ne dépend pas de la résolution azimut utilisée.

I.3 IMAGERIE SAR ET OBJETS EN MOUVEMENTS

Jusqu'à présent, nous avons supposé que la scène imagée était immobile. Le temps n'intervenait que pour modéliser le retard de l'onde et le déplacement du porteur. De manière plus générale,

⁷ Si l'on compare, pour une acquisition donnée, les $Ne\sigma_0$ obtenus sur des images SAR sur lesquelles seule une partie de la bande radar a été utilisée, on obtient des $Ne\sigma_0$ identiques, car, dans ce cas, le produit Puissance moyenne utilisée par résolution distance est constant.

les objets imagés peuvent être affectés par un mouvement. On distingue plusieurs types de mouvement selon :

- l'échelle de temps,
- l'amplitude du déplacement,
- le type de déplacement (déplacement aléatoire ou déplacement uniforme),
- la surface de la zone déplacée,
- la SER des rétrodiffuseurs.

Nous étudions ici l'impact de déplacements d'objets sur les images SAR à une échelle de temps de l'ordre du temps d'intégration.

Si l'on considère un rétrodiffuseur d'une cible en déplacement pendant le temps d'intégration, l'hypothèse de base du traitement SAR (cibles imagées immobiles, l'Équation I-17) n'est plus vérifiée.

En supposant que la cible est animée d'un mouvement uniformément accéléré dans le plan horizontal, la position du point P au court du temps s'écrit :

$$\overrightarrow{P_{t_0}P_{t_l}} = \vec{v}t_l + \frac{1}{2}\vec{a}t_l^2$$

On peut donc prendre en compte le déplacement du point imagé au cours de l'intégration dans l'expression de la distance entre le centre de phase du capteur (M_{t_l}) et le point imagé.

$$r = M_{t_l}P_{t_l} = |\overrightarrow{M_{t_l}P_{t_0}} + \overrightarrow{P_{t_0}P_{t_l}}|$$

On peut, soit utiliser un développement limité de r par rapport à la distance $M_{t_0}P_{t_0}$, on est dans une modélisation bande doppler étroite (cf traitement RDA), soit utiliser un développement limité par rapport à la distance $M_{t_l}P_{t_0}$, ce qui permet d'avoir une modélisation plus large bande de type RMA.

I.3.1 MODELISATION A FAIBLE BANDE DOPPLER

Le développement d'ordre 2 de r en présence d'une cible P mobile d'écrit :

$$r = M_{t_l}P_{t_l} = |\overrightarrow{M_{t_0}P_{t_0}} + \overrightarrow{P_{t_0}P_{t_l}} - \overrightarrow{M_{t_0}M_{t_l}}| \quad \text{ÉQUATION I-36}$$

ou :

$$r \approx r_0 \left(1 + \frac{v_r - V_c \sin \gamma}{r_0} t + \frac{1}{2} \left(\frac{a_r}{r_0} + \frac{|\vec{v} - \vec{V}_c|^2}{r_0^2} - \frac{(v_r - V_c \sin \gamma)^2}{r_0^2} \right) t^2 \right)$$

Avec :

\vec{v} et \vec{a} : les vecteurs vitesse et accélération de la cible

V_c la vitesse du capteur.

$r_0 = M_{t_0}P_{t_0}$, distance de la cible au capteur pour le temps t_0 de référence

$\vec{d} = \frac{\overrightarrow{M_{t_0}P_{t_0}}}{r}$, vecteur directeur de la ligne de visée

$v_r = \vec{v} \cdot \vec{d}$, composante radiale de la vitesse de la cible

$a_r = \vec{a} \cdot \vec{d}$, composante radiale de l'accélération de la cible

$v_a = \frac{\vec{v} \cdot \vec{V}_c}{V_c}$, vitesse de la cible dans la direction du vecteur-vitesse du capteur

Si l'on ne considère que le premier ordre, la cible mobile P se confond avec une cible fixe Q située à la même distance du centre de phase de l'antenne au temps t_0 et qui serait vu au temps t_0 avec un angle de squint γ' tel que :

$$v_r - V_c \sin \gamma = -V_c \sin \gamma'$$

$$\boxed{\sin \gamma' = \sin \gamma - \frac{v_r}{V_c}}$$

ÉQUATION I-37

Ainsi, une cible mobile apparaît sur l'image SAR à l'angle de squint défini par l'Équation I-37. Cette différence d'angle de squint crée un effet de délocalisation proportionnel à la vitesse radiale de la cible mobile

En exprimant la distance r en fonction de l'angle de squint apparent, on a :

$$r \approx r_0 \left(1 - \frac{V_c \sin \gamma'}{r_0} t + \frac{1}{2} \left(\frac{a_r}{r_0} + \frac{v^2 - 2V_c v_a + V_c^2 \cos^2 \gamma'}{r_0^2} \right) t^2 \right)$$

ÉQUATION I-38

Le coefficient du deuxième ordre, donne la pente Doppler associée à une cible en mouvement : elle est différente de la pente Doppler d'une cible arrêtée en Q (cf. Équation I-32). Il y aura un effet de défocalisation sur l'image SAR proportionnelle à la différence de pente Doppler :

$$\delta\beta = -f_c \frac{2a_r}{c} - \frac{2f_c}{cr_0} (v^2 - 2v_a V_c)$$

ÉQUATION I-39

La défocalisation dépend à la fois de la vitesse azimutale de la cible et de son accélération radiale.

La Figure I-19 présente des cibles défocalisées et délocalisées. Sur cet exemple, l'avion suivait une trajectoire circulaire [Poi 13] et la voiture se déplaçait sur la route dans le sens de la flèche rouge.

Selon l'orientation de la route par rapport à l'avion, la voiture est délocalisée, défocalisée ou les deux à la fois. Dans un cas (C), on ne distingue plus la voiture car elle se projette sur du clutter fort, par contre, on distingue toujours son ombre sur la route.

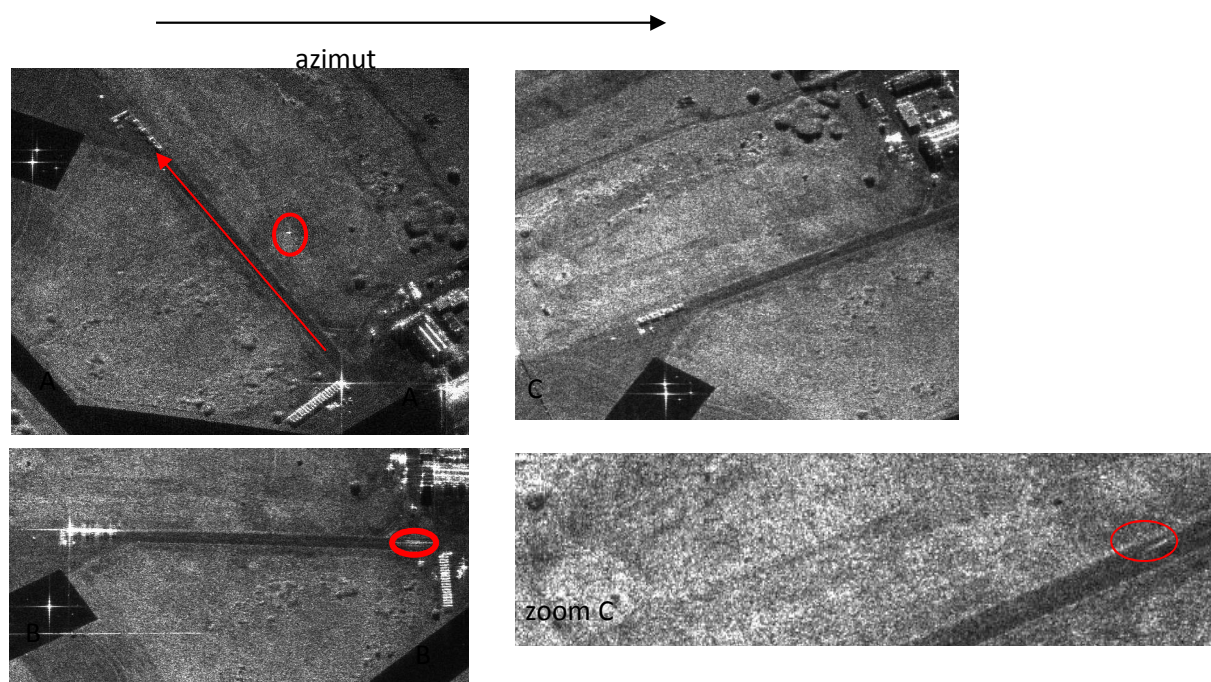


FIGURE I-19 IMAGES SAR D'UNE VOITURE EN MOUVEMENT DANS DIFFERENTES CONFIGURATIONS. LA FLECHE ROUGE INDIQUE LA DIRECTION DE DEPLACEMENT DU VEHICULE SUR LA ROUTE. LES CERCLES ROUGES MONTRENT LA POSITION APPARENTE DU VEHICULE SUR LES IMAGES SAR.

Ce même raisonnement peut être fait pour une cible étendue : courant marin par exemple. Dans ce cas la vitesse de la surface varie continument d'un point à l'autre. On a donc une compression ou une dilatation de la surface imagée en azimut selon la loi de vitesse. Ce phénomène s'apparente au phénomène de compression et de dilatation observé en imagerie SAR lorsqu'on observe une montagne [ESA 17].

I.3.2 MODELISATION RMA

M. Soumekh (p 465 de [Sou 99]) propose une solution élégante pour la focalisation de points se déplaçant à vitesse constante en utilisant le formalisme RMA.

En reprenant l'Équation I-18 en présence d'une cible immobile, on obtient :

$$y(k, k_u) = \int \int_{\Lambda} \frac{a(r_0, y) e^{-j2\pi(kr + k_u u)}}{r} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) dr_0 dy du$$

La distance r , s'écrit :

$$r = \sqrt{\left(r_0 + v_{r_0} \frac{u}{V_c}\right)^2 + \left(y + v_a \frac{u}{V_c} - u\right)^2}$$

Avec v_{r0} vitesse de la cible dans la direction perpendiculaire à la trace et v_a , vitesse azimutale de la cible.

En posant : $a = \frac{v_{r0}}{V_c}$, $b = \frac{v_a}{V_c}$, $\alpha = \sqrt{a^2 + (b-1)^2}$, $\alpha Y = -ar_0 + (1-b)y$, $X^2 + Y^2 = r_0^2 + y^2$

On trouve : $r = \sqrt{X^2 + (Y - \alpha u)^2}$

On peut donc appliquer le traitement SAR dans le repère (X,Y) distordu par rapport au repère (r_0 , y).

Le point se focalise à la même distance du capteur que le point physique mais avec un angle de squint γ' tel que :

$$\frac{\sin\gamma'}{\alpha} = \frac{Y}{\sqrt{X^2 + Y^2}}$$

ce qui se traduit par la même équation que dans la modélisation précédente :

$$\sin\gamma' = \sin\gamma - \frac{v_r}{V_c}$$

Par contre la focalisation nécessite d'appliquer un facteur d'échelle α sur l'axe k_u . S'il n'est pas pris en compte, il en résultera une défocalisation du point.

Cas particulier : défocalisation nulle et vitesse faible

On remarque qu'il n'y a pas défocalisation dès que $\alpha=1$, soit, en supposant la vitesse de la cible plus faible que celle du porteur :

$$v_a = V - \sqrt{V^2 - \frac{v_r^2}{4}} \approx \frac{v_r^2}{8V}$$

Cela veut donc dire, que malgré la vitesse radiale de la cible et donc son changement de distance par rapport au capteur, une telle cible reste focalisée.

En supposant de plus que la vitesse de la cible est très petite devant celle du porteur, on a : $b=0$

On pose $a = \frac{v_{r0}}{V_c} = \sin\delta\gamma$

$Y = -\sin\delta\gamma r_0 + y$, $X = r_0 + y\sin\delta\gamma$ et réciproquement $y = \sin\delta\gamma X + Y$ et $r_0 = X - Y\sin\delta\gamma$

En reprenant l'Équation I-22, on trouve

$$y'(k_v, k_u) = \iint_{\Lambda} \frac{a(X - Y\sin\delta\gamma, \sin\delta\gamma X + Y)}{(X - Y\sin\delta\gamma)^{\frac{3}{2}}} e^{-j2\pi(k_v X + k_u Y)} dXdY$$

Ou

$$y'(k_v, k_u) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{(r_0)^{\frac{3}{2}}} e^{-j2\pi(k_v(r_0 + y\frac{v_r}{V_c}) + k_u(-\frac{v_r}{V_c}r_0 + y))} dr_0 dy \quad \text{ÉQUATION I-40}$$

$$sar(X_0, Y_0) = \iint_{\Lambda} \frac{a(X - Y\sin\delta\gamma, \sin\delta\gamma X + Y)}{(X - Y\sin\delta\gamma)^{\frac{3}{2}}} \cdot h_{r_0, y}(X_0 - X, Y_0 - Y) dr dy$$

Avec $h_{r_0, y}$ réponse impulsionnelle du système associée à la cible mobile.

Ou

$$sar\left(r_0 + \frac{v_r}{V_c} y_0, y_0 - \frac{v_r}{V_c} r_0\right) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r, y)}{(r)^{\frac{3}{2}}} \cdot h_{r_0, y}(r_0 - r, y_0 - y) dr dy \quad \text{ÉQUATION I-41}$$

L'image SAR au point (r_0, y_0) représente la rétrodiffusion du point $r_0 - y_0 \sin\delta\gamma, \sin\delta\gamma r_0 + y_0$, c'est-à-dire, le point situé à la même distance du centre de phase de l'antenne synthétique mais ayant un squint $\gamma + \delta\gamma$. Nous retrouvons le résultat vu au paragraphe I.3.1, page 53.

Il est intéressant de remarquer que, la vitesse radiale de la cible n'induit pas de défocalisation malgré le déplacement de la cible et le changement de case distance de la cible pendant l'intégration : cette migration est entièrement compensée par le traitement SAR adapté à l'angle de squint apparent⁸.

I.3.3 DELOCALISATION

Comme expliqué au paragraphe précédent, une cible mobile sur une image SAR apparaît généralement dans une mauvaise direction (même distance du radar mais angle de squint différent).

Géométriquement, la délocalisation s'explique de la manière suivante (cf. Figure I-20) : Lorsqu'une cible a une vitesse radiale, l'intersection des cercles iso-distance centrés sur les différentes positions du capteur pendant le temps d'intégration est localisée à un angle de squint différent de l'angle de squint de référence de la cible. C'est à ce point de convergence que le point focalisera.

⁸ Lorsque l'angle de squint apparent de la cible correspond à une fréquence Doppler située au-delà des fréquences enregistrées (ie plus grande que la PRF), la signature de la cible est repliée en azimuth et dans ce cas, on verra apparaître un effet de défocalisation. Ce phénomène sera étudié au Chapitre III, paragraphe III.2.2.2 au même titre que l'effet induit par un repliement azimuth d'une cible fixe sur l'image SAR.

Comme les images STRIPMAP sont focalisées pour un angle de squint donné, une cible mobile apparaît lorsque son angle de squint compensé par le décalage d'angle de squint lié à sa vitesse radiale correspond à l'angle de squint de calcul de l'image. Ainsi, sur deux images focalisées avec des angles de squint différents, une même cible apparaîtra sur chacune des images mais correspondra à des instants de prise de vue différents.

De plus, les images SAR Stripmap sont généralement calculées pour un angle de squint correspondant au maximum d'illumination, la bande passante traitée est généralement proche de la bande passante du diagramme d'antenne. Etant donné qu'une cible mobile a généralement un angle de squint de référence différent de l'angle de squint de l'image SAR, elle a généralement été éclairée par une autre partie du diagramme d'antenne : elle présente donc une modulation d'amplitude différente de la modulation d'amplitude du clutter. Cette idée est illustrée en Figure I-21.

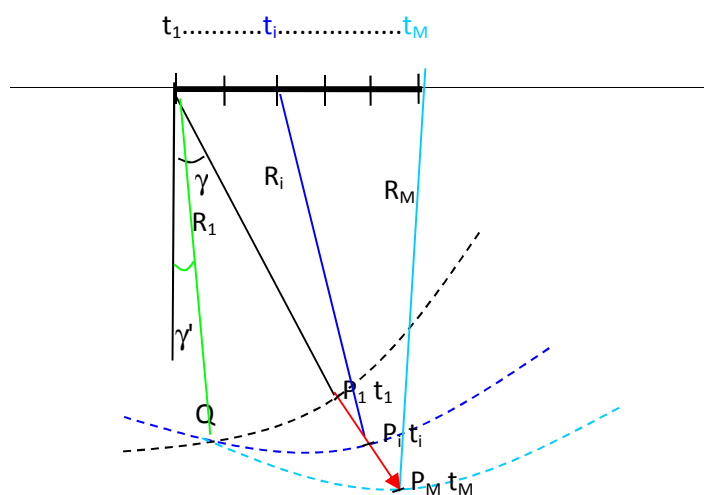


FIGURE I-20 INTERPRETATION GEOMETRIQUE DU PHENOMENE DE DELOCALISATION

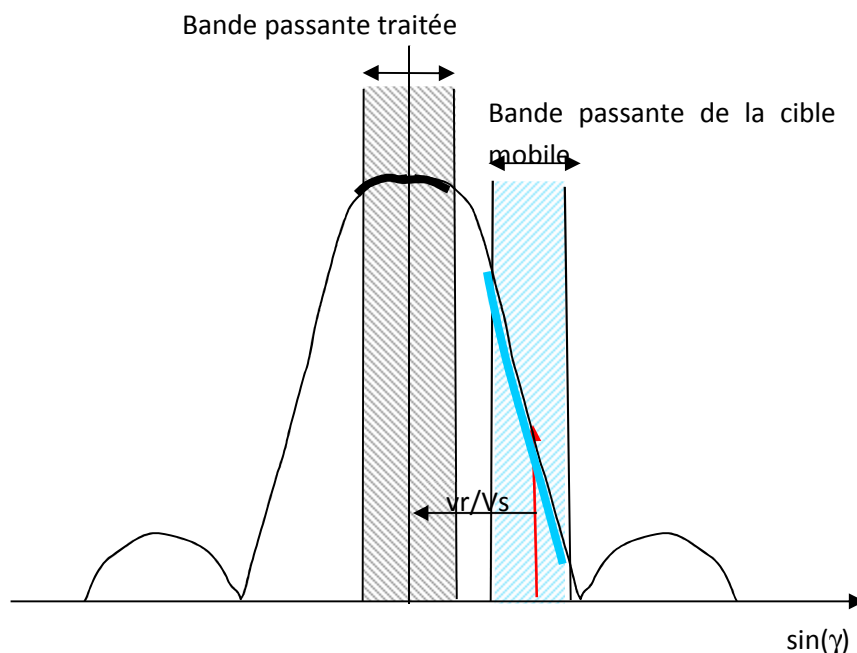


FIGURE I-21 DIAGRAMME D'ANTENNE, POSITION DE LA CIBLE MOBILE TRAITEE (FLECHE ROUGE). LA MODULATION D'AMPLITUDE DU CLUTTER EST INDIQUEE EN NOIR TANDIS QUE CELLE DE LA CIBLE APPARAÎT EN BLEU.

En géométrie flash, tous les points correspondent au même intervalle d'intégration et chaque azimut correspond à un angle de squint. Une cible mobile ayant une vitesse radiale apparaît donc à un azimut erroné. Sur ce type d'image, on a donc une image de toutes les cibles à un instant donné. De la même manière que pour les images Stripmap, en supposant que la cible a une signature isotrope, elle présente, sur l'image SAR, une modulation d'amplitude égale à la modulation d'amplitude du clutter correspondant à sa vraie position.

I.3.4 DEFOCALISATION

Dans la modélisation RDA l'équation donne la différence de pente Doppler entre une cible mobile et le clutter sous-jacent. Cette défocalisation dépend à la fois de l'accélération radiale de la cible et de sa vitesse longitudinale (on suppose généralement que v est petit devant V_s et on néglige le terme en v^2 dans l'équation I-39).

S. Hinz [Hinz 05] donne une relation entre la longueur de défocalisation et sa vitesse azimutale en supposant une vitesse constante :

$$L = 2v_a T = \frac{v_a \lambda r_0}{V_c \text{res}_{az} \cos^2 \gamma} \quad \text{ÉQUATION I-42}$$

Notons que l'axe principal de défocalisation des cibles mobiles est l'axe azimutal : même si la cible migre de plusieurs cases distance pendant le temps d'intégration, elle apparaît focalisée en distance car cette migration correspond à la migration du point de clutter fixe situé à l'angle de squint apparent. Cette migration est naturellement compensée par le traitement SAR. Ceci est vrai à une exception près : lorsque l'angle de squint apparent se situe en dehors de l'intervalle

Doppler enregistré, la cible apparaît alors défocalisée à la fois en distance et azimut (cf. paragraphe III.2.2.2).

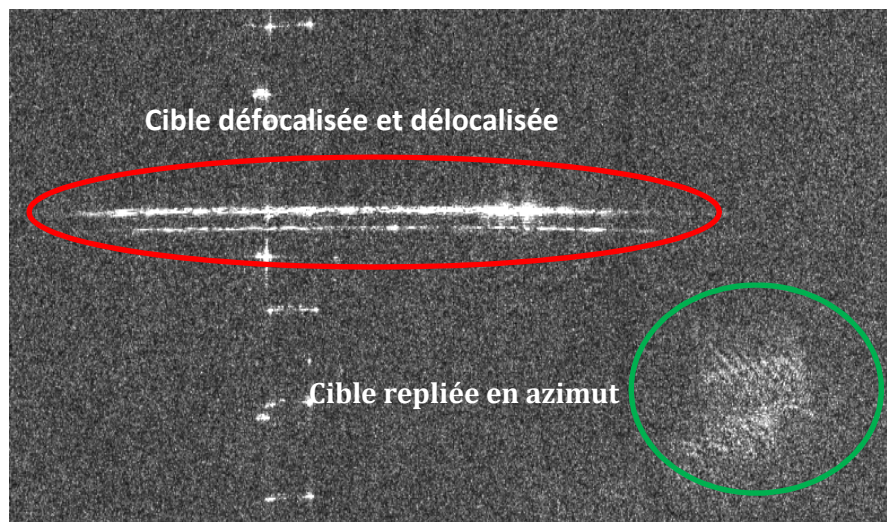


Figure I-22 Exemple de cible défocalisée en azimut (en rouge) et d'une cible défocalisée en distance et azimut (repliement Doppler)

I.3.5 ESTIMATION DE LA VITESSE D'UNE CIBLE A PARTIR D'UNE IMAGE RADAR

Nous avons vu, que pour des images à faible angle d'intégration azimut, une cible mobile se déplaçant à vitesse constante dans la direction radiale est focalisée mais n'apparaît pas à sa position réelle. Lorsque l'intervalle d'intégration est plus grand ceci est vrai si on fait en plus l'hypothèse d'un déplacement lent par rapport au capteur. Dans ces situations, il n'est pas possible d'extraire et localiser les cibles mobiles directement sur l'image SAR. Pour localiser une telle cible, les auteurs utilisent d'autres informations : soit le suivi au cours du temps de la cible [Hen 12], [Hen 17], soit des informations liées à la modulation de la réponse impulsionnelle par le diagramme d'antenne [Dias 03]. Nous avons travaillé, de notre côté, sur la problématique de la localisation des cibles par suivi de cibles à partir de trajectoires circulaires [Poi 13]. Ces travaux sont présentés au Chapitre IV.

Dans le cas d'une cible défocalisée, la défocalisation permet d'obtenir une équation reliant la cinématique de la cible à la différence de pente Doppler mais ceci reste insuffisant pour retrouver la cinématique complète de la cible.

I.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tenté d'unifier les différentes approches des traitements SAR adaptés à la haute résolution⁹ en les présentant selon un point de vue de géométrie plutôt que fréquentiel comme c'est généralement le cas. Puis, toujours sous ce même angle, nous avons présenté les effets des cibles mobiles sur les images SAR. Ces développements théoriques classiques vont nous permettre au Chapitre II de modéliser les traitements multivoies.

⁹ Nous n'avons pas discuté de l'approche « chirp scaling » très souvent utilisée en SAR satellitaire, et qui se situe, en termes d'approximations, entre le RDA et le RMA. Je ne me suis jamais penchée sur cette méthode qui n'est pas utilisée à l'ONERA

Chapitre II TRAITEMENT MULTI-VOIES

Jusqu'à présent nous avons étudié le traitement SAR pour des rétrodiffuseurs immobiles ou mobiles. Dans ce chapitre, nous nous intéressons au traitement cohérent de plusieurs images radar. Ce type de traitement est utilisé dans les applications polarimétriques, ou interférométriques (détection de changement, altimétrie par interférométrie, interférométrie différentielle, tomographie, interférométrie le long de la trace).

En ce qui concerne les applications polarimétriques, on suppose généralement que les différentes voies ont le même centre de phase. Les traitements SAR étant identiques, les images sont directement superposables. Il n'y a donc pas de spécificité de traitement SAR pour ces applications.

Pour les applications interférométriques, les acquisitions simultanées (un émetteur plusieurs récepteurs) ou non simultanées (plusieurs émetteurs et autant de récepteurs)¹⁰ ont pour point commun de générer des images ayant des centres de phase différents et donc des géométries différentes.

Nous nous intéressons à la géométrie des systèmes interférométriques et aux mesures qui en découlent. Tout d'abord, nous abordons la problématique de changement de géométrie, puis nous nous intéressons à la mesure interférométrique, en particulier la mesure interférométrique perpendiculaire à la trace « across-track », puis à l'interférométrie le long de la trace « along track », à l'imagerie SAR multivoies le long de la trace¹¹, puis à l'interférométrie mixte.

Les modèles proposés dans la littérature font généralement l'hypothèse d'une bande étroite et d'une imagerie à angle de squint nul comme c'est le cas en satellitaire [Mor 13]. Ici, nous reprenons la théorie de l'interférométrie pour des systèmes à large bande et à angle de squint quelconque.

¹⁰ Nous n'aborderons pas ici des formes d'onde MIMO qui consistent à utiliser simultanément plusieurs émetteurs et plusieurs récepteurs grâce à des formes d'onde orthogonales.

¹¹ Les problématiques multi-voies perpendiculaires à la trace, ie la tomographie, ne seront pas abordées ici.

II.1 CHANGEMENT DE GEOMETRIE D'UNE IMAGE SAR

L'analyse simultanée de plusieurs images SAR nécessitent de les superposer. Or les traitements proposés jusqu'à présent utilisent un repère propre à chaque image.

Pour toutes ces applications, on suppose que les acquisitions sont en mode quasi monostatiques (tout se passe comme si les centres de phase des antennes d'émission et de réception du radar étaient confondus et situées au milieu du segment rejoignant le centre de phase de l'antenne d'émission à celui de réception) et que les centres de phase équivalents suivent des trajectoires parallèles.

Les conventions sont présentées en Figure II-1 : Les deux images ont pour indices M (maître) et E (esclave). x_0, y_0, z_0 sont les coordonnées du rétrodiffuseur P. Le point M est le centre d'intégration du point P pour l'image Maître. Le Point E est le centre d'intégration du point P pour l'image E. B_x, B_y, B_z sont les coordonnées du vecteur **ME**. γ_M et γ_E sont les angles de squint centraux des deux images.

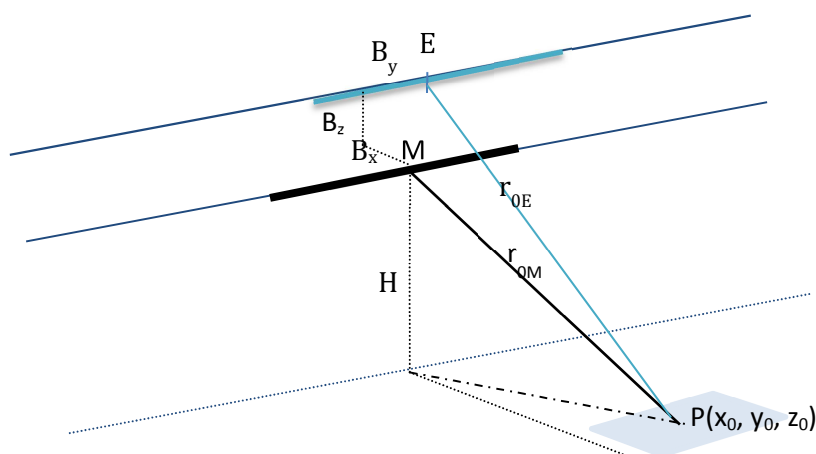


FIGURE II-1 GEOMETRIE DE PRISE DE VUE INTERFEROMETRIQUE

On souhaite ré-échantillonner l'image esclave dans la géométrie de l'image maître au voisinage d'un point $P_0(x_0, y_0, z_0)$. Les spectres des deux images calculés au voisinage de P_0 s'écrivent :

$$TF(sar_M)(k_v, k_u) = \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi \mathbf{K}^T (\mathbf{R}_M - \mathbf{R}_{M_0})} dr dy$$

$$TF(sar_E)(k_v, k_u) = \iint_{\Lambda} a(r_E, y_E) e^{-j2\pi \mathbf{K}^T (\mathbf{R}_E - \mathbf{R}_{E_0})} dr_E dy_E$$

Avec :

$$\mathbf{R}_M = \begin{bmatrix} r_M \\ y_M \end{bmatrix}, \mathbf{R}_E = \begin{bmatrix} r_E \\ y_E \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{M_0} = \begin{bmatrix} r_{M_0} \\ y_{M_0} \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{E_0} = \begin{bmatrix} r_{E_0} \\ y_{E_0} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_v \\ k_u \end{bmatrix}$$

En supposant que la surface du terrain peut s'écrire sous la forme $z=h(x,y)$ et que le terrain ne présente ni zones d'ombre, ni repliement, $r=f(x,y)$ et $r_E = g(x,y)$. Il existe donc une fonction Φ_h , telle que $\mathbf{R}_M - \mathbf{R}_{M_0} = \Phi_h(\mathbf{R}_E - \mathbf{R}_{E_0})$. On a :

$$TF(sar_E)(k_r, k_y) = \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi \mathbf{K}^T \Phi_h^{-1}(\mathbf{R}_M - \mathbf{R}_{M_0})} |\det(J(\Phi_h))| dr dy$$

Avec \mathbf{J} , jacobien de Φ_h .

Dans le cas général, l'image obtenue par transformation inverse n'est plus une image focalisée puisque la fonction $\mathbf{K}^T \Phi(\mathbf{R}_M - \mathbf{R}_{M_0})$ ne s'écrit pas sous la forme $k_v \delta r_0 + k_u \delta y$. Cependant, lorsque les deux capteurs sont proches par rapport à la distance radar, pour des zones au sol de faibles étendues (la taille de ces zones peut être reliée à la taille de focalisation des images selon l'algorithme PFA), la transformation Φ peut être remplacée par son développement au premier ordre. On obtient :

$$\mathbf{R}_M - \mathbf{R}_{M_0} = \Phi_h(\mathbf{R}_E - \mathbf{R}_{E_0}) = \mathbf{M}(\mathbf{R}_E - \mathbf{R}_{E_0})$$

$$TF(sar_E)(K') = \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R})} |\det(\mathbf{M})| dr dy \quad \text{ÉQUATION II-1}$$

L'image ré-échantillonnée s'obtient alors par transformée de Fourier inverse du spectre ré-échantillonné.

$$(sar_{E_reech})(r - r_M, y - y_M) = TF^{-1} \left(e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T (\mathbf{M}^{-1} \mathbf{B}))} TF(sar_E)(K') \right)$$

On retrouve la transformée de Fourier d'une image SAR avec un support spectral qui se déduit de support spectral de l'image initiale par la formule :

$$\mathbf{K}' = \mathbf{M}^{-T} \mathbf{K} \quad \text{ÉQUATION II-2}$$

Cette formulation, permet, en pratique, de ré-échantillonner des images SAR en amplitude et phase acquises dans des géométries proches, sur des terrains ayant un relief mou par rapport à la résolution (afin de pouvoir linéariser la fonction Φ).

II.1.1 CAS D'UN RE-ECHANTILLONNAGE D'UN SOL PLAT

Dans le cas d'un sol plat autour d'un point situé en (x_0, y_0, z_0) , on montre (cf. ANNEXE D, paragraphe D-1.1), on a : $\mathbf{R}_M = \mathbf{B} + \mathbf{M}\mathbf{R}_E$

Où :

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} r_{M_0} - \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} r_{E_0} \\ B_y \end{bmatrix}, \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{ÉQUATION II-3}$$

Avec :

$$r_{E_0} = \sqrt{(x_0 - B_x)^2 + (z_0 - H - B_z)^2}, \quad \sin\theta_E = \frac{x_0 - B_x}{r_{E_0}}, \quad r_{M_0} = \sqrt{(x_0)^2 + (z_0 - H)^2}, \quad \sin\theta_{0M} = \frac{x_0}{r_0} \quad (\text{Attention, ici } \theta_0 \text{ ne représente pas l'incidence de l'onde mais sa projection dans le plan } (0, x, z)).$$

Lorsque les deux images sont ré échantillonnées dans le repère de l'image maître, le spectre de l'image esclave est comprimé d'un facteur $\frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}}$ dans la direction perpendiculaire à l'azimut et l'image est tradatée de \mathbf{B} .

Le changement de géométrie consiste à projeter le spectre de l'image esclave dans la géométrie de l'image maître, sous une hypothèse d'une localisation 3D des rétrodiffuseurs. Dans le cas d'un sol plat, la projection s'effectue en deux temps. Une première projection de la géométrie esclave sur sur la géométrie maître selon un axe vertical (cf. Figure II-2).

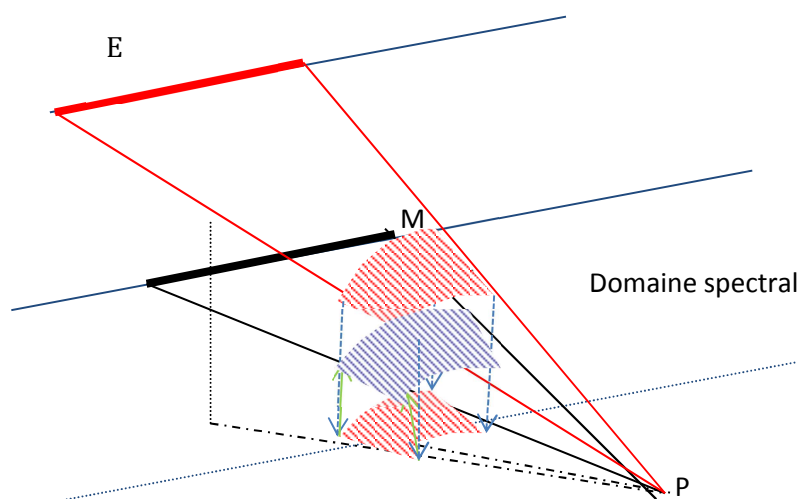


FIGURE II-2 INTERPRETATION GEOMETRIQUE D'UN CHANGEMENT DE GEOMETRIE.

Cas particulier où θ_{0M} et θ_{0E} sont proches

En supposant que l'écart d'incidence entre les deux prises de vue soit faible, on a (cf. démonstration en ANNEXE D, paragraphe D-1.1):

$$\mathbf{M}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} r_{M_0} - r_{E_0} - \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} r_{E_0} \\ B_y \end{bmatrix}$$

On a alors :

$$K^T M^{-1} = K^T + K^T \begin{bmatrix} \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En supposant que la bande spectrale est faible devant la fréquence centrale, on peut écrire :

$$K'_{Ereoch} = K^T M^{-1} = K^T + \begin{bmatrix} \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} k_c \cos\gamma_M \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le support du spectre E est translaté dans la direction du 0 Doppler de

$$\Delta K_v = \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} k_c \cos\gamma_M \quad \text{ÉQUATION II-4}$$

On peut donc positionner les supports maître et esclave l'un par rapport à l'autre connaissant leur position d'origine et ΔK_v .

Dans le cas où les deux images sont calculées pour une même fréquence centrale mais pour un angle de squint différent, les spectres de l'image esclave est tourné d'un angle $\gamma_E - \gamma_M$ par rapport au spectre de l'image maîtresse (cf. Figure II-3 gauche). Le spectre de l'image ré-échantillonnée a subi une translation dans la direction k_v (cf. Figure II-3 droite).

Si on considère que les deux spectres sont proches et que l'on assimile la rotation entre le spectre esclave et le spectre maître à une translation dans la direction perpendiculaire à k_r , on a alors :

$$\mathbf{Support}_{reechE}(K) = \mathbf{Support}_M(K - \Delta K) \quad \text{ÉQUATION II-5}$$

Avec :

$$\Delta K = \begin{bmatrix} \cos\gamma_E k_c - \cos\gamma_M k_c + \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} \cos\gamma_M k_c \\ 0 \\ \sin\gamma_E k_c - \sin\gamma_M k_c \end{bmatrix} \quad \text{ÉQUATION II-6}$$

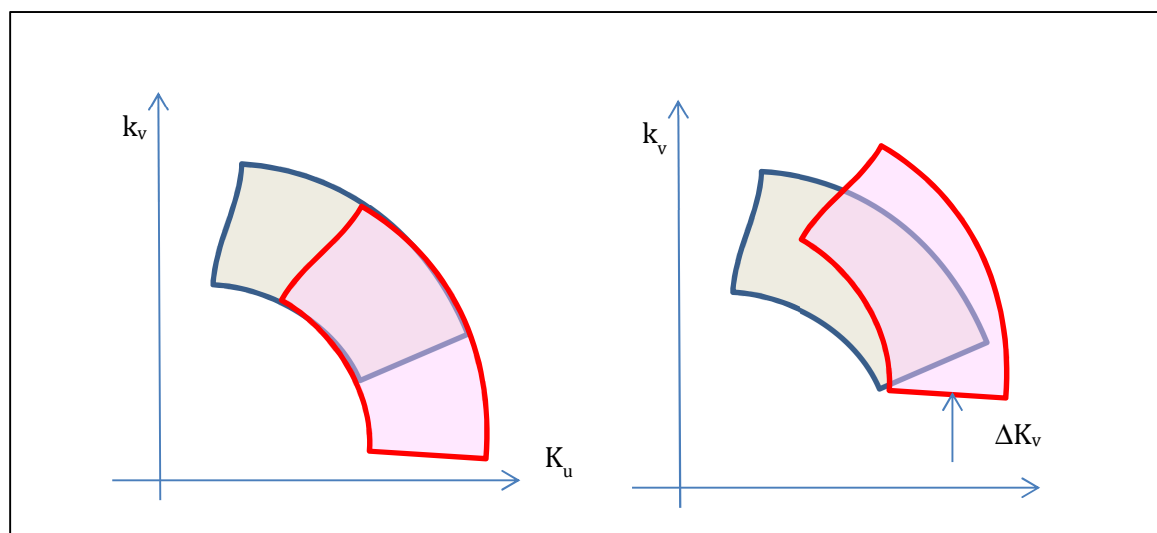


FIGURE II-3 SPECTRES DE DEUX ACQUISITIONS (BLEU L'IMAGE MAITRE, ROUGE IMAGE ESCLAVE) PRISES AVEC DES ANGLES DE SQUINT DIFFERENTS ET UNE MEME FREQUENCE CENTRALE. A GAUCHE POSITIONS RESPECTIVES DES DEUX SPECTRES AVANT REECHANTILLONNAGE, A DROITE, POSITION RESPECTIVE DES DEUX SPECTRES APRES RE-ECHANTILLONNAGE

II.1.2 CAS D'UN RE-ECHANTILLONNAGE D'UN SOL PLAN

Dans le cas d'une projection sur un sol plan non plat, la transformation est plus compliquée et dépend de la normale au plan. Cette transformation est explicitée en ANNEXE D, paragraphe D-1.2.

II.2 MESURE INTERFEROMETRIQUE

L'interférométrie consiste à calculer la différence de phase de deux images ré-échantillonnées dans un même repère. Cette différence de phase s'obtient en multipliant l'image esclave ré-échantillonnée par le conjugué de l'image maître.

II.2.1 EXPRESSION DE LA PHASE INTERFEROMETRIQUE DE DEUX IMAGES RECALEES EXACTEMENT

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que deux images, prises dans des conditions de prise de vue proches peuvent être ré-échantillonnées dans une même géométrie sous réserve de connaître la position 3D des rétrodiffuseurs. On a alors :

$$TF(sar_{E_reech})(K) = \iint_{\Lambda} a_E(r, y) e^{-j2\pi(K^T R)} dr dy \text{ avec } K \in \text{Support}(E)$$

$$TF(sar_M)(K) = \iint_{\Lambda} a_M(r, y) e^{-j2\pi(K^T R)} dr dy \text{ avec } K \in \text{Support}(M)$$

On supposera par la suite que les deux images ont été focalisées à la même résolution, ont une fréquence centrale commune et que le support du spectre de l'image esclave peut se déduire du support de l'image maître par une translation selon les deux axes k_u ¹² et k_v .

Si on néglige le bruit thermique des images et que l'on suppose que le sol imagé n'a pas été modifié d'une acquisition à l'autre, on a égalité entre $a_E(r,y)$ et $a_M(r,y)$. Les transformées de Fourier des deux images sont donc identiques à ceci près que leurs supports sont différents.

Dans les paragraphes suivants, nous calculons la mesure interférométrique des signaux ré-échantillonnés dans deux cas : ponctuel et clutter complètement développé.

La phase interférométrique est définie comme étant la phase du produit de l'image esclave ré-échantillonnée par l'image maître ré-échantillonnée :

$$\text{interf}(r,y) = (sar_{E_{reech}}(r,y) * sar_M^*(r,y)).$$

II.2.1.1 POINT ISOTROPE DOMINANT

Lorsque l'image est constituée d'un point isotrope dominant au point $\mathbf{R}_0 = \begin{bmatrix} r_0 \\ y_0 \end{bmatrix}$, on a :

$$TF(sar_{E_{reech}})(\mathbf{K}) = a(r_0, y_0) e^{-j2\pi\mathbf{K}^T(\mathbf{R}_0)} \text{Support}_M(\mathbf{K} - \Delta\mathbf{K})$$

$$sar_{E_{reech}}(r,y) = sar_M(r,y) e^{-j2\pi\Delta\mathbf{K}^T(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)}$$

$$\text{interf}(r - r_0) = |a(r_0, y_0)|^2 |h(r - r_0, y - y_0)|^2 e^{-j2\pi\Delta\mathbf{K}^T(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)}$$

L'interférogramme d'un point dominant isotrope a une phase nulle à la position du rétrodiffuseur mais les lobes secondaires du point sont affectés d'une phase qui dépend du décalage spectral entre les deux images. En d'autres termes, les lobes secondaires d'un point brillant ont la phase interférométrique du point brillant mais ont été corrigés de la phase interférométrique de leur position, ils sont donc « mal corrigés » et l'interférogramme présente une rampe de phase (cf. Figure II-4).

¹² En réalité une différence d'angle de squint correspond à une rotation du Spectre E par rapport au spectre M. En supposant la différence d'angle de squint faible, on peut assimiler cette rotation à une translation.

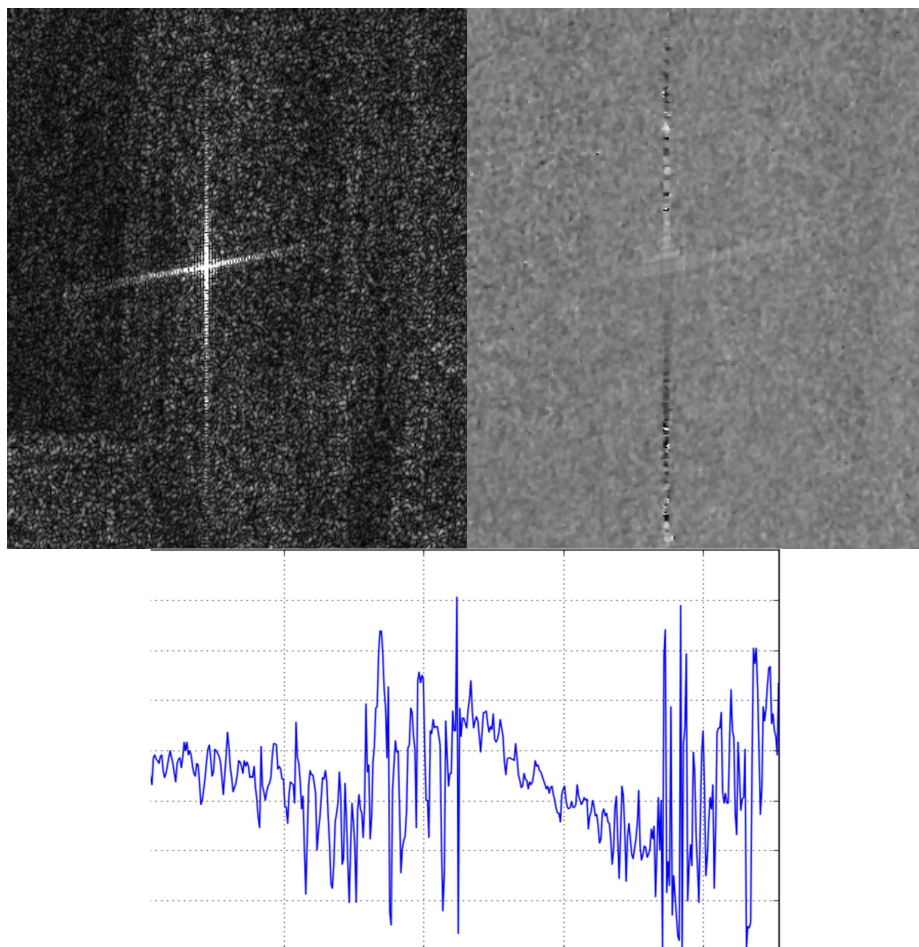


FIGURE II-4 IMAGE D'UN TRIEDRE (GAUCHE), PHASE INTERFEROMETRIQUE DU TRIEDRE (DROITE) ET COUPE EN DISTANCE CE LA PHASE INTERFEROMETRIQUE (BAS) SUR LAQUELLE ON VOIT LE GRADIENT DE PHASE POUR LES PIXELS AYANT UNE SIGNATURE DOMINEE PAR LES LOBES SECONDAIRES DU TRIEDRE.

Notons qu'aucune hypothèse n'est faite sur l'intersection des supports spectraux : la mesure de la phase des points brillants est possible quelles que soient les conditions de prises de vue.

II.2.1.2 CLUTTER PLEINEMENT DEVELOPPE

Dans ce cas, le calcul est un peu plus compliqué : On a :

$$sar_{Ereoch}(r, y) * sar_M^*(r, y) = TF^{-1}[TF(sar_{Ereoch}(r, y)) \otimes TF(sar_M^*(r, y))]$$

Lorsque l'image sar est exprimée en bande réelle, si $a_E(r, y) = a_M(r, y)$ pour tout (r, y) (le rétrodiffuseurs n'ont pas changé d'une acquisition à l'autre) et que le speckle est pleinement développé, on montre [Gat 94] que :

$$\begin{aligned} TF(sar_{Ereoch}(r, y) * sar_M^*(r, y))(K) \\ = S(K) * Support_{symétrique}(K) + b(K) * Support_{bruit}(K) \end{aligned}$$

Avec S telle que $S(-K) = S^*(K)$. S provient de la convolution de la partie commune des supports des deux spectres et $b(K)$, bruit qui provient de la convolution entre les parties non communes des

supports des deux spectres. Le Support_{symétrique} correspond à la convolution de la partie commune des deux spectres.

La démonstration est donnée en ANNEXE E paragraphe E-2-1.

L'interférogramme d'un clutter complètement développé a donc un signal utile réel bruité par la convolution des parties non communes des spectres. La phase interférométrique d'un clutter complètement développé dont on connaît l'altitude est nulle.

Il est possible de débruiter cette phase interférométrique en filtrant les images SAR et en ne conservant que la partie commune de leur spectre. Ceci est un résultat très classique de l'interférométrie.

Si la projection du spectre de l'image esclave dans la géométrie de l'image maître et le spectre de l'image maître sont disjoints, la différence de phase entre les deux images ne contiendra que du bruit. Cette condition définit les limites des conditions interférométriques.

II.2.2 CONDITIONS INTERFEROMETRIQUES

Nous avons vu que pour que la différence de phase entre deux images (paragraphe II.2.1) n'a de sens sur du clutter pleinement développé que lorsque les spectres des deux images ont des supports spectraux avec une partie commune. On peut calculer les contraintes géométriques sur les prises de vue permettant d'être en conditions interférométriques. Pour simplifier le calcul, on se place dans le repère $(k_M, k_{M\perp})$.

On a d'après l'Équation I-27 et l'Équation II-6 :

$$\Delta \mathbf{K}_{\text{repère}(k, k_{\perp})} = \begin{bmatrix} \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} \cos^2\gamma_M k_c + (\cos(\gamma_E - \gamma_M) - 1)k_c \\ -\frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} \sin\gamma_M \cos\gamma_M k_c + \sin(\gamma_E - \gamma_M)k_c \end{bmatrix}$$

On en déduit les contraintes sur la base interférométrique pour être en conditions interférométriques.

II.2.2.1 CONTRAINTE SUR LA BASE INTERFEROMETRIQUE LORSQUE LES DEUX IMAGES SONT CALCULEES AVEC LE MEME ANGLE DE SQUINT.

Dans le cas particulier de deux images SAR acquises sur une même bande spectrale et avec des angles de squint γ_M et γ_E égaux (cas Stripmap par exemple)¹³ on a :

¹³ Il est possible de calculer des interférogrammes à partir d'images ayant des bandes passantes différentes. Cela a été fait pour la première fois par A. Monti Guarnieri [Mon 00] en utilisant des données ERS et ENVISAT qui avaient des fréquences centrales différentes.

$$\left| \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} \cos^2\gamma_M f_c \right| < B$$

Soit :

$$\left| \frac{B_{\text{perp}}}{R_0 \tan\theta_{0M}} \cos^2\gamma_M f_c \right| < B$$

Avec B_{perp} projection du vecteur **ME** dans le plan (0, x, z) perpendiculairement au vecteur de direction **MP**. R_0 est la distance MP projetée dans le plan (0, x, z) et θ_{0M} est l'angle d'incidence de l'image maître projeté dans le plan (0, x, y).

De manière équivalente on a :

$$\left| \frac{B_x \cos\theta_M + B_z \sqrt{\sin^2\theta_M - \sin^2\gamma_M}}{R \tan\theta_M} f_c \right| < B$$

Avec R distance MP et θ_M angle d'incidence (dans le plan de visée), γ_M angle de squint.

II.2.2.2 CONTRAINTE SUR LA BASE INTERFEROMETRIQUE LORSQUE SONT DEUX CAPTEURS SONT SITUÉS SUR UNE MEME TRAJECTOIRE

Dans le cas particulier de deux prises de vue selon la même trajectoire, on a :

$$\Delta \mathbf{K}_{\text{repère}(k, k_{\perp})} = \begin{bmatrix} (\cos(\gamma_E - \gamma_M) - 1) k_c \\ \sin(\gamma_E - \gamma_M) k_c \end{bmatrix}$$

Le spectre de l'image esclave ré-échantillonnée est tourné par rapport à celui de l'image maître d'un angle $\gamma_E - \gamma_M$. Les deux spectres seront donc disjoints dès que :

$$|\gamma_E - \gamma_M| < \delta\gamma$$

Avec $\delta\gamma$ angle d'intégration.

II.2.3 INTERFERENCE DES SIGNAUX

Il est intéressant de calculer d'où provient la partie commune des spectres. Pour cela nous considérons deux images prises selon deux trajectoires parallèles. On cherche à quel point du spectre de l'image E correspond un point du spectre de l'image M.

Soit $\mathbf{K}_M = \begin{bmatrix} k_M \cos\gamma_M \\ k_M \sin\gamma_M \end{bmatrix}$ et $\mathbf{K}_E = \begin{bmatrix} k_E \cos\gamma_E \\ k_E \sin\gamma_E \end{bmatrix}$ On cherche les conditions sur \mathbf{K}_E pour que $\mathbf{K}_{E\text{rech}} = \mathbf{K}_M$.

D'après Équation II-2, on trouve

$$\begin{cases} k_E \cos\gamma_E \cdot \sin\theta_{0E} = k_M \cos\gamma_M \cdot \sin\theta_{0M} \\ k_E \sin\gamma_E = k_M \sin\gamma_M \end{cases}$$

La direction de visée **d** s'écrit

$$\mathbf{d} = \begin{cases} \sin\theta\cos\alpha = \sqrt{\sin^2\theta - \sin^2\gamma} = \sin\theta_0\cos\gamma \\ \sin\theta\sin\alpha = \sin\gamma \\ -\cos\theta = -\cos\theta_0\cos\gamma \end{cases} \quad \text{et} \quad \sin\theta_0 = \frac{\sqrt{\sin^2\theta - \sin^2\gamma}}{\cos\gamma}$$

Où θ est l'angle d'incidence, γ l'angle de squint, θ_0 l'angle d'incidence projeté dans le plan perpendiculaire à l'avancée et α l'angle de squint projeté au sol.

En remplaçant γ par sa projection au sol α et θ_0 par l'angle d'incidence θ , on trouve

$$\begin{cases} k_E \cdot \sin\theta_E = k_M \cdot \sin\theta_M \\ \alpha_E = \alpha_M \end{cases}$$

En tenant compte de l'équivalence entre coordonnées spectrales et domaine spatial, on en déduit que deux signaux

- Provenant de deux radars suivant deux trajectoires parallèles et horizontales
- qui imagent un clutter complètement développé situé sur un sol horizontal
- interfèrent lorsque la projection de leur angle de squint au sol est identique et que le décalage spectral induit par le décalage d'angle d'incidence est inférieur à la bande émise.

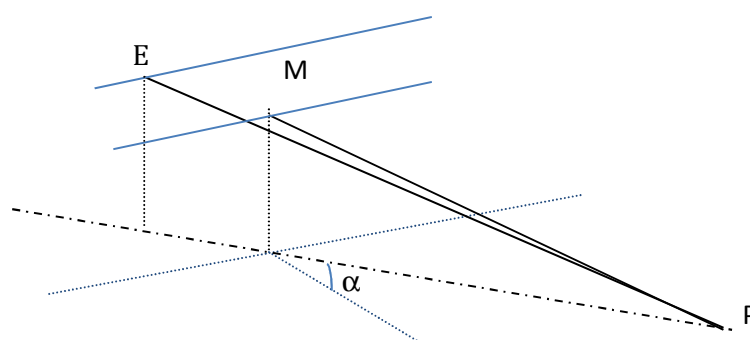


FIGURE II-5 ILLUSTRATION DES POSITIONS RELATIVES DES CENTRES DE PHASE DE DEUX ANTENNES EN CONDITIONS INTERFEROMETRIQUES

On peut, de manière plus générale montrer (cf. ANNEXE D paragraphe D-1-2) que sur un plan quelconque de normale \vec{n} , les signaux qui interfèrent sont tels que :

$$[\vec{u}_M \cdot (\vec{u}_E \wedge \vec{n})] = 0 \quad \text{et} \quad k_E = k_M \frac{\|\vec{u}_M \wedge \vec{n}\|_x}{\|\vec{u}_E \wedge \vec{n}\|_x} \quad \text{ÉQUATION II-7}$$

Avec, \vec{u} direction de visée et \vec{n} normale au plan. Cette relation est très importante : elle montre que les signaux qui interfèrent sont ceux tels que \vec{u}_M, \vec{u}_E et \vec{n} sont coplanaires.

II.3 INTERFEROMETRIE PERPENDICULAIRE A LA TRACE

Si l'on suppose maintenant que les éléments rétrodiffusant ne sont pas situés sur le plan utilisé pour recalculer l'image mais sur un plan parallèle au plan de recalculer situé à une hauteur δz du plan de recalculer. On montre (cf. Équation D-3, paragraphe D-2) que :

$$(sar_E)(r - r_{E0}, y - y_{E0}) \\ = TF^{-1} \left(e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T)\delta R} \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T + \delta \mathbf{K}'^T)(\mathbf{R}_M - \mathbf{R}_{M0})} dr dy \right)$$

ÉQUATION II-8

Avec :

$$\delta \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \frac{B_{perp}}{r_0 \sin \theta_0} \delta z \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } \delta \mathbf{K} = \begin{bmatrix} -\frac{2\delta z B_{perp}}{r_0^2 \sin \theta_0} k_c \cos \gamma \\ 0 \end{bmatrix}$$

L'image esclave est décalée à la fois spatialement et spectralement.

La mesure interférométrique s'écrit alors :

$$\text{interf}(r - r_0, y - y_0) \\ = TF^{-1} \left[A_E(\mathbf{K}) e^{-j2\pi \mathbf{K}'^T \delta \mathbf{R}} \text{Support}_E(+\delta \mathbf{K}) \otimes A_M^*(-\mathbf{K}) \text{Support}_M(-\mathbf{K}) \right]$$

ÉQUATION II-9

Comme précédemment, nous pouvons considérer deux cas : cas d'un clutter pleinement développé et cas d'un ponctuel isotrope.

II.3.1 CAS D'UN CLUTTER PLEINEMENT DEVELOPPE

Dans le cas d'un clutter pleinement développé, on montre (cf. ANNEXE E) que si

$$(\mathbf{K} - \mathbf{K}_{\text{moy}})\delta \mathbf{R} \ll 1:$$

$$\text{interf}(r = r_0) = e^{-j2\pi(\mathbf{K}_{\text{moy}} - \delta \mathbf{K})\delta \mathbf{R}} * \text{reel} + \text{bruit}$$

Avec \mathbf{K}_{moy} fréquence spatiale moyenne de l'intersection des spectres.

Ici le bruit est dû, comme dans le cas parfaitement recalculé, à la convolution des parties non commune des spectres, mais aussi au décalage spatial. Plus ce décalage est important, plus l'interférogramme sera bruité.

Lorsque l'on peut négliger le décalage spatial ($(\mathbf{K} - \mathbf{K}_{\text{moy}})\delta \mathbf{R} \ll 1$ et donc $\delta \mathbf{R} \ll \frac{1}{\text{res}}$)

$$\varphi_{\text{interf}} = -2\pi(\mathbf{K}_{\text{moy}} - \delta \mathbf{K})\delta \mathbf{R} \approx -2\pi \mathbf{K}_{\text{moy}} \delta \mathbf{R}$$

$$\varphi_{interf} = -2\pi \frac{2B_{perp}\delta z}{\lambda_{moy}r_0\sin\theta_{0M}}$$

Avec r_0 la distance du capteur au point projetée sur l'axe perpendiculaire à l'avancement de l'avion, θ_{0M} l'angle d'incidence projeté sur le même plan et B_{perp} base interférométrique à la fois perpendiculaire à la visée et à l'avancement de l'avion. λ_{moy} est la longueur d'onde associée au centre de l'intersection des deux spectres.

La phase interférométrique est proportionnelle à la différence d'altitude entre l'altitude utilisée pour le recalage des images et l'altitude réelle du point.

Nous retrouvons par analyse spectrale une formulation très classique de l'interférométrie.

On appelle altitude d'ambiguïté la différence d'altitude correspondant à un déphasage de 2π , et donc à une ambiguïté dans les mesures de hauteur.

On a donc :

$$H_a = \frac{\lambda_{moy}r_0\sin\theta_{0M}}{2B_{perp}}$$

Notons que le calcul interférométrique sur des images en bande réelle permet de s'affranchir des franges orbitales : on a directement un interférogramme différentiel entre l'altitude de recalage et l'altitude du point.

De plus, notons qu'il existe un lien entre décalage géométrique des images radar et mesure interférométrique. Nous avons vu que :

$$\delta r = \frac{B_{perp}}{r_0\sin\theta_0} \delta z = \frac{\lambda_{moy}}{2H_a} \delta z$$

Il est possible d'estimer δr par corrélation des images du couple interférométrique. Généralement, la corrélation des images permet d'obtenir une précision de mesure de l'ordre de $\frac{res_d}{8}$ [Mic 99]. On peut donc estimer l'altitude par recalage des images avec une précision de :

$$\delta z = H_a \frac{res_d}{4\lambda_{moy}} = H_a \frac{f_c}{8B}$$

On remarque que dès que la bande émise est supérieure à $\frac{f_c}{8}$, (1.25GHz en bande X, 150MHz en bande L, 50MHz en bande UHF), on peut théoriquement estimer l'altitude d'un clutter pleinement développé par corrélation d'images avec une précision suffisante pour ne pas avoir de déroulement de phase.

II.3.2 CAS D'UN POINT PONCTUEL

Dans le cas d'un ponctuel, on montre (cf. ANNEXE E, paragraphe E-3-1) que l'interférogramme s'écrit :

$$interf(r - r_0) = \frac{|A|^2}{2\pi} e^{-j2\pi(K_{Emoy} - \delta K)^T \delta R} e^{j2\pi(\Delta K - \delta K)^T (\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)} B_k(\text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0 - \delta \mathbf{R})) \text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)))$$

Et

$$interf(r = r_0) = \frac{|A|^2}{2\pi} e^{-j2\pi(K_{Emoy} - \delta K)^T \delta R} B_k(\text{sinc}(\pi B_k(-\delta \mathbf{R})))$$

Au point $r=r_0$, La phase de l'interférogramme est proportionnelle à la fréquence moyenne de l'image esclave mesurée dans la géométrie de l'image maitre alors que pour du clutter développé cette phase est proportionnelle à la fréquence moyenne K_{moy} de l'intersection des spectres. Cette légère différence est généralement négligeable dans les cas usuels mais peut dans certains cas (faible altitude d'ambiguïté et large bande passante) créer un artefact de phase.

On note aussi que la phase des lobes secondaires du ponctuel ($r \neq r_0$) est proportionnelle à la distance entre r et r_0 : une rampe de phase apparaît sur les lobes secondaires. La phase des lobes secondaires correspond à la différence de phase lié à la position du pic principal compensé de la phase mais compensé de la différence de phase liée à l'altitude de recalage du point r et non pas du point r_0 . On voit donc que même si un écho ponctuel est situé à la même altitude que le clutter environnant, il va biaiser la mesure interférométrique du clutter environnant.

II.3.3 CAS D'UN POINT DIRECTIF

Il est intéressant de regarder la signature interférométrique d'un écho directif dont la réponse spectrale se modélise par un Dirac de fréquence spatiale K_0 . Si la fréquence spatiale est présente à la fois sur le support spectral de l'image maitre et de celui de l'image esclave, on montre (cf. ANNEXE E, paragraphe E-3-2) que l'interférogramme s'écrit :

$$interf(r - r_0) = e^{-j2\pi(K_0 - \delta K)^T \delta R} |A|^2 e^{-j2\pi(\delta K)^T (\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)}$$

Ici la phase interférométrique est proportionnelle à la fréquence spatiale de l'écho directif. Pour des images large bande, ceci peut biaiser la mesure interférométrique. Si l'on ne connaît pas la fréquence de résonance du phénomène, on peut faire une erreur d'estimation de l'altitude d'un facteur $\frac{K_0}{K_{moy}}$.

II.3.4 DISCUSSION

Ces différents cas : interférométrie de clutter, de points isotropes et de points directifs montrent que l'interprétation de la mesure interférométrique peut être complexe pour des images large bande. De plus, les formules présentées ici ont été obtenues en faisant une série d'approximation :

- Les calculs sont des développements au premier ordre

- Le déplacement du spectre étant dans la direction perpendiculaire à la trace, nous avons supposé que nous pouvions estimer le centre de la partie commune du spectre simplement à partir de la bande spectrale et du décalage spectral (Équation II-5). Or, dans un cas général, la partie commune du spectre a une forme quelconque et le centre du spectre qu'il faudrait considérer est le centre de gravité de cette partie commune (Figure II-6).

D'autre part, nous avons vu que la réponse interférométrique varie selon le type de rétrodiffuseurs (clutter, point isotrope, point non isotrope). Dans les zones structurées (routes, zones urbaines) il est courant que les rétrodiffuseurs aient un spectre coloré avec des gammes de fréquences spatiales dominantes (cf. Figure II-7). Dans ce cas la mesure interférométrique dépend de la fréquence centrale du centre de gravité pondéré par l'énergie spectrale de la partie commune des spectres.

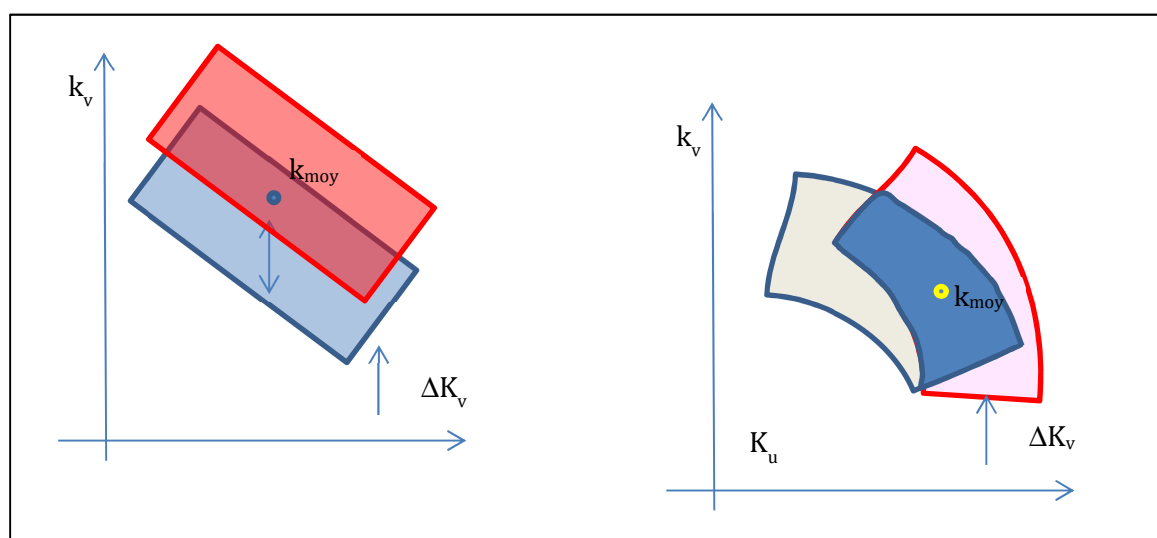


FIGURE II-6 A GAUCHE : MODELISATION RECTANGULAIRE, A DROITE CAS GENERAL

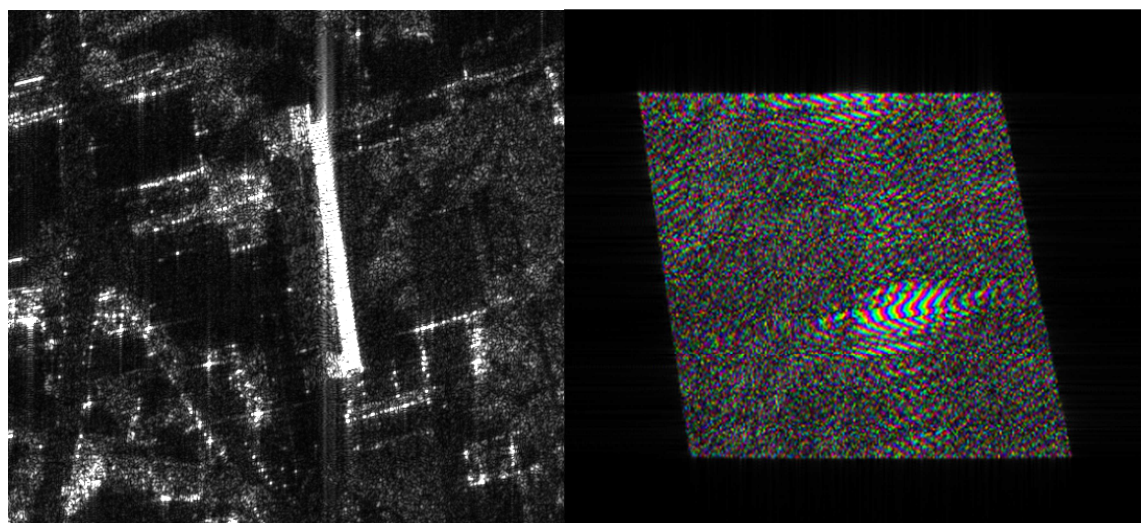


FIGURE II-7 EXEMPLE D'IMAGE (BANDE X) DANS UNE ZONE URBAINE ET SPECTRE ASSOCIE (LA LUMINOSITE EST PROPORTIONNELLE A L'INTENSITE, LA COULEUR A LA PHASE)

Pour éviter ces écueils, nous pensons que la mesure interférométrique doit être itérative avec un schéma du type :

- recalage sur un plan
- mesure de la phase interférométrique => estimation de la hauteur et du MNT
- recalage sur le MNT et itérations jusqu'à obtenir un interférogramme égal à 0.

Des problèmes surgissent pour mettre en œuvre cette méthode lorsque la surface imagée est discontinue (cas d'environnement urbain par exemple). Dans ce cas les méthodes de recalage fréquentielles présentées ici échouent (hypothèse de continuité du relief) et seuls les processeurs de type back-projection peuvent permettre de recalibrer les images parfaitement.

II.4 FRANGES ORBITALES OU FRANGES LIEES AU TERRAIN PLAT

Par rapport au développement présenté généralement dans la littérature, nous ne parlons pas ici de franges orbitales ou franges liées au terrain plat. Ceci s'explique simplement. Dans la littérature, les modèles rencontrés traitent d'images SAR représentées en fréquence de base (l'origine des fréquences correspond à la fréquence centrale émise). Le ré-échantillonnage de l'image esclave dans la géométrie de l'image maître ne tient donc pas compte de la translation des spectres. Cette translation en fréquence induit une rampe de phase entre image esclave et image maître : ce sont les franges orbitales ou franges de terrain plat. En ré-échantillonnant les images dans un même repère spatial et en tenant compte de la fréquence centrale d'émission, on enlève naturellement les franges liées au modèle de sol choisi dans l'étape de ré-échantillonnage.

II.5 COHERENCE INTERFEROMETRIQUE

Dans le cas où l'image correspond à un speckle complètement développé, il est intéressant de mesurer le bruit de la mesure interférométrique en introduisant la notion de cohérence.

La cohérence entre deux images correspond à la valeur absolue de la mesure de la covariance normalisée entre ces deux images. Elle s'écrit :

$$coh = \frac{|E(sar_{Ereoch} \cdot sar_M^*)|}{\sqrt{E(sar_{Ereoch} sar_{Ereoch}^*)} \sqrt{E(sar_M(r, y) sar_M^*(r, y))}}$$

Notez que l'on suppose que les moyennes des signaux des images maître et esclave sont nulles.

La cohérence mesure la ressemblance entre les deux images : Une cohérence proche de 1 indique que les deux images sont semblables aussi bien en amplitude qu'en phase.

Les relations de Parseval permettent de réécrire la cohérence dans le domaine spectral :

$$coh = \frac{\left| \iint_{Support_E(k_v, k_u) \cap Support_M(k_v, k_u)} A_{Ereoch}(k_v, k_u) A_M^*(k_v, k_u) dk_v dk_u \right|}{\sqrt{\iint_{Support_M(k_v, k_u)} |A_M(k_v, k_u)|^2 dk_v dk_u} \sqrt{\iint_{Support_E(k_v, k_u)} |A_{Ereoch}(k_v, k_u)|^2 dk_v dk_u}}$$

L'équation ci-dessous montre que la cohérence est d'autant plus grande que l'intersection des supports spectraux des images est importante. L'information cohérente (i.e. permettant d'apporter une mesure de phase) est portée par la partie commune des spectres des deux images (cf. [Gat 94]). On retrouve, par la mesure de la cohérence, les propriétés de la phase interférométrique qui ont été présentées au paragraphe II.2.1.2.

II.5.1 SOURCES DE DECORRELATION

En reprenant le modèle du signal SAR du paragraphe II.2.1, page 68 on peut étudier les principaux contributeurs de décorrélation (cf. [Just 94], [Zeb 92]).

$$(sar_{Ereoch}) = TF^{-1} \left(\iint_{\Lambda} a_E(r, y) e^{-j2\pi(K^T R)} dr dy \text{ avec } K \in \text{Support}(E) \right) + b_E$$

$$(sar_M) = TF^{-1} \left(\iint_{\Lambda} a_M(r, y) e^{-j2\pi(K^T R)} dr dy \text{ avec } K \in \text{Support}(E) \right) + b_M$$

La cohérence interférométrique vaut 1 si et seulement si

$Support_M = Support_E$ et $A_M(k_v, k_u) = \alpha A_{Ereoch}(k_v, k_u), \forall (k_v, k_u)$. Avec α nombre complexe non nul.

Dans le cas d'une rétrodiffusion surfacique avec un speckle pleinement développé, nous pouvons donc en déduire les causes de décorrélation :

- Pertes de cohérence liées au support (dite perte de cohérence géométrique) : Nous avons vu que les supports de deux images SAR correspondent à deux arcs de couronne situés dans un espace 3D. Le ré-échantillonnage d'une image est une transformation de l'image esclave qui projette le spectre esclave dans la géométrie de l'image maître (cf. Figure II-2, page 66) ce qui, en première approximation, se traduit par une translation du spectre (cf. Équation II-4, page 67). La décorrélation géométrique sera d'autant plus importante que l'intersection des deux spectres sera faible. Pour améliorer la cohérence, il est possible de dégrader les résolutions des deux images en ne conservant que la partie commune des spectres. Les images ont alors une résolution moindre mais la décorrélation géométrique est minimisée. Cependant, étant donné que la position relative des deux spectres dépend du relief, cette solution nécessite de connaître le relief du sol.
- Dans le cas d'un speckle pleinement développé et en supposant nulles toutes les autres sources de décorrélation, on a la formule suivante :

$$coh = \frac{Surface(Support_E \cap Support_M)}{Surface(Support_E) \cdot Surface(Support_M)}$$

- Pertes de cohérence liées aux valeurs des spectres : plusieurs causes peuvent être à l'origine d'une perte de cohérence. Les composantes spectrales des images SAR dépendent de la rétrodiffusion des éléments imagés mais aussi du niveau du bruit thermique présent sur les images. On différencie donc deux types de décorrélation : la décorrélation du bruit thermique et la décorrélation due à la nature du terrain imagé.

- Décorrélation thermique : En prenant un modèle de bruit thermique ayant une puissance constante sur chacune des images et des puissances identiques entre les deux images et en supposant réduites à 0 toutes les autres sources de décorrélation, on trouve :

$$coh = \frac{RCB}{1 + RCB}$$

- avec RCB (Rapport Clutter à Bruit) défini comme le rapport entre la puissance du signal rétrodiffusé et la puissance du bruit thermique.
- Décorrélation temporelle : si les éléments rétrodiffusés ont été modifiés d'une acquisition à l'autre (mouvements des rétrodiffuseurs élémentaires au sein de la cellule de résolution, changement de nature des rétrodiffuseurs ...) les composants spectraux des deux images seront modifiés et cela entraîne une décorrélation temporelle
- Pertes de cohérence liées à des erreurs de recalage : une erreur de recalage entre les deux images se traduit par une pente de phase dans le domaine spectral de l'image esclave. En supposant nulle, toute autre source de décorrélation, on trouve :

$$coh = \frac{\left| \iint_{\text{Support}} |A(k_r, k_y)|^2 e^{-2\pi K^T dR} dk_r dk_y \right|}{\iint_{\text{Support}} |A(k_r, k_y)|^2 dk_r dk_y}$$

Et pour un spectre rectangulaire, et un clutter complètement développé, on a :

$$E(coh) = \left| \text{sinc}\left(\pi \frac{dr}{res_{dist}}\right) \text{sinc}\left(\pi \frac{dy}{res_{az}}\right) \right| \quad \text{ÉQUATION II-10}$$

- Enfin, il existe une autre source de décorrélation, appelée décorrélation spectrale, généralement ignorée. Celle-ci dépend des conditions de prise de vue et sera étudiée dans le chapitre suivant puisqu'elle n'apparaît pas dans le modèle du signal SAR théorique présenté ici mais devient importante pour des systèmes radar réels.

II.5.2 MESURE DE LA COHERENCE SUR LES IMAGES

Pour estimer la cohérence interférométrique sur les images, on utilise généralement un moyennage sur une fenêtre de $(2N+1)$ pixels sur $(2N+1)$ pixels. Ceci suppose que les différents pixels utilisés sont indépendants et suivent la même loi statistique :

$$coh_N(i, j) = \left| \frac{\sum_{k=-N}^N \sum_{l=-N}^N A_M(i+l, j+k) e^{j\varphi_M(i+l, j+k)} A_E(i+l, j+k) e^{-j\varphi_E(i+l, j+k)}}{\sqrt{\sum_{k=-N}^N (A_M(i+l, j+k))^2 \sum_{k=-n}^n (A_E(i+l, j+k))^2}} \right|$$

Avec $A_M(i+l, j+k) e^{j\varphi_M(i+l, j+k)}$ rétrodiffusion complexe sur l'image maître au pixel de coordonnées (i+l, j+k).

On suppose donc que la zone utilisée a une rétrodiffusion homogène mais aussi que les conditions interférométriques (décalage spectral, phase interférométrique des pixels sont identiques). La mesure de cohérence n'est donc pas adaptée aux environnements compliqués de type urbains.

Il a été montré [Tou 96], que la loi de distribution de la cohérence empirique pour un speckle complètement développé obtenue pour un nombre de look $L > 2$ s'écrit :

$$p_d(d) = 2(L-1)(1-\rho^2)^L d(1-d^2)^{L-2} F(L, L, 1, d^2 \rho^2) \quad \text{ÉQUATION II-11}$$

L représente le nombre d'échantillons indépendants utilisés pour calculer la cohérence, ce qui correspond, pour une cohérence empirique calculée sur une fenêtre $(2N+1) \times (2N+1)$, à :

$$L = \frac{(2N+1)(2N+1) pas_{dist} pas_{azim}}{res_{dist} res_{azim}}$$

Afin de vérifier l'adéquation de cette loi sur les images radar, nous avons utilisé un interférogramme calculé sur un champ homogène, puis nous avons calculé les histogrammes de l'image de la cohérence obtenus pour différentes fenêtres. Ces histogrammes ont ensuite été comparés aux lois théoriques obtenues pour le nombre de looks correspondant et un paramètre de cohérence ajusté.

Les résultats sont présentés sur la Figure II-8 et montrent la bonne adéquation des lois théoriques avec les lois mesurées sur un clutter pleinement développé (zone de gauche) et sur une zone d'ombre (zone de droite).

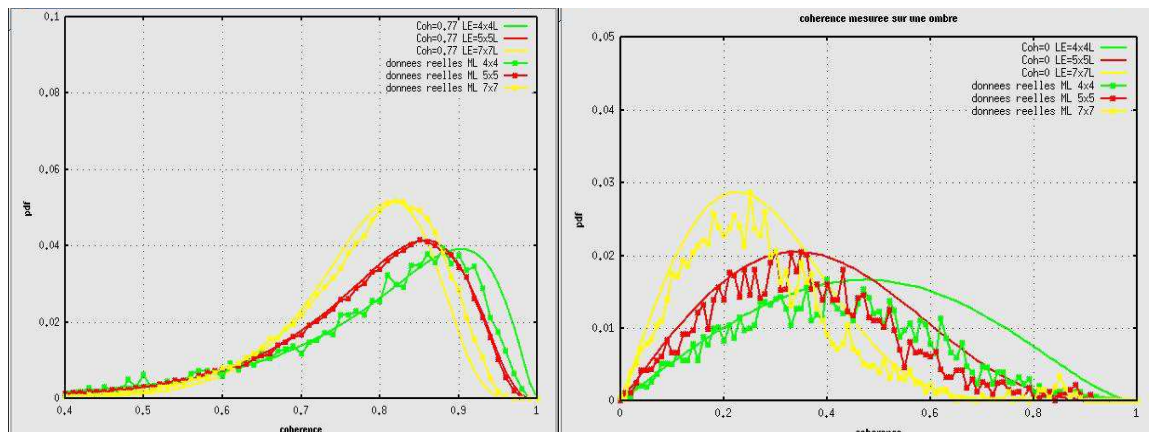


FIGURE II-8- COMPARAISON ENTRE COHERENCE MESUREE SUR IMAGE RADAR (COURBES AVEC DES ASTERISQUES) ET COHERENCE THEORIQUE POUR, A GAUCHE, UNE ZONE COHERENTE (PESTIME=0.77) ET UNE ZONE NON COHERENTE (A DROITE)

Les Figure II-9 Figure II-10 montrent les lois de distribution de la cohérence pour différents nombres de looks et différents niveaux de cohérence. Plus le nombre de looks est élevé, plus les distributions sont resserrées. On voit ainsi que pour un nombre de looks faible (4), les lois de distributions pour des cohérences inférieures à 0.5 sont très similaires (Figure II-9 de gauche).

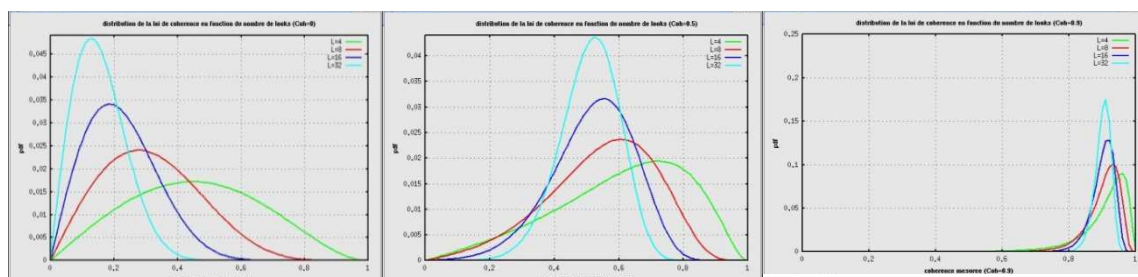


FIGURE II-9- VARIATION DE LA LOI EN FONCTION DU NOMBRE DE LOOKS POUR UNE COHERENCE P=0 (GAUCHE), P=0.5 (MILIEU), P=0.9 (DROITE)

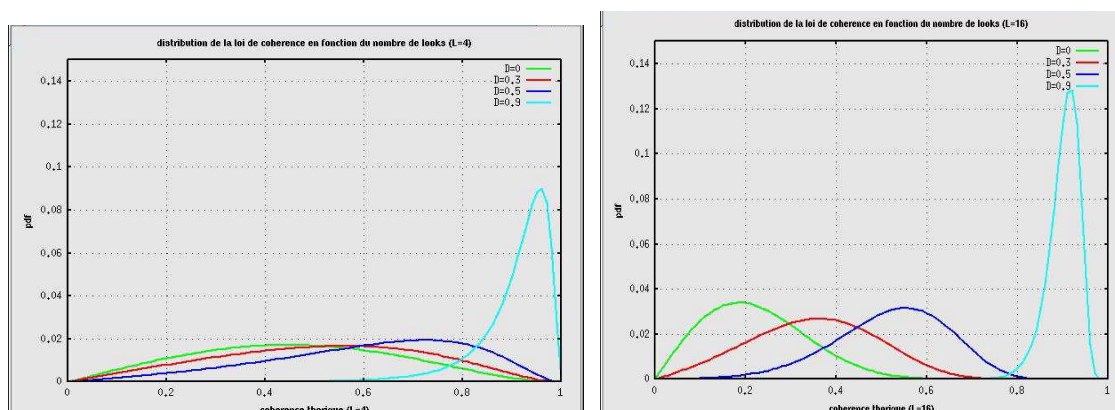


FIGURE II-10-VARIATION DE LA LOI EN FONCTION DE LA COHERENCE POUR UN NOMBRE DE LOOKS DE 4 (GAUCHE) ET 16 (DROITE)

Enfin, comme mentionné dans les articles de R Touzi, il est intéressant de noter que l'estimateur usuel du niveau de cohérence (i.e. moyenne de la cohérence sur une zone) est un estimateur biaisé et ceci d'autant plus que la cohérence à estimer est faible.

Cet estimateur suit la loi ci-dessous.

$$E(d) = \frac{\Gamma(L)\Gamma(1+1/2)}{\Gamma(L+1/2)} {}_3F_2(3/2, L, L; L+1/2; 1; \rho^2) \quad \text{ÉQUATION II-12}$$

La fonction $E(d)$ est tracée sur la Figure II-11 en fonction de ρ et L . Plus la cohérence est faible et plus la mesure de cohérence est biaisée et ceci même pour de forts moyennages.

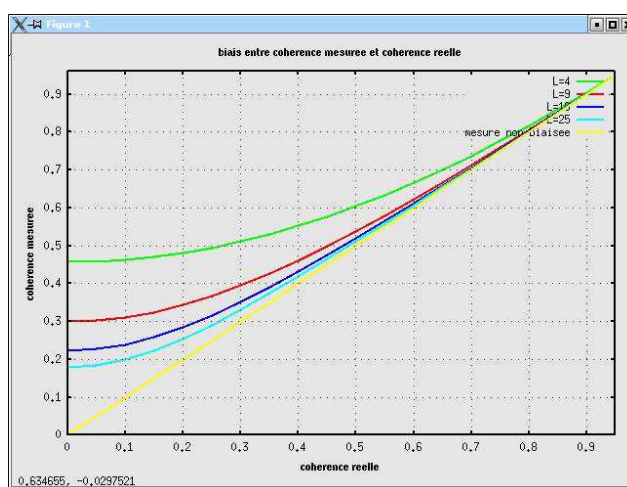


FIGURE II-11- MOYENNE DE LA COHERENCE MESUREE EN FONCTION DE LA COHERENCE REELLE POUR DIFFERENTS MULTILOOKS.

Des travaux sont menés actuellement pour améliorer les estimateurs de cohérence ([Wei 16]).

II.5.3 INTERFEROMETRIE DANS LE CAS D'UNE RETRODIFFUSION VOLUMIQUE

Jusqu'à présent, nous avons supposé que la rétrodiffusion provenant d'éléments sur une surface régulière. Dans le cas d'une rétrodiffusion volumique, les hypothèses utilisées ne s'appliquent plus. On peut distinguer deux types de volumes : un volume occupé par une surface non régulière (cas d'un paysage urbain par exemple) ou une rétrodiffusion de tout le volume (cas des forêts imagées en bande basse)

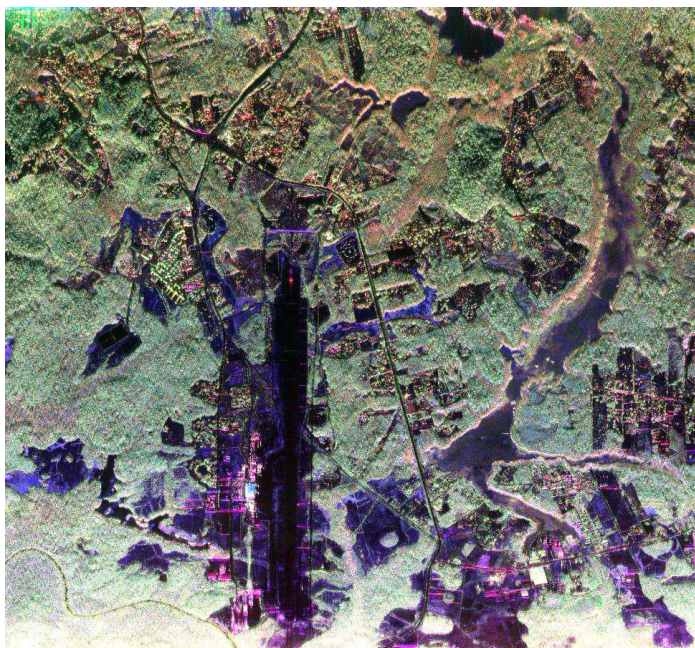


FIGURE II-12 EXEMPLE D'IMAGE SAR POLARIMETRIQUE EN BANDE UHF (ROCHAMBEAU EN GUYANE) AVEC ZONES FORESTIERES ET ZONES URBAINES (CODE COULEUR HH EN ROUGE, HV EN VERT ET VV EN BLEU)

Nous avons vu que le ré-échantillonnage de l'image esclave dans la géométrie maître nécessite de faire une hypothèse sur l'altitude des points rétrodiffusés. Lorsque la rétrodiffusion est volumique, le ré-échantillonnage s'effectue en faisant une hypothèse sur l'altitude moyenne de la cellule de résolution, ou si le recalage est effectué par traitement d'image, le recalage se fait pour une altitude correspondant à l'altitude moyenne des rétrodiffuseurs pondérés par la puissance de rétrodiffusion de chacun des rétrodiffuseurs.

L'erreur de recalage pour les rétrodiffuseurs extrêmes de la cellule de résolution s'écrit donc :

$$\delta r = \frac{\lambda_{moy}}{2H_a} \delta h$$

Ces variations de projection des éléments rétrodiffusants dans la cellule de résolution provoquent un bruit supplémentaire appelé décorrélation volumique [Alb 04].

II.6 INTERFEROMETRIE LE LONG DE LA TRACE

L'interférométrie le long de la trace est utilisée pour estimer des vitesses de déplacement du clutter (courants marins, déplacements de voiture ...). Dans cette configuration, on suppose que l'antenne d'émission est commune aux images maître et esclave et que l'on a deux voies de réception séparées dans la direction azimutale d'une distance B_y .

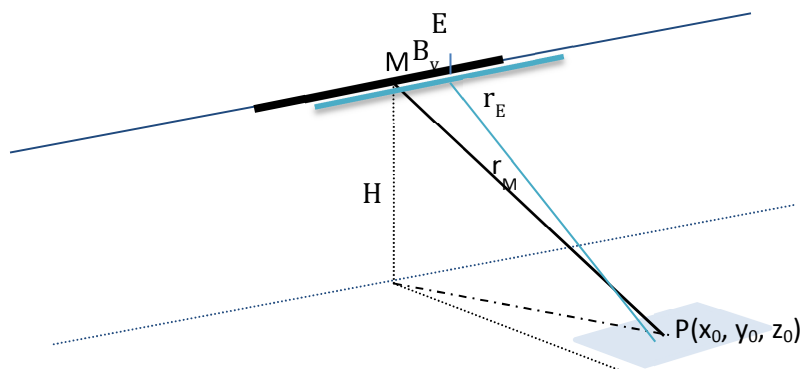


FIGURE II-13 GEOMETRIE D'ACQUISITION EN INTERFEROMETRIE LE LONG DE LA TRACE

Les modèles utilisés en interférométrie le long de la trace ignorent généralement la défocalisation et supposent le clutter animé d'un mouvement lent par rapport à la vitesse du porteur.

II.6.1 INTERFEROGRAMME PARFAITEMENT RECALE

Les deux images maître et esclave sont parfaitement recalées lorsque leurs centres de phase sont superposés.

Supposons que nous ayons deux acquisitions maître et esclave, avec comme temps de référence l'instant d'acquisition de l'angle de squint central de l'image maîtresse. L'image esclave correspondante est acquise à un temps $\delta t = -\frac{B_y}{2V_c}$. La base interférométrique est alors nulle.

Le spectre de l'image maître s'écrit (cf. Équation I-40, page 57)

$$\text{sar}_{\text{maître}}(k_v, k_u) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{(r_0)^{\frac{3}{2}}} e^{-j2\pi(k_v(r_0 + y\frac{v_r}{V_c}) + k_u(-\frac{v_r}{V_c}r_0 + y))} dr_0 dy$$

Et l'image s'écrit

$$\text{sar}_M(r_0, y) = \text{TF}^{-1} \left(\iint_{\Lambda} \frac{a(r_0 - y \sin \delta \gamma, \sin \delta \gamma r_0 + y)}{(r_0 - y \sin \delta \gamma)^{\frac{3}{2}}} e^{-j2\pi(k_v r_0 + k_u y)} dr_0 dy \right)$$

avec $\sin \delta \gamma = \frac{v_r}{V_c}$

L'image esclave est acquise avec un retard $\delta t = -\frac{B_y}{2V_c}$.

Pendant ce laps de temps l'objet en mouvement s'est déplacé, il se situe en $r_0 + v_r \delta t \cos \gamma, y + v_r \delta t \sin \gamma$. On a :

$$\begin{aligned} & \text{sar}_E(r_{E0} + v_r \delta t \cos \gamma_M, y_E + v_r \delta t \sin \gamma_M) \\ &= \text{TF}^{-1} \left(\iint_{\Lambda} \frac{a(r_{0E} - y_E \sin \delta \gamma, \sin \delta \gamma r_{0E} + y_E)}{(r_{0E} - y_E \sin \delta \gamma)^{\frac{3}{2}}} e^{-j2\pi(k_v r_{0E} + k_u y_E)} dr_0 dy_E \right) \end{aligned}$$

et :

$$\begin{aligned} & \text{sar}_E(r_0, y) \\ &= \text{TF}^{-1} \left(e^{-j2\pi(k_v v_r \delta t \cos \gamma_M + k_u v_r \delta t \sin \gamma_M)} \iint_{\Lambda} \frac{a(r_{0E} - y_E \sin \delta \gamma, \sin \delta \gamma r_{0E} + y_E)}{(r_{0E} - y_E \sin \delta \gamma)^{\frac{3}{2}}} e^{-j2\pi(k_v r_{0E} + k_u y_E)} dr_0 dy_E \right) \end{aligned}$$

On remarque que la projection du point $P(r_0 - y \sin \delta \gamma, \sin \delta \gamma r_0 + y)$ n'est pas au même endroit sur les images maître et esclave. Il y a une erreur de superposition $\delta \mathbf{R}$

$$\delta \mathbf{R} = \begin{cases} \delta r = v_r \delta t \cos \gamma_M \\ \delta y = v_r \delta t \sin \gamma_M \end{cases}$$

qui dépend de la vitesse du point imagé, de la base interférométrique et de l'écart temporel entre les deux prises de vue.

II.6.1.1 CLUTTER PLEINEMENT DEVELOPPE EN MOUVEMENT

De manière similaire au cas présenté dans l'ANNEXE E, paragraphe E-3-1, on a :

$$\text{interf}(r = r_0 - y \sin \delta \gamma, y = \sin \delta \gamma r_0 + y_0) = e^{-j2\pi \mathbf{K}_{moy}^T \delta \mathbf{R}} \text{reel} + \text{bruit}$$

$$\text{Avec } \mathbf{K}_{moy} = \begin{cases} k_c \cos \gamma_M \\ k_c \sin \gamma_M \end{cases}$$

$$\text{interf}(r = r_0 - y \sin \delta \gamma, y = \sin \delta \gamma r_0 + y_0) = e^{-j2\pi k_c v_{\text{radial}} \delta t} \text{reel} + \text{bruit}$$

Avec v_{radial} vitesse dans la direction de squint correspondant au centre d'intersection des spectres et $\delta t = -\frac{B_y}{2V_c}$

$$\text{interf}(r = r_0 - y \sin \delta \gamma, y = \sin \delta \gamma r_0 + y_0) = \text{reel} \cdot e^{j2\pi k_c v_{\text{radial}} \frac{B_y}{2V_c}} + \text{bruit}$$

La phase interférométrique d'un clutter en mouvement est égale à :

$$\varphi_{\text{interf}} = 2\pi k_c v_{\text{radial}} \frac{B_y}{2V_c} \quad \text{ÉQUATION II-13}$$

II.6.1.2 POINT ISOTROPE EN MOUVEMENT

Comme montré en dans l'ANNEXE E, la phase interférométrique d'une cible ponctuelle sera :

$$\begin{aligned}
interf(r = r_0 - y \sin \delta \gamma, y = \sin \delta \gamma r_0 + y_0) \\
= \frac{|A|^2}{2\pi} e^{-j2\pi(K_{Emoy})^T \delta \mathbf{R}} B_k(\text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0 - \delta \mathbf{r})) \text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0 \\
+ y \sin \delta \gamma)) \text{sinc}(\pi B_{ky}(\mathbf{y} - \mathbf{y}_0 - \sin \delta \gamma r_0 - \delta \mathbf{y}) - \sin \delta \gamma r_0) \text{sinc}(\pi B_{ky}(\mathbf{y} - \mathbf{y}_0 \\
- \sin \delta \gamma r_0)))
\end{aligned}$$

La phase interférométrique d'un point brillant vaudra aussi

$$\varphi_{interf} = 2\pi k_c v_{radial} \frac{B_y}{2V_c}$$

II.6.1.3 POINT ANISOTROPE EN MOUVEMENT

Comme montré en dans l'ANNEXE E , la phase interférométrique d'une cible anisotrope sera :

$$interf(r = r_0 - y \sin \delta \gamma, y = \sin \delta \gamma r_0 + y_0) = e^{-j2\pi(K_0)^T \delta \mathbf{R}} |A|^2$$

Selon la fréquence de résonance du point, on peut calculer la phase interférométrique :

Cas d'un élément résonant en distance en k_{r0}

On a :

$$K_{moy} = \begin{vmatrix} k_{r0} \\ k_c \sin \gamma_M \end{vmatrix} \text{ et } \delta \mathbf{R} = \begin{vmatrix} -v_r \frac{B_y}{2V_c} \cos \gamma_M \\ -v_r \frac{B_y}{2V_c} \sin \gamma_M \end{vmatrix}$$

$$\varphi_{interf} = 2\pi \left(k_{r0} v_r \cos \gamma_M \frac{B_y}{2V_c} + k_c \sin^2 \gamma_M v_r \frac{B_y}{2V_c} \right)$$

Cas un élément directif suivant l'angle de squint k_{y0}

On a :

$$K_{moy} = \begin{vmatrix} k_c \cos \gamma_M \\ k_{y0} \end{vmatrix} \text{ et } \delta \mathbf{R} = \begin{vmatrix} -v_r \frac{B_y}{2V_c} \cos \gamma_M \\ -v_r \frac{B_y}{2V_c} \sin \gamma_M \end{vmatrix}$$

La phase s'écrit :

$$\varphi_{interf} = 2\pi \left(k_c \cos^2 \gamma_M v_r \frac{B_y}{2V_c} + k_{y0} \sin \gamma_M v_r \frac{B_y}{2V_c} \right)$$

Dans ce cas, et plus généralement, lorsque l'élément rétrodiffusant présente des fréquences spatiales dominantes, la mesure de la vitesse radiale peut être biaisée.

II.6.2 INTERFEROGRAMMES NON COMPENSES EN AZIMUT

II.6.2.1 POINTS IMMOBILES

Supposons maintenant que l'on calcule l'image esclave sans tenir compte du décalage des centres de phase. Nous nous intéressons ici aux éléments immobiles de l'image. Les deux images sont décalées en azimuth. Dans le cas Spotlight il y a aussi un décalage spectral que l'on peut compenser en prenant la portion de spectre commune.

Selon le modèle développé en ANNEXE E paragraphe E-3, on est dans le cas où

$$\delta R = \begin{matrix} 0 \\ B_y \end{matrix}, \Delta K = 0$$

II.6.2.1.1 CLUTTER PLEINEMENT DEVELOPPE

On a donc, dans le cas du speckle pleinement développé:

$$interf(r = r_0) = e^{-j2\pi k_c \sin\gamma \frac{B_y}{2}} * reel + bruit$$

Avec γ angle de squint central du point imagé.

Dans le cas d'une image Stripmap, la phase interférométrique sera constante sur toute l'image. Dans le cas d'une image Spotlight, elle variera en fonction de l'angle de squint.

La Figure II-14 présente deux exemples d'interférogrammes le long de la trace (Stripmap à angle de squint moyen constant ou Spotlight avec des angles de squint variant en azimuth) calculés sans recalage des centres de phase. La phase du clutter fixe est constante dans le cas d'interférogrammes Stripmap et présente une pente en azimuth dont la pente permet d'estimer B_y dans le cas d'une géométrie Spotlight. Les variations locales de la valeur de la phase dans les deux cas proviennent soit des cibles mobiles, soit d'artefacts liés à la présence d'échos isotropes ou directifs que nous étudions dans le paragraphe suivant.

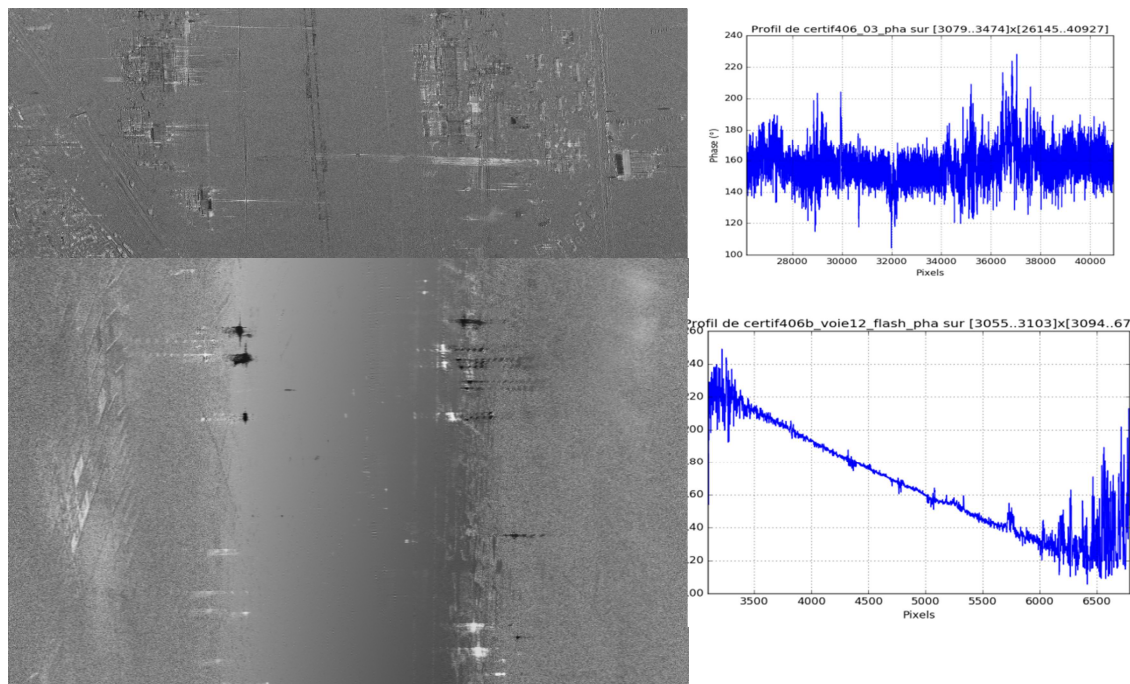


FIGURE II-14 EXEMPLE D'INTERFEROGRAMMES LE LONG DE LA TRACE STRIPMAP (HAUT) ET SPOTLIGHT (BAS) AVEC COUPE AZIMUT ASSOCIEE

II.6.2.1.2 ECHOS PONCTUELS

Dans le cas d'un écho ponctuel, on aura cf. ANNEXE E paragraphe E-3-2,

$$\delta R = \left| \frac{0}{B_y} \right|$$

Prenons un point brillant situé en $y_0 = r_0 \sin \gamma_0$

$$interf(r - r_0, y - y_0) = \frac{|A|^2}{2\pi} e^{-j2\pi k_c \sin \gamma_0 \frac{B_y}{2}} B_k \operatorname{sinc} \left(\pi \frac{(y - y_0)}{res_y} \right)$$

Le lobe principal de point brillant aura la même signature interférométrique que le clutter environnant, par contre les lobes secondaires auront la signature interférométrique du lobe principal. Dans le cas d'une géométrie Spotlight pour laquelle la phase du clutter immobile varie en azimut, les lobes secondaires des points brillants seront donc considérés comme une cible mobile de position apparente en $y = r_0 \sin \gamma$ et de position réelle $y_0 = r_0 \sin \gamma_0$.

II.6.2.1.3 ECHO DIRECTIF

Pour un écho directif dans la direction des squints de fréquence k_{oy} , la phase interférométrique est modifiée :

$$interf(r = r_0, y = y_0) = e^{-j2\pi k_{oy} B_y} |A|^2$$

Elle est proportionnelle à l'erreur de recalage effectuée, le coefficient de proportionnalité correspond à la fréquence dominante de cet écho et non plus à la fréquence centrale de prise de vue. Là encore, on peut confondre cette phase avec la signature d'une cible mobile.

Ce phénomène a été observé sur des images prises en interférométrie le long de la trace avec le capteur RAMSES NG. La Figure II-15 présente la signature interférométrique le long de la trace d'un panneau solaire, sans compensation de la base interférométrique. Nous voyons que le spectre du panneau solaire est directif et que sa phase interférométrique ne correspond pas à la phase du clutter environnant. Une mauvaise interprétation du phénomène pourrait conduire à penser que ces panneaux solaires, ont une vitesse radiale de 4.8 km/h ! Lorsqu'on recalc parfaitement les deux images, on ne retrouve plus ce phénomène (cf. Figure II-16).

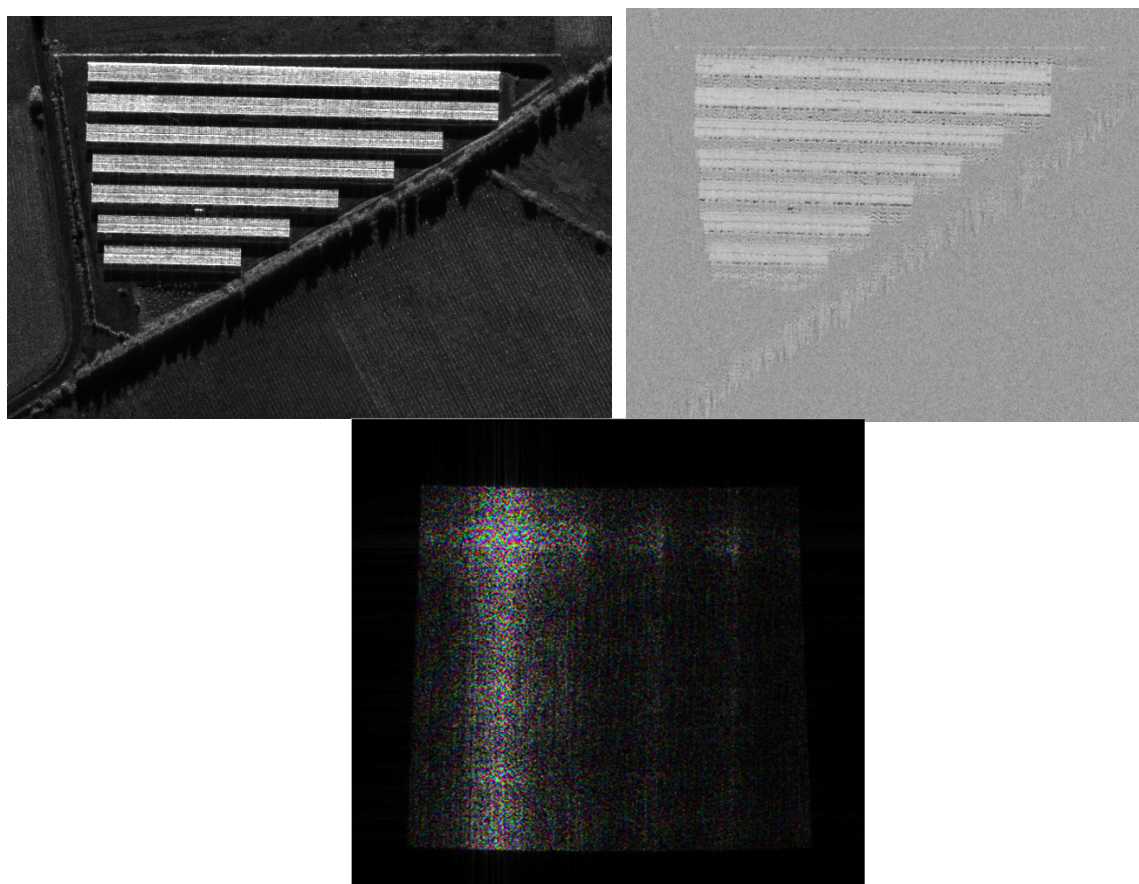


FIGURE II-15 IMAGE DE PANNEAUX SOLAIRES (HAUT GAUCHE) ET INTERFEROGRAMME LE LONG DE LA TRACE NON RECALE CORRESPONDANT (HAUT DROIT). EN BAS SPECTRE DE LA ZONE DES PANNEAUX SOLAIRES

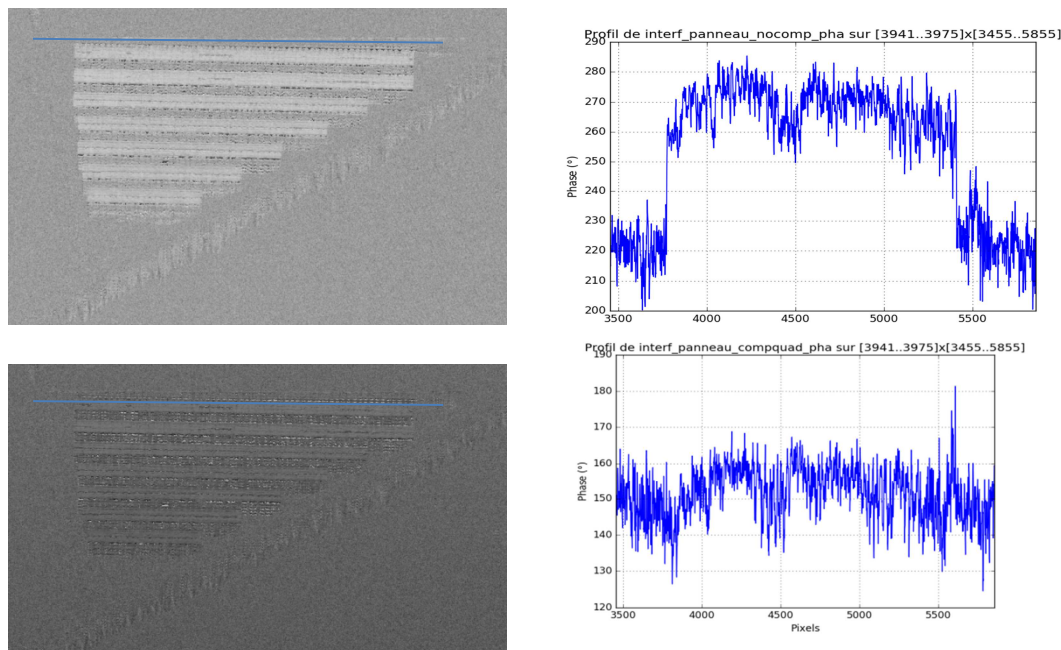


FIGURE II-16 INTERFEROGRAMMES LE LONG DE LA TRACE D'UN PANNEAU SOLAIRE AVEC PROFIL DE LA PHASE SELON LE TRAIT BLEU ASSOCIE : CAS NON RECALE (HAUT) ET CAS RECALE (BAS).

Même si l'interférométrie peut sembler peu sensible aux erreurs de recalage (la phase interférométrique du clutter et d'échos isotropes n'est pas impactée, seule la cohérence diminue), l'exemple précédent montre l'importance de calculer les interférogrammes en estimant correctement les centres de phase des antennes.

II.6.2.2 CAS DU CLUTTER MOBILE SUR IMAGE SPOTLIGHT

Nous reprenons ici les calculs précédents en supposons que le clutter est mobile. Les images ont été calculées pour un même temps d'intégration. Un même point est donc vu sur les images maître et esclave avec un décalage d'angle de squint qui s'écrit :

$$\sin\gamma_M = \frac{y_0}{r} \text{ et } \sin\gamma_E = \frac{y_0 - B_y}{r} = \sin\gamma_M - \frac{B_y}{r}.$$

On a donc à la fois un décalage spectral entre les deux images et un décalage spatial. Le clutter pleinement développé sera cohérent sur la partie commune des spectres. Ces parties de spectres sont imagées avec un délai $\delta t = -\frac{B_y}{2V_c}$. Le décalage spatial qui s'écrit:

$$\delta R = \begin{cases} v_r \frac{B_y}{2V_c} \cos\gamma_r \\ \frac{B_y}{2} + v_r \frac{B_y}{2V_c} \sin\gamma_r \end{cases}$$

De plus, le clutter mobile situé à un angle de squint réel γ_r est vu sur l'image SAR à un angle de squint apparent γ_a tel que (Équation I-37)

$$\sin\gamma_a = \sin\gamma_r - \frac{v_r}{V_c}$$

Pour de faibles différences de squint, le point réel est situé en $(r_0, y_0 = r_0 \sin\gamma_r)$ et le point apparent est situé en $(r_0, y_0 = r_0 \sin\gamma_a)$.

La mesure interférométrique du clutter pleinement développé est égale à :

$$interf(r = r_0, y = r_0 \sin\gamma_a) = reel. e^{-j2\pi k_c (\frac{By}{2} \sin\gamma_a + v_{radial} \cos(\gamma_r - \gamma_a) \frac{By}{2V_c})} + bruit$$

On a donc au premier ordre :

$$interf(r = r_0, y = r_0 \sin\gamma_a) = reel. e^{-j2\pi k_c \frac{By}{2} \sin\gamma_r} + bruit$$

La phase interférométrique d'un clutter mobile situé à un angle de squint γ_a sur une image spotlight est celle du clutter immobile situé au squint réel γ_r .

Un exemple de ce phénomène est présenté en Figure II-17 : Cette figure présente un interférogramme en géométrie Spotlight. Les cibles mobiles apparaissent avec une phase interférométrique différente de la phase du clutter aux alentours. Il est possible de placer les cibles mobiles à leur position correcte en trouvant la zone de clutter ayant la même phase interférométrique que celle de la cible.

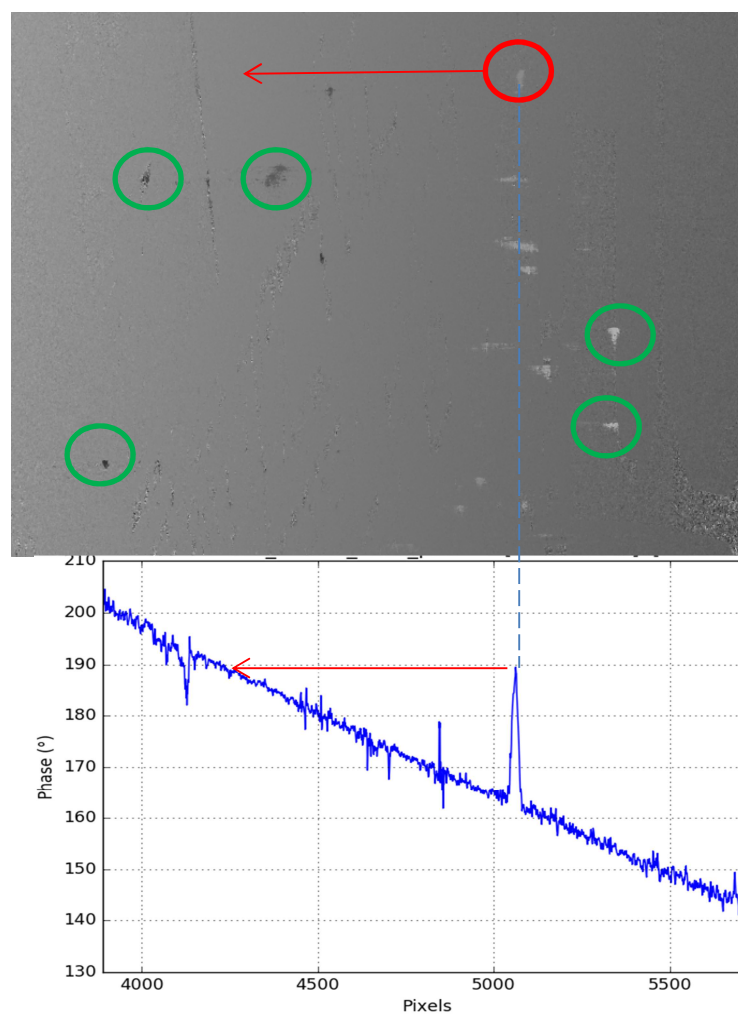


FIGURE II-17 EN HAUT : INTERFEROGRAMME LE LONG DE LA TRACE EN GEOMETRIE FLASH. LES CIBLES MOBILES (QUELQUES UNE SONT ENTOUREES) N'ONT PAS LA MEME VALEUR DE PHASE QUE LE CLUTTER ENVIRONNANT. EN BAS : COUPE SELON L'AXE AZIMUT AU NIVEAU DE LA CIBLE ENTOUREE EN ROUGE. SA POSITION REELLE EST INDIQUEE PAR LA FLECHE ROUGE.

II.7 INTERFEROMETRIE MIXTE

Dans un cas plus général, les bases interférométriques peuvent avoir à la fois une composante perpendiculaire à la trace et une autre parallèle à la trace. C'est le cas par exemple, de données aéroportées lorsque l'axe de l'avion ne coïncide pas avec la direction de vitesse (dérive), ou dans le cas des données SETHI, lorsque l'on considère une configuration multistatique avec une antenne émettrice et réceptrice située sous l'aile droite de l'avion et plusieurs antennes en réception situées dans le pod de l'aile gauche de l'avion (cf. Figure II-18).

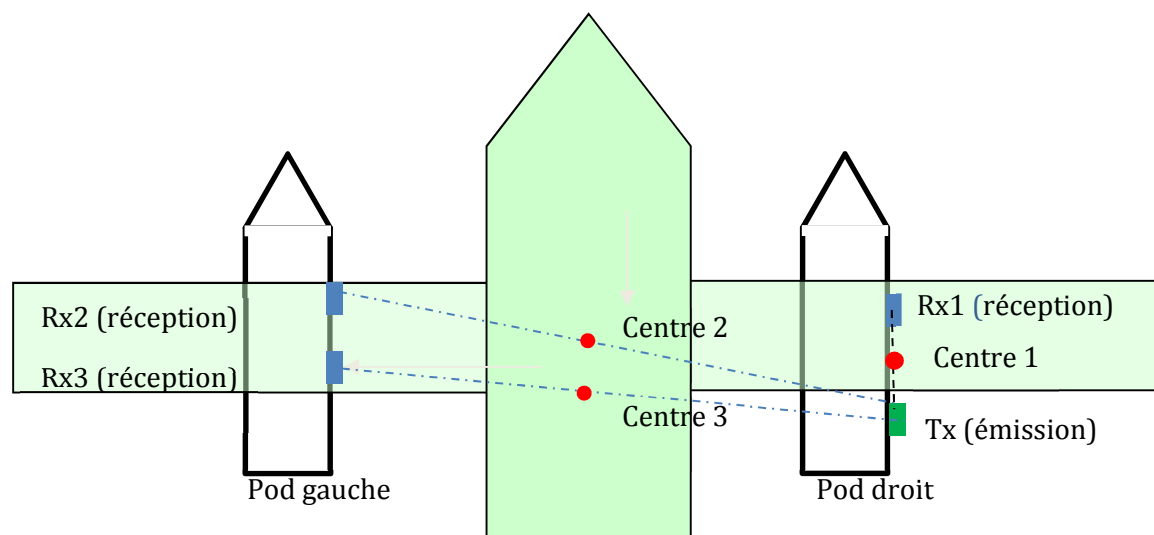


FIGURE II-18 CONFIGURATION SETHI AVEC BASE MIXTE. VUE DU DESSUS. L'ANTENNE D'ÉMISSION EST SYMBOLISÉE PAR UN RECTANGLE VERT, LES ANTENNES DE RÉCEPTION SONT SYMBOLISÉES PAR DES RECTANGLES BLEU ET LES CENTRES DE PHASE CORRESPONDANT SONT SYMBOLISÉS PAR DES CERCLES ROUGE

La phase interférométrique mesurée dépend alors à la fois de la différence d'altitude entre le sol et l'altitude utilisée pour recaler les deux images du couple interférométrique (cf. paragraphe II.3) et de la vitesse de l'objet imagé. On a vu, au paragraphe II.6, que la phase interférométrique le long de la trace d'un élément de clutter pleinement développé en déplacement dépendait de l'écart temporel entre les prises de vue amenant les deux spectres à se superposer.

Afin de ne pas avoir de comportement de la phase interférométrique différent entre les différentes classes d'objet (ponctuel, surfacique ou anisotrope), il est nécessaire de calculer l'interférogramme dans les conditions permettant la superposition des spectres ou de filtrer les spectres des images pour les superposer. La composante de la phase interférométrique liée à la vitesse va ensuite dépendre de l'écart temporel entre les deux intervalles de trajectoires à l'origine du spectre commun.

Pour déterminer cet écart temporel, on peut se référer au paragraphe II.2.3, page 72. Lorsque le sol imagé est plat (ou de manière plus générale, parallèle à la direction azimutale), l'angle de squint de l'image esclave projetée au sol doit être identique à l'angle de squint de l'image maître, lui-même projeté au sol. Lorsque le sol est plan, c'est la condition de coplanarité entre \vec{u}_M , \vec{u}_E et \vec{n} (cf Équation II-7) qui permet de calculer cet écart temporel.

Dans ces cas compliqués d'interférométrie mixte, il est donc, de mon point de vue, indispensable d'avoir au moins deux bases interférométriques, pour pouvoir estimer à la fois les composantes altimétriques et les composantes de vitesse de la phase, et, d'autre part, d'avoir une approche itérative comme celle présentée au paragraphe II.3.4, page 76 afin d'affiner les interférogrammes et les mesures de phase.

II.8 MULTI-VOIES LE LONG DE LA TRACE EN RECEPTION

Parallèlement aux développements de l'imagerie SAR et de l'interférométrie le long de la trace, se sont développées des techniques de traitement du signal pour extraire les cibles mobiles des données radar sur avion ou sur satellite sans utiliser le traitement SAR. Ces techniques STAP (pour Space Time Adaptive Processing) reposent sur les mêmes idées que l'interférométrie et il est intéressant de faire le lien entre ces deux techniques. Dans le paragraphe suivant nous présentons le traitement STAP optimal puis nous présentons une modélisation STAP sur données SAR focalisées.

II.8.1 TRAITEMENT STAP IDEAL

Nous présentons ici la modélisation classique du traitement STAP [Kle 04][Gue 03].

On considère un système radar composé de M voies de réception (cf. Figure II-19). Ce système embarqué sur un avion de vitesse V acquiert N données avec une fréquence de répétition appelée PRF (Pulse Repetition Frequency) (cf. Figure II-20).

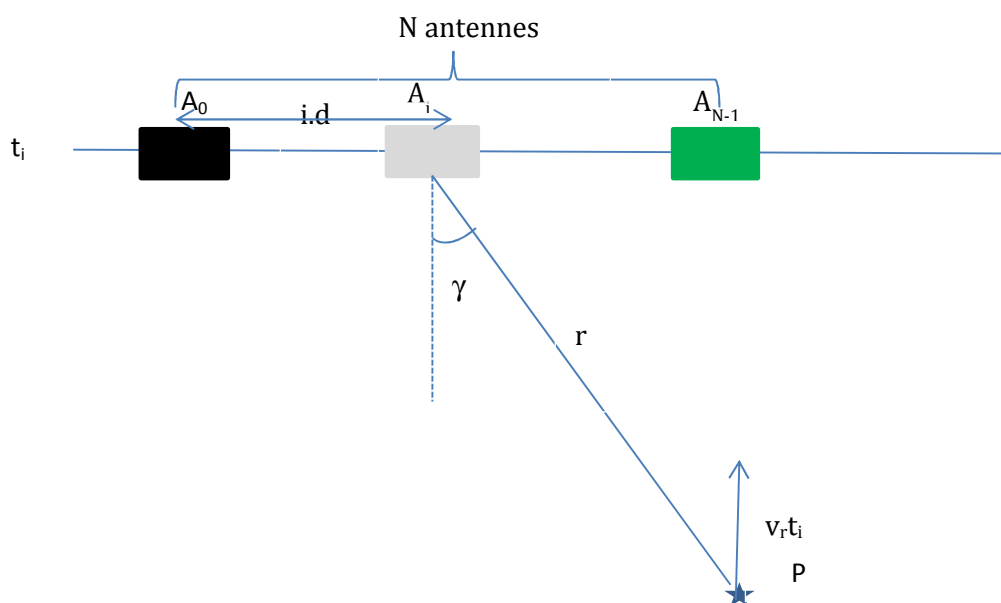


FIGURE II-19 SYSTEME D'ACQUISITION A UN INSTANT t_i .

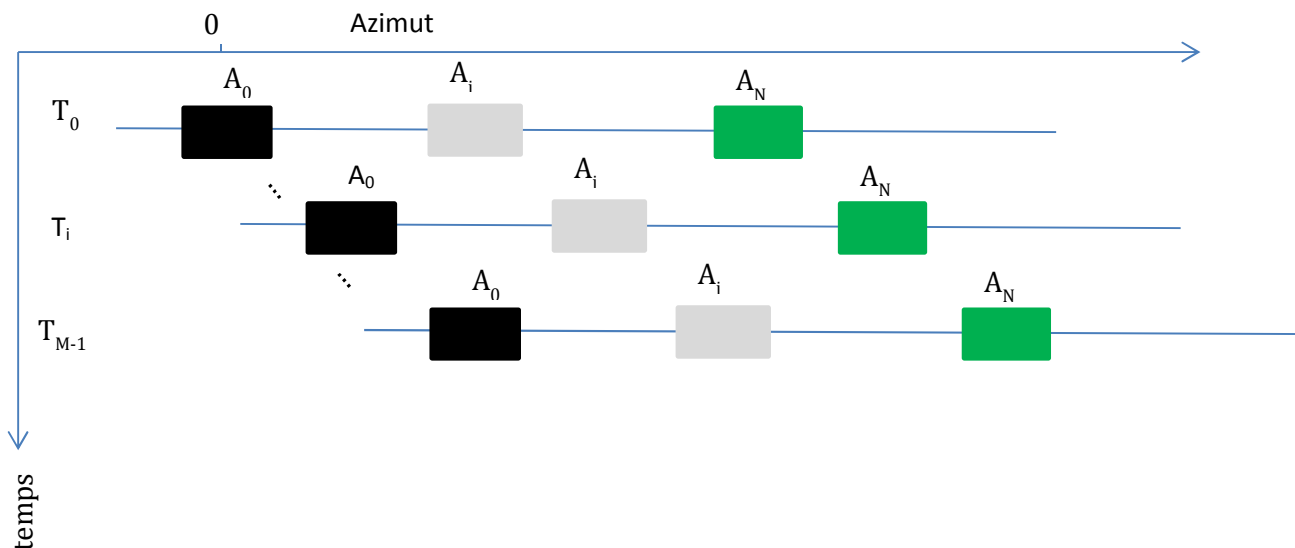


FIGURE II-20 REPRESENTATION TEMPS/AZIMUT DU SYSTEME D'ACQUISITION

On considère le vecteur formé par les signaux reçus (après compression distance) sur l'ensemble des voies considérées pour M impulsions :

$$X = [x_{1,1} \quad \dots \quad x_{1,N} \quad \dots \quad x_{M,1} \quad \dots \quad x_{M,N}]^T$$

En l'absence de cible le vecteur X est modélisé comme un signal aléatoire gaussien de covariance R.

$$p(X|R) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{NM}{2}} |R|} e^{-X^H R^{-1} X}$$

Avec |R| déterminant de R.

Lorsqu'une cible est présente dans le signal radar de la case distance, le signal se modélise par :

$$X = tS_{vt} + C$$

- **C** le vecteur correspond à la réponse du fouillis dans la case distance correspondante:

$$C = [c_{1,1} \quad \dots \quad c_{1,N} \quad \dots \quad c_{M,1} \quad \dots \quad c_{M,N}]^T$$
- *t* amplitude complexe de la cible
- S_{vt} vecteur de direction de la cible. S_{vt} est défini par :

$$S_{vt} = \left[\dots \quad e^{-2\pi j \left[\frac{d l \sin \gamma}{\lambda} + \frac{2k(V-v_r)}{\lambda PRF} \right]} \quad \dots \right]^T$$

avec *l* : indice du n° d'antenne, *k*, indice temporel, v_r vitesse radiale de la cible, et *d* la distance entre deux centres de phase consécutifs de l'antenne de réception.

On retrouve dans l'expression de S_{vt} :

- le terme $\pi \frac{d \sin \gamma}{\lambda}$ correspondant à la phase interférométrique de deux signaux séparés par une base interférométrique de $d/2$.
- le terme $\frac{2\pi k(V-v_r)}{\lambda PRF}$ correspondant à la phase liée au déplacement relatif du capteur par rapport à la cible pendant un temps k/PRF .

Le vecteur S_{vt} modélise donc les écarts de phases des différentes antennes dans la direction de squint γ , et les variations de phase liées au déplacement du porteur pendant le temps d'intégration $\frac{M}{PRF}$ lorsque la cible est animée d'un mouvement rectiligne uniforme v_r .

En interprétant ce vecteur d'un point de vue « traitement SAR », les composantes temporelles du vecteur assurent la compression azimuth du signal pour la vitesse radiale v_r tandis que les composantes spatiales permettent la projection des N signaux ainsi comprimés dans la même géométrie en compensant la phase liée à l'angle de squint. Le traitement temporel étant linéaire en temps, il ne compense pas les migrations distance liées à la fois à la vitesse radiale de la cible et à la vitesse de l'avion. C'est un traitement non focalisé qui ne peut pas permettre d'utiliser de longs temps d'intégration.

II.8.1.1 DETECTEUR PAR RAPPORT DE VRAISEMBLANCE

Afin de déterminer si une cible est présente dans le signal reçu, on fait un test d'hypothèses :

H_1 représente l'hypothèse qu'une cible soit présente et H_0 l'hypothèse que le signal reçu ne contienne pas de cible. On cherche à maximiser le rapport de vraisemblance :

$$\frac{p(X|R, H_1)}{p(X|R, H_0)} = e^{-(X-tS)^H R^{-1}(X-tS) + X^H R^{-1} X}$$

Ce qui revient à minimiser $l(t) = -(X - tS)^H R^{-1}(X - tS) + X^H R^{-1} X$

En calculant la dérivée de $l(t)$ par rapport à t , on obtient :

$$t = \frac{S^H R^{-1} X}{S^H R^{-1} S}$$

Cette expression donne la valeur de t qui maximise l'hypothèse "cible présente" pour un vecteur de direction S par rapport à l'hypothèse "cible absente"

On cherche alors le vecteur de direction S qui maximise le test de d'hypothèses.

Cela revient à calculer S qui minimise :

$$l(S) = (X - \hat{t}S)^H R^{-1} (X - \hat{t}S) - X^H R^{-1} X$$

$$\hat{S} = \arg \min_s \left((X - \frac{S^H R^{-1} X}{S^H R^{-1} S} S)^H R^{-1} (X - \frac{S^H R^{-1} X}{S^H R^{-1} S} S) \right)$$

$$\hat{S} = \arg \max_s \left(\frac{S^H R^{-1} X}{\sqrt{S^H R^{-1} S}} \right)$$

R est la matrice de covariance du clutter. Elle est généralement estimée à partir des éléments de clutter situés aux alentours de la case distance testée.

II.8.1.2 MODELISATION DU LA MATRICE DE COVARIANCE ET DES PERFORMANCES STAP

Afin de mieux comprendre le comportement du détecteur STAP, nous avons [Ori 08] cherché à trouver une formule analytique de ce détecteur.

Dans le STAP non focalisé, le clutter correspond à la somme de contributions du sol à une distance donné du radar. La matrice de covariance s'écrit :

$$R = \begin{bmatrix} E(c_{1,1}c_{1,1}^*) & \cdots & E(c_{M,N}c_{1,1}^*) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E(c_{1,1}c_{M,N}^*) & \cdots & E(c_{M,N}c_{M,N}^*) \end{bmatrix}$$

$$R = \text{Diag} \begin{bmatrix} \text{coh}(c_{1,1}, c_{1,1}) & \cdots & \text{coh}(c_{M,N}, c_{1,1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{coh}(c_{1,1}, c_{M,N}) & \cdots & \text{coh}(c_{M,N}, c_{M,N}) \end{bmatrix} \text{Diag} \quad \text{ÉQUATION II-14}$$

$$\text{Avec } \text{Diag} = \begin{bmatrix} \sqrt{E(c_{1,1}c_{1,1}^*)} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{E(c_{M,N}c_{M,N}^*)} \end{bmatrix}$$

Chacun des termes est proportionnel à la cohérence interférométrique entre deux canaux.

On peut considérer ici que les données sont des images SAR avec une antenne synthétique égale à l'antenne réelle, donc avec une résolution azimut égale à la résolution azimut de l'antenne élémentaire de réception. Nous avons vu (paragraphe II.5, page 78) que la cohérence est liée à plusieurs facteurs : décorrélation temporelle, décorrélation géométrique, décorrélation spectrale, décorrélation de recalage, bruit thermique). Dans ce cas, nous pouvons négliger la décorrélation de recalage puisque la distance entre les antennes est très petite devant la cellule de résolution en azimut ($res_{az} < \frac{\lambda D}{2L_{antenne}}$). La décorrélation spectrale provenant en imagerie SAR de l'intégration azimut, n'existe pas dans ce cas-ci. Il ne reste que la décorrélation temporelle, la

décorrélacion liée au bruit thermique et la décorrélacion géométrique liée aux décalages des spectres.

En se plaçant sur un clutter immobile, on peut négliger la décorrélacion temporelle. Lorsque les images sont prises sous le même angle de squint (absence de décorrélacion géométrique), la cohérence ne dépend plus que du rapport clutter à bruit (RCB).

Supposons de plus :

- que les diagrammes d'antennes sont rectangulaires,
- que le bruit thermique est identique sur toutes les voies,
- que la PRF est choisie de telle sorte que : $\frac{V}{PRF} = \frac{d}{2}$.

Estimons la norme de la cohérence interférométrique pour un couple d'antennes (l_0, m_0) et (l_1, m_1) .

Si $\frac{l_0}{2} + m_0 \frac{V}{PRF} = \frac{l_1}{2} + m_1 \frac{V}{PRF}$, les deux antennes occupent la même position dans l'espace et donc voit le point P avec le même angle de squint : la norme de la cohérence interférométrique vaut $\frac{CNR}{1+CNR}$.

Dans le cas contraire, les antennes sont espacées d'au moins $\frac{d}{2}$ et, compte tenu de l'ouverture des antennes, les signaux sont décorrélés : la norme de la cohérence interférométrique est 0.

On peut donc trouver, par ce modèle, une expression analytique de la matrice de covariance [Ori 08] ce qui nous permet de caractériser le filtre STAP :

Pour caractériser le filtre Stap on calcule $S_{vt}^H R^{-1} S_{vt}$ [Ori 08]

$$S_{vt}^H R^{-1} S_{vt} \approx \frac{M (N.RCB + 1)}{\sigma_b^2 RCB} \left[1 - \frac{RCB}{N(N.RCB + 1)} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi Nv}{\lambda PRF}\right)}{\sin^2\left(\frac{2\pi v}{\lambda PRF}\right)} \right]$$

$$S_{vt}^H R^{-1} S_{vt} \approx \frac{M (N.RCB + 1)}{\sigma_b^2 RCB} \left[1 - \frac{RCB}{N(N.RCB + 1)} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi Nv}{\lambda PRF}\right)}{\sin^2\left(\frac{2\pi v}{\lambda PRF}\right)} \right] \quad \text{II-15} \quad \text{ÉQUATION}$$

Ou de manière équivalente :

$$S_{vt}^H R^{-1} S_{vt} \approx \frac{M (N.RCB + 1)}{\sigma_b^2 RCB} \left[1 - \frac{RCB}{N(N.RCB + 1)} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi Ndv}{\lambda V}\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi dv}{\lambda V}\right)} \right]$$

Avec σ_b^2 puissance du bruit thermique par voie, RCB rapport clutter à bruit par voie de réception.

Supposons maintenant que l'on soit en présence d'une cible mobile superposé à du clutter ($X = tS_{vt} + C$), on a :

$$stap = \frac{S_{vt}^H R^{-1} X}{\sqrt{S_{vt}^H R^{-1} S_{vt}}} = t \sqrt{S_{vt}^H R^{-1} S_{vt}} + \frac{S_{vt}^H R^{-1} C}{\sqrt{S_{vt}^H R^{-1} S_{vt}}}$$

On voit que le terme provenant de la cible s'écrit :

$$\left| t \sqrt{S_{vt}^H R^{-1} S_{vt}} \right|^2 = RSB.M. \frac{(N.RCB + 1)}{RCB} \left[1 - \frac{RCB}{N(N.RCB + 1)} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi N v}{\lambda PRF}\right)}{\sin^2\left(\frac{2\pi v}{\lambda PRF}\right)} \right]$$

Avec : $RSB = \frac{|t|^2}{\sigma_b^2}$

Les performances du STAP, sous l'hypothèse : $\frac{v}{PRF} = \frac{d}{2}$ peuvent alors se résumer de la manière suivante :

TABLEAU II-1 FACTEUR D'AMELIORATION DU STAP

filtre	V=0	V grand
$stap: \left t \sqrt{S_{vt}^H R^{-1} S_{vt}} \right ^2$	$SNC.M$	$SNR.M.N$
filtre adapté normalisé $\frac{ t S_{vt}^H S_{vt} ^2}{\sigma_c^2}$	$SNC.M.N$	$SNC.M.N$

On voit dans ce tableau le gain du traitement STAP lorsque les cibles sont en mouvement : le filtre stap permet de gagner un facteur égal à CNR sur la puissance de la cible en sortie du filtre.

La performance STAP dépend CNR qui intervient dans la matrice de covariance par la mesure de cohérence entre les canaux. Si, lors de l'estimation de la matrice de covariance, ce CNR est sous-estimé, les performances seront dégradées.

Dans la modélisation STAP usuelle, les performances de détection sont donc directement proportionnelles au rapport signal à bruit de la cible en sortie de filtre STAP. Ce rapport signal à bruit croît avec le temps d'intégration. Il peut paraître avantageux de faire un traitement STAP avec beaucoup de données temporelles mais on est confronté à deux écueils :

- numériques dues à une inversion d'une très grande matrice de covariance,
- physiques : le traitement adapté n'est pas un traitement focalisé et reste valide pour un temps d'intégration faible.

II.8.2 TRAITEMENT STAP FOCALISE

Les performances du traitement STAP dépendent du temps d'intégration demandé. Plusieurs auteurs ont donc essayé de combiner traitement STAP et traitement SAR de manière à profiter à la fois de la suppression du clutter et de l'intégration longue du SAR. On peut citer notamment les travaux de J. Ender [End 98] qui donnent les principes de ces méthodes, les travaux de D. Cristallini [Cris 09], [Cri 13] et D. Cerutti [Cer 12] qui travaillent avant la focalisation ou après focalisation [Cer 13] sur des images Stripmap.

Nous avons proposé [Can 04], [Ori 06] de travailler après focalisation des images SAR en géométrie Spotlight calculées sans compensation des bras de levier inter-voies. Sur ce type d'images, une ligne azimuth correspond à un angle de squint, toute l'image correspond au même intervalle d'intégration. Les cibles mobiles apparaissent délocalisées en azimuth et défocalisées si elles ont une vitesse azimuthale non nulle ou si elles leur vitesse radiale est telle qu'elles sont repliées en azimuth. Dans ce cadre-là, on peut reprendre la modélisation STAP pour une case distance, angle de squint, (r, γ) on a :

$$X(r, \gamma) = [x_1(r, \gamma) \quad \dots \quad x_N(r, \gamma)]^T$$

Lorsqu'une cible est présente dans le signal radar du case distance, le signal se modélise par :

$$X(r, \gamma) = tS(r, \gamma, v_r) + C(r, \gamma)$$

avec t amplitude complexe de la cible et $S(r, \gamma, v_r)$ vecteur de direction normalisé de la cible au point (r, γ) . $S(r, \gamma, v_r)$ ¹⁴ est défini par :

$$S(r, \gamma, v_r) = [\dots \quad e^{-2\pi j \frac{ld}{\lambda} (\sin\gamma + \frac{v_r}{V})} \quad \dots] \quad \text{ÉQUATION II-16}$$

En présence d'une cible ayant une vitesse radiale v_r , Le déphasage entre l'antenne l , et l'antenne de référence correspond au déphasage qu'aurait la cible si elle était à sa vraie position (cf. Équation I-37) donc, correspond au déphasage interférométrique de l'angle de squint $\sin\gamma + \frac{v_r}{V}$ (cf. paragraphe II.6.2.2, page 91).

On a donc la relation :

$$S(r, \gamma, v_r) = S(r, \gamma', 0) \quad \text{avec} \quad \sin\gamma = \sin\gamma' + \frac{v_r}{V} \quad \text{ÉQUATION II-17}$$

Soit $C(r, \gamma)$ le vecteur correspondant à la réponse du fouillis dans la case distance azimuth correspondante:

$$C(r, \gamma) = [c_1 \quad \dots \quad c_N]^T$$

Pour simplifier l'écriture, on omet écrit c_i au lieu de $c_i(r, \gamma)$.

Le détecteur STAP s'écrit de la même manière que dans le cas non focalisé :

$$vr = \arg \max_{vr} \left(\frac{S^H(vr)R^{-1}X}{\sqrt{S^H(vr)R^{-1}S(vr)}} \right)$$

Ici, seuls les canaux spatiaux sont pris en compte, les canaux temporels ayant été pris en compte dans le traitement SAR qui a précédé le traitement STAP.

A titre d'exemple, la Figure II-21 présente une image de détection ainsi obtenue pour un système en bande X à 4 voies de réception. L'interférence visible sur l'image d'amplitude a été supprimée et le clutter aussi. Les cibles mobiles sont visibles sur l'image de détection ainsi que des résidus de clutter liés à des points fixes de forte SER.

¹⁴ Dans ce modèle, le vecteur de direction ne dépend pas de la distance r de la cible. On gardera toutefois cette notation car, comme nous le verrons au chapitre 3, ceci n'est pas toujours vrai.

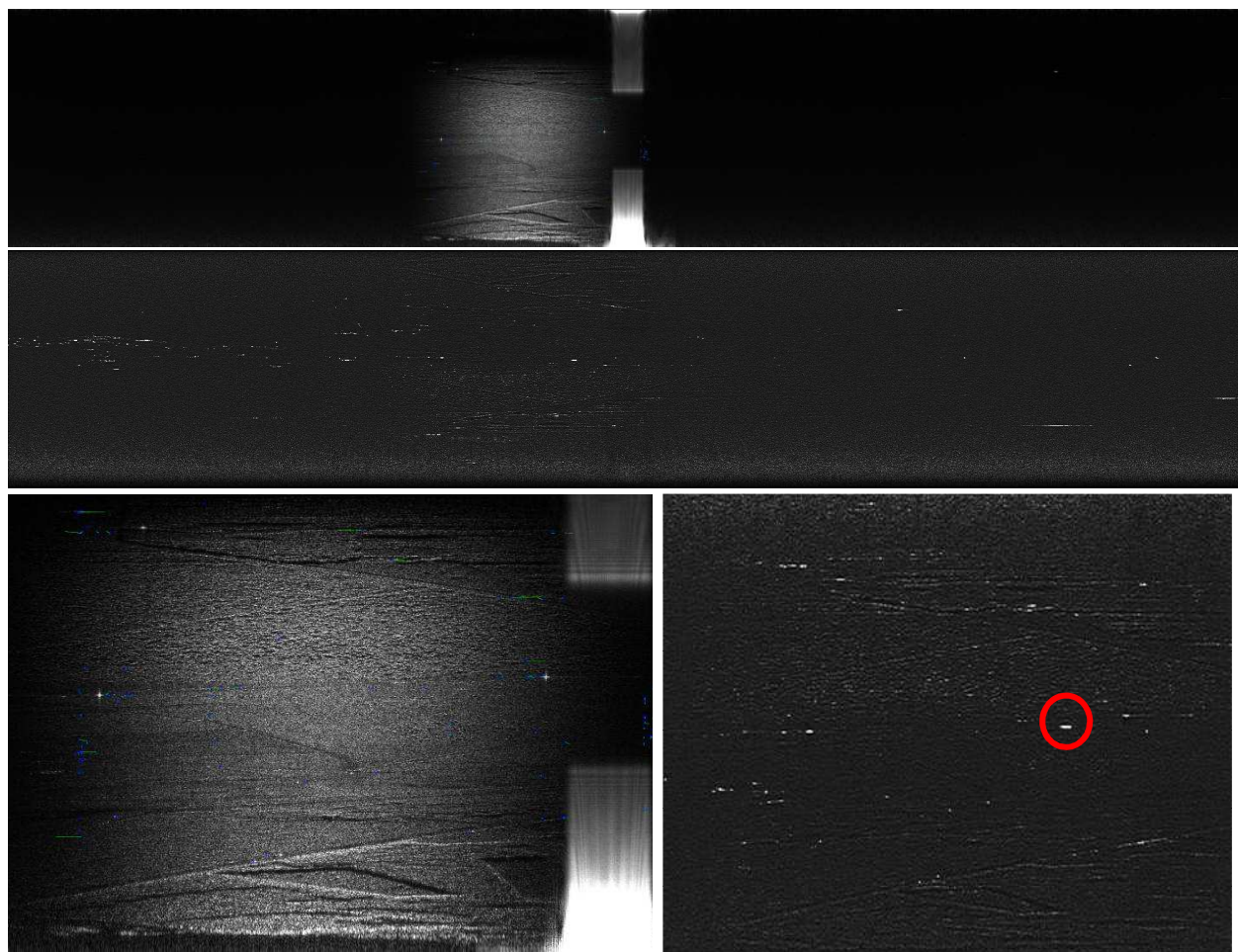


FIGURE II-21 HAUT : IMAGE D'AMPLITUDE (UN SEUL CANAL EST REPRESENTE). MILIEU: DETECTION STAP. BAS : ZOOM SUR LES 2 IMAGES.

La matrice de covariance s'écrit dans le cas de sous antennes ayant à la fois le même bruit thermique et le même diagramme d'antenne :

$$R = \begin{bmatrix} E(c_1 c_1^*) & \cdots & E(c_N c_1^*) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E(c_1 c_N^*) & \cdots & E(c_N c_N^*) \end{bmatrix} = (\sigma_c^2 + \sigma_b^2) \begin{bmatrix} coh(c_1, c_1) & \cdots & coh(c_N, c_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ coh(c_1, c_N) & \cdots & coh(c_N, c_N) \end{bmatrix}$$

De dimension réduite (NxN), elle est estimée à partir d'échantillons voisins de l'échantillon testé.

II.8.2.1 MODELE DE MATRICE DE COVARIANCE ET FILTRE STAP

Si l'on modélise le clutter SAR par un clutter idéal (on assimile la réponse impulsionnelle du système à un Dirac, on suppose donc un radar de bande infini). La réponse du clutter peut s'écrire :

$$C(r, \gamma) = cS(r, \gamma, 0) + B$$

ÉQUATION II-18

Avec :

- B vecteur dont les composantes sont des variables aléatoires indépendantes avec les parties réelles et imaginaires correspondent à deux tirages d'une loi gaussienne de variance $\frac{\sigma_b^2}{2}$. σ_b^2 est la puissance du bruit.
- c un nombre complexe, dont les parties réelles et imaginaires correspondent à deux tirages d'une loi normale de variance $\frac{\sigma_c^2}{2}$. σ_c^2 est la puissance du clutter après traitement SAR, sur une voie de réception.

La matrice de covariance du clutter s'écrit donc :

$$R(r, \gamma) = \sigma_c^2 S(r, \gamma, 0)S(r, \gamma, 0)^H + \sigma_b^2 I \quad \text{ÉQUATION II-19}$$

et

$$R^{-1}(r, \gamma) = \frac{1}{\sigma_b^2} \left(I - \frac{\sigma_c^2}{N(\sigma_c^2 + \sigma_b^2)} S(r, \gamma, 0)S(r, \gamma, 0)^H \right) \quad \text{ÉQUATION II-20}$$

Lorsque $S(r, \gamma, 0)$ suit l'Équation II-17, on en déduit de manière similaire à précédemment :

$$S_{vt}^H R^{-1} S_{vt} = \frac{(N \cdot \text{CNR}_{foc} + 1)}{\sigma_b^2 \text{CNR}_{foc}} \left[1 - \frac{\text{CNR}_{foc}}{N(N \cdot \text{CNR}_{foc} + 1)} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi N d v}{\lambda V}\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi d v}{\lambda V}\right)} \right] \quad \text{Équation II-21}$$

$$\text{Avec : } \text{CNR}_{foc} = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_b^2}$$

Et, en présence d'une cible mobile :

$$\left| t \sqrt{S_{vt}^H R^{-1} S_{vt}} \right|^2 = \text{SNR}_{foc} \cdot \frac{(N \cdot \text{CNR}_{foc} + 1)}{\text{CNR}_{foc}} \left[1 - \frac{\text{CNR}_{foc}}{N(N \cdot \text{CNR}_{foc} + 1)} \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi N v}{\lambda \text{PRF}}\right)}{\sin^2\left(\frac{2\pi v}{\lambda \text{PRF}}\right)} \right]$$

$$\text{Avec } \text{SNR}_{foc} = \frac{|t|^2}{\sigma_b^2}$$

Nous avons montré au paragraphe I.2.2, page 49 que lorsque $V \cdot \text{PRF} = \frac{d}{2}$ ¹⁵

¹⁵ D est la distance intervoie qui correspond à la longueur d'une antenne élémentaire. Pour être exact, au paragraphe I.2.2, l'antenne considérée comprenait antenne d'émission et de réception, ici, l'antenne d'émission étant commune à toutes les images, seule l'antenne de réception est modélisée, ce qui explique le facteur 2.

$$CNR_{foc} = CNR$$

$$SNR_{foc} = M.SNR$$

Cette équation montre l'équivalence théorique des modélisations STAP lorsque $V.PRF = \frac{L_a}{2}$ et STAP focalisé. Nous avons montré dans [Ori 08] que ce résultat reste valide lorsque $V.PRF > \frac{L_a}{2}$.

II.8.2.2 ESTIMATION DES VECTEURS DE DIRECTION

L'Équation II-19 montre que $S(r,\gamma,0)$ est le vecteur propre de R associé à la valeur propre $\sigma_c^2 + \sigma_b^2$. Les autres vecteurs propres sont situés dans l'espace orthogonal à $S(r,\gamma,0)$ et ont pour valeur propre σ_b^2 .

En l'absence de cibles mobiles, le calcul des matrices de covariances des images Spotlight et du vecteur propre associé à la valeur propre la plus forte permet donc d'accéder au vecteur de direction du clutter pour tous les angles de squint présents dans l'image et donc à tous les vecteurs $S(r,\gamma,v_r)$ associés à un point du clutter (cf. Équation II-17).

Compte tenu du fait que $S(r,\gamma,0)$ ne dépend pas de la distance r , il est possible d'estimer $S(r,\gamma,0)$ par moyennage, ou filtrage, selon l'axe distance pour chaque direction γ imagée en supposant que le nombre de pixels comprenant une cible mobile est faible devant la surface de la zone imagée. Connaissant $S(r,\gamma,0)$ pour tout γ , on connaît l'ensemble des vecteurs $S(r,\gamma,v_r)$ grâce à l'Équation II-17.

Nous avons donc proposé [Tay 15], un traitement permettant à la fois d'estimer les vecteurs de direction du système considéré et la détection et la relocalisation des cibles mobiles.

II.8.2.3 NOMBRE D'ANTENNES NECESSAIRE POUR ESTIMER LA POSITION D'UNE CIBLE MOBILE

Afin de comprendre pourquoi il faut au moins trois antennes de réception pour estimer la position d'une cible mobile, nous calculons la réponse du filtre stap en présence d'une cible mobile.

Lorsqu'une cible mobile est présente dans une cellule de résolution, le vecteur de données s'écrit :

$$X = tS_{v_c} + cS_0 + B$$

Avec t et c deux nombres complexes représentant la réflectivité complexe de la cible et du clutter, S_{v_c} et S_0 les vecteurs de direction de la cible (vitesse v_c) et du clutter. B le vecteur de bruit.

Pour une vitesse de cible v testée filtre stap s'écrit :

$$\frac{\|S_v^H R^{-1} X\|^2}{S_v^H R^{-1} S_v} = \frac{1}{S_v^H R^{-1} S_v} \|(cS_v^H R^{-1} S_{v_c} + tS_v^H R^{-1} S_0 + S_v^H R^{-1} B)\|^2$$

Si on décompose le vecteur S_v comme une composante S_0 et une composante située dans le plan perpendiculaire à S_0 . On peut écrire :

$$S_v = \sin\alpha_v S_0 + \cos\alpha_v S_0^\perp(v)$$

Dans le cas de deux antennes, l'espace a 2 dimensions et $S_0^\perp(v)$ ne dépend pas de v . Lorsqu'il y a plus de deux antennes, $S_0^\perp(v)$ dépend de v .

En développant l'équation du filtre Stap grâce à l'expression de R^{-1} (cf. Équation II-20), on trouve :

$$stap(v) = \frac{\left\| \sin\alpha_v (t \sin\alpha_{vc} + c) S_0^H R^{-1} S_0 + t \frac{\cos\alpha_v}{\sigma_b^2} S_v^H S_{vc}^\perp + S_v^H R^{-1} B \right\|^2}{\sin^2\alpha_{vc} \frac{N}{N(\sigma_c^2 + \sigma_b^2)} + \cos^2\alpha_{vc} \frac{N}{\sigma_b^2}}$$

Pour une cible mobile rapide, le terme dominant de cette équation est :

$$stap(v) \approx |t|^2 \frac{\|S_v^H S_{vc}^\perp\|^2}{N}$$

Dans le cas de deux antennes, on trouve : $stap(v) \approx |t|^2 \cos^2\alpha_{vc}$. Le filtre stap est indépendant de la vitesse testée : on ne peut pas localiser la cible.

Lorsque 3 antennes ou plus sont disponibles : $stap(v) \approx |t|^2 \cos^2\alpha_v \frac{\|S_v^H S_{vc}^\perp\|^2}{N}$, ce terme dépend de v , la localisation est possible.

II.8.3 CONCLUSION

Finalement, de manière théorique, les deux méthodes, STAP non focalisé et STAP sur images Spotlight se ressemblent. Les différences résident dans la capacité de chacune des deux méthodes de s'approcher de cette modélisation théorique simplifiée.

Dans le cas du STAP non focalisé, les principales sources d'erreurs sont les suivantes :

- Problèmes d'estimation de la matrice de covariance (nombre de données pour estimer cette matrice importante, clutter qui correspond à une grande surface au sol et ne peut sans doute pas être considéré comme homogène).
- Niveau de bruit identique sur les différentes voies.
- Sous détection liée à une intégration temporelle faible et donc un faible rapport signal à bruit des cibles mobiles.

Dans le cas du STAP sur données focalisées les principales sources d'erreurs sont les suivantes :

- Traitement non adaptatif en azimut, ce qui, comme nous le verrons dans le chapitre suivant impose un traitement SAR très performant.

- Niveau de bruit identique sur les différentes voies
- Intégration longue pouvant entraîner des défocalisations en azimut.

La thèse d'A. Taylor [Tay 16] a permis d'approfondir quelques-unes de ces problématiques et a montré qu'il était possible de prendre en compte des modèles du signal plus réalistes dans le cas du traitement STAP focalisé ; nous en présenterons les principaux résultats dans le paragraphe IV.4.2, p 166.

II.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes des traitements multivoies en insistant sur les phénomènes qui apparaissent avec l'amélioration de la résolution : lien entre recalage et phase interférométrique, comportements des rétrodiffuseurs ponctuels, surfaciques et anisotropes. Cependant, tout ce chapitre a considéré des traitements idéaux avec trajectoires rectilignes, capteurs SAR idéaux et, dans la majorité des cas, diagrammes d'antenne idéalisés. Le chapitre 2 sera consacré à l'étude de l'impact des imperfections liées aux capteurs, aux antennes, aux trajectoires...

Chapitre III EN REALITE

Les modèles présentés dans le chapitre précédent utilisent nombre d'hypothèses simplificatrices quant au système radar et au traitement : le signal émis par l'antenne correspond au signal théorique que l'on souhaite émettre, de la même manière, le système de réception ne crée aucune distorsion de signal. Le traitement SAR est supposé parfait : la trajectoire est supposée rectiligne uniforme.

Dans ce chapitre, nous présentons les caractéristiques des signaux radar émis et reçus ainsi que leur impact sur les images SAR réalisées et les applications.

Le premier paragraphe est consacré à la description des principaux éléments d'un système radar, puis nous nous intéressons successivement à l'impact sur les images SAR des modules électroniques, des diagrammes d'antennes et de la trajectoire.

III.1 DESCRIPTION DU SYSTEME RADAR

Les radars utilisés à l'ONERA peuvent être schématisés par :

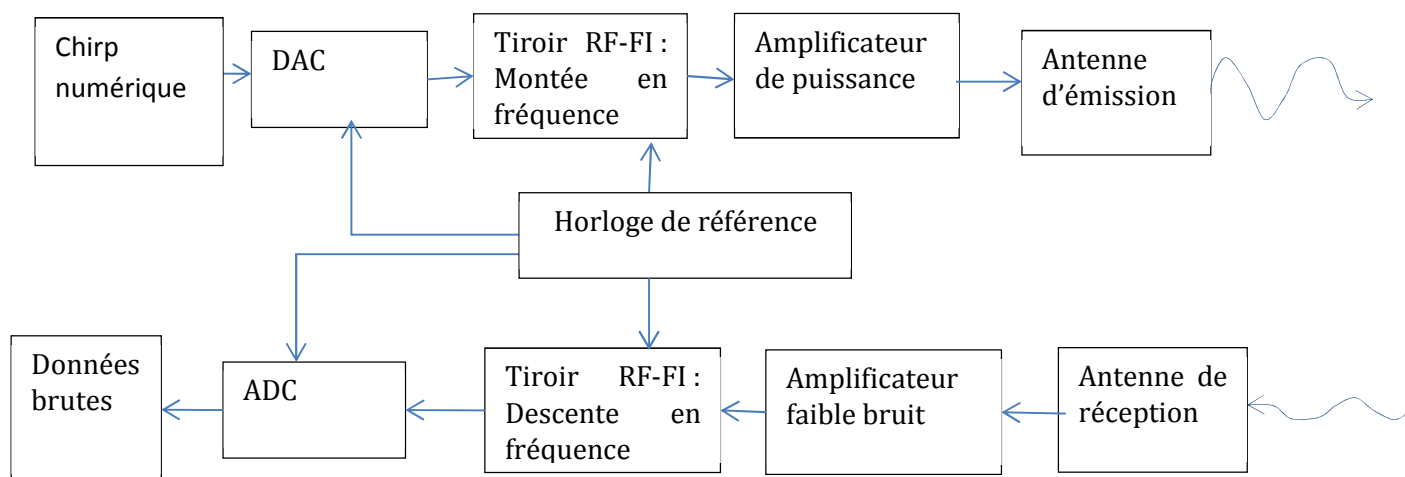


FIGURE III-1 REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UN SYSTEME RADAR

Chacune des boîtes schématisées ci-dessous est composée de divers composants : filtres, isolateurs, switches, connecteurs, amplificateurs, atténuateurs (variables ou non), câbles, coupleurs, circulateurs ...

Dans ce mémoire nous ne traitons que des systèmes homodynes (i.e. qui ont la même horloge de référence à l'émission et la réception). Les systèmes bistatiques, ne seront donc pas étudiés.

III.1.1 CHAÎNE D'ÉMISSION RADAR

III.1.1.1 DAC

C'est un système qui a, en entrée, un fichier numérique (chirp numérique pour le cas qui nous intéresse) et qui le convertit en signal analogique autour d'une porteuse de fréquence f_0 . Cette fréquence est soit :

- La fréquence centrale d'émission, si le DAC a une fréquence d'échantillonnage suffisante pour générer une telle fréquence (en ce qui nous concerne, c'est le cas pour la bande UHF et la bande L).
- Une fréquence intermédiaire, et le signal ainsi produit devra être monté en fréquence dans le tiroir appelé RF-FI (Radio-Fréquence – Fréquence Intermédiaire).

Le signal d'entrée étant un signal numérique échantillonné, les harmoniques du signal par rapport à la fréquence d'échantillonnage du DAC peuvent être générées. Soit :

$$f = |mf_e + nf_{dac}| \text{ avec } m \text{ et } n \in \mathbb{Z}$$

Ces harmoniques sont atténuées par rapport au signal f_s cherché. Dans le cas qui nous intéresse, ceci a pour effet de créer des chirps de pente $m\beta$ centrées sur des fréquences parasites. Selon les plans de fréquences utilisés certains de ces chirps peuvent se superposer au chirp souhaité, créant un signal émis parasite.

D'autre part, la dynamique utilisée pour coder le signal d'entrée (en nombre de bits) détermine le niveau de bruit généré par le système. Ce bruit est lié à la quantification du chirp, il apparaît donc comme un signal parasite émis avec le chirp, reproductible de pulse à pulse (i.e. reproductible en temps long), on parle de bruit multiplicatif.

Enfin, comme tout système, le DAC crée un bruit aléatoire non corrélé en temps long.

III.1.1.2 TIROIRS RF-FI A L'ÉMISSION ET A LA RÉCEPTION

Si la porteuse en sortie du DAC (fréquence f_s) n'est pas la fréquence centrale d'émission, on utilise un tiroir RF-FI pour effectuer des montées (ou descente à la réception) en fréquence avec une fréquence fixe f_0 . Ces tiroirs sont constitués de filtres, et de mélangeurs. Selon les éléments hyperfréquences utilisés (linéaires, non linéaires) certains défauts peuvent apparaître :

1. Distorsion de la bande passante en amplitude et en phase liées aux filtres utilisés

2. Création d'harmoniques. De manière générale, les harmoniques générées sont de la forme :

$$|mf_s + nf_{ol}| \text{ avec } m \text{ et } n \in \mathbb{Z}$$

Tout comme pour le DAC, ces harmoniques sont atténuées par rapport au signal $f_s + f_{ol}$ cherché. Ceci a pour effet de créer des chirps de pente $m\beta$ centrées sur des fréquences parasites. Selon les plans de fréquences utilisés certains de ces chirps peuvent se superposer au chirp souhaité, créant un signal émis parasite.

3. Bruit additif

III.1.1.3 AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Comme son nom l'indique, l'amplificateur de puissance permet de générer un signal avec une puissance d'émission fonction du type d'amplificateur utilisé. Les amplificateurs de puissance peuvent distordre la bande du signal émis aussi bien en phase qu'en amplitude.

III.1.2 ANTENNES ET RADOME

Les antennes utilisées dans le radar jouent un rôle important à la fois dans le bilan radar et dans les paramètres radar utilisés. Selon le radar utilisé, on peut soit utiliser la même antenne à l'émission et la réception, soit utiliser deux antennes différentes, une pour l'émission et une pour la réception. Dans le premier cas, le radar est monostatique, dans le deuxième cas, le radar est bistatique. Généralement, si l'antenne d'émission et de réception sont proches on parle de quasi-monostatique et les données sont traitées comme si le radar était monostatique.

La connaissance du diagramme de rayonnement de l'antenne est particulièrement importante en SAR. Ce diagramme se caractérise par la mesure du champ lointain selon l'angle de gisement (ϕ) et de site (θ), en amplitude et phase, en fonction de la polarisation, de la fréquence et en tenant compte des interactions de l'antenne avec l'avion. Ce diagramme est défini à partir d'un centre de phase correspondant à l'origine des phases du diagramme.

Généralement cette mesure de diagramme est difficile à obtenir dans sa totalité, des hypothèses simplificatrices sont réalisées (diagramme radial, ou factorisable, diagramme uniquement en amplitude, diagramme ne tenant pas compte de l'environnement, diagramme indépendant de la fréquence).

Nous étudierons dans la suite l'influence du diagramme sur les images SAR et ses applications ainsi que l'impact des hypothèses simplificatrices sur les images SAR.

III.1.3 CHAÎNE DE RÉCEPTION

III.1.3.1 AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT

Cet élément permet d'amplifier le signal reçu afin d'avoir un niveau de signal suffisant à l'entrée de la chaîne de réception. Généralement, c'est le bruit généré par ce composant qui prédomine la chaîne de réception et qui participe à l'évaluation des pertes ou du kT_0B utilisé dans le bilan de puissance du chapitre 1.

III.1.3.2 ADC

La dernière étape d'un système radar consiste à transformer le signal analogique reçu en un signal numérique et à l'enregistrer.

Tout comme l'ADC, ce dernier élément a une dynamique propre et génère un bruit multiplicatif qui se superpose au signal reçu.

III.1.4 STABILITÉ DES HORLOGES ET SYNCHRONISATION DU SYSTÈME

Un système SAR demande à la fois une pureté spectrale très importante des différents éléments ainsi qu'une synchronisation parfaite de ces éléments. Pour un radar homodyne, cette synchronisation est donnée par l'horloge de référence qui gère tous les démarrages (PRF qui donne le temps entre deux émissions successives, temps du début d'enregistrement de chaque récurrence, fréquence des OL, fréquence d'échantillonnage du signal). Cette unicité de l'horloge est un facteur important puisqu'elle permet une cohérence entre les différents éléments et permet d'éviter les dérives d'horloge, fréquentes dans les systèmes bistatiques qui entraînent une désynchronisation de l'émission avec le début de réception (cette désynchronisation a pour effet principal de faire fluctuer en temps long l'intervalle de temps entre le début de l'émission et le début de la réception, temps qui permet de connaître avec précision la distance radiale des échos reçus). La pureté spectrale des horloges et la qualité des éléments électroniques définissent les performances du système en termes de bruit de phase, de pureté de PRF,...

III.1.5 SYSTÈME DE TRAJECTOGRAPHIE

En imagerie SAR aéroportée, le système de trajectographie joue un rôle très important puisqu'il permet de localiser les centres de phase des antennes d'émission (et de réception si ces dernières sont différentes des premières). On utilise pour cela une centrale inertielle associée généralement à un système DGPS.

A titre d'exemple, les performances de la centrale inertielle d'Ixblue [Ixblue 17] utilisée par l'ONERA sont données dans le tableau ci-après.

TABLEAU III-1 CARACTERISTIQUES DE LA CENTRALE INERTIELLE IXBLUE PPK HYBRIDEE AVEC LE GPS

Lacet	Roulis/Rangage	Vitesse	Position
0,005°	0,0025°	0,01 m/s	0,1m

La centrale inertielle n'étant jamais co-localisée avec le centre de phase des antennes, les bras de levier entre la position de la centrale inertielle et le centre de phase des antennes sont mesurés afin de passer d'une position à l'autre. D'autre part, les axes principaux de l'antenne définissant l'axe de visée, l'axe de polarisation horizontal et l'axe de polarisation vertical doivent aussi être connus précisément si l'on veut utiliser les diagrammes d'antenne correctement. Ces mesures doivent être données dans le même repère que celui de la centrale inertielle afin d'éliminer les incertitudes de pointage.

III.1.6 RESUME

Finalement, la modélisation d'un système radar réel doit tenir compte :

- D'un dépendant du signal émis ou reçu provenant des chaînes d'émission, de réception ou de numérisation, que l'on appelle bruit multiplicatif et qui peut être soit un chirp de même pente ou de pente multiple du chirp émis, soit ne pas être un chirp, soit être cohérent ou non en temps long.
- D'une fonction de transfert des tiroirs d'émission et de réception qui va déformer le signal émis et reçu.
- De la pureté spectrale de l'horloge de référence et donc de la PRF et de la fréquence d'échantillonnage.
- Du bruit thermique.
- Des antennes prises dans leur environnement qui vont déformer le signal émis en amplitude et phase en fonction à la fois de la direction visée par rapport au repère antenne mais aussi de la fréquence du signal émis/reçu.
- De la trajectoire des antennes et de la précision sur la mesure de ces trajectoires.

III.2 IMPACT DU SYSTEME ELECTRONIQUE SUR LES IMAGES

Les caractéristiques du système SAR utilisé jouent sur la qualité des images SAR données et sur les applications. Selon la résolution des images, les bandes utilisées, les paysages imagés, les effets sur les images SAR peuvent être différents.

En termes de qualité image, une image SAR doit avoir :

- Les résolutions distances et azimutales attendues. Ces résolutions s'obtiennent théoriquement en calculant la réponse impulsionnelle liée à la bande spectrale utilisée (cf. paragraphe I.2.1)
- Un bruit thermique faible qui est caractérisé par la mesure du $Ne\sigma_0$ présenté au chapitre 1. Le $Ne\sigma_0$ est fonction du bruit additif présent dans le système (i.e. indépendant du signal émis).
- Des ambiguïtés distance et Doppler faibles.
- Des remontées de lobes secondaires de points brillants faibles
- Un plancher de bruit lié au bruit multiplicatif faible.

Dans la suite de ce chapitre nous étudions l'impact des défauts d'un système radar sur l'image SAR et, le cas échéant, des solutions pour s'en affranchir.

III.2.1 QUALITE DU CHIRP

Dans le chapitre 1, le chirp émis était supposé parfait. Or, le système radar réel n'est pas idéal et des distorsions du chirp peuvent apparaître. Nous étudions ici l'impact d'une déformation du chirp réellement enregistré sur le traitement SAR.

III.2.1.1 DEFORMATIONS DU CHIRP

L'introduction d'éléments actifs dans le système radar déforme les chirps émis. La Figure III-2 de gauche présente un exemple d'écarts de phase et d'amplitude de la réponse fréquentielle d'un chirp émis par rapport au chirp idéal pour un chirp de 720 MHz de bande. On note des variations lentes de la phase du chirp qui proviennent de la déformation du chirp par des filtres. On note aussi des déformations plus rapides de l'amplitude, notamment en début et fin de bande. Ces fluctuations rapides peuvent être attribuées à la superposition d'un harmonique du chirp de niveau beaucoup faible.

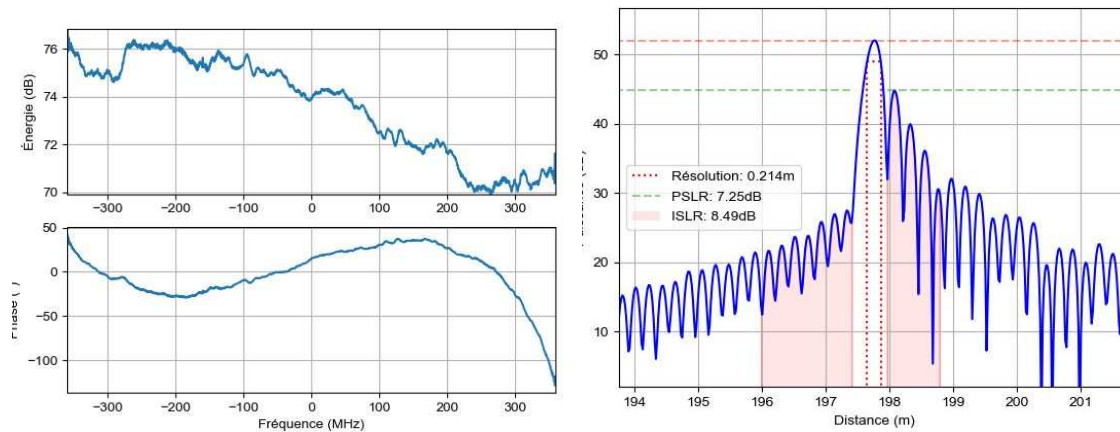


FIGURE III-2 GAUCHE : ECARTS DE PHASE ET D'AMPLITUDE DE LA REPONSE FREQUENTIELLE D'UN CHIRP EMIS PAR RAPPORT AU CHIRP IDEAL. DROITE : REPONSE IMPULSIONNELLE ASSOCIEE

La réponse impulsionnelle en temps court n'est plus un sinus cardinal mais une fonction qui dépend de la qualité du chirp et qui dégrade la qualité image SAR (la Figure III-2 de droite présente la réponse impulsionnelle du chirp après compensation avec le chirp idéal).

Pour pallier ce problème, il est possible d'estimer cette déformation de chirp de deux manières complémentaires :

- Soit, le chirp est mesuré directement par le système radar en ajoutant un circuit de réinjection au système radar. Cette technique présente l'avantage de mesurer le chirp à la fréquence d'échantillonnage du système de réception. Par contre, la voie de réinjection ne suit pas exactement le circuit électronique du chirp et cette mesure ne tient pas compte de tous les éléments du système radar.
- Soit, il est possible de mesurer ce chirp en positionnant un trièdre sur le terrain et en mesurant la réponse impulsionnelle du système sur le trièdre considéré comme un ponctuel. L'avantage de cette méthode est qu'elle tient compte exactement du système radar. Cependant elle présente deux inconvénients :
 - La réponse fréquentielle d'un trièdre n'est pas constante, il faut en tenir compte dans la mesure du chirp.
 - Le trièdre est mesuré dans un environnement naturel qui introduit un bruit de mesure puisque le signal enregistré est la somme de la réponse du trièdre et du clutter environnant. Ce bruit de mesure est d'autant plus grand que la fenêtre d'analyse est grande (la puissance du fouillis sur la surface d'analyse devient non négligeable par rapport à la puissance du trièdre). Il faut donc estimer le chirp sur une petite fenêtre d'analyse autour du trièdre au détriment de la résolution fréquentielle de l'estimation du chirp. Cette deuxième méthode permet donc de corriger les variations lentes d'amplitudes et de phase du chirp.

Une fois le chirp réel estimé, le deuxième problème consiste à optimiser la réponse impulsionnelle du système. La théorie du traitement du signal montre que, pour un signal déterministe noyé dans un bruit additif de moyenne nulle, le filtre adapté est le filtre qui maximise le rapport signal à bruit en sortie du filtre pour un instant donné dans [Tou 17]. Dans notre cas, c'est le filtre qui, à la position du point brillant, maximise la puissance du signal renvoyé par le point brillant par rapport au bruit. Ce filtre n'est donc pas conçu pour minimiser les « fantômes » (i.e. les lobes secondaires) du point brillant. Or, dans le cas de l'imagerie SAR, certes, il est primordial d'avoir un bon contraste énergétique entre les rétrodiffuseurs dominants et le fouillis situé aux alentours mais il est aussi important de minimiser les lobes secondaires afin d'éviter l'apparition de fantômes.

Les algorithmes de compression d'impulsions utilisés à l'ONERA par exemple ne cherchent donc pas à maximiser le rapport signal à bruit en sortie du filtre, mais à avoir une réponse impulsionnelle la plus proche possible de la fonction *sinc*, donc une réponse fréquentielle proche de la fonction rectangle. Pour cela, la compression distance se fait dans le domaine fréquentiel par division du spectre du signal par le spectre du chirp réel estimé et mise à 0 en dehors de la bande de fréquence émise.

$$Y(f) = \frac{P(f)}{S(f)} \text{rect}_B(f)$$

Avec $P(f)$ spectre du signal reçu et $S(f)$ spectre du chirp réel estimé.

Ainsi, sous réserve que le chirp réel soit égal au chirp réel estimé, la réponse impulsionnelle du signal compressé en distance est un sinus cardinal.

Notons finalement que, dans le cas d'un chirp émis idéal, cette méthode permet d'obtenir une réponse impulsionnelle en sinus cardinal alors que la réponse impulsionnelle par filtrage adapté fait apparaître des lobes secondaires lointains dont la puissance dépend de BT (cf. Équation I-6 p 20).

Ce phénomène est illustré en Figure III-3 : La réponse impulsionnelle du système après compression par convolution est illustrée sur la figure de gauche tandis que la réponse impulsionnelle par division dans le domaine fréquentiel est présentée à droite. Le chirp utilisé a une largeur de bande de 300 MHz, et un BT de 1000. Sa longueur d'impulsion est donc de 33 μs , correspondant à une distance de 500m. A gauche, on voit apparaître la taille de la fenêtre de convolution de [-500m, 500m] tandis qu'à droite, la coupure n'est pas temporelle mais fréquentielle, on ne voit donc pas apparaître cette fenêtre. Les lobes secondaires lointains dus à la convolution temporelle apparaissent lorsqu'on utilise une fenêtre d'apodisation de hamming (ils sont cachés sous les lobes secondaires de la fenêtre rectangulaire et ne sont donc pas discernables lorsqu'il n'y a pas d'apodisation). Par contre, à droite, ces lobes secondaires lointains n'existent pas ce qui peut être un avantage en présence de ponctuels forts lorsque la dynamique des images est très importante¹⁶.

¹⁶ Notons que plus la résolution des images est bonne, plus la dynamique des images est grande car la SER des ponctuels ne varie pas avec la résolution alors que le niveau de rétrodiffusion du clutter est proportionnel à la surface de résolution.

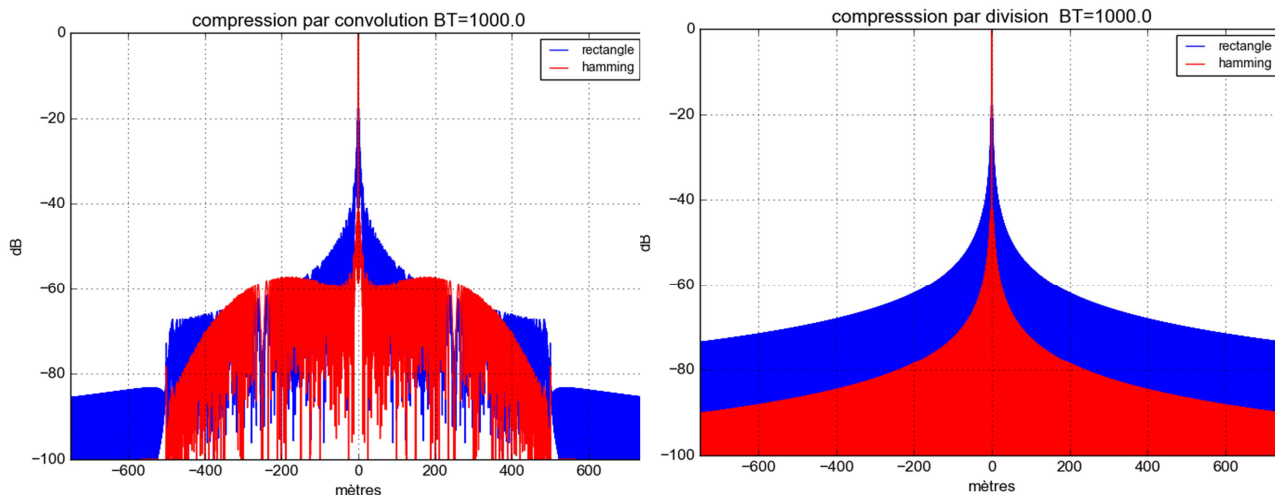


FIGURE III-3 COMPRESSION PAR CONVOLUTION (GAUCHE) OU PAR DIVISION DES SPECTRES (DROITE) ; EN BLEU, FENETRE RECTANGULAIRE, EN ROUGE FENETRE DE HAMMING.

Finalement, les distorsions de bande peuvent être traitées de manière efficace si l’on connaît le chirp réel émis. Cependant, ceci se fait au détriment du bruit : supposons que le bruit du signal reçu soit un bruit blanc, une fois comprimé distance, il devient coloré, la puissance émise variant avec la fréquence.

III.2.1.2 BRUIT DU SYSTEME

On distingue ici les bruits additifs (indépendants du signal émis et reçu) et les bruits multiplicatifs (dépendant du signal émis et reçu).

III.2.1.2.1 BRUIT ADDITIF

Le bruit additif est généré par l’ensemble des composants actifs du système et par le bruit externe. Il ne bénéficie donc pas du gain d’intégration ni en temps court ni en temps long comme il a été montré au Chapitre I.

Ce bruit ne peut pas être compensé par traitement après réception des données SAR, il est donc important qu’il soit le plus bas possible. Les techniques de traitement du signal, notamment dans la théorie de la détection, modélisent ce bruit par un bruit blanc gaussien et en tiennent compte dans les traitements proposés.

III.2.1.2.2 BRUIT MULTIPLICATIF

Ce sont les bruits dépendant signal émis ou reçu. Ils proviennent soit de repliements d’harmoniques du chirp, soit d’un bruit de numérisation. Le niveau de bruit sur l’image dépend du niveau de rétrodiffusion. Afin de comprendre la signature SAR de tels bruits, nous supposons ici qu’ils sont liés à la rétrodiffusion d’une cible ponctuelle. On distingue 3 comportements de bruits différents :

III.2.1.2.2.1 REPLIEMENT DANS UNE PARTIE DE LA BANDE SPECTRALE D'UN CHIRP HARMONIQUE AYANT LA MEME PENTE QUE LE CHIRP EMIS.

On montre qu'en présence d'un chirp résiduel de même pente que le chirp émis, décalé en fréquence de Δf , et ayant une amplitude relative α par rapport au chirp principal, la réponse impulsionnelle du chirp émis s'écrit :

$$y(t) = e^{-j2\pi f_0(t-t_0)} \text{sinc}(B(t-t_0)) + \alpha \frac{|B-\Delta f|}{B} e^{-j2\pi f_1(t-t_1)} \text{sinc}(B_1(t-t_1))$$

$$\text{avec } f_1 = f_0 + \frac{\Delta f}{2} \quad \text{et } t_1 - t_0 = -\frac{\Delta f}{2\beta} \quad \text{et } B_1 = B - \Delta f$$

Après compression distance, la réponse d'un signal ponctuel sera donc composée de deux pics : un pic principal correspondant à la signature du point brillant, et un pic secondaire situé à une distance de $\frac{\Delta f T_e}{2} \cdot \text{res}_{\text{dist}}$ du premier. Le rapport d'intensité entre les deux signaux étant de $\left(\alpha \frac{|B-\Delta f|}{B}\right)^2$.

En ce qui concerne la compression azimuth, le signal parasite étant décalé par rapport à l'objet dont il est issu, la compression azimuth n'est pas optimale. Ceci peut se démontrer avec une modélisation RMA (cf. ANNEXE G, cas d'un repliement distance), soit à partir d'une modélisation plus simple de type RDA.

Pour simplifier, considérons un système à faible bande passante : la pente Doppler du chirp azimuth s'écrit (Équation I-32) :

$$\beta_D = 2f_c \frac{V^2 \cos^2 \gamma}{c \cdot r}$$

Avec les mêmes conventions d'écriture qu'au chapitre I.

La pente doppler est donc inversement proportionnelle à la distance du point au radar ; une erreur de distance provoque une erreur de pente Doppler et donc un filtrage non-adapté.

Un écho fantôme sera comprimé en azimuth avec une pente Doppler correspondant à la localisation de l'écho fantôme et non du point dont il est issu, il y aura donc une erreur de compression azimuth¹⁷ d'autant plus grande que la distance $\Delta f T_e \cdot \text{res}_{\text{dist}}$ est grande. Le gain de compression azimuthal n'est donc pas optimal et dépendra des paramètres de prise de vue.

Le rapport de puissance entre l'écho fantôme et le point brillant Source (noté ici SGR pour Signal to Ghost Ratio) est au premier ordre de :

$$SGR \approx \alpha^2 \frac{|B-\Delta f|^2}{B^2}$$

¹⁷ Des exemples de réponses impulsionnelles d'échos comprimés avec des chirps ayant des pentes erronées sont présentés en ANNEXE F.

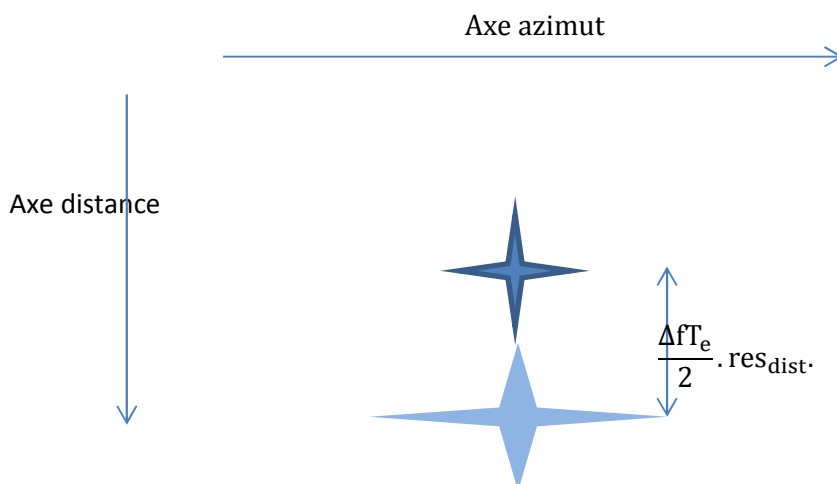


FIGURE III-4 - TYPE DE POINT RENCONTRE POUR UN REPLIEMENT DANS LA BANDE SPECTRALE D'UN CHIRP DECALE EN FREQUENCE AYANT LA MEME PENTE QUE LE CHIRP EMIS. LE POINT BRILLANT SOURCE EST SYMBOLISE PAR UNE CROIX FONCEE, LE FANTOME APPARAIT AVEC UN NIVEAU PLUS FAIBLE ET DECALE EN DISTANCE.

III.2.1.2.2 REPLIEMENT DANS LA BANDE SPECTRALE D'UN CHIRP HARMONIQUE AYANT UNE PENTE MULTIPLIE DU CHIRP EMIS

Dans ce cas-là, le chirp parasite n'est pas comprimé en distance, mais, comme dans le cas précédent, il est comprimé en azimuth d'autant plus que les points considérés sont proches du point brillant source. On s'attend à voir sur une image un piédestal en forme de papillon centré sur le pic principal, de largeur $\frac{cT_e}{2}$ m dans la direction distance.

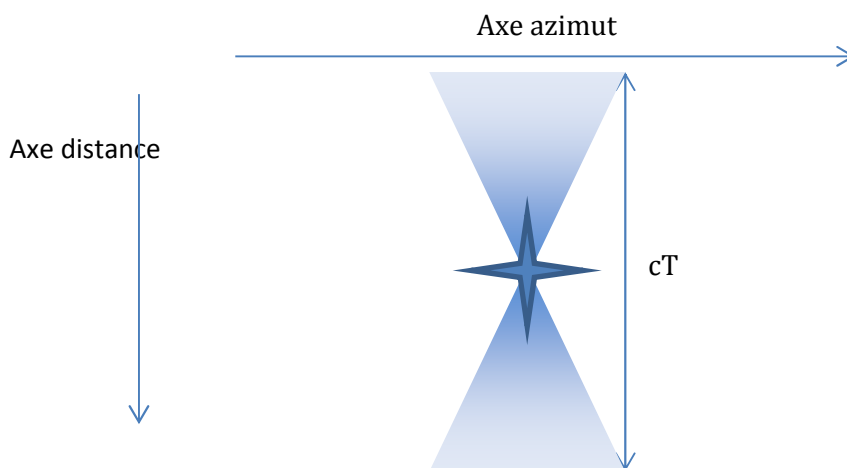


FIGURE III-5 - TYPE DE PIEDESTAL RENCONTRE POUR UN REPLIEMENT DANS LA BANDE SPECTRAL D'UN CHIRP AYANT UNE PENTE MULTIPLE DU CHIRP EMIS. LE POINT BRILLANT SOURCE EST

SYMBOLISE PAR UNE CROIX, LE PIEDESTAL APPARAÎT AVEC UN NIVEAU PLUS FAIBLE AVEC UNE FORME DE PAPILLON D'EXTENSION EN DISTANCE CT.

$$SGR \approx \frac{\alpha^2}{BT_e}$$

III.2.1.2.2.3 SIGNAL PARASITE LIÉ AU SIGNAL ÉMIS ALÉATOIREMENT EN TEMPS LONG

Ici, le signal parasite n'est ni comprimé en distance, ni comprimé en azimut. Il crée donc un piédestal à la fois en distance et en azimut, centré sur le pic principal de surface $\frac{cT}{2} \times VT_e$ m².

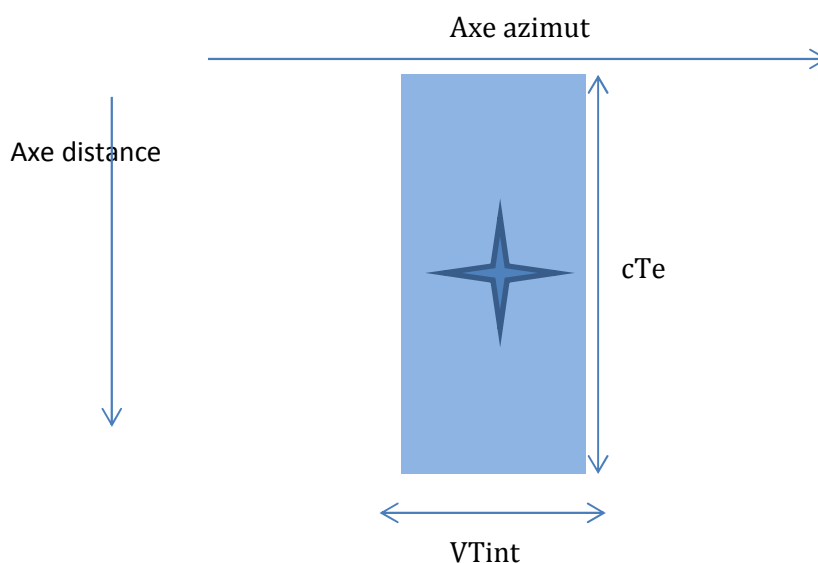


FIGURE III-6 - TYPE DE PIEDESTAL RENCONTRE POUR SIGNAL PARASITE LIÉ À L'ÉMISSION MAIS QUI EST ÉMIS ALÉATOIREMENT EN TEMPS LONG. LE POINT BRILLANT SOURCE EST SYMBOLISÉ PAR UNE CROIX, LE PIEDESTAL APPARAÎT AVEC UN NIVEAU PLUS FAIBLE.

$$SGR \approx \frac{\alpha^2 L_a}{BT_e VT_{int}}$$

L'impact de ces défauts (cas 1 et 2) peut être réduit en comprimant le chirp réellement reçu comme expliqué dans le paragraphe III.2.1.1. Ceci a pour conséquence de colorer le bruit thermique et ne peut être effectué efficacement que si le chirp fréquentiel reçu est connu avec précision (le cas d'école présenté en Figure III-2 montre l'effet d'un repliement de chirp et les variations rapides engendrées sur la réponse fréquentielle du chirp qui doivent alors être compensées). En ce qui concerne le cas n°3, il est important de vérifier que le SGR est bien inférieur au rapport signal à bruit du système.

III.2.1.3 BRUIT MULTIPLICATIF ET APPLICATIONS MULTIVOIES

Les applications multivoies peuvent être affectées par un bruit multiplicatif non compensé lorsque les voies comparées ne sont pas affectées par le même bruit multiplicatif (i.e. lorsque les deux voies proviennent de deux chaînes radar différentes). En effet, un bruit multiplicatif différent de voie à voie se traduit par des réponses impulsionnelles différentes de voie à voie.

Ceci équivaut à dire que les spectres des réponses impulsionnelles (appelés par la suite $F_M(k)$ et $F_E(k)$) diffèrent.

Nous avons vu, au paragraphe II.5.1, p 79, que la cohérence interférométrique était maximale lorsque $A_M(k_r, k_y) = \alpha A_{Ereoch}(k_r, k_y)$,

Dans le cas d'un bruit multiplicatif, on a (si on néglige le bruit additif) :

$$A_M(k_r, k_y) = F_M(k)A(k_r, k_y) \text{ et } A_{Ereoch}(k_r, k_y) = F_E(k)A(k_r, k_y).$$

On a donc une perte de cohérence dès que les fonctions F_M et F_E ne sont pas proportionnelles.

Lorsque les bruits multiplicatifs sont identiques sur les différentes voies, on ne pourra pas distinguer les fantômes créés de points réels. Ils auront donc la même différence de phase que l'écho dont ils sont issus (à la compensation des franges de terrain plat près en ce qui concerne l'interférométrie perpendiculaire à la trace). Ces échos vont donc polluer les signatures des rétrodiffuseurs localisés au même endroit.

III.2.2 CHOIX DE LA PRF

La compression azimut des signaux radar nécessite la connaissance précise de la fréquence de répétition des impulsions. Le choix de la PRF résulte d'un compromis entre :

- le niveau de $Ne\sigma_0$ admissible (cf. paragraphe I.2.2.3)
- la nécessité d'avoir la fenêtre de réception comprise entre deux émissions successives,
- les repliements distance,
- les repliements azimut.

III.2.2.1 REPLIEMENTS DISTANCE

Les repliements distance correspondent aux échos reçus à un temps $t + n/PRF$. Ces échos se superposent aux échos reçus au temps t par rapport à la PRF émise n impulsions plus tard¹⁸. Ils correspondent à des échos situés en dehors de la zone d'intérêt et généralement des échos éclairés par les lobes secondaires du diagramme d'antenne, de plus, s'ils sont situés à des distances plus

¹⁸ Si la fenêtre de numérisation est située dans une ambiguïté distance (ie $t_{num} \in [t_0 + \frac{m}{PRF}; t_1 + \frac{m}{PRF}]$), les repliements distance peuvent correspondre à des échos plus proches que les échos réellement imagés

grandes que la zone d'intérêt, leur niveau de rétrodiffusion est généralement plus faible que le niveau des échos souhaités.

Ces repliements distance se focaliseront parfaitement en distance, par contre, ils seront focalisés en azimut en considérant qu'ils sont situés à la distance de l'écho principal et non à leur distance réelle, ils seront moins bien focalisés et leur PQI seront dégradés à la fois en distance et en azimut (cf. ANNEXE G). D'autre part les pertes liées à la propagation n'étant pas compensées correctement, leur niveau sera encore plus faible. Cependant dans des situations particulières (zone imagée très sombre comme une étendue d'eau par exemple et ville située dans l'ambiguïté distance), ces échos peuvent créer des artefacts sur les images.

III.2.2.2 REPLIEMENTS AZIMUT

Les repliements en azimut sont liés à la largeur du diagramme d'antenne utilisé.

Une antenne pointée avec un angle de squint γ_0 et d'ouverture $\Delta\gamma$, couvre un doppler de

$$F_D = \frac{2V}{\lambda} \left(\sin\left(\gamma_0 + \frac{\Delta\gamma}{2}\right) - \sin\left(\gamma_0 - \frac{\Delta\gamma}{2}\right) \right) = \frac{4V}{\lambda} \cos\gamma_0 \sin\frac{\Delta\gamma}{2}$$

La PRF doit donc être supérieure à cette valeur.

Comme pour les repliements distance, cette contrainte suppose que le diagramme d'antenne est nul en dehors de l'ouverture considérée ce qui n'est jamais le cas. Des éléments du sol situés dans les lobes secondaires du diagramme d'antenne peuvent être à l'origine de signaux venant parasiter le signal principal. Ces éléments situés à un angle de squint γ par rapport au capteur à l'instant t seront interprétés comme des signaux provenant d'un angle de squint γ' avec

$$f_{Dapparent} = \frac{2V}{\lambda} \sin\gamma [PRF] = \frac{2V}{\lambda} \sin\gamma'$$

Ces signaux seront comprimés en temps court mais pas en azimut puisque ils sont comprimés avec localisation au sol erronée et donc avec un chirp erroné. Ils apparaîtront défocalisés à la fois en distance¹⁹ et en azimut sur l'image SAR comme expliqué en ANNEXE G.

III.2.2.3 REPLIEMENTS ET APPLICATIONS INTERFEROMETRIQUES

La différence de phase des repliements correspond à la différence de phase qu'aurait le signal s'il était à sa position correcte.

¹⁹ Il peut sembler étrange que des points qui focalisent parfaitement en temps court apparaissent défocalisés selon l'axe distance de l'image SAR. Cela est dû au fait que l'axe des distance de l'image radar correspond à l'axe transverse au déplacement, tandis que l'axe du temps court varie pendant l'intégration puisqu'il correspond à l'axe de prise de vue instantané.

Dans le cas de l'interférométrie perpendiculaire à la trace, la phase interférométrique du repliement est donc égale à la différence de phase à laquelle on a enlevé la phase du point du sol sur lequel se projette le point replié.

En interférométrie le long de la trace, les repliements signeront comme des cibles mobiles.

III.2.3 DELAI ENTRE EMISSION ET RECEPTION

Nous avons vu que le traitement radar nécessite de connaître la distance entre le centre de phase et les échos enregistrés. Cette distance dépend d'éléments de propagation (vitesse de propagation de la lumière dans l'air et canal de propagation) dont nous ne parlerons pas ici, mais aussi de la connaissance fine du retard entre le temps de début de propagation de l'onde au niveau de l'antenne et le temps de réception de l'onde. Or, le système radar permet de connaître le temps entre le début de l'émission au niveau du DAC et le temps de début d'enregistrement. Les délais des circuits électroniques ne sont pas directement connus et peuvent être mesurés de plusieurs manières différentes et complémentaires :

- A partir de signaux de réinjections, c'est-à-dire de signaux qui ne sont pas émis mais qui vont directement du circuit d'émission au circuit de réception. Cependant, pour être fiables les circuits de réinjection doivent avoir le même retard électronique que le circuit nominal ce qui n'est pas forcément le cas. On peut prévoir plusieurs circuits afin de mesurer les différents retards.
- Soit à partir d'un trièdre placé au sol dont on connaît la position du centre de phase exactement. Le délai peut alors être mesuré à la précision de localisation du centre de phase de l'antenne.

Afin d'évaluer les différentes méthodes, il est important d'évaluer le besoin sur la connaissance de ce délai électronique. Comme toujours, cela dépend du système et de l'application recherchée :

- La connaissance de ce délai joue directement sur la précision de localisation des points imagés. Il est donc important pour des applications de cartographie que ce délai soit connu avec une meilleure précision que la précision cartographique recherchée, ou avec une meilleure précision que l'élément radar dimensionnant dans la localisation (i.e. dans notre cas, le MNT utilisé pour la localisation et la précision de trajectographie).
- Une erreur sur la distance radar entraîne une défocalisation des images. La précision sur la mesure des délais électroniques pour permettre la focalisation des données est proportionnelle au carré de la résolution azimut et inversement proportionnelle à la longueur d'onde (cf. ANNEXE H). Par exemple, pour atteindre une résolution de 10cm en bande X, le délai doit permettre une localisation de 66 cm soit un délai de 4 nano secondes.
- Dans les cas d'incidence très plongeante (ex données du radar américain Airswot), la connaissance des délais électroniques s'avère primordiale pour les applications

interférométriques [Can 15] car, proche du nadir, l'angle d'incidence varie très vite avec la distance.

Lorsque les systèmes de mesures ne permettent pas d'atteindre la précision recherchée, il est possible de retrouver ce délai par traitement du signal en refocalisant des points.

Nous avons supposé que le délai électronique était une constante du système, ceci mérite que l'on s'y attarde. Le délai électronique peut varier de manière infinitésimale entre deux pulses, entre deux voies de réception ou entre deux acquisitions. C'est ce que nous analysons dans les paragraphes suivants.

III.2.3.1 VARIATIONS DE DELAIS ELECTRONIQUES DE PULSE A PULSE

La synchronisation du système permet de déclencher l'enregistrement des signaux de manière quasi identique pour toutes les impulsions émises. C'est ce « quasi » qui nous intéresse ici. Des fluctuations de délais se produisent toutefois et se traduisent par un bruit sur la phase du signal enregistré (la phase étant proportionnelle au retard ($\varphi = 2\pi f_c \delta t$)). Pour qualifier cela, on étudie des réinjections de chirps après compression distance : la stabilité d'amplitude et la phase du pic principal du signal de réinjection donne une mesure du bruit du système. Le spectre en temps long de ce signal permet d'étudier les caractéristiques de ce bruit. La Figure III-7 présente une mesure du bruit et le spectre associé et montre les deux types de bruit que l'on retrouve principalement : des raies parasites et un bruit blanc. Le bruit blanc est généralement additif (son niveau ne dépend pas du niveau du signal réinjecté) ; il correspond au bruit thermique du système et se traduit par un bruit blanc sur les images radar.

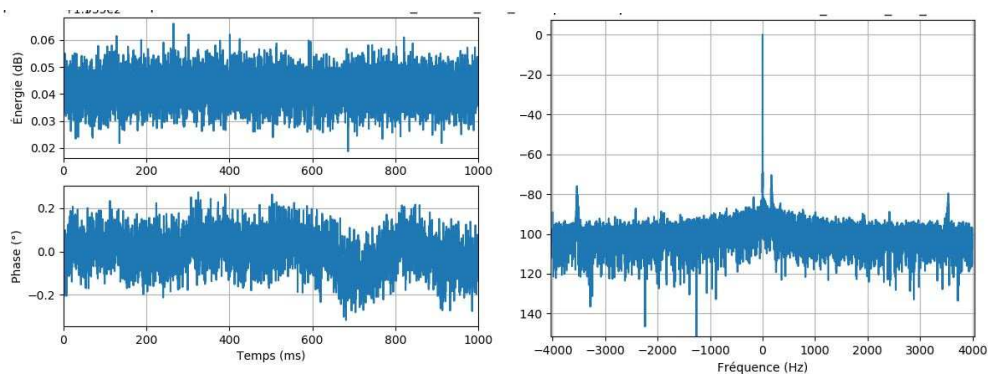


FIGURE III-7 GAUCHE : EXEMPLE DE BRUIT D'AMPLITUDE ET PHASE MESURE EN TEMPS LONG ET SPECTRE ASSOCIE (DROITE)

Lorsque le spectre, tel que décrit dans le paragraphe précédent, présente des raies parasites, cela signifie que le signal reçu s'écrit, à l'impulsion n ($n=PRF.t_l$) :

$$y(t_c, t_l) = y(t_c, t_l) * (e^{2\pi j PRF t_l} + \alpha e^{2\pi j (PRF + \delta f) t_l}) = y(t_c, t_l) + \alpha y(t_c, t_l) e^{2\pi j (\delta f) t_l}$$

Avec α : nombre complexe et δf : fréquence de la raie parasite.

Le signal $y(t_c, t_l) e^{2\pi j (\delta f) t_l}$ correspond donc au signal reçu, décalé en fréquence Doppler.

Il apparaîtra comme un écho fantôme décalé en azimut d'une distance correspondant à la fréquence δf soit, pour une visée à squint 0, à $\frac{\delta f \lambda r}{2V}$ m de l'écho source. Le rapport signal à fantôme est alors égal au rapport de puissance entre la raie parasite et la raie principale du spectre du signal de réinjection.

Il est intéressant de remarquer que cet écho aura la même signature qu'une cible mobile de vitesse radiale :

$$v_r = \frac{\delta f \lambda}{2}$$

Ce type de défaut est difficile à enlever par traitement du signal sauf si on connaît exactement la fréquence, l'amplitude relative et la phase associée de la raie parasite. On cherche donc à minimiser ce type de défauts dans les chaînes radar.

III.2.3.2 VARIATIONS DE DELAIS ELECTRONIQUES ENTRE LES VOIES DE RECEPTION

Nous nous intéressons ici aux radars ayant plusieurs voies de réception, utilisés soit pour des applications polarimétriques (dans le cas où les voies de réception polarimétriques sont enregistrées simultanément), interférométriques ou pour les applications de détection de cibles mobiles.

Selon le schéma électronique utilisé, on peut avoir un délai entre le déclenchement des voies de réception. Ce délai est stable pendant une acquisition (au bruit de synchronisation près) mais, selon le schéma électronique utilisé, il est possible qu'il varie entre deux acquisitions.

D'un point de vue de l'image SAR, cela a deux conséquences :

- Les images acquises sur deux voies de réception différentes ne sont pas superposables.
- Ces images peuvent présenter un déphasage qui varie d'une acquisition à l'autre.

Les applications multi voies cohérentes (interférométrie, détection de cibles mobiles, polarimétrie) qui utilisent les déphasages entre voies pour estimer les quantités recherchées nécessitent donc une calibration inter-voies. La stratégie de calibration en phase des données multivoies change donc selon le type de système utilisé.

Les stratégies de calibration en phase des signaux sont diverses :

- En cas de présence d'un trièdre (ou dièdre orienté à 22.5° pour des données polarimétriques), les données peuvent être recalées en distance et en phase par mesure des variations de phase des spectres distance du trièdre des différentes voies.
- Dans le cas multivoies en azimut sur une surface continentale : par calcul de la pente en distance de la phase interférométrique.

III.2.3.3 VARIATIONS DE DELAIS ELECTRONIQUES ENTRE DEUX ACQUISITIONS

Les délais électroniques peuvent varier entre les acquisitions. Pour pallier ce problème on peut utiliser des signaux de réinjection qui tiennent compte des éléments électroniques introduisant ces variations.

III.3 DIAGRAMME D'ANTENNE

Dans le premier chapitre, le signal radar a été modélisé en supposant un diagramme d'antenne rectangulaire. En réalité le diagramme d'antenne varie en amplitude et phase en fonction à la fois de la direction de visée dans le repère antenne et de la fréquence.

De plus, la direction du repère antenne varie dans le repère monde en fonction des mouvements de l'avion mais aussi du type de positionnement utilisé : selon le radar utilisé, l'antenne peut être fixe par rapport à l'avion ou asservie à un point visé par exemple.

Finalement, un même point du sol est donc vu au cours du temps avec un gain d'antenne variable.

La Figure III-8 présente des variations de diagrammes d'antenne en amplitude et phase pour différentes fréquences radar. Les gains d'antennes diffèrent ainsi que les ouvertures à 3dB. D'autre part, en bord de diagramme la phase varie.

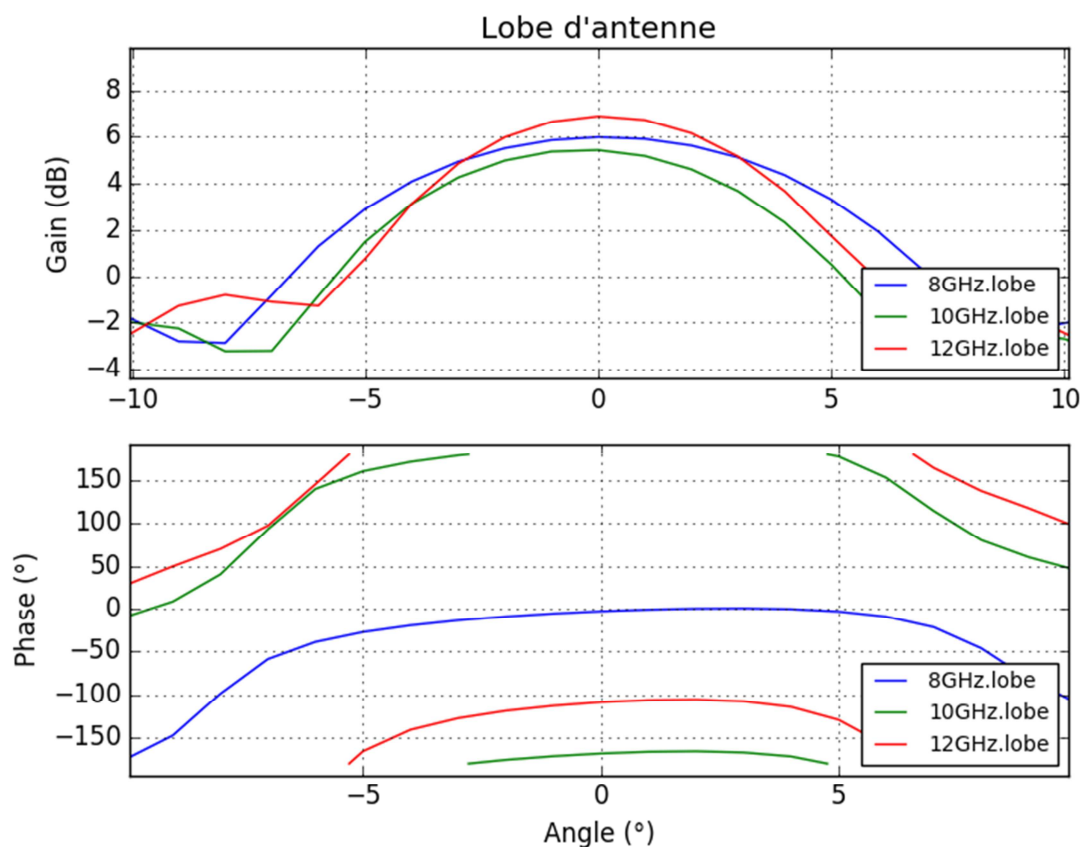


FIGURE III-8 COUPE DE DIAGRAMMES EN AMPLITUDE ET PHASE EN BANDE X POUR DIFFERENTES FREQUENCES

III.3.1 MESURES DE DIAGRAMMES D'ANTENNE

Dans le cas de l'imagerie SAR, ce n'est pas le diagramme d'antenne qu'il est intéressant de connaître mais le diagramme de l'antenne prise dans son environnement et tenant compte des interactions avec le radome, l'avion²⁰ ... Ces mesures sont généralement difficiles à obtenir et les mesures accessibles sont généralement approximatives.

Les diagrammes d'antenne sont donnés en prenant pour référence un point virtuel qui définit le centre de phase l'antenne. C'est à partir de ce point que sont calculés tous les délais et donc les distances radar. La position de ce centre de phase par rapport à l'antenne est calculée de manière à minimiser les variations de phase du diagramme d'antenne. Pour permettre un traitement SAR optimal ce point doit aussi correspondre au point utilisé pour les mesures de trajectoires du porteur.

²⁰ Des travaux de recherche [Pas 03] se sont intéressés à la reconstruction de ces diagrammes à partir de données terrain en basse fréquence.

III.3.2 MODELISATION SAR TENANT COMPTE DU DIAGRAMME D'ANTENNE

Le signal reçu dans le repère (fréquence radiale, temps long), s'écrit :

$$y(k, u) = \iint_{\Lambda} D(k, u, r_0, y) \cdot \frac{a(r_0, y)}{r_0^2 + (y-u)^2} e^{-j2\pi k \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2} - j\varphi(k, u, r_0, y)} \text{rect}[(k - k_c) \text{res}_{\text{dist}}] dr_{t_1} dy$$

C'est-à-dire qu'il suit l'Équation I-17 avec un terme de phase $\varphi(k, u, r_0, y)$ et un terme d'amplitude $D(k, u, r_0, y)$ qui modélisent les variations de phase et d'amplitude du diagramme d'antenne²¹ en fonction de la fréquence pendant le temps d'intégration.

Dans le domaine (k, k_u) , le signal s'écrit :

$$y(k, k_u) = \int_{u_{\min}}^{u_{\max}} \iint_{\Lambda} D(k, u, r_0, y) \cdot \frac{a(r_0, y)}{r_0^2 + (y-u)^2} e^{-j2\pi \left(k \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2} + k u \right) - j\varphi(k, u, r_0, y)} \text{rect}[(k - k_c) \text{res}_{\text{dist}}] dr_{t_1} dy du$$

Théoriquement, le théorème de la phase stationnaire devrait s'appliquer sur le terme de phase $-j2\pi (k \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2} + k u) - j\varphi(k, u, r_0, y)$ qui tient compte des variations de phase du diagramme d'antenne. Dans la pratique on considère que les variations du diagramme d'antenne sont lentes et on applique la transformée de stolt uniquement sur le signal radar. On a donc :

$$y(k_v, k_u) =$$

$$\int_{u_{\min}}^{u_{\max}} \iint_{\Lambda} D(\sqrt{k_v^2 + k_u^2}, u, r_0, y) \cdot \frac{a(r_0, y) \sqrt{k r_0}}{\sqrt{k_v^2 + k_u^2} r_0^{3/2}} e^{-j\frac{\pi}{4} - j2\pi (k_v r_0 + k_u y) - j\varphi(\sqrt{k_v^2 + k_u^2}, u, r_0, y)} \text{rect}[(k - k_c) \text{res}_{\text{dist}}] dr_{t_1} dy du$$

Le diagramme d'antenne est donc considéré comme une fonction variant avec le point imagé qui va déformer la réponse impulsionnelle du signal.

Les termes d'amplitude du diagramme d'antenne créent une fonction d'apodisation qui dépend de la portion de diagramme d'antenne vu par les rétrodiffuseurs et donc de la position des points dans l'image. Plus l'intervalle d'intégration sera grand, plus la portion du diagramme d'antenne utilisée lors de la synthèse sera grande et plus cet effet sera prononcé. D'autre part, dans le cas d'une image Stripmap avec une antenne asservie, la portion de diagramme d'antenne vue est identique d'un azimut à l'autre, la fonction d'apodisation créée par le diagramme d'antenne est dans ce cas-là constant en azimut. Par contre, dans le cas d'une image Spotlight, la portion du diagramme d'antenne est très dépendante de la position des rétrodiffuseurs dans l'image et cette fonction d'apodisation ne pourra pas être considérée comme constante.

On modélise alors le signal SAR comme étant :

²¹ On considère ici le diagramme d'antenne produit des diagrammes de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception.

$$sar(r_0, y_0) = \iint_{\Lambda} a(r, y) h_{r_0, y_0}(r_0 - r, y_0 - y) dr dy$$

Avec

$$h_{r_0, y_0}(r, y) = \iint_{\Omega_{r_0, y_0}} D(k_v, k_u, r_0, y_0) e^{-j2\pi(k_v r + k_u y)} e^{-j\frac{\pi}{4} - j2\pi(k_v r_0 + k_u y_0) - j\varphi(k_v, k_u, r_0, y_0)} dk_v dk_u$$

Avec Ω_{r_0, y_0} support d'intégration au point (r_0, y_0)

En ce qui concerne la phase, on peut la décomposer comme la somme d'un terme moyen sur l'intervalle d'intégration, d'un gradient pendant le temps d'intégration et de termes d'ordre supérieur à 2 :

$$\varphi(k_v, k_u, r_0, y) = \varphi_0(r_0, y) + k_u \Delta \varphi_u(k_v, r_0, y) + k_v \Delta \varphi_k(k_u, r_0, y) + k_u^2 \varepsilon(k, u, r_0, y)$$

La phase moyenne du diagramme d'antenne va ajouter un terme de phase à la rétrodiffusion complexe de chacun des pixels. Ceci doit être pris en compte dans les applications multivoies cohérentes lorsque les antennes utilisées n'ont pas le même diagramme d'antenne.

Le gradient de phase aura pour effet de décaler la réponse impulsionnelle en distance et azimut.

Les effets du deuxième ordre peuvent dégrader la focalisation et ceci de manière non uniforme sur l'image.

III.3.3 CORRECTION DU DIAGRAMME D'ANTENNE

La correction des effets du diagramme d'antenne sur les images SAR peut être un sujet complexe si l'on souhaite à la fois corriger les effets fréquentiels et les effets liés aux variations de visée pendant le temps d'intégration. Il est donc important d'identifier le juste besoin en étudiant théoriquement l'impact du diagramme sur l'image.

La compensation du diagramme d'antenne indépendant de la fréquence est faite de manière immédiate pour le traitement de type back-projection. En ce qui concerne l'algorithme de fast-back projection, des implémentations ont été proposées dans la thèse de [Tor 15] ; La compensation d'un tel diagramme d'antenne au cours du traitement RMA fait l'objet des travaux de H. Cantalloube à l'ONERA [Can 13].

L'introduction de la dépendance fréquentielle du diagramme d'antenne dans les algorithmes de compensation est, à l'heure actuelle, un sujet de recherche.

III.3.4 EFFET DE LA COMPENSATION DU DIAGRAMME D'ANTENNE SUR LE BRUIT

La compensation du diagramme d'antenne dans le traitement modifie la puissance de bruit après traitement SAR et donc rapport signal à bruit de l'image. Pour illustrer ce phénomène prenons le cas d'un traitement de type back-projection avec un diagramme d'antenne indépendant de la fréquence.

Soit $y(r,u)$ le signal obtenu après compression distance en présence de bruit blanc :

$$y(r,u) = \iint_{\Lambda} D(u, r_0, y) \cdot a(r_0, y) e^{-j2\pi(k_c \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2} + j\varphi(u, r_0, y))} \operatorname{sinc} \left[\frac{(\sqrt{r_0^2 + (y-u)^2} - r)}{\operatorname{res}_{\text{dist}}} \right] dr_0 dy + b_{r,u}$$

Avec : $b_{r,u}$ bruit thermique.

L'image SAR corrigée du gain d'antenne est obtenue dans la méthode de back projection par sommation des signaux $y(r,u)$ compensés du diagramme d'antenne $D(u, r_0, y) e^{-j\varphi(u, r_0, y)}$ et du délai de propagation $e^{j2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2}}$.

$$sar_{\text{compensée}}(r, \gamma) = \int_{u=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} y(r, u) \frac{e^{j2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2}}}{D(u, r_0, y) e^{-j\varphi(u, r_0, y)}} du$$

On a donc :

$$sar_{\text{compensée}}(r, \gamma) = \text{réflectivité}_{\text{corrigée}}(r, y) + \int_{u=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} b_{r,y} \frac{e^{j2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2}}}{D(u, r_0, y) e^{-j\varphi(u, r_0, y)}} du$$

En appelant :

$$b_{sar_{\text{corrigé}}}(r, \gamma) = \int_{u=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} b_{r,y} \frac{e^{j2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2}}}{D(u, r_0, y) e^{-j\varphi(u, r_0, y)}} du$$

Et :

$$b_{sar}(r, \gamma) = \int_{u=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} b_{r,y} e^{j2\pi k_c \sqrt{r_0^2 + (y-u)^2}} du$$

La puissance du bruit de l'image SAR corrigée s'écrit donc :

$$E(b_{sar_{corrigée}}^* b_{sar_{corrigée}}) = E(b_{sar}^* b_{sar}) \frac{1}{L} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \frac{1}{D^2(u, r_0, y)} du$$

Une fois corrigée du gain d'antenne, les images peuvent être calibrées (i.e. l'amplitude de l'image SAR est proportionnelle à une surface équivalente radar). Par contre, le niveau de bruit de l'image dépend donc du point imagé et des antennes utilisées. Ceci peut être gênant pour des traitements sur les images SAR qui supposent que le bruit est constant sur l'image et/ou constant d'une voie de réception à l'autre (les estimateurs par maximum de vraisemblance utilisent généralement cette hypothèse).

III.3.5 DIAGRAMMES D'ANTENNES ET APPLICATIONS POLARIMÉTRIQUES

Enfin, notons que pour les applications polarimétriques, s'ajoute à ces effets, le problème de diaphonie ou « cross-talk » géométrique.

Le domaine de la polarimétrie est très étudié en télédétection SAR, car il permet notamment de classifier des différents types de rétrodiffuseurs par leur caractéristiques polarimétriques. De nombreux paramètres polarimétriques sont extraits d'images SAR et étudiés par la communauté. Cependant, pour calculer de tels paramètres il est important que les canaux polarimétriques soient purs : Les canaux Hh, Hv, Vh, Vv²², doivent correspondre à leurs noms et contenir respectivement : la rétrodiffusion de signaux émis en polarisation horizontale et reçus en polarisation horizontale, de signaux émis en polarisation horizontale et reçus en polarisation verticale, ou émis en vertical reçus en horizontal, ou émis en vertical et reçus en vertical.

La direction de polarisation correspond à la direction de variation du champ électrique dans le plan transverse à l'axe de visée.

Soit \vec{d} la direction de visée, la direction de variation du champ électrique en polarisation horizontale est donc définie par

$$\vec{h}_s = \frac{\vec{d} \wedge \vec{z}}{\|\vec{d} \wedge \vec{z}\|} \quad \text{ÉQUATION III-1}$$

où \vec{z} est la direction de la verticale locale.

La direction de la polarisation verticale est alors :

$$\vec{v}_s = \vec{d} \wedge \vec{h}_s \quad \text{ÉQUATION III-2}$$

Dans un système d'acquisition réel, les données polarimétriques enregistrées ne correspondent pas directement aux canaux polarimétriques souhaités mais à des compositions linéaires de ces canaux

²² Nous utilisons ici la notation proposée par l'ONERA mettant en lettres capitales la polarisation d'émission et en minuscules la polarisation de réception.

ce qui est appelé en anglais le « cross talk » ou diaphonie et qui impacte la pureté polarimétrique des images SAR.

On peut différencier trois effets géométriques induisant de la diaphonie :

- L'orientation moyenne de l'antenne pendant le temps d'intégration : l'attitude de l'antenne par rapport au repère image induit une rotation des axes polarimétriques de l'antenne par rapport aux axes polarimétriques horizontaux et verticaux de l'image SAR tels que définis ci-dessus.
- La non orthogonalité des champs électriques H et V émis par l'antenne lorsque la ligne de visée n'est pas dans l'axe de l'antenne : Si on modélise l'antenne par une source ponctuelle et ses deux axes principaux correspondant à ses directions polarimétriques H et V, on peut en déduire l'orientation des axes polarimétriques h et v en fonction de la direction de visée dans le repère de l'antenne défini ces axes principaux h_0, v_0 et d_0 (h_0 est l'axe horizontal de l'antenne, v_0 est l'axe vertical de l'antenne et d_0 est l'axe de pointage de l'antenne).

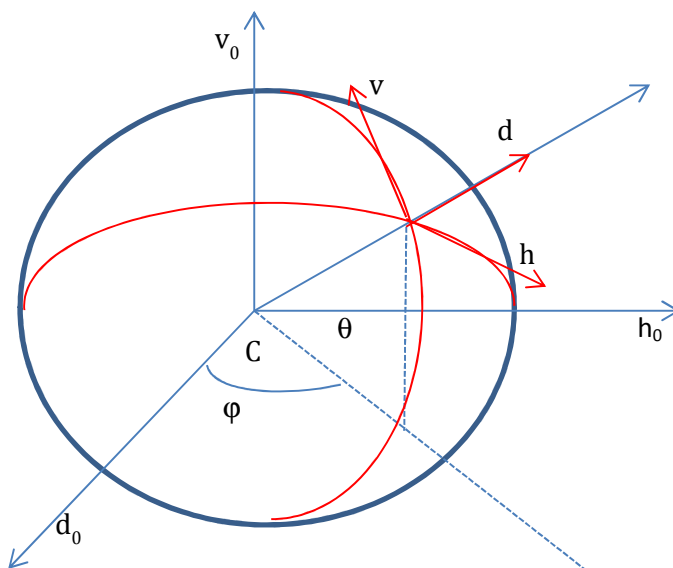


FIGURE III-9 REPRESENTATION SCHEMATIQUE DES AXES DE POLARISATION D'UNE ANTENNE EN FONCTION DE LA LIGNE DE VISEE

On a :

$$\vec{d} = \begin{pmatrix} \sin\varphi\cos\theta \\ \sin\theta \\ \cos\varphi\cos\theta \end{pmatrix}, \vec{v} = \begin{pmatrix} -\sin\varphi\sin\theta \\ \cos\theta \\ -\cos\varphi\sin\theta \end{pmatrix}, \vec{h} = \frac{1}{\sqrt{1 - \cos^2\theta\sin^2\varphi}} \begin{pmatrix} 1 - \cos^2\theta\sin^2\varphi \\ -\sin\varphi\cos\theta\sin\theta \\ -\sin\varphi\cos\varphi\cos^2\theta \end{pmatrix} \quad \text{ÉQUATION III-3}$$

A partir des informations d'attitudes de l'antenne et des informations sur la direction de visée dans le repère antenne, on peut en déduire la direction des axes de polarisation émis ou reçus (h_m et v_m) en fonction des axes de polarisation H et V :

$$\begin{aligned}\vec{h}_m &= (\vec{h}_m \cdot \vec{h}_s) \vec{h}_s + (\vec{h}_m \cdot \vec{v}_s) \vec{v}_s \\ \text{et } \vec{v}_m &= (\vec{v}_m \cdot \vec{h}_s) \vec{h}_s + (\vec{v}_m \cdot \vec{v}_s) \vec{v}_s\end{aligned}$$

ÉQUATION III-4

Ce qui permet de calculer l'isolation polarimétrique géométrique moyenne de l'antenne.

- Les variations d'orientation de l'antenne pendant le temps d'intégration : Comme nous l'avons vu précédemment l'attitude des antennes peuvent varier pendant le temps d'intégration et la direction de pointage varie pendant le temps d'intégration pour chacun des rétrodiffuseurs. Théoriquement, pour minimiser les phénomènes de diaphonie, il faudrait tenir compte de ce phénomène pendant l'intégration.

Enfin la pureté polarimétrique des antennes elles-mêmes joue un rôle important dans le phénomène de diaphonie.

Comme nous le verrons dans le troisième chapitre de ce manuscrit, nous avons proposé des méthodes permettant d'améliorer la calibration polarimétrique des données qui tiennent compte à la fois des informations moyennes d'attitude de l'antenne et de mesures terrain [Ori 10a], [Ori 10b].

III.3.6 DIAGRAMMES D'ANTENNES ET APPLICATIONS MULTI-VOIES

Un diagramme d'antenne mal compensé se traduit par une perturbation du spectre des données. Dans le cas où les images étudiées proviennent d'antennes différentes, les spectres des deux images peuvent différer ce qui induit une perte de cohérence similaire à ce qui a été montré au paragraphe III.2.1.3., page 121. Ceci a fait l'objet des travaux de thèse d'Abigaël Taylor [Tay 16] et sera développé au chapitre III.

D'autre part, la différence de phase des deux images peut être perturbée par des différences de phase des deux diagrammes d'antenne.

III.4 TRAJECTOIRE

Enfin, une des caractéristiques essentielles de l'imagerie SAR aéroportée vient de la non-linéarité de la trajectoire du porteur. Nous abordons dans ce paragraphe les trois principales problématiques liées aux trajectoires aéroportées :

- Le traitement SAR pour des trajectoires non rectilignes uniformes.
- Les effets géométriques des non linéarités de trajectoire sur les images SAR et les applications multivoies.
- Les effets d'une méconnaissance de la trajectoire sur les images SAR.

III.4.1 TRAITEMENT SAR POUR DES TRAJECTOIRES NON RECTILIGNES UNIFORMES

Dans le cas de trajectoires non linéaires, le signal radar après compression distance s'écrit :

$$y(k, t) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{(x-x_0(t))^2 + (y-y_0(t))^2 + (z-z_0(t))^2} e^{-j2\pi k \sqrt{(x-x_0(t))^2 + (y-y_0(t))^2 + (z-z_0(t))^2}} \text{rect}[(k - k_c) \text{res}_{\text{dist}}] dr_t dy$$

avec $M(t) = (x_0(t), y_0(t), z_0(t))$ position du capteur en fonction du temps t .

D'un point de vue fréquentiel, si l'on reprend la modélisation RMA du paragraphe I.1.5 : les directions du spectre décrivent une surface 3D et non plus un arc de couronne contenu dans un plan. Le traitement SAR consiste à projeter ce spectre dans le plan le plus proche de la surface 3D pour pouvoir appliquer la transformée de Fourier inverse.

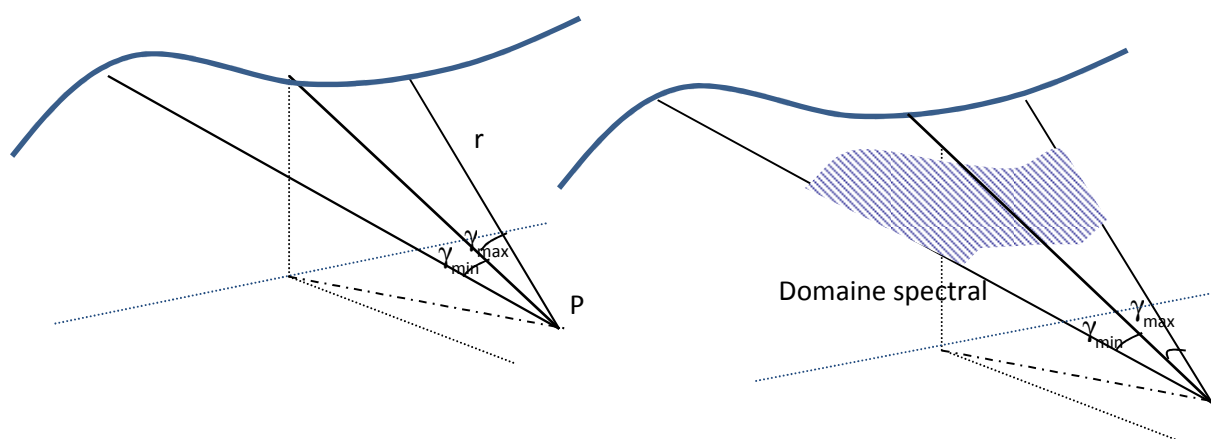


FIGURE III-10 LIEN ENTRE DOMAINE SPATIAL ET DOMAINE SPECTRAL LORSQUE LA TRAJECTOIRE EST NON LINEAIRE

Nous différencions ci-après le cas d'un traitement SAR sur une trajectoire rectiligne non uniforme et le traitement sur une trajectoire non rectiligne.

III.4.1.1 TRAJECTOIRES RECTILIGNES NON UNIFORMES

Nous nous plaçons ici dans le cas où la direction du vecteur vitesse est constante au cours du temps mais la vitesse varie.

III.4.1.1.1 CAS D'UNE SCENE IMMOBILE

Le traitement SAR compense des délais de propagation entre l'antenne et le point imagé, ses compensations sont proportionnelles à la distance entre les positions des centres de phase et le point imagé, et ne dépendent pas de la vitesse du porteur. Tant que la trajectoire est rectiligne, le traitement SAR peut donc être appliqué à des trajectoires de vitesses variables. Le seul écueil réside dans l'utilisation des traitements fréquentiels qui supposent un signal uniformément échantillonné spatialement dans le domaine azimutal : une vitesse variable nécessite donc un ré-échantillonnage

des signaux avant utilisation d'un traitement fréquentiel. Les traitements de types back-projection ne nécessitent pas à priori un tel ré-échantillonnage mais l'addition cohérente de signaux non échantillonnés uniformément va avoir pour effet de créer une fonction d'apodisation parasite (l'énergie reçue n'est pas uniformément répartie selon les sinus des angles de squint). Le ré-échantillonnage est donc généralement conseillé.

III.4.1.1.2 CAS D'OBJETS EN MOUVEMENT

Lorsque la scène imagée est en mouvement, le raisonnement ci-dessus ne fonctionne plus. En effet, rigoureusement, le déplacement de l'objet au sol dépend du temps d'acquisition. Cependant, on peut supposer qu'à l'échelle du temps de répétition des impulsions (généralement de l'ordre de la milli seconde), le mouvement des objets peut être considéré comme rectiligne uniforme : l'interpolation des signaux permet d'interpoler aussi la position du rétrodiffuseur.

III.4.1.2 TRAJECTOIRES NON RECTILIGNES

Ici la trajectoire est supposée quelconque.

III.4.1.2.1 TRAITEMENT BACK PROJECTION

Etant donné que le traitement de back-projection ne fait aucune hypothèse sur le type de trajectoire, il est applicable tel quel, sous réserve que l'altitude des rétrodiffuseurs soit connue.

III.4.1.2.2 TRAITEMENTS FREQUENTIELS

Les traitements fréquentiels, font quant à eux, l'hypothèse d'une trajectoire rectiligne uniforme et ne peuvent pas être appliqués tels quels : ils doivent tenir compte des non linéarités de la trajectoire et de l'altitude du terrain.

Nous présentons ici les idées principales proposées par Hubert Cantalloube [Can 13] pour résoudre cette problématique.

Hubert Cantalloube propose de choisir une trajectoire rectiligne uniforme dite de consigne et de traiter les données en compensant les phases des signaux réels par rapport à cette trajectoire de consigne (cf. Figure III-11).

Théoriquement, la compensation de phase doit être effectuée pour chaque distance, chaque position du capteur, chaque angle de squint visé et chaque fréquence. En pratique, chacune des dimensions est découpée en intervalles sur lesquels les compensations sont interpolées linéairement. Pour cela, on utilise le fait qu'un décalage du signal dans un espace équivaut à appliquer une rampe de phase de l'espace dual. De plus, afin de minimiser les compensations, il faut choisir pour chaque point de la trajectoire de consigne le point de la trajectoire réelle qui donnera, après compression distance, le signal radar le plus proche de celui qui aurait été acquis par un radar dont le centre de phase aurait été situé sur la trajectoire de consigne. Cela revient à trouver le signal de la trajectoire réelle ayant les mêmes composantes spectrales en temps long que signal provenant de la trajectoire de consigne. Ce problème a été abordé au paragraphe II.2.3 dans le cadre de l'étude de l'interférométrie (ici les

images considérées correspondraient aux images acquises à partir de la trajectoire de consigne et de la trajectoire réelle). Pour une direction de visée donnée, ce point correspond à l'intersection de la trajectoire réelle avec le plan défini par la direction de visée de la trajectoire de consigne et la normale au point comme montré dans l'Équation II-7 gauche. Le spectre distance est déformé selon l'Équation II-7 droite.

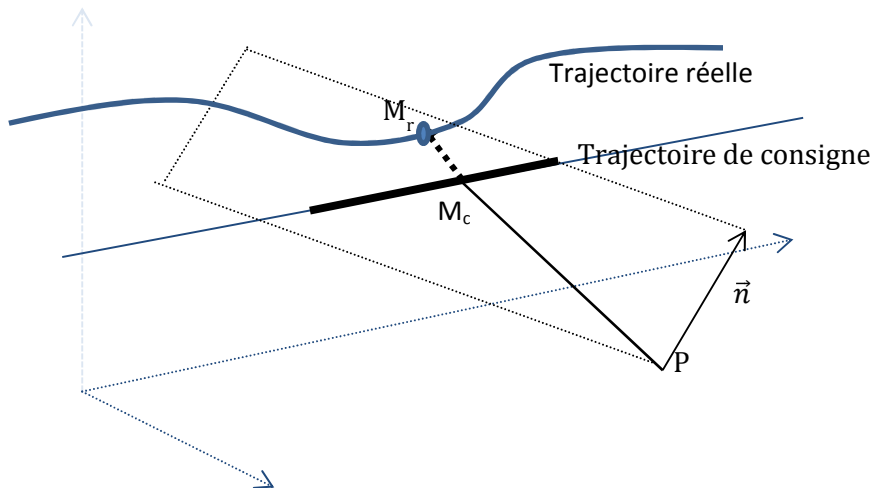


FIGURE III-11 SCHEMA PRESENTANT LA COMPENSATION DE MOUVEMENT D'ORDRE 1 : A POINT M_c D'INTEGRATION SUR LA TRAJECTOIRE DE CONSIGNE EST AFFECTE UN POINT M_r DE LA TRAJECTOIRE REELLE. CE POINT CORRESPOND A L'INTERSECTION DU PLAN DEFINI PAR LA LIGNE D VISEE $\overline{M_c P}$ ET LA NORMALE AU TERRAIN \vec{n} AVEC LA TRAJECTOIRE REELLE.

Les non linéarités de trajectoire sont corrigées en 3 temps :

- Correction de l'ordre 0 : ré-échantillonnage des données selon une trajectoire uniforme avec compensation des délais liés aux écarts de position
- Correction de l'ordre 1 : utilisation des données qui minimisent les erreurs de phase sur la surface imagée comme expliqué ci-dessus et compensation de la distance entre ces deux points
- Correction d'ordre >1 : corrections des erreurs de phase d'ordre supérieurs à 1 sur le secteur d'intégration.

Ces algorithmes sont très performants et permettent de traiter rapidement [Can 13] des données à très haute résolution (ils ont été utilisés pour des images de 5cm de résolution en bande X). Cependant, basés sur des interpolations, ils peuvent générer des artefacts, notamment pour des applications interférométriques. En effet, les compensations de mouvements sont réalisées pour des grilles de points au sol et sont interpolées entre ces points. Cela revient à calculer la phase du signal sur une grille de points de l'image et à interpoler cette phase entre les points de la grille et donc de supposer que le MNT correspond à cette phase interpolée et non pas à une interpolation de hauteur.

III.4.1.3 GEOMETRIE DES IMAGES SAR RESULTANTES

Le traitement SAR compense les distances radar entre le point imagé et la trajectoire porteur par rapport à un point de référence. Ce point de référence peut être choisi explicitement (cas d'un traitement de type back-projection) ou implicitement (cas d'un traitement fréquentiel). C'est ce point qui définit la géométrie de l'image. On peut alors appliquer les équations de géoréférencement suivantes:

Considérons un point P (x, y, h_{foc}) situé sur le MNT de focalisation, à une distance radar D du point de référence M (X_M, Y_M, Z_M) et imagé avec un angle de squint γ (défini par rapport à une direction \vec{y}). Le point P vérifie les équations :

$$MP = D \text{ et } \overrightarrow{MP} \cdot \vec{y} = MP \cdot \sin \gamma$$

Dans le cas de traitement de back-projection, les points M, les directions y , et les angles des squint γ peuvent varier selon le point imagé. Ces points sont des choix qui peuvent différer d'un algorithme de focalisation à l'autre. Il faut donc connaître les hypothèses prises par l'algorithme pour géoréférencer correctement des images SAR.

Généralement, ces points sont choisis comme appartenant à une trajectoire rectiligne uniforme proche de la trajectoire réelle de manière à ce que l'image radar résultante soit représentée dans un repère proche d'un repère cartographique.

Dans le cas d'un traitement fréquentiel comme celui utilisé à l'ONERA, les points de référence sont situés sur la trajectoire de consigne.

Finalement, on voit que, lorsque les points au sol sont situés sur le MNT utilisé pour la focalisation, il est possible de géoréférencer l'image SAR en connaissant uniquement la trajectoire ayant servi de référence pour le traitement SAR. La trajectoire réelle n'est pas utilisée.

Lorsque le point imagé n'est pas situé sur le MNT de focalisation, il en va différemment ; c'est ce que nous présentons dans le paragraphe suivant.

III.4.2 EFFETS GEOMETRIQUES DES NON LINEARITES DE TRAJECTOIRE SUR LES IMAGES SAR

Une trajectoire aéroportée ne peut pas être considérée comme rectiligne. Or, ce n'est que sous cette hypothèse que les algorithmes de focalisation ne dépendent pas de l'altitude²³ (cf. paragraphe I.1.8.1). La focalisation des images SAR aéroportées utilise généralement un modèle numérique de terrain (MNT), dit MNT de focalisation.

²³ En toute rigueur, pour une trajectoire rectiligne avec vitesse variable, la focalisation SAR est identique pour tous les points situés à l'intersection de la sphère passant par le centre d'intégration de rayon D et du cône ayant pour sommet le centre d'intégration, pour génératrice, l'axe de la trajectoire et pour angle au sommet, l'angle de squint utilisé pour la focalisation.

III.4.2.1 INFLUENCE DE L'ALTITUDE

Il est aisé de se convaincre de l'influence de l'altitude lorsque la trajectoire n'est pas uniforme. Si l'on examine la Figure III-10, on voit que le domaine spectral est une surface 3D ; on a donc une résolution non infinie dans la direction perpendiculaire à la distance et à l'azimut.

Pour étudier cette influence, nous considérons un ponctuel situé à une altitude différente de celle utilisée pour la focalisation. A chaque instant (temps long), la distance entre la position du centre de phase du capteur et le point est mal estimée : Cet écart se traduit, au premier ordre dans le domaine spectral, par une pente de phase selon l'axe k .

Cette pente de phase varie en temps long et donc en fréquence Doppler : la phase du spectre du point aura donc un aspect de tôle ondulée.

$$\varphi(k, k_u) = \varphi_0(k_u) + a(k_u) * (k - k_c)$$

$$\text{Avec : } \varphi_0(k_u) = 4\pi k_c \overrightarrow{P_0 P} \cdot \overrightarrow{d}(k_u) \quad a(k_u) = 4\pi \overrightarrow{P_0 P} \cdot \overrightarrow{d}(k_u)$$

On a donc au premier ordre :

$$\varphi(k_v, k_u) = \varphi_0(k_u) + a(k_u) \cdot \left(\sqrt{k_v^2 + k_u^2} - k_c \right)$$

Une régression linéaire à 2 dimensions sur cette phase, permet de définir un plan représentant cette phase au mieux. On a alors :

$$\varphi(k_v, k_u) = \varphi_0 + 2\pi\delta r k_v + 2\pi\delta y k_u + \text{termes d'ordre 2 et plus}$$

Cette modélisation permet de mettre en évidence les effets d'une erreur d'altitude sur une image SAR :

- La phase du ponctuel (φ_0) sera différente de la phase qu'il aurait s'il était situé sur le MNT de focalisation.
- Le ponctuel sera déplacé sur l'image SAR de $(\delta r, \delta y)$
- Le ponctuel sera défocalisé (influence des termes d'ordre 2)

Le déplacement du point dans l'image SAR est lié au fait que la géométrie de restitution est adaptée au MNT de focalisation mais pas aux points situés hors MNT. Pour mieux comprendre la direction de déplacement des points situés hors MNT de focalisation, nous cherchons (paragraphe III.4.2.2) à définir la trajectoire linéaire qu'il aurait fallu choisir pour que l'impact d'une erreur d'altitude ne se traduise pas par un déplacement mais uniquement par une défocalisation. Puis, dans le paragraphe III.4.2.3, nous estimons une profondeur de défocalisation permettant d'avoir un ordre de grandeur de l'intervalle d'altitude où l'image pourra être considérée comme focalisée en fonction des non linéarités des trajectoires. Enfin, nous en déduisons un modèle géométrique simplifié pour l'image SAR (paragraphe III.4.2.4).

III.4.2.2 ESTIMATION DE LA TRAJECTOIRE RECTILIGNE INDUISANT LE MOINS D'EFFETS SUR L'IMAGE SAR

Nous cherchons à définir une trajectoire rectiligne telle que deux points situés à des altitudes différentes se projettent en même point sur l'image SAR résultante. Cette trajectoire peut être définie de manière formelle à partir de la régression linéaire du spectre d'un ponctuel calculé dans une géométrie donnée. Nous essayons ici, d'en avoir une modélisation approchée en étudiant l'historique de phase d'un ponctuel.

Pour cela, nous considérons une trajectoire quelconque M_t et 2 points P_0 et P , le premier est situé sur le MNT de focalisation tandis que le deuxième est situé à une hauteur h de ce MNT. De plus, ces 2 points se projettent à la même position sur l'image SAR.

La différence de phase à un instant t entre les deux signaux s'écrit :

$$\varphi(P, t) - \varphi(P_0, t) = \frac{4\pi}{\lambda} (M_t P - M_t P_0)$$

$$\varphi(P, t) - \varphi(P_0, t) \approx \frac{4\pi}{\lambda} \left(\frac{\overrightarrow{M_t P_0} \cdot \overrightarrow{P_0 P}}{M_t P_0} \right)$$

Les points P et P_0 sont superposés sur l'image SAR si :

1. la différence de distance radar est en moyenne nulle sur le temps d'intégration,
2. la différence de doppler est en moyenne nulle sur le temps d'intégration.

Il découle de (1) que :

$$\int_{-T/2}^{T/2} (\varphi(P, t) - \varphi(P_0, t)) dt = 0 \quad \text{et donc} \quad \int_{-T/2}^{T/2} \left(\frac{\overrightarrow{M_t P_0} \cdot \overrightarrow{P_0 P}}{M_t P_0} \right) dt = 0$$

Le vecteur $\overrightarrow{P_0 P}$ est orthogonal à la direction de visée moyenne sur le temps d'intégration, que l'on assimile à la direction de visée entre le point P_0 et le point M_c , barycentre des positions de la trajectoire pendant le temps d'intégration.

Il découle de (2) que :

$$\int_{-T/2}^{T/2} \frac{\partial (\varphi(P, t) - \varphi(P_0, t))}{\partial t} dt = 0$$

Le vecteur $\overrightarrow{P_0 P}$ est orthogonal au vecteur défini comme le vecteur moyen des dérivées des vecteurs de visée, que l'on assimile à la direction de la moyenne des vitesses instantanées pendant le temps d'intégration.

On note \vec{d}_c le vecteur directeur de $M_c P_0$, \vec{v}_c le vecteur vitesse moyen sur le temps d'intégration et \vec{w}_c le vecteur unitaire perpendiculaire à \vec{d}_c et \vec{v}_c . La trajectoire linéaire associée aux données radar s'écrit :

$$\overrightarrow{OM_c(t)} = \overrightarrow{OM_c} + V_{moy} t \vec{v}_c \quad \text{avec} \quad \overrightarrow{P_0 M_c} = P_0 M_c \vec{d}_c \quad \text{et} \quad \vec{w}_c = \vec{d}_c \wedge \vec{v}_c$$

On en déduit :

$$\overrightarrow{P_0 P} = \frac{h}{\vec{w}_c \cdot \vec{z}} \vec{w}_c \quad \text{ÉQUATION III-5}$$

Le vecteur $\overrightarrow{P_0 P}$ est à la fois perpendiculaire à la trajectoire linéaire associée et à la ligne de visée.

III.4.2.3 PROFONDEUR DE FOCALISATION

La différence d'historique de phase entre les deux points P_0 et P s'écrit alors :

$$\varphi(P, t) - \varphi(P_0, t) \approx \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h}{\vec{w}_c \cdot \vec{z}} \frac{\overrightarrow{M_t M_c(t)} \cdot \vec{w}_c}{M_t P_0}$$

On remarque que la différence de phase au temps t est non nulle lorsque le bras de levier entre la trajectoire réelle et la trajectoire linéaire crée une différence d'angle d'incidence $\delta\theta$ entre le vecteur de visée réel et le vecteur de la trajectoire linéaire associée.

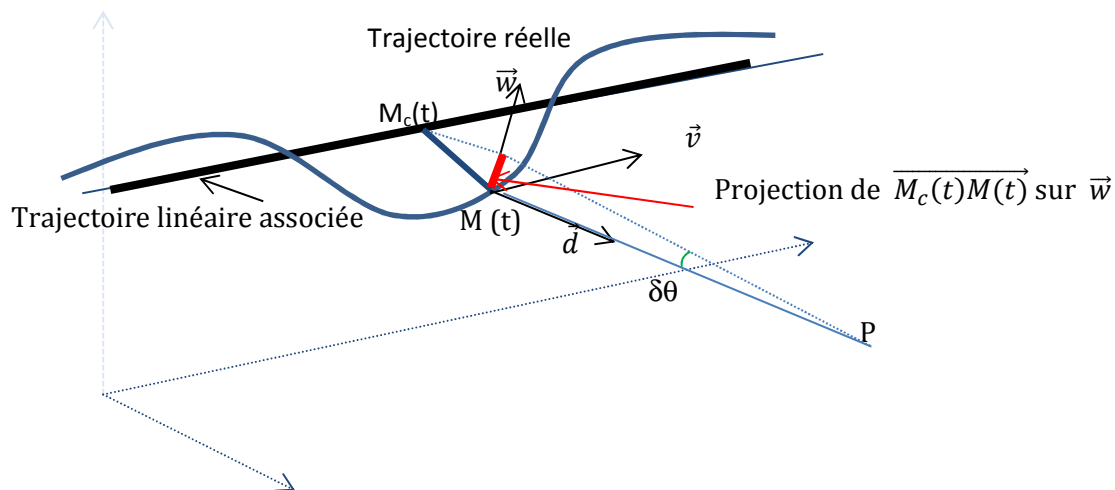


FIGURE III-12 SCHEMA PRESENTANT LES DIFFERENTS VECTEURS ET ANGLES INTRODUIES DANS CE PARAGRAPHE.

En supposant que l'image est bien focalisée tant que les variations de phase sont inférieures à $\pi/4$ ²⁴, on peut en déduire un ordre de grandeur de l'altitude h induisant une erreur de focalisation. Cette altitude est appelée *profondeur de focalisation*.

$$h_{foc} = \frac{\lambda \vec{w} \cdot \vec{z}}{16 \frac{M_t M_c(t) \cdot \vec{w}}{M_t P_0}}$$

Pour une incidence θ , et une image focalisée à Doppler 0, cette expression se simplifie et devient :

$$h_{foc} = \frac{\lambda}{16\delta\theta}$$

où $\delta\theta$ est la différence d'angle d'incidence entre le point imagé et les points de la trajectoire.

Ainsi, si en bande X, en supposant une image prise à une distance de 5000m et une trajectoire oscillant pendant la durée d'intégration dans un tube de 50cm de rayon, on trouve une hauteur de focalisation d'environ 18m.

III.4.2.4 ERREUR D'ALTITUDE ET GEOMETRIE DES IMAGES SAR

Lorsque la trajectoire n'est pas linéaire, la focalisation de l'image SAR dépend de l'altitude du point considéré. Il est toutefois difficile de connaître l'altitude de chaque point de la scène notamment en présence de sursol (bâtiments, pylônes).

Connaissant l'altitude réelle d'un point et l'altitude utilisée pour la focalisation, il est possible de trouver la localisation précise du point en utilisant les équations radar :

On souhaite géoréférencer un point situé à une altitude h superposé sur l'image SAR à un point P_0 situé à une altitude h_0 . On suppose que l'arc de trajectoire utilisé pour la synthèse SAR correspond aux positions du capteur $M(t)$ avec t compris entre t_0 et t_1 . En reprenant le raisonnement du paragraphe précédent, on en déduit que le point P vérifie l'équation Équation III-5 :

Il est situé :

- dans le plan perpendiculaire au vecteur $M_c P_0$ où M_c est le barycentre des points de la trajectoire pendant le temps d'intégration
- dans le plan perpendiculaire au vecteur vitesse moyen pendant la durée d'intégration
- à altitude h .

Ces trois conditions permettent de géolocaliser un point P situé à une altitude différente de l'altitude de focalisation. Cette géolocalisation précise des points situés en dehors du plan de focalisation

²⁴ Il est montré en ANNEXE F que cette valeur n'est qu'indicative puisque la bonne focalisation dépend à la fois de la variation maximale de la phase mais aussi de la structure temporelle de cette variation.

dépend uniquement de l'arc de trajectoire ayant servi à focaliser et est indépendante de la géométrie de restitution des images.

III.4.3 IMPACT DES NON LINEARITES SUR LE MULTI-VOIES

Les applications interférométriques sont elles aussi impactées par les non linéarités de trajectoire. Si le point imagé n'est pas sur le MNT de focalisation, nous avons vu précédemment (paragraphe III.4.2.1, p 138) que la focalisation n'est pas parfaite, cela crée des déphasages qui dépendent des fréquences spatiales k_u et k . Or la phase du signal est la moyenne sur le domaine d'intégration de la phase du spectre : cette phase ne sera pas égale à la phase du centre du spectre commun comme modélisé dans le chapitre I. La phase du signal sera biaisée.

La mesure interférométrique correspond à la différence de phase entre deux acquisitions, cette mesure peut donc elle aussi être biaisée. Lorsque les deux systèmes sont sur le même porteur (cas pour l'interférométrie le long de la trace et interférométrie simultanée), les trajectoires des centres de phase ne diffèrent que par les changements d'attitude du porteur pendant l'acquisition ce qui limite le phénomène (mais ne l'annule pas). En interférométrie multi-passes, ce phénomène peut être plus marqué. Même si à ma connaissance, il n'existe pas de travaux sur le sujet, il serait intéressant, pour des applications interférométriques perpendiculaires à la trace, sur des systèmes aéroportés à long temps d'intégration, d'avoir une approche itérative entre traitement SAR et traitement interférométrique afin d'affiner le MNT de focalisation par la mesure interférométrique elle-même.

De manière générale, il est important de noter que les applications multivoies sont plus exigeantes en termes de traitement que le processeur SAR lui-même :

L'ANNEXE F montre qu'un point reste focalisé tant que ces variations de phases le long de l'intégration ne dépassent pas $\pi/4$ (ordre de grandeur) alors que les applications multivoies demandent des estimations de la phase des points imagés avec une précision très importante. Cette précision peut être estimée en faisant le raisonnement suivant : on cherche à avoir une erreur de phase qui ne dépende que du bruit thermique et non pas des imprécisions de focalisation. L'erreur de phase liée au bruit thermique peut s'écrire de manière approximative comme :

$$\delta\varphi \approx \frac{1}{\sqrt{SNR}}$$

Pour un SNR de 13 dB, la précision de phase recherchée est de l'ordre de 13°.

III.4.4 PRECISION DE LA CONNAISSANCE DES TRAJECTOIRES

Jusqu'à présent, nous avons considéré que les trajectoires des centres de phase étaient parfaitement connues. D'autre part, le traitement SAR mesure des distances entre points imagés et points de la trajectoire avec un besoin de précision d'une fraction de longueur d'onde alors que les centrales

inertielles actuelles permettent d’obtenir des trajectoires avec des précisions de l’ordre de la dizaine de centimètres à 200 Hz [Ixblue 17].

III.4.4.1 MODELISATION D’UNE ERREUR DE TRAJECTOIRE SUR LA FOCALISATION

Nous supposons ici, que le traitement SAR a été réalisé pour une trajectoire restituée $M_{res}(t)$ décalée de la trajectoire réelle $M_r(t)$ et nous appelons $\vec{B}(t)$ le vecteur $\overline{M_{res}(t)M_r}$. La phase résiduelle après traitement s’écrit :

$$\delta\phi(k, t) = 2\pi k \sqrt{(x - M_{resx}(t) - B_x(t))^2 + (z - M_{resz}(t) - B_z(t))^2 + (y - M_{resy}(t) - B_y(t))^2} - 2\pi k \sqrt{(x - M_{resx}(t))^2 + (z - M_{resz}(t))^2 + (y - M_{resy}(t))^2}$$

En supposant que $B_x(t)$, $B_y(t)$ et $B_z(t)$ sont petits devant la distance, on peut faire un développement limité à l’ordre 2 :

$$\delta\phi(k, t) = k\vec{B}(t) \cdot \vec{d}(t) + \frac{kB(t)^2}{2M_{0t}P_0} - \frac{k(\vec{B}(t) \cdot \vec{d}(t))^2}{2M_{0t}P_0}$$

Avec $\vec{d}(t) = \frac{M_{res}P}{M_{res}P}$

Avec un raisonnement similaire à celui du paragraphe III.4.2.1, on considère que t est proportionnel à l’angle de squint, on en déduit que la phase du spectre d’un ponctuel multiplié par un écran de phase qui engendre trois types de défauts : déphasage, décalage du point sur l’image SAR et défocalisation.

- Décalage du point sur l’image SAR
 - Si la moyenne de $\delta\phi(k, t)$ sur l’intervalle d’intégration n’est pas nulle le point sera décalé en distance. Au premier ordre, cela correspond au cas où l’erreur moyenne de trajectoire sur le temps d’intégration dans la direction de visée est non nulle.

$$\int_{-T/2}^{T/2} \phi(k, t) dt = 2\pi k \int_{-T/2}^{T/2} (M_r(t)P - M_{res}(t)P) dt \tag{ÉQUATION III-6}$$

- De même, si la moyenne de la dérivée de $\delta\phi(k, t)$ par rapport au temps est non nulle, l’image sera décalée en azimut.

Mathématiquement on a :

$$\int_{-T/2}^{T/2} \frac{\partial(\phi(k, t))}{\partial t} dt = 2\pi k \int_{-T/2}^{T/2} \vec{V}_{res}(t) \cdot \vec{d}_{res}(t) - \vec{V}_r(t) \cdot \vec{d}_r(t) dt \tag{ÉQUATION III-7}$$

- Cela correspond à dire que le point est décalé en azimuth lorsque l'intégrale ci-dessus est non nulle. Cela correspond à dire que le point est décalé en azimuth dès que la projection moyenne de la vitesse instantanée sur l'axe de visée instantanée ne correspond pas à la moyenne de cette même projection pour la trajectoire restituée. Globalement, cela revient à dire que le point est décalé en azimuth dès que la direction moyenne de la trajectoire réelle est différente de la trajectoire moyenne de la trajectoire restituée.

Le point P sera superposé sur l'image SAR avec un point P' défini comme :

$$\int_{-T/2}^{T/2} M_{res}(t)P'dt = \int_{-T/2}^{T/2} M_r(t)Pdt \quad \text{et}$$

$$\int_{-T/2}^{T/2} \overrightarrow{V_{res}(t)} \cdot \overrightarrow{d_{res}(t,P')}dt = \int_{-T/2}^{T/2} \overrightarrow{V_r(t)} \cdot \overrightarrow{d_r(t,P)}dt$$

Pour des images de type Stripmap, les intervalles d'intégration variant, les erreurs en translation, rotation varient selon l'azimut pouvant créer une déformation complexe de l'image.

Calculons, l'impact géométrique d'une trajectoire restituée avec une précision de restitution de p mètres :

- En distance l'erreur de localisation sera au plus de p mètres.
- En azimuth la rotation induite pour une longueur d'intégration L est de l'ordre de $\frac{2p}{L}$ radians, or la résolution angulaire en squint 0 de l'image est de $\frac{\lambda}{2L}$: L'erreur de localisation sera donc inférieure à $\frac{4p}{\lambda}$ fois la taille de la cellule de résolution azimuth.

En bande X, une précision de centrale de 10cm donne une déformation angulaire d'au maximum 14 pixels, en bande P, cette déformation est inférieure à la taille de la cellule de résolution angulaire.

- Défocalisation : Les points brillants n'ont pas les PQI escomptés et les transitions entre zones sont moins nettes. Cet effet correspond aux erreurs de compensation de mouvement des ordres supérieurs à 2.

On peut estimer que la défocalisation correspond aux déformations de la phase à l'ordre 2 par rapport à la phase du point P' situé au même endroit sur l'image SAR que le point P et dépendent donc de :

$$\int_{-T/2}^{T/2} \frac{\partial^2(\varphi(k,t))}{\partial t^2} dt = 2\pi k \int_{-T/2}^{T/2} \left(-\overrightarrow{A_r(t)} \cdot \overrightarrow{d_r(t)} + \frac{V_r^2(t)}{M_r(t)P} + \overrightarrow{A_{res}(t)} \cdot \overrightarrow{d_{res}(t,P')} - \frac{V_{res}^2(t)}{M_{res}(t)P'} \right) dt \quad \text{ÉQUATION III-8}$$

Cette équation montre que les erreurs de défocalisation sont dues au premier ordre à une erreur moyenne sur la vitesse du capteur et à une erreur sur l'accélération radiale du porteur.

III.4.4.2 CORRECTION DES ERREURS DE DEFOCALISATION DUES A LA TRAJECTOIRE

De nombreux travaux sur le sujet ont pour but de corriger ces effets. Sans donnée exogène, il n'est pas possible de corriger une erreur de localisation globale de l'image. Par contre, il est possible de refocaliser l'image SAR. Les différentes techniques utilisées diffèrent selon le type d'image : image à intervalle d'intégration constant [Eic 89], [Tho 98] ou non [Wah 94b], le type de données image utilisées (points brillants [Eic 89], [Tho 98], zones de clutter avec rupture radiométrique [Wah 94a], [Can 11]) et le type de correction apporté (correction de l'image SLC directement à partir des mesures ou estimation d'une trajectoire corrigée et traitement SAR à partir de la nouvelle trajectoire).

Ces algorithmes peuvent se baser sur plusieurs types de mesure :

- mesures de l'historique de phase : soit à partir de points brillants, soit à partir de zone de rupture de clutter. Dans sa thèse J.B. Poisson [Poi 13] propose une mesure de contraste comme critère d'optimisation. Dans ce cas, chaque estimation de l'historique de phase permet d'accéder à une information liant l'erreur d'accélération radiale moyenne et l'erreur de vitesse (cf. Équation III-8)
- mesures de délocalisation multi-échelles [Can 11] : Il s'agit ici de calculer des imagerie à différentes résolutions et pour différents intervalles d'intégrations (squints variables) et de corréliser ces imagerie afin d'accéder au décalage relatif entre ces imagerie. Ces techniques permettent d'accéder à des informations sur l'erreur moyenne de distance radar (Équation III-6), et sur l'erreur de vitesse radiale moyenne (Équation III-7).

Notons que pour un point donné, les Équation III-6, Équation III-7 et Équation III-8 donnent des informations dans le plan distance, azimut et non dans l'espace 3D. Pour obtenir une correction de trajectoire, il est ensuite nécessaire d'avoir plusieurs mesures à différentes incidences. Ceci n'est réalisable que lorsque la fauchée de l'image SAR est assez importante relativement à la distance pour permettre une variation d'angles d'incidence.

III.4.4.3 IMPACT SUR LE MULTI VOIES

Les erreurs de trajectoire ont, bien entendu, des effets notables sur les applications multivoies. Ces erreurs jouent à la fois sur le recalage des interférogrammes, les biais de mesure de phase interférométrique et sur la précision de cette mesure.

III.4.4.3.1 RECALAGE DES INTERFEROGRAMMES

Chacune des images SAR étant déformée par des erreurs de trajectoires, la superposition des images peut être affectée. On distingue ici trois cas :

- Interférométrie multi passes : Dans ce cas, les déformations entre les deux images sont indépendantes et le recalage géométrique ne suffit généralement pas. Il est alors nécessaire de mettre en correspondance les images ce qui permet ensuite d'affiner les trajectoires (ce thème d'étude fait partie des travaux que nous avons menés dans le cadre du projet IFMULTI sans qu'ils aient donné lieu à publication et que nous souhaitons approfondir dans le cadre du projet ALYS de l'ANR [ALY 15]).
- Interférométrie le long de la trace et interférométriques perpendiculaire à la trace : les deux trajectoires sont couplées mais, les antennes étant généralement séparées, les centres de phase peuvent avoir des comportements différents selon les coups de roulis ou de tangage subis par l'aéronef pendant le temps d'intégration.
- Modes GMTI : ici les antennes sont proches l'une de l'autre et les trajectoires des centres de phase très similaires. Pratiquement, nous n'avons jamais remarqué d'erreur de recalage sur de telles images. Il est cependant nécessaire de noter que le besoin de précision en recalage est directement relié au niveau de cohérence recherché, qui, dans ce cas précis, est très exigeant.

III.4.4.3.2 BIAIS DE PHASE :

De manière similaire au paragraphe III.4.2.1, une mauvaise connaissance de la trajectoire va avoir des effets similaires que l'utilisation d'un MNT erroné pour des trajectoires non linéaires. Le traitement SAR compense des phases erronées laissant un résidu de phase égal à :

$$\delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda T} \int_{-T/2}^{T/2} (M_t P_0 - M_{0t} P_0) dt$$

Cette erreur de phase varie de pixel à pixel selon l'incidence et l'intervalle de temps utilisé. Cela se traduit sur les interférogrammes perpendiculaires à la trace par des franges interférométriques qui ne sont pas liées au relief (appelées généralement résidus de franges orbitales).

III.4.4.3.3 PERTE DE COHERENCE :

Outre le fait qu'un défaut de recalage provoque une perte de cohérence, des effets plus subtils liés aux erreurs de trajectoires peuvent induire une perte de cohérence.

Si les deux images ont été acquises selon des trajectoires différentes, les défauts de focalisation sont différents d'une voie à l'autre. Ceci équivaut à dire que les réponses impulsionnelles de chacune des images diffèrent et que les spectres des réponses impulsionnelles diffèrent, ce qui, comme nous l'avons vu au paragraphe III.2.1.3, page 121 détériore la cohérence interférométrique.

III.5 CONCLUSION

Ce chapitre a permis de résumer différents effets induits par les systèmes réels sur les images SAR. On remarque que des origines très différentes peuvent avoir des effets comparables sur les images SAR. Ainsi une déformation du spectre de l'image SAR peut être dû à :

- dans l'axe distance :
 - à un bruit multiplicatif lié à la chaîne d'émission ou de réception,
 - à un diagramme d'antenne dépendant de la fréquence
 - à une mauvaise estimation du délai
- dans l'axe azimutal :
 - au diagramme d'antenne
 - à une méconnaissance de la trajectoire
 - à une focalisation pour une altitude erronée.

En ce qui concerne les images SAR, ces déformations spectrales ont pour effet de biaiser la mesure de la phase du signal, de délocaliser les points et de les défocaliser.

En ce qui concerne les applications multivoies, les déformations relatives entre les spectres induisent :

- des décalages
- des biais dans les mesures de phase
- des pertes de cohérence.

Enfin, nous avons aussi montré l'influence d'un système réel sur la pureté des mesures polarimétriques.

Dans le chapitre suivant, nous présentons différentes problématiques que nous avons étudiées en utilisant la modélisation du signal SAR que nous venons d'expliquer.

Chapitre IV APPLICATIONS

Les différentes études menées le long de ma carrière m'ont amenés à travailler sur de nombreuses problématiques liées au traitement et à l'exploitation des images SAR aéroportées. Certains travaux, effectués dans le cadre d'encadrements de thèse ou d'études internes ont fait l'objet de publications, d'autres, n'ont pas été validés par la communauté scientifique, mais par leur utilisation dans l'équipe pour différents projets. C'est le cas notamment des travaux sur la calibration ou le recalage des images.

Nous présentons ici différents apports qui nous ont paru pertinents et qui permettent d'illustrer la mise en application des notions présentées dans les deux chapitres précédents.

Après un préambule, le premier paragraphe est consacré à un exemple de travaux de calibration des données SAR. Le deuxième paragraphe regroupe les applications liées au 3D, enfin le troisième paragraphe concerne les travaux sur l'extraction de cibles mobiles sur les images SAR.

IV.1 PREAMBULE

Les applications tirées des images sont généralement basées sur des approximations implicites concernant le traitement SAR. On trouve plusieurs niveaux d'approximations selon :

- le traitement SAR considéré : parfait (calibration exacte, focalisation exacte) ou pouvant induire des défocalisations locales
- Le type de rétrodiffusion : ponctuel (pas de speckle) ou somme de rétrodiffuseurs dans une cellule de rétrodiffusion
- Le bruit thermique négligé ou pas
- La réponse impulsionnelle
 - Fonction binaire (1 dans la cellule de résolution, 0 à l'extérieur) : on néglige donc les lobes secondaires des pixels situés autour du pixel considéré.
 - Fonction connue (sinc pour un spectre rectangulaire,)
 - Fonction mal connue
- Le diagramme d'antenne est connu exactement ou non
- Les repliements sont négligés ou pas.

Ces approximations sont souvent cachées et il est intéressant pour évaluer les performances des méthodes d'analyses utilisées de les expliciter.

Dans la suite de ce chapitre, nous utilisons souvent des analyses spectrales locales du signal SAR. Nous présentons ici les hypothèses que nous faisons sur ces analyses et la modélisation qui en découle :

De manière générale, si l'on suppose un traitement SAR parfait, le signal SAR se modélise par :

$$sar(r_0, y_0) = \iint_{\Lambda} a(r, y) \cdot h_{r_0, y_0}(r_0 - r, y_0 - y) dr dy$$

Avec h_{r_0, y_0} réponse impulsionnelle du système radar qui varie de point à point (impact du diagramme d'antenne, de l'intervalle d'intégration qui peut varier de point à point ...).

$$h_{r_0, y_0}(r, y) = \iint_{\Omega} D_{r_0, y_0}(k_u, k_v) e^{-j2\pi(k_v r + k_u y)} dk_v dk_u$$

$$\Omega = \{(k_v = k \cos \gamma, k_u = k \sin \gamma) | k_{min} \leq k \leq k_{max} \quad \text{et} \quad \gamma_{min} \leq \gamma \leq \gamma_{max}\}$$

et $D_{r_0, y_0}(k_u, k_v)$ fonction d'apodisation complexe du point (r_0, y_0) qui dépend généralement du diagramme d'antenne.

En supposant que localement $D_{r_0, y_0}(k_u, k_v) = D_{r_c, y_c}(k_u, k_v)$ (i.e. que tous les points d'une petite zone centrée sur r_c, y_c soient vus avec la même portion du diagramme d'antenne), une transformée de Fourier 2D de cette zone s'écrit :

$$sar_{dec}(r, y) = (a(r, y) \otimes h(r, y)) \cdot \text{rect}\left(\frac{r - r_c}{L_r}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{y - y_c}{L_y}\right)$$

$$sar_{dec}(k_v, k_u) = \iint_{r, y} a(r, y) \cdot D_{r_c, y_c}(k_v, k_u) e^{-j2\pi[k_v(r - r_c) + k_u(y - y_c)]} dr dy \otimes \text{sinc}(k_v L_r) \otimes \text{sinc}(k_u L_y)$$

Si on suppose que l'on peut faire l'approximation que $\text{sinc}(k_v L_r) = \text{rect}(k_v L_r)$ (i.e. on néglige les lobes secondaires de la fonction sinc et on suppose que toute l'énergie du sinc vient du lobe principal).

$$sar_{dec}(k_v, k_u) = L_r L_y \cdot D_{r_c, y_c}(k_v, k_u) \iint_{r, y} a(r, y) \cdot e^{-j2\pi[k_v(r - r_c) + k_u(y - y_c)]} dr dy \otimes \text{rect}(k_v L_r) \otimes \text{rect}(k_u L_y)$$

$$sar_{dec}(k_v, k_u) = L_r L_y e^{j2\pi[k_v r_c + k_u y_c]} \iint_{\substack{(k_x - k_v, k_y - k_u) \in \\ \text{rect}(\frac{1}{L_r}) \cdot \text{rect}(1/L_y)}} D_{r_c, y_c}(k_x, k_y) a(k_x, k_y) dk_x dk_y$$

Finalement, en supposant que l'on néglige les contributions des pixels hors de la fenêtre rectangulaire étudiée, et en faisant l'approximation que la réponse impulsionnelle est constante sur la fenêtre d'analyse, une composante k_v, k_u du spectre d'un rectangle de dimension L_r, L_y , de l'image SAR peut être approchée par la moyenne des composantes du spectre de l'image sar d'origine, calculée sur un rectangle centré sur k_v, k_u et de dimensions $1/L_r, 1/L_y$.²⁵

Si l'application demandée nécessite de réduire les lobes secondaires de la réponse spectrale, il peut être intéressant d'apodiser l'imagette SAR utilisée (fonction de Hamming par exemple) pour diminuer les lobes secondaires des composantes spectrales.

IV.2 CALIBRATION INTER-VOIES DES DONNEES POLARIMETRIQUES

Dans le cadre de la campagne de mesure Tropisar [Dub 12], nous avons été amené à nous intéresser à la calibration polarimétrique de données haute résolution en bande UHF [Ori 10a], [Ori 10b], et notamment nous nous sommes intéressés à la minimisation du « cross-talk » (diaphonie en français). Les méthodes permettant de minimiser cross-talk étaient basées sur les travaux de S. Quegan [Que 94]. Celui-ci estime les paramètres de diaphonie à partir des données en utilisant un modèle de rétrodiffusion sur la forêt. Ce modèle suppose que les coefficients de rétrodiffusion co-polaires et contra-polaires sont décorrélés et que la rétrodiffusion des cibles est réciproque (rétrodiffusion H_v égale la rétrodiffusion V_h). C'est deux hypothèses sont validées [Que 94] pour les surfaces naturelles à symétrie azimutale.

Nous avons cherché à améliorer ces travaux en :

- considérant la variation de la diaphonie avec la fréquence et l'incidence
- en estimant les paramètres sur un jeu d'images et en l'appliquant à toutes les images de la campagne de mesure et donc à des images ayant des conditions de prise de vue différentes (attitude de l'avion différente).

IV.2.1 ESTIMATION DE LA DIAPHONIE PAR LA METHODE DE QUEGAN

S. Quegan modélise le signal polarimétrique enregistré comme étant le signal polarimétrique rétrodiffusé, modifié par une matrice d'émission (matrice de droite de l'équation ci-dessous) et une matrice de réception.

²⁵ Cette formule est exacte si l'image SAR est multipliée par une fonction *sinc* au lieu d'une fonction rectangulaire, mais dans ce cas-là, on ne peut généralement plus supposer que la réponse impulsionnelle est invariante sur l'image.

$$\begin{bmatrix} S_{mHh} & S_{mVh} \\ S_{mHv} & S_{mVv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Hh} & R_{Vh} \\ R_{Hv} & R_{Vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Hh} & S_{Vh} \\ S_{Hv} & S_{Vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{Hh} & T_{Vh} \\ T_{Hv} & T_{Vv} \end{bmatrix}$$

Les matrices d'émission et de réception tiennent compte de la diaphonie due aux antennes et des déformations (gain et déphasage) liées aux circuits électroniques suivis par les signaux à l'émission et à la réception. Ce modèle peut donc varier suivant que le système comporte des antennes différentes à l'émission et la réception, selon le schéma électronique et si les deux polarisations de réception sont acquises simultanément ou non.

S. Quegan définit alors 6 paramètres à estimer (α, k, u, v, w, z) :

$$\begin{bmatrix} S_{mHh} & S_{mVh} \\ S_{mHv} & S_{mVv} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} 1 & \frac{w}{k} \\ u & \frac{1}{k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Hh} & S_{Vh} \\ S_{Hv} & S_{Vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha k & \alpha k z \\ v & 1 \end{bmatrix}$$

Les paramètres α et k correspondent aux gains différentiels entre polarisations H et V des voies d'émission et de réception. Les paramètres u, v, w et z sont les paramètres de diaphonie associés à l'émission et la réception.

Dans le cas d'un clutter naturel à symétrie azimutale, S. Quegan modélise la matrice de covariance du vecteur de rétrodiffusion polarimérique comme :

$$Q = SS^H = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & 0 & 0 & \sigma_{14} \\ 0 & \sigma_{22} & \sigma_{23} & 0 \\ 0 & \sigma_{23}^* & \sigma_{22} & 0 \\ \sigma_{14}^* & 0 & 0 & \sigma_{44} \end{bmatrix} \text{ avec } S = \begin{bmatrix} S_{Hh} \\ S_{Hv} \\ S_{Vh} \\ S_{Vv} \end{bmatrix}$$

Connaissant $Q_m = S_m S_m^H$ avec $S_m = \begin{bmatrix} S_{mHh} \\ S_{mHv} \\ S_{mVh} \\ S_{mVv} \end{bmatrix}$, on en déduit les paramètres (α, k, u, v, w, z) .

IV.2.2 MODELISATION DE LA DIAPHONIE EN FONCTION DE LA FREQUENCE ET DE L'INDICENCE

En faisant l'hypothèse que les paramètres de diaphonie varient lentement avec l'incidence, nous avons découpé l'image en zones rectangulaires dans lesquelles nous supposons que les paramètres de diaphonie sont constants.

La transformée de Fourier en distance de cette zone rectangulaire peut alors s'écrire (cf paragraphe IV.1, p149) :

$$sar_{dec}(k_v, y) = \overline{D_{r_c, y_c}(k_x, y)} sar(k_x, y)$$

Où \bar{x} désigne la moyenne de x sur l'intervalle $\left[k_v - \frac{2}{L_r}, k_v + \frac{2}{L_r} \right]$.

En faisant, de plus l'hypothèse que le diagramme d'antenne et des composants électroniques varie lentement en fréquence, on obtient :

$$sar_{dec}(k_v, y) = D_{r_c, y_c}(k_v, y) \overline{sar(k_x, y)}$$

L'intervalle L_r est donc un compromis entre deux contraintes contradictoires :

- L_r doit être petit pour que l'impact de la variation d'angle d'incidence sur le diagramme d'antenne entre $r_c - L_r/2$ et $r_c + L_r/2$ soit négligeable
- L_r doit être grand pour que l'impact des variations du diagramme d'antenne entre $k_c - 2/L_r$ et $k_c + 2/L_r$ soit faible.

En supposant que le signal rétrodiffusé est stationnaire spatialement et que la bande passante du signal est infinie, on assimile la transformée de Fourier de la matrice de covariance à la matrice de covariance des transformées de Fourier des deux signaux (cf [End 99]). On peut alors appliquer le modèle de Quegan sur les composantes spectrales du signal. Ceci nous permet d'estimer les paramètres α , k , u, v , w et z du modèle de Quegan, à la fois en fonction de la fréquence et en fonction de l'incidence. On en déduit donc le rapport des diagrammes d'antenne entre les voies H et V en fonction de la fréquence et de l'incidence à l'émission (α) et à la réception (k) ainsi qu'un jeu de paramètres de diaphonie qui dépend lui aussi de la fréquence émise et de l'incidence²⁶. Ces paramètres peuvent ensuite être utilisés pour réduire la diaphonie sur les images.

Une visualisation aisée de la validité de la correction consiste à calculer le bruit entre les voies Hv et Vh. En effet, en l'absence de diaphonie, et sur des données calibrées, on a le modèle suivant :

$$sar_{Hv}(r, y) = s + b_{Hv} \quad \text{et} \quad sar_{Vh}(r, y) = s + b_{Vh}$$

Où s est le signal rétrodiffusé ; b_{Hv} (resp b_{Vh}) est le bruit thermique du canal Hv (resp Vh). b_{Hv} et b_{Vh} sont indépendants.

On a donc sur une surface spatialement stationnaire :

$$\frac{E(\|sar_{Hv}\|^2)}{E(sar_{Hv} \cdot sar_{Vh}^*)} - 1 \approx E(\|b_{Hv}\|^2) \quad \text{et} \quad \frac{E(\|sar_{Vh}\|^2)}{E(sar_{Hv} \cdot sar_{Vh}^*)} - 1 \approx E(\|b_{Vh}\|^2)$$

Les images correspondantes aux équations ci-dessus (où l'espérance est estimée par moyenne locale), doivent correspondre à un bruit blanc.

La Figure IV-1 présente un exemple de correction de diaphonie sur des images en bande UHF.

L'image de $\frac{E(\|sar_{Hv}\|^2)}{E(sar_{Hv} \cdot sar_{Vh}^*)} - 1$ calculée sur des données Hv et Vh polarimétriquement pures ne devrait contenir que du bruit blanc. Avant correction (image de gauche), le terrain est visible ce qui

²⁶ Afin d'être plus rigoureux, il aurait été intéressant de calculer les paramètres de diaphonie, non pas en fonction de k_v , mais dans l'espace (k, k_u) , c'est-à-dire dans l'espace avant interpolation de Stolt afin d'avoir une variation de ces paramètres fonction de la fréquence émise, de l'incidence et de l'angle de squint.

signifie que les données ne sont pas polarimétriquement pures. Toutefois, après correction de la diaphonie (image de droite), le terrain n'apparaît que faiblement, ce qui montre une nette amélioration de la pureté polarimétrique des données corrigées.

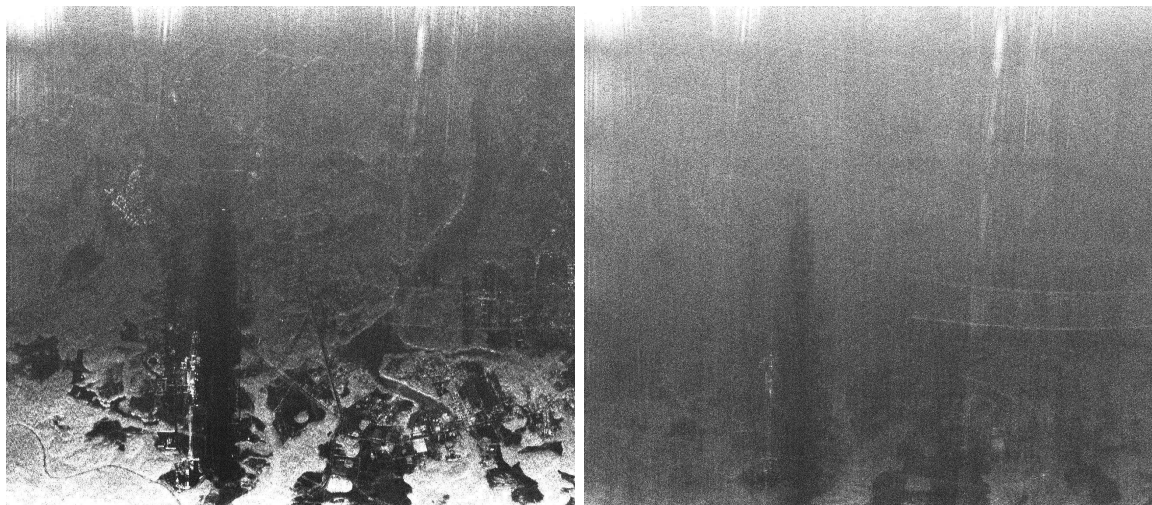


FIGURE IV-1 IMAGE DU BRUIT THERMIQUE AVANT RETRAIT DU CROSS-TALK (GAUCHE) ET APRES RETRAIT (DROITE). IMAGES ACQUISES DANS LE CADRE DE LA CAMPAGNE TROPISAR [DUB 10], EN BANDE UHF SUR ROCHAMBEAU (GUYANE)

IV.2.3 MODELISATION DES EFFETS DE L'ATTITUDE SUR L'ISOLATION POLARIMETRIQUE

Ce type de travaux permet d'améliorer l'isolation polarimétrique des voies à partir de mesures images et donc d'un modèle de rétrodiffusion sur l'image. Se pose donc le problème de l'impact des hypothèses prises pour la calibration des données sur les résultats scientifiques extraits des images calibrées. Il est souvent demandé à l'équipe RIM de l'ONERA de calculer des images SAR sans avoir connaissance des travaux qui seront issus de ces images, nous cherchons donc à calibrer les images en limitant les hypothèses faites afin de ne pas fausser les résultats de recherche qui pourraient en découler. Nous avons donc cherché un compromis pour la calibration du système radar : les paramètres mesurant l'isolation polarimétrique sont calculés sur une image de calibration et appliqués sur tout le jeu d'images.

Pour cela, nous avons utilisé la modélisation présentée au paragraphe III.3.5, page 131 afin de calculer les paramètres de diaphonie selon des axes polarimétriquement purs, indépendants de la direction de visée dans le repère antenne, et donc indépendants de l'attitude de l'avion. Le modèle de Quegan devient :

$$\begin{bmatrix} S_{mHh} & S_{mVh} \\ S_{mHv} & S_{mVv} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} 1 & \frac{w}{k} \\ u & \frac{1}{k} \end{bmatrix} D_{geom} \begin{bmatrix} S_{Hh} & S_{Vh} \\ S_{Hv} & S_{Vv} \end{bmatrix} D_{geom}^{-1} \begin{bmatrix} \alpha k & \alpha k z \\ \nu & 1 \end{bmatrix}$$

$$D_{geom} = \begin{bmatrix} (\vec{h}_m \cdot \vec{h}_s) & (\vec{v}_m \cdot \vec{h}_s) \\ (\vec{h}_m \cdot \vec{v}_s) & (\vec{v}_m \cdot \vec{v}_s) \end{bmatrix}$$

Avec $(\vec{h}_m, \vec{v}_m, \vec{h}_s, \vec{v}_s)$ définis en Équation III-1, Équation III-2, Équation III-3 et Équation III-4, page 133.

Nous avons appliqué ce modèle sur les images issues de la campagne TROPISAR en faisant une approximation supplémentaire : nous avons négligé les variations de l'isolation polarimétrique pendant le temps d'intégration. Nous estimons les paramètres α , k , u, v , w et z en fonction de l'incidence et de la fréquence comme précédemment et représentons les variations de ces paramètres avec l'incidence sur un jeu d'images en Figure IV-2 et Figure IV-3 . Les figures de gauche présentent les variations des paramètres u et v avec l'incidence estimés sans tenir compte de la matrice D_{geom} . Les figures de droite présentent ces mêmes paramètres estimés en tenant en compte des effets géométriques : on voit qu'en tenant compte de la matrice D_{geom} , les paramètres de diaphonie ont un comportement similaire dans la gamme d'incidence de 20 à 60° et ceci quelle que soit la donnée utilisée. Ce modèle permet donc, à partir de l'estimation d'un jeu de paramètres sur une image de calibration, de corriger l'ensemble des données de la campagne de mesure.

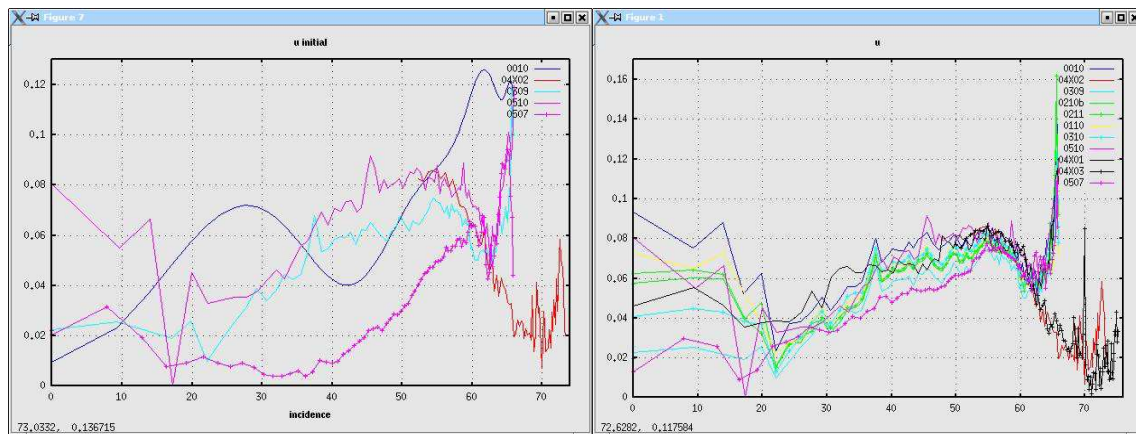


FIGURE IV-2 VARIATIONS DU PARAMETRE U AVEC L'INCIDENCE AVANT ET APRES PRISE EN COMPTE DE LA GEOMETRIE DE L'ANTENNE SUR UN JEU DE DONNEES TROPISAR

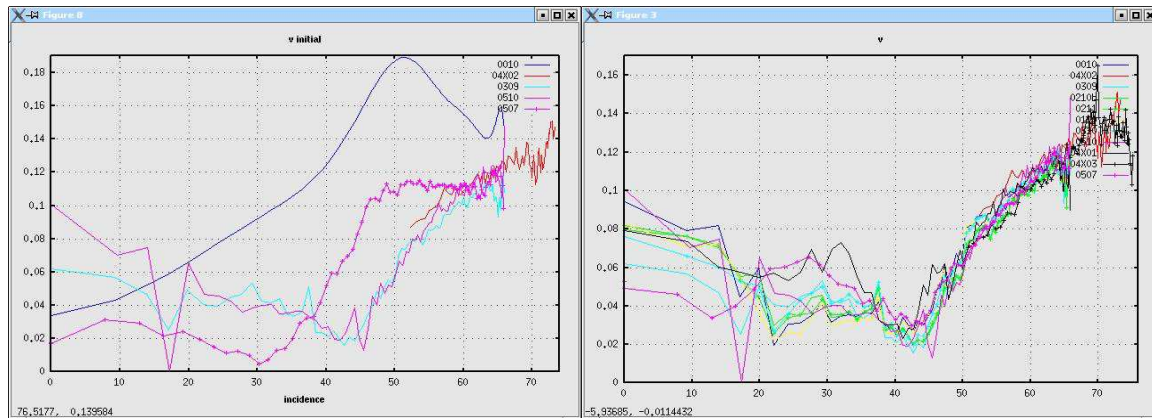


FIGURE IV-3 VARIATIONS DU PARAMETRE V AVEC L'INCIDENCE AVANT ET APRES PRISE EN COMPTE DE LA GEOMETRIE DE L'ANTENNE SUR UN JEU DE DONNEES TROPISAR

Ces travaux ont fait l'objet de publications dans deux congrès scientifiques [Oriot 10a][Oriot 10b].

IV.3 LE 3D

La première partie de ma carrière, de 1993 à 2004 fut presque exclusivement consacrée à l'extraction de MNT (Modèles Numériques de Terrain) et du 3D à partir d'images aéroportées ou d'origine spatiale. J'ai notamment travaillé au cours de ma thèse sur l'extraction de MNT à partir d'images satellitaires interférométriques basse résolution (ERS-1), puis à l'ONERA sur l'extraction du 3D à partir d'images aériennes issues des capteurs optiques ou radar.

Nous présentons ici les travaux menés sur l'extraction du 3D à partir d'images radar.

IV.3.1 RADARGRAMMETRIE

Les principaux travaux que nous avons menés dans ce domaine ont été réalisés par l'encadrement de la thèse de Elisabeth Simonetto [Sim 02] entre 1998 et 2002. La radargrammétrie consiste à utiliser deux images SAR prises sous des angles de prise de vue différents afin d'en extraire une information altimétrique. C'est le pendant de la photogrammétrie dans le domaine Radar. Ici seules les images d'amplitude sont utilisées ; l'information de phase est ignorée.

La problématique posée concernait la reconstruction automatique de bâtiments à partir de données SAR, bande S ou X à 1 mètre et 50cm de résolution acquises avec le capteur RAMSES. Cette thèse avait pour ambition de défricher le domaine de la radargrammétrie haute-résolution. De mon point de vue, les principaux apports de cette thèse ont été de 3 ordres :

- La mise en exergue de l'importance des doubles rebonds liés aux façades des bâtiments et de la stabilité de leur signature.
- L'analyse de l'importance des mesures monoscopiques (ombre et repliement) dans l'estimation de l'altitude des bâtiments

- Une proposition algorithmique d'extraction qui a permis de reconstruire des empreintes de bâtiments (rectangles avec information de hauteur ou cercle avec information de hauteur dans le cas de la reconstruction de réservoirs de carburant).

Sauf erreur de ma part, E Simonetto a été la première à montrer l'importance des échos doubles sur la signature des bâtiments pour les images SAR haute résolution (cf. Figure IV-4). Ces échos, liés à l'interaction entre les murs des bâtiments et le sol, lui sont apparus comme la signature la plus stable permettant de détecter les bâtiments et les réservoirs de carburant. Elle a donc proposé un algorithme automatique de détection de ces échos. Cet algorithme a montré de bonnes performances sur le jeu d'images testé mais aurait nécessité une évaluation sur un jeu de données plus conséquent afin d'en connaître les limitations.

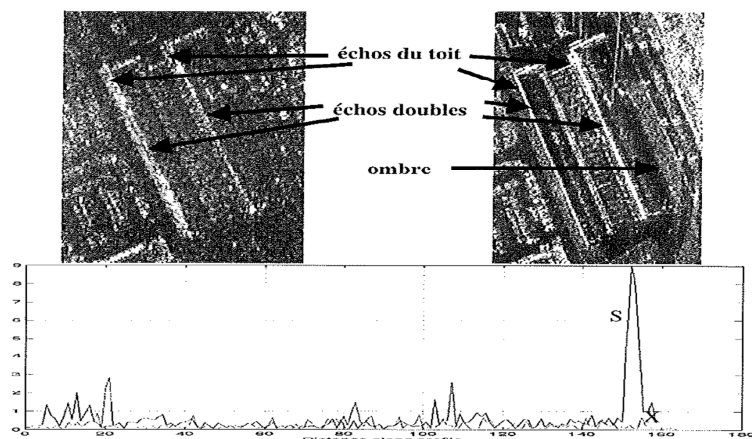


figure 1-26 : images radar de bâtiments à toit non texturé en bande S et X et profils d'amplitudes le long du plus long mur sur l'écho double

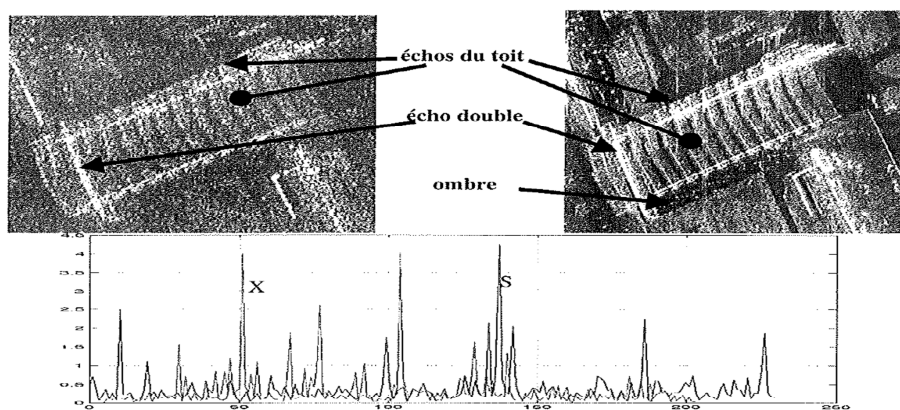


figure 1-27 : images radar d'un bâtiment à toit texturé pentu en bande S et X et profils d'amplitudes le long du plus long mur sur l'écho double

FIGURE IV-4 ILLUSTRATIONS (THESE D.E SIMONETTO [SIM 02], P55) DE LA SIGNATURE DE BATIMENTS EN BANDE S A 1 M DE RESOLUTION,

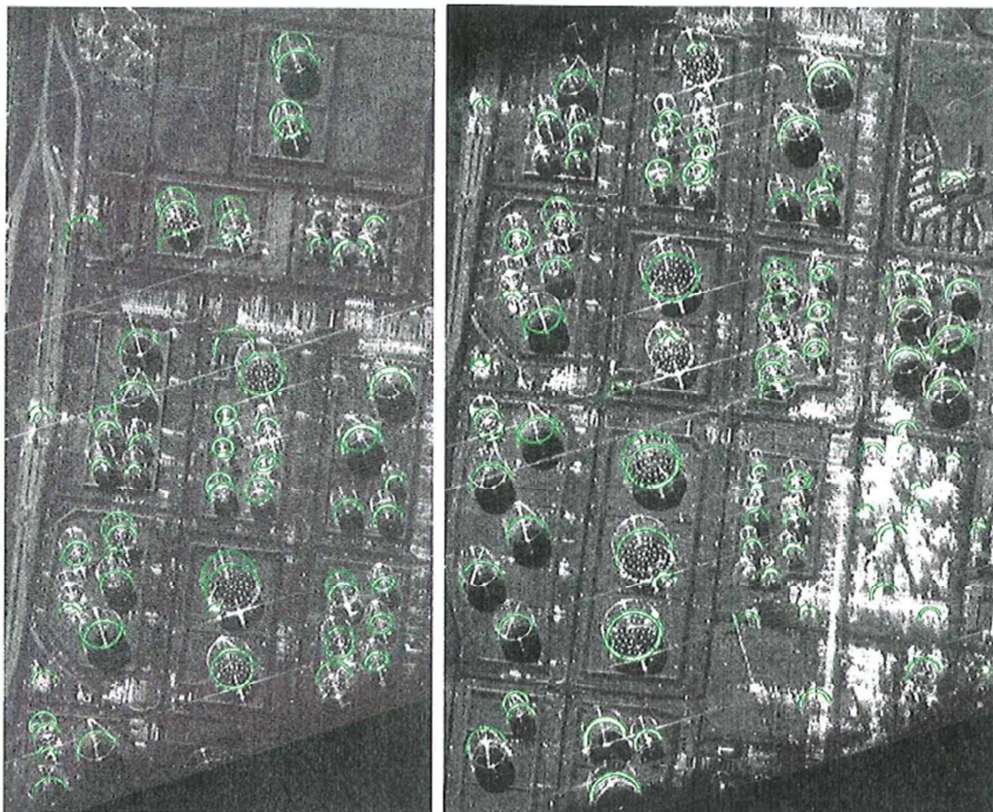


figure 3-28 : Résultats sur les vues 1 et 2 de la zone B en bande X (figure 1-17) : AROCS-AG, critère binaire, $R_{min} = 10$, $R_{max} = 45$, population de 85 individus, $NITER = 10$

FIGURE IV-5 RESULTAT D'EXTRACTION DE PRIMITIVES EN ARC DE CERCLE, ILLUSTRATION DE LA THESE D'E SIMONETTO [SIM 02], P 140

D'autre part, E Simonetto s'est intéressée à la mesure stéréoscopique. Il est apparu que la mesure stéréoscopique obtenue par corrélation était très bruitée. Cela est dû aux écarts de prise de vue : lorsque les spectres des deux images sont disjoints (ie lorsque l'on est hors conditions interférométriques), le speckle n'est pas corrélé entre les deux prises de vue. Seules les régions possédant une texture sous-jacente discriminante peuvent être mises en correspondance, or ce type d'image, est essentiellement composé d'échos forts et de zones non texturées. La mise en correspondance par corrélation se révèle donc particulièrement difficile. E. Simonetto a donc proposé la mise en correspondance de primitives structurées afin de pallier ces difficultés.

Un des aspects originaux des travaux d'E. Simonetto a été de fusionner les informations monoscopiques et stéréoscopiques. Elle a comparé les précisions que l'on peut obtenir sur les mesures des longueurs de repliement, les mesures de longueur des ombres et les mises en correspondance stéréoscopiques et utilisé la mesure potentiellement la plus pertinente selon les besoins (mesure de repliement pour les réservoirs de carburants et mesure stéréoscopique pour les bâtiments).

Il est intéressant de noter que la démarche utilisée dans cette thèse était très différente des démarches généralement utilisées en optique, où l'information principale exploitée est issue de la

mise en correspondance des images, et donc altimétrique ; la radiométrie des images servant d'aide à la délimitation des bâtiments. Ici l'information exploitée est essentiellement radiométrique, l'information altimétrique venant conforter la détection.

Cette thèse a permis de défricher le domaine de l'extraction du 3D à partir d'images SAR haute résolution. Les idées principales ont été reprises dans les travaux de thèse de F. Cellier qui, quant à lui, s'est intéressé à la même problématique mais à partir de mesures interférométriques.

IV.3.2 INTERFEROMETRIE

F. Cellier [Cel 07] a développé les idées proposées par E. Simonetto, à savoir l'utilisation conjointe de l'information monoscopique et d'altitude pour la reconstruction 3D de bâtiments sur des images SAR, pour des jeux de données interférométriques mono-passes. Ainsi le problème de mise en correspondance est simplifié et les mesures d'altitude sont disponibles quelle que soit la nature de la zone imagée (zone de clutter pleinement développé ou zone texturée). La précision de la mesure altimétrique dépend de la configuration de prise de vue et notamment de l'altitude d'ambiguïté et du niveau de bruit de la mesure de la phase, qui, pour un speckle pleinement développé, est caractérisé par le niveau de cohérence de la zone imagée.

Les stratégies de fusion des informations de hauteur monoscopiques (mesure de hauteur mesure de la longueur du repliement ou longueur de l'ombre) et interférométriques dépendent des précisions relatives de ces informations. Dans le cas d'acquisitions interférométriques mono-passes à faible base (~80cm), et pour des images haute résolution, F. Cellier a montré que les informations de mesures d'ombre ou de repliement étaient plus précises que les informations interférométriques. Il a donc développé une stratégie de reconstruction 3D de bâtiment basée sur la fusion de toutes ces informations.

Les principaux apports de cette thèse ont concerné :

- Le développement d'outils d'extraction de primitives sur les images SAR, et notamment un algorithme d'extraction d'ombres à partir d'une classification par mean-shift.
- Une méthodologie d'extraction de la forme de bâtiments complexes basée sur la fusion de toutes les informations disponibles dans les images SAR et sur les interférogrammes
- Un débruitage de la mesure interférométrique dans les zones de layover [Cel 06] en utilisant les statistiques de rétrodiffusion du sol adjacent.

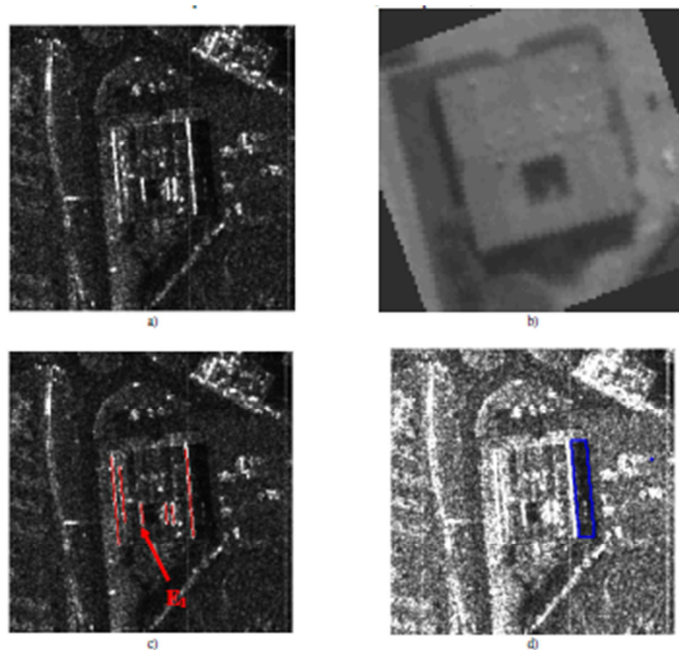


Figure 133 – a) signature RADAR d'un bâtiment, b) image optique correspondante, c) échos et d) ombres extraites

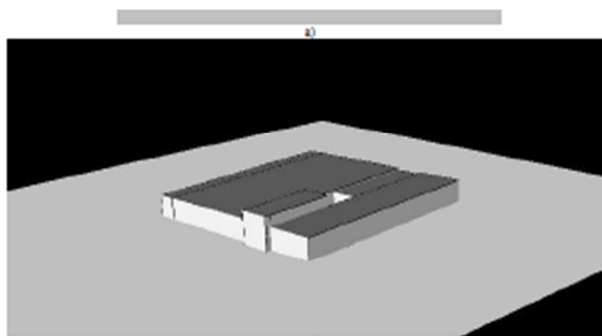


Figure 134 – deux vues de l'hypothèse générée

FIGURE IV-6 EXEMPLE DE RESULTAT OBTENU PAR F. CELLIER [CEL 07] DE RECONSTRUCTION D'UN BATIMENT EN 3D A PARTIR DE MESURES INTERFEROMETRIQUES HAUTE RESOLUTION (EXTRAITS DU MANUSCRIT DE THESE DE F. CELLIER [CEL 07] P 166 ET 167)

Tout comme E. Simonetto, F. Cellier a montré qu'il était possible de reconstituer le 3D des bâtiments à partir de mesures radar mais que cela nécessitait des étapes de fusion d'information et d'interprétation de données assez complexes étant donnée la phénoménologie de ce type d'images. L'imagerie radar interférométrique permet d'avoir une localisation 3D des rétrodiffuseurs dominants en projection radar. L'extraction 3D du bâtiment à partir de ces informations nécessitent de résoudre plusieurs problématiques :

1. gestion des niveaux de rétrodiffusion en fonction de la rugosité, l'orientation, et de la structure du bâtiment : certaines parties du bâtiment peuvent ne pas rétrodiffuser. Le fait qu'il n'y ait pas rétrodiffusion ne veut pas dire qu'il n'y a pas de matière.

2. mélange des rétrodiffuseurs dans les cellules radar : la projection du 3D du bâtiment en géométrie radar crée des mélanges de rétrodiffuseurs ne correspondant pas au même type de structure.
3. Présence d'échos multiples
4. Zones d'ombre dans les images radar : la géométrie oblique de l'imagerie radar crée des zones d'ombre importantes, notamment en présence de structures 3D denses.

E. Simonetto et F. Cellier ont mené leurs travaux dans le but de résoudre le point n°1 en partant sur l'hypothèse que la fusion de plusieurs types d'indices prises sur les images radar permettait de reconstruire la forme des bâtiments. D'autres approches ont-elles aussi contribué à avancer dans ce domaine. On peut citer les travaux de C. Tison [Tis 03] qui a choisi de fusionner des données optiques et radar pour reconstruire les bâtiments ou les approches d'U. Soergel [Soe 03] et A. Thiele [Thi 06] qui fusionnent des primitives pour reconstruire des bâtiments.

Le point n°2 a été abordé par F. Cellier dans sa thèse. Il a montré que la phase interférométrique des échos du bord du toit était biaisé par les échos du sol situés à la même distance radar que ceux du bord du toit et qu'il était possible de corriger cette phase en mesurant la rétrodiffusion moyenne du sol et sa phase interférométrique. La précision de la mesure ainsi trouvée était comparable à des mesures de hauteur du toit mesurées en POLINSAR. A l'heure actuelle, ce type de problématique est étudié dans un cadre tomographique [Zhu 10], [Ram 17].

Le troisième point a été soulevé dans les thèses d'E. Simonetto et F. Cellier. F Cellier a notamment présenté la signature interférométrique des échos multiples en fonction du type de rebonds. Ces problématiques ont, par la suite, été étudiées au niveau de la modélisation au laboratoire Sondra [Mok 14] et à l'ONERA [Nou 16] dans le cadre d'études sur les échos dits « NLOS » (pour Non Line of Sight).

Enfin le 4^{ème} point, nécessite d'être appréhendé. En urbain, une image SAR est essentiellement constituée de zones d'ombres et de zones de repliement, ce qui rend son interprétation difficile. A. Thiele [Thi 06] a proposé d'utiliser plusieurs images prises avec des angles d'azimut très différents pour pallier ce problème. Nous avons mené à l'ONERA une étude sur l'utilisation d'acquisitions selon une trajectoire circulaire pour le calcul d'un modèle numérique de surface. C'est ce que nous présentons dans le paragraphe suivant.

IV.3.3 RADARGRAMMETRIE CIRCULAIRE

Ces travaux ont été réalisés par S. Palm et moi-même dans le cadre d'un stage de fin d'étude. Il s'agissait de reconstruire un modèle numérique de terrain du centre-ville de Nîmes à partir d'acquisitions selon une trajectoire circulaire. On est ici dans une approche radargrammétrique, mais contrairement aux travaux d'E Simonetto, la stéréoscopie est donnée par un écart d'angle d'azimut et non pas un écart d'angle d'incidence.

Le cercle est ici découpé en portions de trajectoire (ici 2°) sur lesquels sont calculées des images de type Spotlight. Ces images sont regroupées en tronçons correspondant à 30° de trajectoire. Pour chaque tronçon couvrant environ 30° d'angle d'azimut, un algorithme de corrélation multi-images est utilisé et une image d'altitude est calculée. Les 12 ($360^\circ/30^\circ$) images d'altitudes sont ensuite fusionnées afin d'obtenir une image d'altitude dense correspondant à l'altitude maximale mesurée pour une position géographique.

Ces travaux ont fait l'objet de deux publications de congrès [Ori 08b], [Pal 10] et une publication de revue [Pal 12].

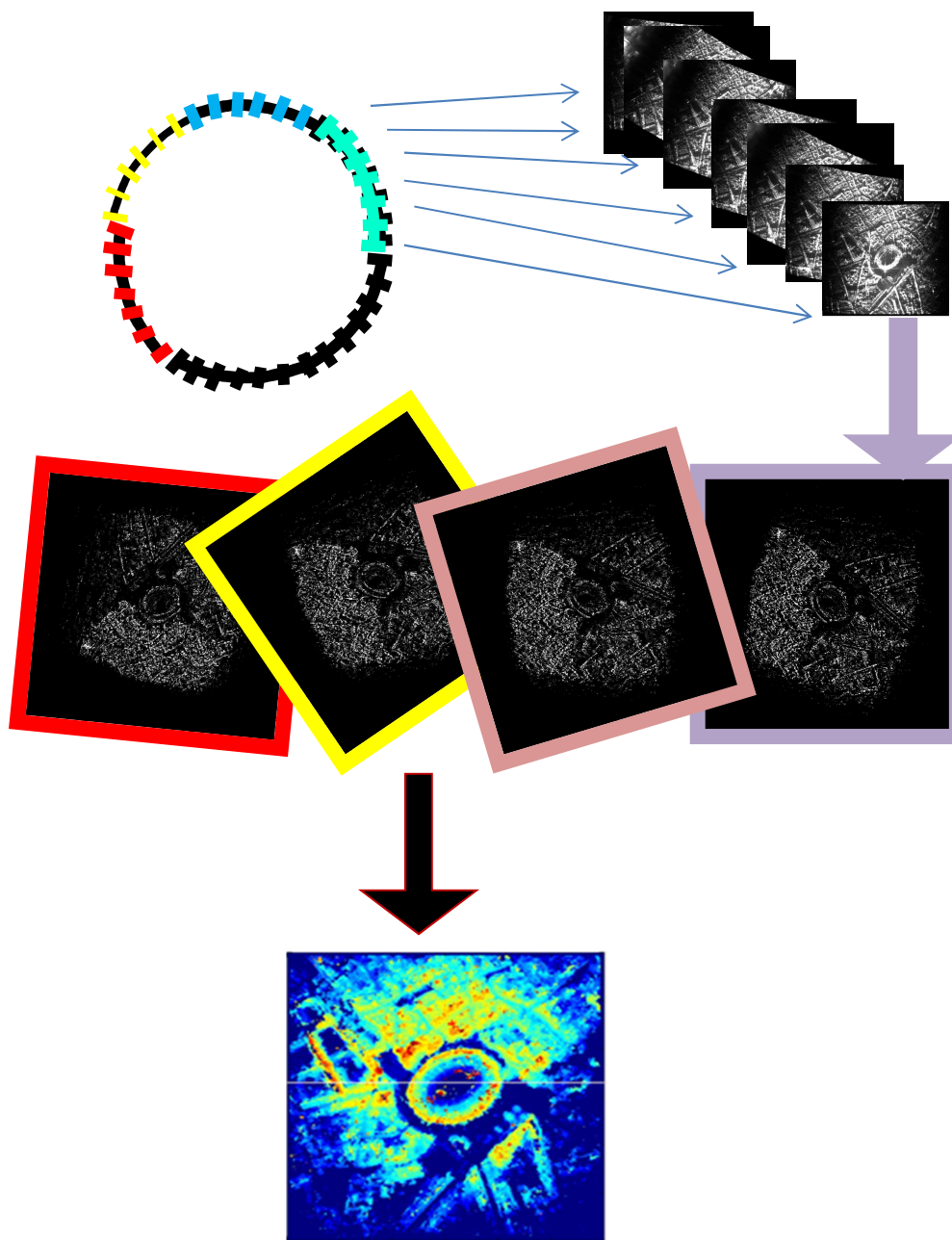


FIGURE IV-7 SCHEMA SYNTHETISANT LE TRAITEMENT RADARGRAMMETRIQUE CIRCULAIRE.

Les résultats obtenus n'ont pu être évalués quantitativement faute de vérité terrain. Cependant, ils ont montré qualitativement que les principaux bâtiments étaient représentés et que l'on distinguait des rues étroites et les variations de hauteur des arènes de Nîmes.

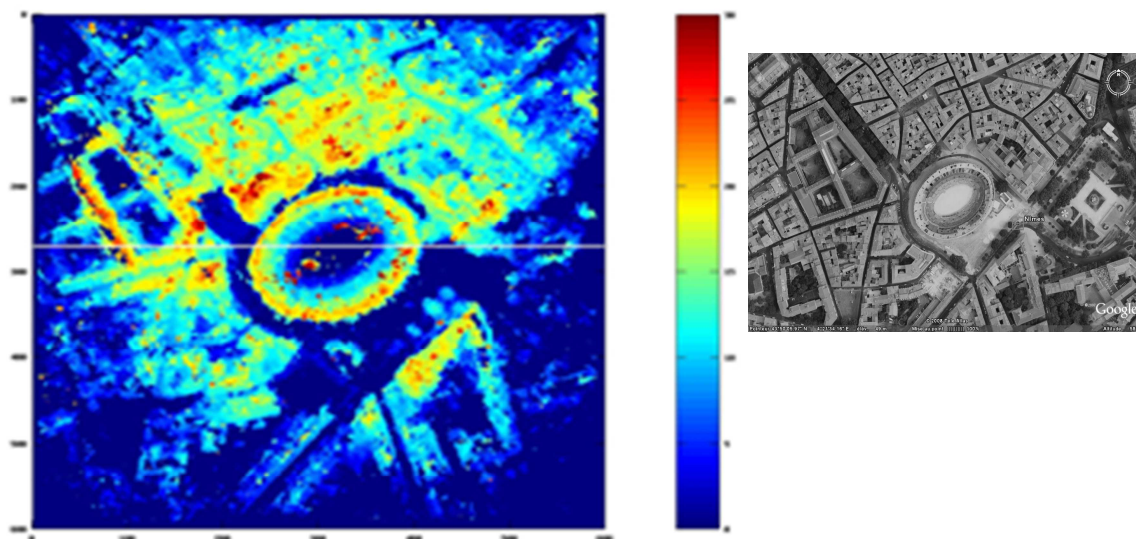


FIGURE IV-8 MODELE NUMERIQUE DE SURFACE DU CENTRE DE NIMES (ILLUSTRATION DE [PAL 12]) ET IMAGE GOOGLE MAP CORRESPONDANTE

IV.4 CIBLES MOBILES

Un autre pan de mes activités concerne la détection et la relocalisation des cibles mobiles sur les images SAR. Ces travaux ont débuté en 2004, date à laquelle j'ai rejoint le DEMR et où je me suis intéressée à la détection de cibles mobiles en bandes L et P (cf. [Ori 06] et [Ori 08]). Ces travaux m'ont permis de proposer une formulation mathématique de filtre Stap (cf. paragraphe II.8.2, Équation II-15 et Équation II-21) qui a pour principal intérêt d'éviter l'étape de simulation dans l'évaluation des performances d'une configuration radar.

Ces travaux ont continué dans le cadre des thèses de Jean-Baptiste Poisson [Poi 13] et Abigael Taylor [Tay 16] qui sont détaillés dans les paragraphes suivants.

IV.4.1 IMAGERIE CIRCULAIRE

Durant sa thèse, Jean-Baptiste Poisson a travaillé sur la problématique suivante : en supposant que l'on sache détecter les cibles mobiles à partir d'une image SAR, est-il possible d'en reconstruire la trajectoire en considérant des acquisitions selon une trajectoire circulaire ? Cette problématique est intéressante d'un point de vue applicatif : La surveillance continue de l'activité humaine sur une zone bien délimitée. Dans ce cas, on peut envisager de survoler la zone avec une trajectoire circulaire. Au chapitre II, nous avons vu que pour détecter des cibles mobiles en présence de clutter, il est nécessaire d'avoir une antenne avec 2 voies de réception et d'une antenne supplémentaire pour la localiser et en avoir une mesure de la vitesse radiale (cf. paragraphe II.8.2.3, page 105). Ceci est vrai si l'on considère que la détection et la relocalisation doit se faire à chaque instant. On peut imaginer que la localisation des cibles se fasse par pistage en utilisant plusieurs détections

successives. Pour chacune des détections, on peut estimer un paramètre de refocalisation, donc, dans le cas d'une cible évoluant à vitesse constante, une valeur de la vitesse azimutale. Dans le cadre d'acquisitions circulaires, la direction de la vitesse azimutale évoluant au cours du cercle, on peut envisager de reconstruire la trajectoire de la cible à partir de l'ensemble des mesures de détection sans l'ajout d'une voie de réception supplémentaire.

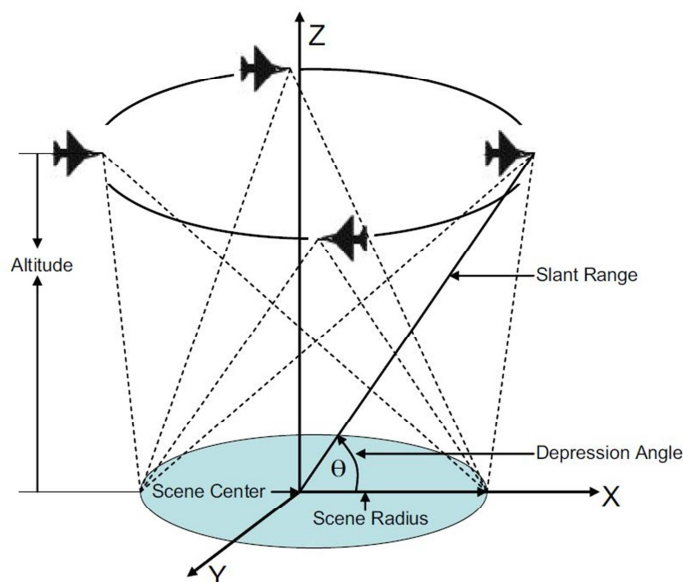


FIGURE IV-9 MODE D'ACQUISITION CIRCULAIRE

Ne possédant à l'époque que des acquisitions circulaires avec une antenne de réception, Jean-Baptiste Poisson a travaillé sur cette problématique en supposant l'étape de détection déjà réalisée (en pratique la détection a été faite par un opérateur – en l'occurrence Jean-Baptiste-).

Cette thèse a permis de répondre à la problématique posée, à la fois au niveau théorique et pratique. De mon point de vue, les deux principaux résultats de cette thèse sont les suivants :

- Jean-Baptiste Poisson a proposé un critère image de refocalisation efficace permettant de trouver des paramètres de refocalisation pour de faibles RSC (cf Figure IV-10).
- Il est possible de reconstruire les trajectoires des cibles mobiles en trajectoire linéaire uniforme mais cela demande un temps total d'observation important (dans l'exemple étudié, cela correspond à environ 40° d'excursion angulaire soit 30s d'observation) qui peut être incompatible avec les hypothèses faites sur les déplacements des véhicules.

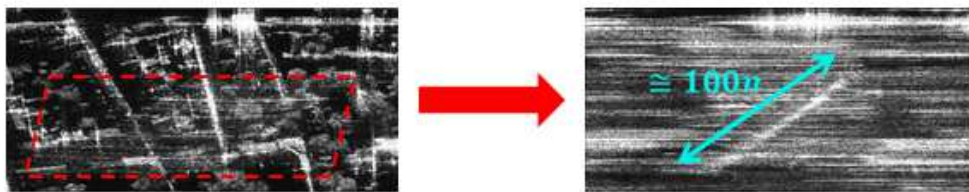


FIGURE IV-10 REFOCALISATION D'UN TRAIN SUR CLUTTER TRES HETEROGENE. A GAUCHE IMAGE INITIALE, A DROITE IMAGE REFOCALISEE (ILLUSTRATION TIREE DE [POI 13]).

IV.4.2 M-SAR

Nous avons travaillé sur le multi-voies pour la détection de cibles mobiles tout d'abord en 2004-2006 dans le cadre d'une étude en partenariat avec le FOI sur la détection de cibles mobiles en bande basse (L et P), puis à partir de 2013 dans le cadre des travaux de thèse d'Abigael Taylor et d'un projet de recherche interne à l'ONERA appelé VERI (pour Veille par Radar Imageur), consacré à la surveillance de zone par radar imageur aéroporté décrivant des cercles autour d'une zone d'intérêt.

Nous présentons ici succinctement les principaux thèmes d'étude de la thèse d'A. Taylor puis nous en détaillons un aspect particulier, en phase avec les thèmes abordés dans ce manuscrit.

IV.4.2.1 PRESENTATION DE LA THESE D'ABIGAËL TAYLOR

Cette thèse nous a permis d'approfondir les travaux réalisés en 2004 – 2006 sur la détection de cibles mobiles par imagerie SAR. La modélisation utilisée est celle définie au paragraphe II.8.2, page 101.

Deux configurations de prise de vue sont utilisées :

- Un système bande X, avec une antenne de réception 4 voies et une forme d'onde à 10m de résolution.
- Un système bande X, avec une parabole de réception bi voies et une forme d'onde à 50 cm de résolution radiale.

Dans le premier cas, le vecteur de direction suit la modélisation classique (cf Équation II-16, p 101). Dans le deuxième cas, le vecteur de direction présente à la fois une composante d'amplitude et de phase (cf paragraphe suivant). On a :

$$S(r, \gamma, v_r) = \left[\dots \quad A(r, \sin\gamma + \frac{v_r}{V}) e^{-2\pi j \frac{ld}{\lambda} (\sin\gamma + \frac{v_r}{V})} \quad \dots \right] \quad \text{ÉQUATION IV-1}$$

Le vecteur de direction est toutefois mal connu, notamment dans le cas de la parabole bi-voie.

La problématique est donc ici de proposer un traitement STAP à partir de données focalisées dont les performances se rapprochent des performances théoriques comme définies au paragraphe II.8.2, page 101, et qui permette l'estimation du vecteur de direction.

Cette thèse a permis de développer deux voies de recherche :

1. Les performances STAP modélisées au paragraphe II.8.2, reposent sur le fait que la cohérence interférométrique ne dépend que du bruit thermique or, dans les faits, elle dépend d'autres facteurs dont, notamment, les différences de réponses impulsionnelles des voies de réception. Dans sa thèse, Abigaël Taylor a proposé une approche permettant de corriger les variations de réponse impulsionnelle pour améliorer les performances théorique du STAP. Un résultat illustratif est présenté en Figure IV-11.
2. Le STAP focalisé détecte les cibles fixes très énergétiques qu'il faut filtrer. Abigael Taylor a donc proposé un nouveau filtre basé sur la théorie de la proportionnalité des matrices de covariances²⁷. Ce filtre a montré tout son intérêt sur les 2 jeux de données utilisées dans la thèse.

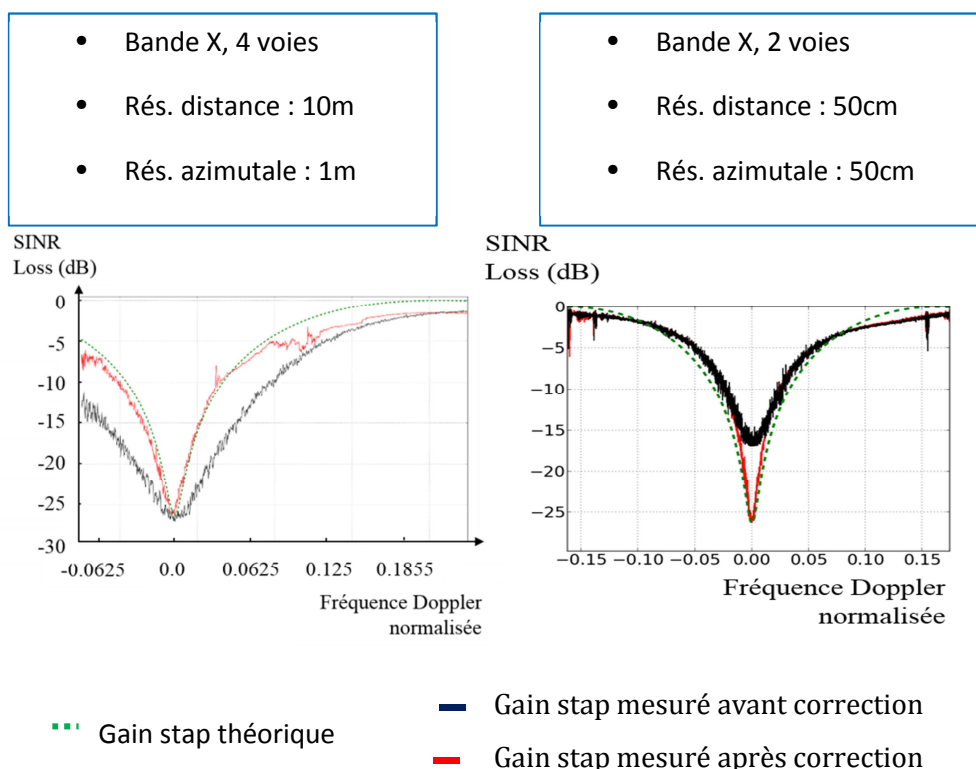


FIGURE IV-11 EXEMPLE D'AMELIORATION DES CARACTERISTIQUES DU FILTRE STAP PAR CORRECTION DES RAPPORTS DE SPECTRE (EXTRAIT DE [TAY 16])

Nous reprenons, dans le paragraphe suivant, le premier axe de recherche d'Abigael Taylor en mettant en exergue le lien entre ces travaux et les problématiques présentées dans ce manuscrit.

²⁷ Ces travaux, publiés dans [Tay 17] ont obtenu le « Best Paper Award » du congrès Radar 2017 à Belfast.

IV.4.2.2 MODELISATION M-SAR DE DONNEES REELLES

Nous avons vu au chapitre I, l'expression d'un détecteur de cibles mobiles à partir d'un jeu d'images en géométrie Spotlight. Ce détecteur est basé sur l'estimation de la matrice de covariance R en chaque point de l'image considérée. Cette matrice R permet à la fois de supprimer le clutter et d'estimer l'ensemble des vecteurs de direction associés à l'image.

De nombreux travaux s'intéressent aux différentes manières d'estimer la matrice de covariance R à partir des données images. En France, la communauté scientifique est particulièrement active sur le sujet [Pas 08], [Gin 13], notamment sur les problématiques d'estimation de cette matrice lorsque le clutter ne peut pas être considéré comme une variable aléatoire gaussienne complexe.

De notre part, nous nous sommes intéressés au lien entre la matrice de covariance et la théorie de l'interférométrie telle que présentée au Chapitre II et l'impact des prises de vues réelles sur cette matrice de covariance (Chapitre III).

Nous modélisons l'image SAR de la voie i calculée par rapport au centre de phase de l'antenne 1 par :

$$c_i(r_0, y_0) = \iint_{\Lambda} a(r, y) h_{i, r_0, y_0}(r_0 - r, y_0 - y) dr dy + b_i$$

En prenant pour hypothèse que les images SAR sont traitées pour une même bande, on a :

$$h_{i, r_0, y_0}(r, y) = \iint_{\Omega} D_e(k_v, k_u, r_0, y_0) D_i(k_v, k_u, r_0, y_0) e^{-j2\pi k_u B_r} e^{-j2\pi(k_v r + k_u y)} dk_v dk_u$$

Où

- D_e (resp. D_i) sont les diagrammes complexes des antennes d'émission (resp. de la voie i en réception) associé au point r_0, y_0 et $a(r, y)$ est le coefficient de rétrodiffusion du point situé à la distance r, y .
- Le facteur $e^{-j2\pi k_u B_r}$ correspond à la rampe de phase liée à un traitement par rapport au centre de phase de l'antenne de référence et non de l'antenne i (cf Annexe E paragraphe E-3.1). Au premier ordre $B_r = \frac{d_i \sin \gamma}{2}$ avec d_i distance entre centres de phase des deux antennes de réception considérées, mais des composantes B_x, B_y peuvent apparaître lorsque l'orientation de l'antenne de réception n'est pas colinéaire avec le vecteur déplacement du capteur. Ces paramètres créent un décalage dans l'axe distance.

IV.4.2.2.1 MODELISATION DU VECTEUR DE DIRECTION DANS UNCAS GENERAL

Dans ce paragraphe nous assimilons la réponse impulsionnelle à un dirac centré en $(0, 0)^{28}$, et en supposant les antennes alignées selon l'axe azimut, on obtient :

$$c_i(r_0, y_0) = D_i(r_0, y_0 + d_i) a(r_0, y_0 + d_i) + b_i$$

²⁸ On suppose que le diagramme d'antenne ne comprend pas de rampe de phase résiduelle qui aurait pour effet de délocaliser l'écho.

Avec $D_i(r_0, y_0)$ moyenne sur l'intervalle d'intégration du diagramme d'antenne d'émission et de réception de la voie i .

En supposant que d_i est petit on assimile $D_i(r_0, y_0 + d_i)$ à $D_i(r_0, y_0)$, on trouve :

$$E(c_i c_i^*) = |D_i(r_0, y_0)|^2 E(a(r_0, y_0 + d_i) a^*(r_0, y_0 + d_i)) + E(b_i \cdot b_i^*)$$

Et

$$E(c_i c_j^*) = D_i(r_0, y_0) D_j^*(r_0, y_0) E(a(r_0, y_0 + d_i) a^*(r_0, y_0 + d_j))$$

En supposant de plus que le signal rétrodiffusé $a(r_0, y_0)$ suit une loi gaussienne complexe centrée de variance σ_c^2 , et que le bruit suit une loi gaussienne complexe centrée de variance σ_b^2 , on a :

$$E(a(r_0, y_0 + d_i) a^*(r_0, y_0 + d_j)) = \sigma_c^2 \left| \text{sinc}\left(\pi \frac{d_i - d_j}{\text{res}_{az}}\right) \right| e^{-j\pi k_c (d_{ij}) \sin \gamma}$$

avec $d_{ij} = d_j - d_i$.

En négligeant la décorrélation lié au décalage entre les images, on obtient

$$R = (\sigma_c^2 + \sigma_b^2) \begin{bmatrix} |D_1|^2 & \dots & D_M D_1^* \frac{\sigma_c^2}{(\sigma_c^2 + \sigma_b^2)} e^{-j\pi k_c d_{M1} \sin \gamma} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ D_1 D_M^* \frac{\sigma_c^2}{(\sigma_c^2 + \sigma_b^2)} e^{-j\pi k_c d_{M1} \sin \gamma} & \dots & |D_M|^2 \end{bmatrix}$$

Pour plus de concision nous avons omis la dépendance en (r_0, y_0) des diagrammes d'antenne dans l'expression ci-dessus.

Cette formulation correspond au modèle théorique présenté au Chapitre II avec un vecteur de direction généralisé qui s'écrit.

$$S_{vt}(r_0, \sin \gamma) = \left[\dots \quad D_l(r_0, \sin \gamma + \frac{v_r}{V}) e^{-2\pi j \frac{ld}{\lambda} (\sin \gamma + \frac{v_r}{V})} \quad \dots \right] \quad \text{ÉQUATION IV-2}$$

Pendant nous avons dû faire plusieurs hypothèses pour arriver à ce résultat :

- nous avons négligé la décorrélation liée au décalage entre les images qui apparaît naturellement dans les calculs,
- nous avons négligé les effets du décalage spectral,
- nous avons négligé tous les effets des lobes secondaires en assimilant la réponse impulsionnelle à un Dirac.

IV.4.2.2.2 MODELISATION DE LA MATRICE DE COVARIANCE DANS UN CAS GENERAL

Une formulation plus générale consiste à écrire R sous la forme :

$$R = \begin{bmatrix} E(|c_1|^2) & \dots & \text{coh}(c_1, c_M) e^{-j\varphi_{interf}(M,1)} \sqrt{E(|c_1|^2)E(|c_M|^2)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{coh}(c_1, c_M) e^{-j\varphi_{interf}(1,M)} \sqrt{E(|c_1|^2)E(|c_M|^2)} & \dots & E(|c_M|^2) \end{bmatrix}$$

Ce modèle est identique au modèle théorique lorsque :

$$\text{coh}(c_1, c_M) = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_c^2 + \sigma_b^2} \text{ et } \varphi_{interf}(1, M) = \frac{2\pi k_c d_{M1} \sin \gamma}{2}$$

IV.4.2.2.2.1 DISCUSSION SUR LA MESURE DE PHASE

Dans le cas de mesures mono passes le long de la trace, la phase interférométrique est robuste puisque les principales erreurs proviennent des erreurs de focalisation relatives entre les deux images. Or dans le cas mono passe, ces erreurs se compensent.

Cependant, nous avons vu que la phase qui nous intéresse ici est liée à la projection du vecteur reliant les centres de phase des deux voies de réception dans la direction de la vitesse azimutale. Cette distance n'est pas égale à la distance intervoies dès que les centres de phase ne sont pas alignés avec le vecteur vitesse, et cette distance peut varier pendant le temps d'intégration.

D'autre part, il peut y avoir une base perpendiculaire résiduelle qui crée une différence de phase entre les voies liée à la non compensation des franges orbitales (B_{par}) ou au relief (B_{perp}) (cf. ANNEXE I). Ces erreurs sont généralement négligeables.

Enfin, nous avons vu que dans le cas de l'interférométrie le long de la trace, la phase des échos directifs dépendait des traitements réalisés (compensation de mouvement par rapport à une trajectoire commune ou non) et les échos. Cet effet peut créer des artefacts si de tels échos sont utilisés dans l'estimation de la matrice de covariance.

IV.4.2.2.2.2 LA COHERENCE INTERFEROMETRIQUE

Nous avons vu au cours des Chapitre II et Chapitre III que des éléments peuvent dégrader la cohérence interférométrique. Il s'agit :

- 1) du rapport signal à bruit
- 2) de la décorrélation temporelle,
- 3) de la décorrélation liée au décalage spectral appelée décorrélation géométrique,
- 4) de la décorrélation lié au décalage spatial
- 5) de la décorrélation spectrale.

Or cette perte de cohérence réduit les performances STAP (le rapport des valeurs propres de l'espace du clutter et de l'espace du bruit diminue, et donc le gain de traitement sur les vitesses élevées diminue aussi cf p 102 [Tay 16]). On va donc chercher à limiter les pertes de cohérence.

- (1) La perte de cohérence liée au rapport signal à bruit est intrinsèque aux données et ne peut pas être corrigée, c'est d'ailleurs cette perte de cohérence qui permet à la matrice R d'être inversible et permet de calculer le détecteur STAP.
- (2) La décorrélation temporelle est aussi liée aux données et ne peut pas être modifiée, par contre les décorrélations géométrique et spectrale peuvent être corrigées.
- (3) La décorrélation géométrique est lié à un décalage spectral entre les voies. Elle s'écrit :

$$1 - \frac{|d_i - d_j|}{2L}$$

- (4) En supposant nul le décalage en distance, la décorrélation lié au décalage spatial s'écrit :

$$\left| \text{sinc}\left(\pi \frac{d_i - d_j}{res_{az}}\right) \right|$$

Si le traitement utilisé est un traitement fréquentiel, la décorrélation sera liée au décalage spatial (les deux images calculées dans leur géométrie propre sont décalées spatialement). Si le traitement est temporel, la décorrélation sera liée au à un décalage spectral (un même point au sol est vu avec des angles de squint légèrement différent sur les images). Notons que pour une même distance inter-voies, plus la longueur d'intégration est grande, moins il y a de décorrélation liée au décalage spectral et plus il y a de décorrélation liée au décalage spatial.

Pour éviter ces deux types de décorrélation, il est intéressant, lorsque la distance inter-voies est connue, de calculer chacune des images à des instants différents de sorte que leurs centres de phase soient superposés. Dans ce cas, il n'y plus de déphasage entre voies en fonction de l'angle de squint et le vecteur de direction s'écrit :

$$S(r, \gamma, v_r) = \left[\dots A(r, \sin\gamma + \frac{v_r}{V}) e^{-2\pi j \frac{ld}{\lambda} (\frac{v_r}{V})} \dots \right]$$

- (5) La décorrélation spectrale est due au fait que les réponses impulsionnelles des deux voies sont différentes aussi bien en distance qu'en azimuth comme nous l'avons expliqué aux paragraphes III.2.1.3, page 121 et III.4.1.3 page 137. A. Taylor, dans sa thèse, propose une méthode de correction des réponses impulsionnelles en azimuth afin d'améliorer les performances Stap.

IV.4.2.2.3 CORRECTION DE LA DECORRELATION SPECTRALE AZIMUTALE

Dans sa thèse Abigael Taylor estime la décorrélation spectrale azimuthale par transformation de Fourier locale en azimuth.

En supposant que la réponse impulsionnelle est localement constante en azimuth (ie que des pixels voisins sont vus par le radar avec le même diagramme d'antenne pendant le temps d'intégration), on a, d'après le préambule, pour l'antenne n°i :

$$sar_{i,dec}(r, k_u) = L_y e^{j2\pi k_u y_c} \int_{k_y - k_u \in \text{rect}(1/L_y)} Di_{r,y_c}(k_y) a(k_y) dk_y + b_i$$

Avec

$$a(k_y) = \int_y a(r, y) \cdot e^{-j2\pi[k_u(y-y_c)]} dy$$

Et L_y longueur d'analyse

La variation d'angle de squint correspondant à l'intervalle de k_u sur lequel le signal est moyenné s'écrit pour la fréquence centrale :

$$\nabla \sin \gamma = \frac{\lambda_c}{2L_y}$$

Si on suppose que le diagramme d'antenne est constant sur cet intervalle d'angle de squint, on peut écrire :

$$sar_{dec,i}(r, k_u) = L_y e^{j2\pi k_u y_c} \overline{Di_{r,y_c}}(k_u) \int_{k_y - k_u \in \text{rect}(1/L_y)} a(k_y) dk_y + b_i$$

On retrouve une formulation similaire à l'expression du vecteur du clutter dans le domaine spatial, à savoir :

$$C(r, k_u) = cS(r, k_u, 0) + b$$

Avec

$$C(r, k_u) = [\dots sar_{dec,i}(r, k_u) \dots]$$

$$\text{Et } S(r, k_u) = [\dots \overline{Di_{r,y_c}}(k_u) \dots]$$

Le vecteur de direction fréquentiel $S(r, k_u)$ est estimé par calcul de la matrice de covariance et estimation du vecteur propre associé à la plus grande valeur propre.

Ce vecteur de direction représente le diagramme d'antenne de chacune de voies dans la direction moyenne de squint et est utilisé pour calibrer spectralement les données.

A Taylor présente les résultats de cette calibration spectrale dans sa thèse (cf Figure IV-10), et montre une amélioration du gain STAP de 5dB dans le cas de deux antennes et une amélioration de la focalisation du filtrage STAP en vitesse radiale dans le cas 4 antennes.

IV.5 CONCLUSION

Nous avons montré dans ce chapitre trois types de travaux pour lesquels la modélisation fine de l'image SAR est importante. Des travaux sont toujours en cours pour chacun des domaines.

La calibration fine des données SAR est un domaine toujours d'actualité où il convient de trouver un compromis entre la calibration par connaissance très fine du système radar et la calibration à partir de mesures image. La maîtrise du système radar nécessite de connaître parfaitement les chaînes hyperfréquences, la trajectoire, les diagrammes d'antennes ce qui demande des instrumentations très coûteuses et de mise en œuvre longue. La calibration à partir de mesures image ne peut pas, à proprement parler être de qualifier de « calibration » car elle utilise des modèles de signaux et donc peut biaiser les études si les phénomènes que l'on cherche à mesurer interfèrent avec les modèles utilisés. Les travaux que nous menons visent à gérer les deux aspects : limiter les besoins de qualification du radar mais aussi limiter les hypothèses faites sur les données.

En ce qui concerne les applications 3D, nous avons vu qu'un point essentiel à traiter pour une utilisation réelles de ces techniques réside dans l'interprétation des images et la compréhension des rétrodiffuseurs. Des études sont en cours actuellement :

- Etude des rebonds multiples [Nou 16]
- Approches 3D par tomographie qui permettent de différencier les rétrodiffuseurs superposés dans une cellule de résolution [Ram 17].

Enfin, en ce qui concerne les cibles mobiles, la thèse d'A Taylor a permis d'étudier l'impact sur la détection de cibles mobiles à partir d'images SAR, il reste beaucoup de points à comprendre pour proposer les traitements les plus performants possibles. Pour l'instant, nous nous sommes intéressés à la modélisation du clutter mais des travaux devraient être conduits sur la modélisation des cibles mobiles. Ces cibles sont souvent constituées de points brillants, d'échos directs, de doubles rebonds qui ont des signatures interférométriques différentes de celles du clutter ; elles mériteraient d'être mieux modélisées. Enfin, les travaux de ce domaine, et notamment les modélisations par maximum de vraisemblance, supposent un bruit thermique blanc et un niveau de bruit constant de voie à voie. Il serait intéressant de proposer des méthodes s'affranchissant de ces hypothèses.

RESUME ET PERSPECTIVES

Dans ce manuscrit, nous avons tenté de reprendre la théorie du SAR en détaillant les différentes hypothèses utilisées et nous l'avons appliquée aux données aéroportées à large bande spectrale. Nous avons ainsi montré la dualité entre représentation des données dans le domaine spatial et dans le domaine fréquentiel. Cette double représentation nous a permis de modéliser les données multi-voies dans un contexte large bande et d'étudier les différences de comportement des rétrodiffuseurs pour trois cas canoniques (speckle pleinement développé, point isotrope et élément directif).

Dans un second temps, nous avons analysé les spécificités des acquisitions réelles, tant au niveau de la chaîne radar, que des diagrammes d'antenne et des trajectoires suivies par le porteur pour comprendre l'impact de ces différents éléments sur les images SAR et les applications multi-voies.

Enfin nous avons présenté des exemples d'application de ces concepts dans les domaines de la calibration des données, de l'extraction du 3D ou de l'imagerie des cibles mobiles.

Les travaux présentés dans ce mémoire sont loin d'être achevés et mériteraient d'être approfondis :

Applications 3D

En ce qui concerne les applications 3D. Il me semble que le radar fait face à trois écueils majeurs :

1. la vision latérale qui multiplie les zones d'ombre,
2. la physique de la mesure rend les images SAR urbaines difficiles à interpréter (matériaux ne rétrodiffusant pas ...),
3. les zones de repliement qui superposent des échos provenant d'objets différents.

La tomographie devrait permettre l'inversion des zones de repliements : c'est l'objet du projet ALYS [Aly 15] mené en collaboration avec F. Tupin et Jean-Marie Nicolas de Telecom ParisTech, L. Ferro-Famil de l'IETR, et L. Denis de l'université J. Monnet de Saint Etienne.

En ce qui concerne la physique de la mesure, je pense qu'il serait intéressant d'utiliser des bandes de fréquences plus élevées afin d'augmenter la rugosité des matériaux.

Enfin, les zones d'ombres pourraient être réduites en changeant de géométrie d'acquisition pour des acquisitions en quasi-vertical. Dans le cadre des études liées au satellite SWOT, nous nous sommes intéressés aux géométries quasi-verticales. Elles sont très spécifiques et demandent de revoir les hypothèses utilisées généralement en traitement SAR (contrairement aux géométries latérales l'angle d'incidence varie très rapidement avec la distance et les courbes iso-squint ne peuvent pas être modélisées par une droite). Leur principal intérêt est qu'elles minimisent les zones d'ombre. Par contre le moindre relief crée des zones de repliement rendant ces images difficilement interprétables. On peut imaginer des modes quasi-verticaux tomographiques qui permettraient à la

fois d'inverser les zones de repliement et de supprimer les zones d'ombre. Associés à une bande de fréquence élevée, on peut imaginer des systèmes courte portée permettant de faire de la tomographie mono-passe.

Cibles mobiles

Le thème de la détection et la localisation des cibles mobiles sur images SAR mériterait lui aussi d'être approfondi.

L'approche que nous avons étudiée – à savoir la détection des cibles sur les images focalisées – doit encore être approfondie. On peut citer plusieurs voies d'approfondissement :

- La modélisation interférométrique de la réponse des cibles mobiles devrait être approfondie afin d'optimiser les performances de localisation des cibles. En effet, les cibles sont constituées de rétrodiffuseurs hétérogène et la théorie interférométrique appliquée au speckle complètement développé ne s'y applique plus.
- Il serait intéressant d'étudier le lien entre performances de détection et performances de pistage afin de déterminer le temps d'intégration optimal permettant à la fois la détection des cibles et leur suivi temporel.
- La problématique de refocalisation des cibles nous paraît aussi une voie d'étude intéressante, le but ultime étant de reconnaître les cibles mobiles avec des performances du même ordre de grandeur que si elles étaient fixes.
- Enfin, les bilans radar montrent que pour les images très haute résolution (35 cm de résolution et plus), il est possible, par ces techniques, de détecter des piétons en mouvement. Un exemple d'une telle détection est montré ci dessous. Cependant, ce type de détection s'accompagne de nombreuses fausses alarmes liés aux lobes secondaires des cibles fixes. Des travaux pourraient être menés pour réduire ces fausses alarmes plus efficacement que les méthodes actuelles.

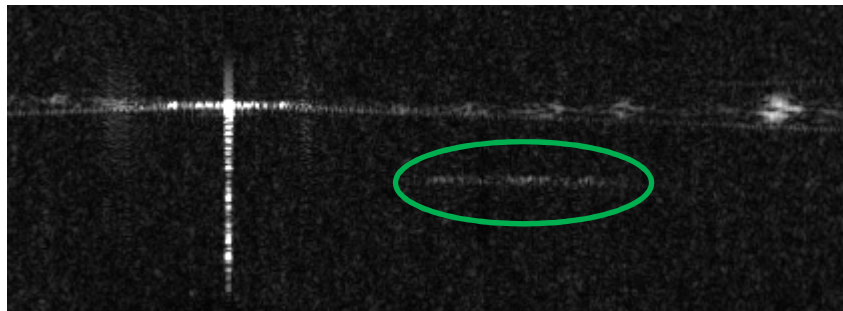


IMAGE DE DETECTION STAP FOCALISE : LA CROIX CORRESPOND AUX RESIDUS D'UN TRIEDRE IMMOBILE, LA LIGNE BLANCHE ENTOUREE DE VERT CORRESPOND A LA SIGNATURE D'UNE PERSONNE SE DEPLAÇANT A 8 KM/H.

Relâcher les spécifications hardware des radars par traitement du signal

Enfin, un dernier axe d'étude qui me tient à cœur consiste à relâcher les contraintes de spécification des radars, de qualification des radars et de mise en œuvre par analyse des données enregistrées.

Nous avons montré dans le Chapitre III que l'on pouvait corriger des paramètres de trajectoire en utilisant des techniques de focalisation. Au Chapitre IV nous avons présenté une méthode qui permet de mesurer le rapport entre la réponse fréquentielle d'un point brillant entre les polarisations H et V à partir de mesures polarimétriques même si cette réponse évolue avec l'angle d'incidence (cas de diagrammes d'antenne complexes). De même nous avons présenté comment corriger les déformations spectrales en temps long entre deux voies d'acquisition. Cette mesure peut permettre d'estimer l'angle entre le vecteur vitesse et l'orientation de l'avion au cours du temps. Toutes ces techniques trouvent leur application dans un laboratoire comme l'ONERA où les radars testés sont toujours des prototypes et qui n'ont pas été qualifiés au même niveau que l'est un radar opérationnel. En se projetant à moyen terme sur des systèmes radar embarquables facilement sur n'importe quelle plateforme à bas coût, on peut penser que les problématiques rencontrées à l'ONERA apparaîtront aussi dans le monde des radars opérationnels. Nous pensons donc qu'il est important de continuer dans cette voie afin de rendre l'imagerie SAR et ses applications plus facilement exploitables.

Je souhaiterais conclure ce mémoire en mentionnant que jusqu'à présent les problématiques mentionnées ici étaient très spécifiques à l'imagerie aéroportée haute résolution. En imagerie spatiale, les trajectoires sont supposées rectilignes et les résolutions obtenues permettent de rester sur des hypothèses de bande étroite. Cependant, avec les nouveaux modes de Terrasar X et les satellites prévus dans l'avenir, ces hypothèses risquent de ne plus être valides et les analyses présentées ici auront un intérêt dans le monde beaucoup plus ouvert de l'imagerie SAR spatiale civile.

ANNEXE A. CURRICULUM VITAE

Etat civil

état civil Hélène Oriot, née le 11 décembre 1968, mariée, deux enfants.

établissement ONERA/DEMR
 Chemin de la Hunière
 F-91761 Palaiseau Cedex
 Tel : 01 80 38 62 31

email helene.oriot@onera.fr
adresse postale 3 rue pasteur 92290 Châtenay Malabry

Titres universitaires

1991 Diplôme d'ingénieur de l'Ecole Centrale Paris, option « océan »

**1992 Master of Science in Ocean Engineering,
 Massachusetts Institute of Technology, USA**

**1996 Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse,
 spécialité informatique**
*Extraction de modèles numériques de terrain par interférométrie radar
satellitaire : algorithmie et artefacts atmosphériques*
Mention très honorable avec félicitations du jury

Président : Pr. Noailles (ENSEEIH), directeur de thèse
Rapporteurs : Pr. F. Rocca (Polimi, Italie),
 Pr. H. Sauvageot (Observatoire Midi-Pyrénées),
 Pr. J. Taboury (Ecole Supérieure d'Optique)
Examineurs : D. Massonnet (CNES), encadrant
 Dr. J.A. Sirat (MCS)

Parcours professionnel

1993 – 96 Matra Cap Systèmes
 Doctorante

Depuis 1996 ONERA

1996 - 2005 DES : Ingénieur de Recherche dans l'unité Traitement d'Images
DTIM : Ingénieur de Recherche dans l'unité Traitement d'Images

		puis dans l'unité Images Observation Renseignement
2005 - 2012	DEMR :	Ingénieur de Recherche dans l'unité Radar Imageurs et Expérimentations (RIM)
2012 - 2017	DEMR	Maître de recherche dans l'unité RIM Responsable scientifique de la partie traitement de l'unité
2013 - 2017	DEMR	Adjointe au chef de l'unité RIM
2018	DEMR	Chef de l'unité de recherche TERE (comprenant 9 docteurs ou ingénieurs de recherche, 1 doctorant, 1 post-doctorant).

Enseignement (100 h au total)

- 2000-2005 : Sup-Aéro : Co-responsable avec G. Le Besnerais, d'un cours intitulé « Stéréovision » en 3^{ème} année, filière « Imagerie Spatiale » (10 h/an).
- 2003-2005 : Sup-Aéro : Enseignement d'un cours intitulé « Cartographie » en 3^{ème} année de Sup-Aero, filière « Imagerie Spatiale » (10h/an).
- 2008 -2017 : ESGT, Conférence donnée aux élèves de 3^{ème} année "Cartographie radar" (2 heures / an)

Activités liées à l'Administration

Participation à des groupes de travail scientifiques

- 2000-2006 : sous-groupes RADAR et LISA du GEIT (groupe de travail DGA)
- 2003-2005 : groupe de travail ORFEO (groupe initié par le CNES)
- 2014 : sous-groupe OTAN Set191 Lecture series *Radar and SAR Systems for Airborne and Space-based Surveillance and Reconnaissance*

Participation à des comités scientifiques

- 2016-2017 : membre du comité scientifique de Centrale-Supelec

Activités liées à la Recherche

organisation de colloques, séminaires

- JSO "3D aérien nouveaux capteurs, nouveaux enjeux", 18 octobre 2001
co-organisation avec Guy Le Besnerais
Cette journée a réuni les principaux acteurs français du domaine 80 participants et a permis d'aborder une large palette de problématiques et de techniques pour des moyens physiques divers (optique, SAR, laser).
- Lecture serie OTAN " Radar and SAR systems for airborne and space-base Surveillance and Reconnaissance les 13 et 14 novembre 2014, Châtillon
- co-présidente du comité scientifique des journées ENVIREM 2015.

Chairman de session de congrès

- Workshop CNES/DLR, Munich, Allemagne, 2003
- Workshop ASAR 2011, St Hubert, Canada, 2011
- RADAR 2014, Lille, France 2014

- EUSAR 2014, 2016

Tutorial

- EUSAR 2016 : “Circular SAR imagery and Applications”, H Oriot

Jury de thèses

- Membre du Jury invité
Mars 2004 : C. Tison, *Interférométrie RSO à haute résolution en milieu urbain : application au calcul de MNS urbain*, Ecole nationale Supérieure des Télécommunications.
- Membre du Jury
Avril 2002 : thèse de Mlle Simonetto, *Extraction 3D de structures industrielles sur images RAMSES haute résolution par radargrammétrie*, Université de Rennes I.

Janvier 2007 : thèse de M. Cellier, *Reconstruction 3D de bâtiments interférométrie RSO haute résolution : approche par gestion d'hypothèses.*, Ecole nationale Supérieure des Télécommunications.

Juin 2009 : thèse de Mlle Chaabouni-Chouayakh, *Interprétation multi-niveaux des images RSO à haute résolution : application à l'analyse des zones urbaines à l'aide de techniques de fusion*, Télécom Paris Tech.

Décembre 2013 : thèse de M Poisson, *Reconstruction de trajectoires de cibles mobiles en imagerie RSO circulaire aéroportée*, Télécom Paris Tech.

Avril 2014 : thèse de Mme Soheili Majd, *Classification d'images RSO polarimétriques à haute résolution spatiale sur site urbain*, CNAM Paris

Septembre 2017 : thèse de Mme Zaynab Guerraou, *Rétrodiffusion micro-onde par la surface océanique en incidence élevée : approche conjointe théorique et expérimentale*, Université de Toulon

Novembre 2017 : thèse de Antoine Jouadé, *Millimeter-wave Radar Imaging Systems : Focusing Antennas, Passive Compressive Device dor MIMO configurations and High Resolution Signal Processing*, université de Rennes 1.
- Rapporteur (avec dérogation)
Avril 2010 : thèse de Mlle Gabrielle Lehureau, *Fusion de données optique et radar à haute résolution en milieu urbain*, Telecom Paris Tech

Relectures scientifiques

- Revues dans les journaux suivants :
 - Journal of Global Optimization
 - Bulletin de la Société Française de Photogrammétrie et Télédétection
 - Photogrammetric Engineering and Remote Sensing
 - Geoscience and Remote Sensing letters
 - Transactions on Geoscience and Remote Sensing
 - Sensors
- Revue d'articles pour des colloques :
 - IGARSS 2008 à 2015
 - EUSAR 2012 à 2018
 - RADAR 2014
 - APSAR 2015

Evaluations scientifiques

- 2008 : Pour l'Agence Spatiale Italienne, Evaluation de 4 projets soumis à l'Agence Spatiale Italienne concernant l'utilisation des données du satellite Cosmo-Skymed (CSK)
- 2013 : Evaluation scientifique d'un projet dans le cadre de l'ANR CSOSG

Programmes d'échanges, collaboration, projets nationaux, réseaux internationaux, projets national, européen

Collaborations

- | | |
|------------------------------|-----------------------------|
| ○ Telecom ParisTech : | F. Tupin, J.M. Nicolas |
| ○ IETR, université de Rennes | L. Ferro-Famil |
| ○ SONDRRA | L. Thirion |
| ○ ESGT | E. Simonetto |
| ○ NTU (Singapour) | LIU Weixian |
| ○ DSO (Singapour) | ANG Wee Peng |
| ○ DLR (Allemagne) | M. Datcu |
| ○ CNES | R. Fjortoft, D. Carbonne, |
| ○ CEA | R. Binet, B. Pinel-Puysegur |
| ○ FOI | L. Ulanders |

Projets nationaux

Participation à de nombreux projets financés par la DGA (au moins 1 par an depuis 18 ans) (PEA, REI, ...)

Projets internationaux

- LORAM et LORAMBIS : Etude sur le FOPEN (pénétration sous feuillage) en bandes-basses et en configuration bistatique dans le cadre arrangement technique Franco-suédois.
LORAM : responsable du lot sur le GMTI (détection de cibles mobiles)

LORAMBIS : suivi scientifique du projet

- MERSAWA : Etude sur le FOPEN (pénétration sous feuillage). Client : DSO (Singapour)
 - responsable scientifique de l'étude
 - responsable du lot : détection sous couvert
- BIOMASS : participation au programme de l'ESA BIOMASS (campagne TROPISAR)
 - responsable des traitements SAR
- SWOT : participation au programme franco-américain SWOT
 - responsable scientifique de campagnes de mesures
 - responsable d'études

Action de valorisation, brevets, prix

- Mars 2013 dépôt d'une enveloppe SOLEAU :
Utilisation de la fonction interférométrique, d'un radar à visée latérale, placé sur véhicule terrestre pour détecter les changements des zones placées de part et d'autre des voies.
- Best Paper Award, Radar 2017, pour : "Reducing false alarm rate by testing the proportionality of covariance matrices", auteurs : A Taylor, H Oriot, F Brigui, L Savy, P Forster, F Daout.

Administration liée à la recherche

coordination de projets

- projets de recherche pour la DGA :
 - PEA IFMULTI (18 mois) : campagne de mesure et étude en interférométrie radar (3 ingénieurs de recherche)
 - PEA DCSAR (30 mois) : campagne de mesure et étude sur la détection de changements par imagerie SAR (3 ingénieurs de recherche),
 - DELOCCIMOSAR (18 mois) : Upgrade d'un radar, campagne de mesures, dépouillement de données (2 ingénieurs)
- projets d'expertise pour la DGA MUSIS (2 ans): Expertise sur les systèmes satellitaires (4 ingénieurs)
- projet de recherche interne VERI : Veille par radar imageur (40 mois) : équivalent à 1 ingénieur de recherche sur la durée du projet

Coordination scientifiques de projets

- coordination des travaux scientifiques sur de nombreux projets au profit de la DGA

Depuis 2013 : adjoint au chef d'unité

- répartition des travaux du personnel de RIM Palaiseau (5 permanents et 1 doctorant)
- suivi administratif et scientifique, coordination et orientations des travaux des ingénieurs-chercheurs de l'unité RIM localisés à Palaiseau
- contribution à la réflexion prospective et à l'élaboration des travaux futurs de l'unité.

Encadrement

Stage de DEA/Ingénieur/

J.P Guigui, *Segmentation du sol et du sursol à partir de couples stéréoscopiques aériens*, Rapport de stage de DEA, ENSEA, juillet 1998.

(100% encadrement)

E. Simonetto, *Mise en correspondance de contours sur des images radar*, Rapport de stage de DEA, ENST Bretagne, septembre 98.

(100% encadrement)

F.Thuriau, *Stéréoscopie par imagerie infrarouge issue d'un capteur barrette*, Rapport de stage de fin d'étude de l'ENSICA, 1999.

(100% encadrement)

C. Lallemand, *Mesures de ressemblance entre des images SAR réelles et des images SAR simulées à partir de modèles 3D*, Rapport de DEA et de fin d'études ENSIETA, août 2002.

(100% encadrement)

N. Borel, *Développement d'une interface de visualisation pour imagerie Laser*, rapport de stage de DESS Ingénierie Mathématique, Université Joseph Fourier, Grenoble ; septembre 2003 (50% encadrement)

J.P. Porhel, *Etude de la stabilité des points brillants en imagerie SAR*, stage ingénieur de l'ISEN Brest septembre 2004 (100% encadrement)

S. Palm, *Reconstruction de scènes 3D à partir d'images radar aéroportées prises selon une trajectoire circulaire*, Stage ingénieur en préparation du titre de Dipl-Ing. degree in computer engineering de Rheinisch-Westfaelische Technische Hochschule RWTH, Aachen, Germany, juillet 2009. (100% encadrement)

Encadrement de thèses

1998-2002 : E. Simonetto, *Extraction 3-D de structures industrielles sur des images RAMSES haute résolution par radargrammétrie*, Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1, 30 avril 2002. mention très honorable

encadrement : H. Oriot (90%), directeur de thèse : R Garello (10%)

2003-2007 : F. Cellier, *Reconstruction 3D de bâtiments interférométrie RSO haute résolution : approche par gestion d'hypothèses.*, Ecole nationale Supérieure des Télécommunications. mention très honorable

encadrement : H. Oriot (80%), directeur de thèse : JM Nicolas (20%)

2011- 2014 : J.B. Poisson, *Imagerie SAR circulaire aéroportée*, Télécom ParisTech, co-directeur : H. Oriot (70%), directeur de thèse : F. Tupin (30%)

2014- 2016: A Taylor, *Exploitation de l'imagerie SAR pour la détection et la localisation des cibles mobiles - traitements SAR-MTI simultanés*, Université Paris-Saclay.

co-encadrement : H. Oriot (75%), L. Savy (5%) F. Daout (10%), directeur de thèse : P Forster (10%)

2016-2018 : C. Rambour, *Approches tomographiques structurelles pour l'analyse du milieu urbain par tomographie SAR THR*, Université Paris-Saclay.

- co-encadrement : L. Denis (40%), H. Oriot (10%)
- directeur de thèse : F. Tupin (40%)

ANNEXE B. LISTE DES PUBLICATIONS

Articles dans des revues internationales

- [A- 1] M. Gensane, H. Tarayre, "Tests of sea-bottom discrimination with a parametric array", *Acoustics Letters*, Vol 16, n° 5, 1992.
- [A- 2] H. Tarayre, D. Massonnet, "Atmospheric propagation heterogeneities revealed by ERS 1", *Geophysical Research Letters*, Vol 23, pp 989-992, Mai 1, 1996.
- [A- 3] H.Oriot, A. Michel, Building extraction from stereoscopic aerial images, *Applied Optics*, vol 43, n° 2, pp 218-226, janvier 2004.
- [A- 4] E. Simonetto, H. Oriot, R. Garello, "Rectangular building extraction from stereoscopic radar images", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol 43, n°10, pp 2386-2395, Oct 2005.
- [A- 5] O. Ruault du Plessis et al, "ONERA SAR facilities", *IEEE Aerospace and Electronics Systems magazine*, vol 26, pp 34-30, nov 2011.
- [A- 6] J.P Bruyant et al.. « SETHI: The Flying Lab", *International Journal of Electronics and Telecommunications*, Vol 57 n°1, pp 29-35, 2011.
- [A- 7] P. Dubois-Fernandez, et al., "The TropiSAR airborne campaign in French Guiana: Objectives, description and temporal behavior of the backscatter signal", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol 50, n° 8: pp 3228-3241 (2012).
- [A- 8] S. Palm, H. Oriot, H. Cantalloube, "Radargrammetric DEM extraction over urban area using circular SAR imagery", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, . Vol 50, n° 11: pp 4720-4725 (2012).
- [A- 9] R. Fjortoft et al., "KaRIn on SWOT: Specificities of Near-nadir Ka-band Interferometric SAR Imagery", in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 52, no. 4, pp. 2172-2185, April 2014.
- [A- 10] J. B. Poisson, H. M. Oriot and F. Tupin, "Ground Moving Target Trajectory Reconstruction in Single-Channel Circular SAR," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 53, no. 4, pp. 1976-1984, April 2015.
- [A- 11] A. Taylor, H. M. Oriot, L. Savy, F. Daout and P. Forster, "Moving Targets Detection Capacities Improvement in Multichannel SAR Framework," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 55, no. 6, pp. 3248-3260, June 2017.

- [A- 12] A. Taylor, P. Forster, F. Daout, H. M. Oriot and L. Savy, "A Generalization of the Fixed Point Estimate for Packet-Scaled Complex Covariance Matrix Estimation," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 65, no. 20, pp. 5393-5405, Oct.15, 15 2017.

Articles dans des revues françaises

- [A- 13] H. Ancey, S. Mascle, H. Tarayre, L. Peytavin, J.-A. Sirat, M. Mariton, « Valorisation des plateformes RSO. Cas particulier du déroulement des franges interférométriques », *Bulletin de la S.F.P.T.*, n°138, pp. 66-72, 1995.
- [A- 14] H. Oriot, A. Michel, « Reconstruction 3D de sites urbains par stéréoscopie optique haute résolution », *Bulletin de la SFPT n°166*, 2002.
- [A- 15] O. Poirel, H. Oriot, « Extraction de structures 3D par interférométrie haute résolution RAMSES », *Bulletin de la SFPT n°166*, 2002.
- [A- 16] E. Simonetto, H. Oriot, R. Garelo, « Extraction 3D de structures industrielles par radargrammétrie haute résolution », *Bulletin de la SFPT n°166*, 2002.
- [A- 17] P. Cornic, H. Oriot, A. Michel, « Extraction semi-automatique de bâtiments par contours actifs surfaciques. Adaptation au contexte Pléiades », *Bulletin de la SFPT*, 2005.

Conférences invitées

- [A- 18] H. Oriot, F. Cellier, "Complementarity of radargrammetry, interferometry and monoscopic measures for building extraction on high resolution SAR images", *Proceedings of IGARSS'04*, Anchorage, USA, sept 2004.
- [A- 19] F. Cellier, H. Oriot, J.M. Nicolas, "Study of altimetric mixtures in layover areas on high-resolution InSAR images", *Proceedings of EUSAR 2006*, Dresde, Allemagne, mai 2006.
- [A- 20] H. Oriot, H. Cantalloube, "Circular SAR imagery for urban remote sensing", *Proceedings of EUSAR 2008*, Friedrichshafen, Allemagne, juin 2008.
- [A- 21] H. Oriot, H. Cantalloube, B. Vaizan, "STAP or Along Track Interferometry: two different perspectives", *Proceedings of EUSAR 2008*, Friedrichshafen, Allemagne, juin 2008.
- [A- 22] S. Palm, H. Oriot, "DEM extraction over urban area using circular SAR imagery" *Proceedings of EUSAR 2010*, Aix la Chapelle, juin 2010.
- [A- 23] H. Oriot, C. Coulombeix, and P. Dubois-Fernandez , "Polarimetric SAR Calibration for the SETHI system", *CEOS 2010*, Zurich, août 2010.

Conférences à comité de lecture

- [A- 24] H. Tarayre, D. Massonnet, "Effects of a refractive atmosphere on interferometric processing", Proceedings of IGARSS'94, Pasadena, USA, août 1994.
- [A- 25] H. Tarayre, D. Massonnet, J.A. Sirat, "Noise-robust phase-unwrapping method in radar", Proceedings of Satellite and Remote Sensing II, Paris, sept 1995.
- [A- 26] H. Tarayre-Oriot, D. Massonnet, "Atmospheric artifacts on interferograms", Proceedings of Fringe 96, Zurich, Suisse, sept 1996.
- [A- 27] H. Tarayre-Oriot, D. Massonnet, "New methods of phase unwrapping in SAR Interferometry", Proceedings of Fringe 96, Zurich, Suisse, sept 1996.
- [A- 28] H. Oriot, G. Le Besnerais, "Matching Aerial Stereo Images Using Graduated Non Convexity Techniques", Proceedings of ISPRS, Columbus, USA, juil 1998.
- [A- 29] A. Michel, H. Oriot, O. Goretta, " of Rectangular Roofs on Stereoscopic Images, An Interactive Approach", Proceedings of ISPRS, Columbus, USA, juil 1998.
- [A- 30] G. Le Besnerais, H. Oriot, "Disparity estimation for high resolution stereoscopic reconstruction using the GNC approach", Proceedings of ICIP 98, Chicago, USA, oct 1998.
- [A- 31] E. Simonetto, H. Oriot, R. Garello, "3D extraction from airborne SAR imagery", Proceedings of EUROPTO, SPIE vol 3868, Florence, Italie, sept 1999.
- [A- 32] E. Simonetto, H. Oriot, R. Garello, "Potentiality of High Resolution SAR Images for Radargrammetric Applications", Proceedings CEOS'99, Toulouse, oct 1999.
- [A- 33] X. Dupuis, J. Dupas, H. Oriot, "3D Extraction From Interferometric High Resolution SAR Images Using the Ramses Sensor", Proceedings of EUSAR'2000, Munich, Allemagne, mai 2000.
- [A- 34] E. Simonetto, H. Oriot, R. Garello, "Extraction of Industrial Structures and DEM from Airborne SAR Images", Proceedings of PSIP, Marseille, jan 2001.
- [A- 35] D. Petit et al. "Spatial phase behavior in SAR images" , SAR Image Analysis, Modelling, and Techniques IV Location: Toulouse, France Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering Vol 4543, sept. 2001
- [A- 36] E.Simonetto, H. Oriot, R. Garello, "Extraction of industrial buildings from stereoscopic airborne radar images", 8th International Symp. on Remote Sensing, Toulouse, sept 2001.
- [A- 37] E. Simonetto, H Oriot, R Garello, J-M Le Caillec, "Radargrammetric processing for 3-D building extraction from high-resolution airborne SAR data", Proceedings of IGARSS 03, Toulouse, juil 2003.

- [A- 38] H. Oriot, "Statistical snakes for building extraction from stereoscopic aerial images", *Proceedings of PIA, Munich, Allemagne, sept 2003.*
- [A- 39] F Cellier, H. Oriot, JM. Nicolas, "Introduction of the mean shift algorithm in SAR imagery: application to shadow extraction", *Proceedings of EARSel, 2005, Porto, Portugal, juin 2005.*
- [A- 40] F. Cellier, H. Oriot, J.M. Nicolas, "Hypothesis management for building reconstruction from high resolution InSAR imagery," *Proceedings of IGARSS'06, Denver, USA, juil 2006.*
- [A- 41] H. Oriot, B. Vaizan, "Preliminary results on Ground Moving Target Detection with L band data acquired with the RAMSES sensor", *Proceedings of EUSAR, Dresde, Alleamgne, mai 2006.*
- [A- 42] Ph. Dreuillet et al, "The ONERA RAMSES SAR: latest significant results and future developments", *Proceedings of 2006 IEEE Radar Conference, Verona, NY, USA , avril 2006.*
- [A- 43] H. Oriot, S. Angelliaume, X. Dupuis, "The Ramses multi-pass interferometry campaign in X- band", *Proceedings of FRINGE 2007, Frascati, Italie, nov 2007.*
- [A- 44] X. Dupuis et al., "Very high resolution interferogram acquisition campaign and processing", *Proceedings IGARSS 2007, Barcelona, Espagne, juil 2007.*
- [A- 45] H.M Cantalloube, E. Colin-Koeniguer, H. Oriot, "High resolution SAR imaging along circular trajectories", *Proceedings of IGARSS 2007, Barcelone, Espagne, juil 2007.*
- [A- 46] S. Angelliaume, H. Oriot, X. Dupuis, "A coherent change detection analysis using multi-pass airborne interferometric data at X-band", *Proceedings of EUSAR 2008, Friedrichshafen, Allemagne, juin 2008.*
- [A- 47] S. Angelliaume, H. Oriot et al., "Multi-pass airborne interferometry campaign at X-band", *Proceedings of EUSAR 2008, Friedrichshafen, Allemagne, juin 2008.*
- [A- 48] X. Dupuis, Oriot H.; Angelliaume S., "Very high resolution interferogram acquisition campaign and analysis" , *Proceedings of IGARSS 2008, Boston, USA, juil 2008.*
- [A- 49] H.M Cantalloube, H. Oriot, E. Colin-Koeniguer, "Physic and experimental issues on high resolution SAR imaging of urban area" , *Proceedings of IGARSS 2008, Boston, USA, juil 2008.*
- [A- 50] G. Bonin, et al. "The new ONERA Multispectral Airborne SAR System in 2009", *Proceedings of 2009 IEEE Radar Conference Location: Pasadena, USA, mai 2009.*

- [A- 51] S. Angelliaume, et al., "SETHI, the ONERA airborne SAR sensor, and his low frequency capability", *Proceedings IGARSS 2009*, Cape Town, Afrique du Sud, juil 2009
- [A- 52] H. Oriot, X. Dupuis, F. Janez, J. Israel, "Change detection using very high resolution airborne Interferograms", *Proceedings of RADAR 2009*, Bordeaux, oct 2009.
- [A- 53] H. Oriot, X. Dupuis and O. Ruault Du Plessis, "Coherent change detection in urban environment," *8th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Aachen, Germany, 2010, pp. 1-3.
- [A- 54] O. du Plessis, et al., "ONERA SAR facilities", *Proceedings of RADAR 2010*, Washington, USA, mai 2010.
- [A- 55] S. Angelliaume et al. "Ship detection using airborne SAR data acquired at X-band" , *Proceedings of RADAR 2010*, Washington, USA, mai 2010.
- [A- 56] S. Angelliaume, et al., "Ship detection using airborne SAR data acquired at X-band", *Proceedings of EUSAR 2010*, Aix la Chapelle, Allemagne, juin 2010.
- [A- 57] P. Dubois-Fernandez, H. Oriot et al., "TropiSAR, a SAR data acquisition campaign in French Guiana", *Proceedings of EUSAR 2010*, Aix la Chapelle, Allemagne, juin 2010.
- [A- 58] H. Oriot, C. Coulombeix, P. Dubois-Fernandez, "Polarimetric UHF Calibration for SETHI", *proceedings of PIERS 2010*, Boston, juil 2010.
- [A- 59] P. Dubois-Fernandez, H. Oriot H, C. Coulombeix, et al.: "TropiSAR: exploring the temporal behavior of P-band SAR data" , *Proceedings of IGARSS 2010*, Honolulu, USA, juil 2010.
- [A- 60] P. Dubois-Fernandez et al., "The TropiSAR campaign in french guiana: in-situ & SAR datasets and first PolInSAR analysis" , *proceedings of PolInSAR 2011*, Frascati, jan. 2011
- [A- 61] J.F. Nouvel , et al "Near-Nadir Ka-band radar backscattering measurements over water surfaces, in preparation of the swot mission" , *Proceedings of OCEANS 2011*, Santander, Espagne, juin 2011
- [A- 62] H Oriot, et al., "Parking lot Monitoring using very high resolution X-band multipass interferograms", *Advanced SAR Workshop*, Saint Hubert, Canada, juin 2011.
- [A- 63] H. Oriot, C. Coulombeix, O. Ruault du Plessis, "Analysis of parked vehicles on very high resolution interferometric images", *EUSAR 2012; 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Nuremberg, Germany, 2012, pp. 143-146.

- [A- 64] J.B. Poisson, H. Oriot, F. Tupin, "Moving Target tracking using circular SAR imagery", *EUSAR 2012; 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Nuremberg, Germany, 2012*, pp. 143-146.
- [A- 65] L. M. H. Ulander et al., "Bistatic VHF/UHF-band airborne SAR experiment," *IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012)*, Glasgow, UK, 2012, pp. 1-6.
- [A- 66] H Oriot, Change detection analysis for under-cover detection in L and UHF band, *Polinsar 2013*.
- [A- 67] J. F. Nouvel, H. Oriot and J. Martinot-Lagarde, "Airborne data collection for SWOT mission," *2013 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium - IGARSS*, Melbourne, VIC, 2013, pp. 2947-2949.
- [A- 68] J. B. Poisson, H. Oriot and F. Tupin, "Performances analysis of moving target tracking in circular SAR," *2013 14th International Radar Symposium (IRS)*, Dresden, 2013, pp. 531-536.
- [A- 69] H. Oriot, V. Fabbro and J. Lemorton, "Effects of a magnetic storm on the coherence channel of P band satellite interferograms," *EUSAR 2014; 10th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Berlin, Germany, 2014, pp. 1-4.
- [A- 70] A. Taylor, P. Forster, F. Daout, H. Oriot and L. Savy, "A generalization of the fixed point estimate," *2015 23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Nice, 2015, pp. 1965-1968.
- [A- 71] H. M. J. Cantalloube and H. Oriot, "Very high resolution polarimetric synthetic aperture radar imaging through repeat-pass acquisitions," *2015 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Milan, 2015, pp. 3818-3821.
- [A- 72] H. M. J. Cantalloube, H. Oriot and R. Fjørtoft, "Processing issues for very low incident angle synthetic aperture interferometric space-borne radar," *2015 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Milan, 2015, pp. 4073-4076.
- [A- 73] A. Taylor, H. Oriot, L. Savy, F. Daout and P. Forster, "Moving targets detection and location estimation on airborne SAR images," *2015 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Milan, 2015, pp. 3127-3130.
- [A- 74] A. Taylor, H. Oriot, L. Savy, F. Daout and P. Forster, "Improving SAR-MTI Detection Capacities by Adaptive Antennas Calibration," *Proceedings of EUSAR 2016: 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Hamburg, Germany, 2016, pp. 1-4.

- [A- 75] H. Oriot, H. Cantalloube, A. Taylor and L. Savy, "High resolution airborne SAR/GMTI using a 2 channel antenna," *Proceedings of EUSAR 2016: 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Hamburg, Germany, 2016, pp. 1-4.
- [A- 76] H. M. J. Cantalloube, J. F. Nouvel, S. Azarian, A. Cheraly, S. Roques and H. Oriot, "Rail-borne SAR interferometry for Disaster Prevention," *Proceedings of EUSAR 2016: 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Hamburg, Germany, 2016, pp. 1-5.
- [A- 77] H. M. J. Cantalloube, A. Combernoux and H. Oriot, "Repeat-pass autofocus for airborne polarimetric synthetic aperture radar tomography," *2017 18th International Radar Symposium (IRS)*, Prague, 2017, pp. 1-7.
- [A- 78] H. Oriot and M. Flecheux, "Moving target detection using 2 SAR images," *2017 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, Seattle, WA, 2017, pp. 1064-1068.
- [A- 79] C. Rambour et al., "Similarity criterion for SAR tomography over dense urban area". IEEE IGARSS, Jul 2017, Fort Worth (TX), United States. 2017
- [A- 80] A Taylor, H Oriot, F Brigui, L Savy, P Forster, F Daout, "Reducing false alarm rate by testing the proportionality of covariance matrices", *Proceedings of Radar'17, Belfast*, octobre 2017.

ANNEXE C. DEFINITION DES PARAMETRES DE QUALITE IMAGE

Cette annexe présente les mesures de qualité image telles qu'utilisées à l'ONERA [Har 01].

Résolution (distance ou azimut)

Notée p dans la suite. Largeur à -3 dB de la réponse impulsionnelle.

Cela correspond à la distance entre deux échos ponctuels telle que l'on commence à observer statistiquement (sur un grand nombre d'observations incohérentes) une baisse du signal entre les deux réflecteurs.

PSLR (peak side lobe ratio)

Le PSLR est défini comme le rapport entre le pic principal et le lobe secondaire, maximum mesuré dans l'intervalle $[-5p, 5p]$ excepté l'intervalle w entre les deux premiers zéros de la fenêtre de pondération utilisée autour du pic principal.

Un PSLR fort se traduit sur l'image par des « rebondissements » de la réponse à une cible ponctuelle.

La définition traditionnelle présente la faiblesse de fournir une bonne valeur si les pics secondaires sont noyés dans le pic central, car le pic suivant est alors seul mesuré.

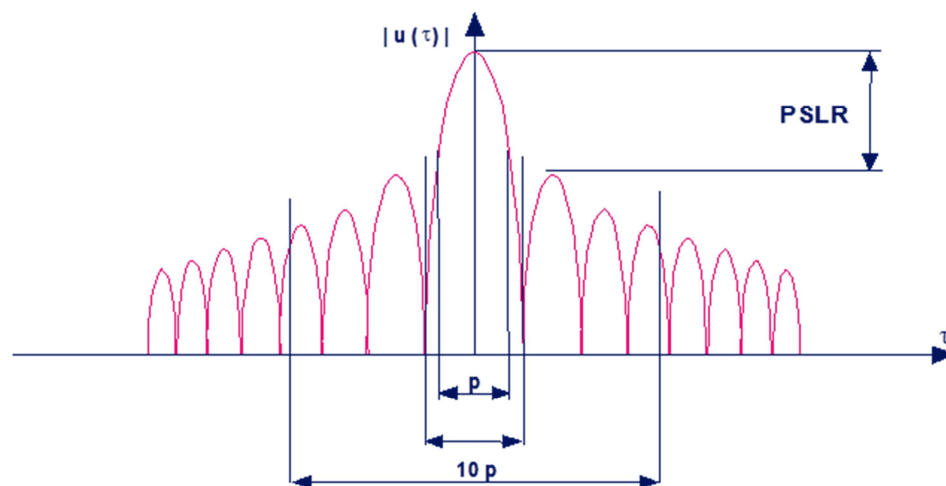


FIGURE C-1 MESURE DU PSLR

ISLR (integrated side lobe ratio)

C'est le rapport entre l'énergie intégrée de la réponse impulsionnelle sur l'intervalle $[-10p, 10p]$ excepté l'intervalle $[-p, +p]$.

Un ISLR fort se traduit par des étalements de la réponse d'une cible ponctuelle (présence de croix sur l'image au lieu de points).

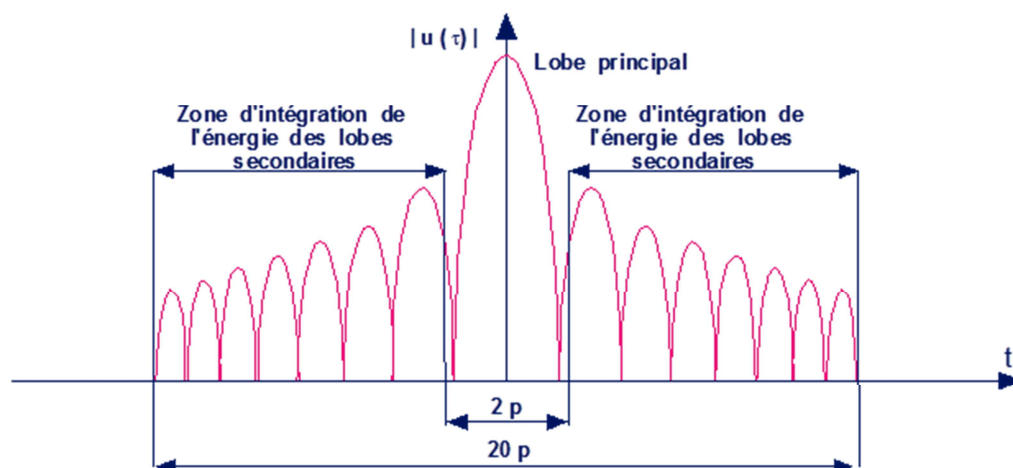


FIGURE C-0-1 MESURE DE L'ISLR

SSLR (spurious side lobe ratio)

C'est le rapport entre la valeur maximale de la réponse impulsionnelle dans un intervalle au-delà de $[-5p, 5p]$ et le pic principal s'il en déborde. En pratique, on sera obligé de mesurer les pics sur un intervalle borné, mais cette définition sans borne est préférable pour spécifier un besoin.

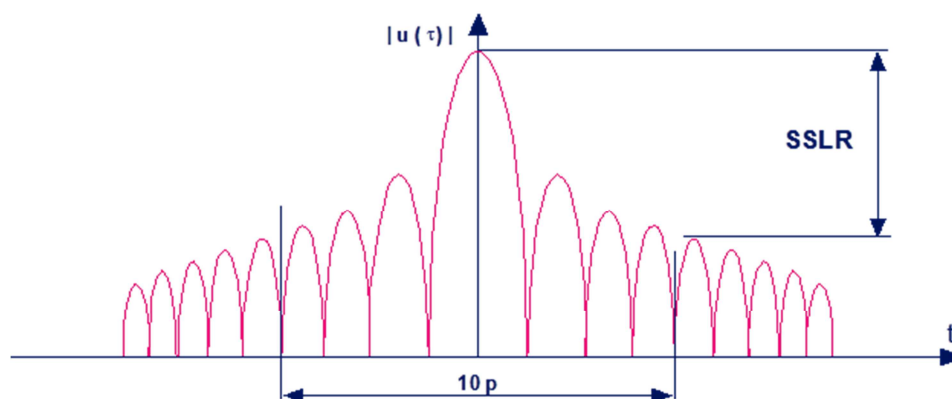


FIGURE C-0-2 MESURE DE L'ISLR

ANNEXE D. RÉ-ÉCHANTILLONNAGE INTERFÉROMÉTRIQUE

D-1 Ré-échantillonnage interférométrique sans erreur d'altitude

Ce paragraphe présente la transformation géométrique à appliquer à une image SAR pour la mettre dans une géométrie d'une autre image SAR (supposée prise le long d'une trajectoire parallèle) dans le cas où les rétrodiffuseurs sont situés dans un plan

D-1.1 Cas d'un terrain plat

Calcul de la transformation des spectres : matrice M et vecteur B

Au point P $(x_0 + x, y_0 + y, z_0 + z)$, situé voisinage d'un point (x_0, y_0, z_0) , on a :

$$\mathbf{R}_M = \begin{bmatrix} r_0 \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x + x_0)^2 + (z_0 - H)^2} \\ y_0 + y \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_E = \begin{bmatrix} r_{0E} \\ y_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x_0 + x - B_x)^2 + (z_0 - H - B_z)^2} \\ y_0 + y - B_y \end{bmatrix}$$

Au premier ordre en x et y

$$\mathbf{R}_E = \begin{bmatrix} r_E = r_{E0} + \sin\theta_E x \\ y + y_0 - B_y \end{bmatrix}, \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0 + \sin\theta_M x \\ y + y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_0 - \frac{\sin\theta_M}{\sin\theta_E} r_{E0} \\ B_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sin\theta_M}{\sin\theta_E} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_E \\ y + y_0 - B_y \end{bmatrix}$$

Avec : $r_{E0} = \sqrt{(x_0 - B_x)^2 + (z_0 - H - B_z)^2}$, $r_0 = \sqrt{(x_0)^2 + (z_0 - H)^2}$, $\sin\theta_{0M} = \frac{x_0}{r_0}$, $\sin\theta_{0E} = \frac{x_0 - B_x}{r_{E0}}$

On a :

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} r_{M0} - \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} r_{E0} \\ B_y \end{bmatrix}, \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

²⁹ Attention, ici θ ne représente pas l'incidence de l'onde mais sa projection dans le plan $(0,x,z)$.

Cas particulier où θ_{0E} et θ_{0M} sont proches

$$\frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} = \frac{x_0 r_{E_0}}{r_0(x_0 - B_x)} = \frac{r_{E_0}}{r_0} \left(1 + \frac{B_x}{x_0}\right)$$

$$\frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} = \frac{x_0 r_{E_0}}{r_0(x_0 - B_x)} = \left(1 - \frac{B_x x_0}{r_0^2} - \frac{B_z(z_0 - H)}{r_0^2}\right) \left(1 + \frac{B_x}{x_0}\right)$$

$$\frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} = \left(1 - \frac{B_x x_0}{r_0^2} - \frac{B_z(z_0 - H)}{r_0^2} + \frac{B_x}{x_0}\right)$$

$$\frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} = \left(1 - \frac{B_x x_0}{r_0^2} - \frac{B_z(z_0 - H)}{r_0^2} + \frac{B_x}{x_0}\right)$$

$$\frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} = \left(1 + \frac{B_x(z_0 - H)^2 - B_z(z_0 - H)x_0}{x_0 r_0^2}\right)$$

En posant

$B_{perp} = B_x \frac{(z_0 - H)}{r_0} - B_z \frac{x_0}{r_0}$: Base perpendiculaire à la ligne de visée projetée sur le plan orthogonal à l'avancée de l'avion

Et $B_{par} = B_z \frac{(z_0 - H)}{r_0} + B_x \frac{x_0}{r_0}$: Base parallèle à la ligne de visée projetée sur le plan orthogonal à l'avancée de l'avion

$$\frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} = \left(1 + \frac{B_{perp}(z_0 - H)}{r_0 x_0}\right)$$

$$\frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} = \left(1 - \frac{B_{perp}}{\tan\theta_{0M} r_0}\right)$$

Et :

$$r_{M_0} - \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} r_{E_0} = r_{M_0} - \frac{x_0 r_{E_0}^2}{r_{M_0}(x_0 - B_x)} = \frac{r_{M_0}^2 - r_{E_0}^2 \left(1 + \frac{B_x}{x_0}\right)}{r_{M_0}}$$

$$r_{M_0} - \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} r_{E_0} = \frac{r_{M_0}^2 - (r_{M_0}^2 - 2B_x x_0 - 2B_z(z_0 - H)) \left(1 + \frac{B_x}{x_0}\right)}{r_{M_0}}$$

$$r_{M_0} - \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} r_{E_0} = \frac{-r_{M_0}^2 \frac{B_x}{x_0} + 2B_x x_0 + 2B_z(z_0 - H)}{r_{M_0}}$$

$$r_{M_0} - \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} r_{E_0} = \frac{-r_{M_0}^2 B_x + 2B_x x_0^2 + 2B_z(z_0 - H)x_0}{x_0 r_{M_0}}$$

$$r_{M_0} - \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} r_{E_0} = \frac{-(z_0 - H)^2 B_x + B_x x_0^2 + 2B_z(z_0 - H)x_0}{x_0 r_{M_0}}$$

$$r_{M_0} - \frac{\sin\theta_{0M}}{\sin\theta_{0E}} r_{E_0} = \frac{(z_0 - H)B_{perp} + B_{par}x_0}{x_0}$$

On a donc :

$$\mathbf{M}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{B_{perp}}{\tan\theta_{0M}r_0} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} B_{par} - \frac{B_{perp}}{\tan\theta_{0M}} \\ B_y \end{bmatrix}$$

Positions relatives des spectres

Supposons deux images synthétisées avec des supports spectraux différents mais provenant de trajectoires parallèles. On a :

$$\begin{bmatrix} k_{vE} \\ k_{uE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_E - \gamma_M) & -\sin(\gamma_E - \gamma_M) \\ \sin(\gamma_E - \gamma_M) & \cos(\gamma_E - \gamma_M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_M \\ k_M \end{bmatrix}$$

Et :

$$K_{Ereoch} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_E - \gamma_M) & -\sin(\gamma_E - \gamma_M) \\ \sin(\gamma_E - \gamma_M) & \cos(\gamma_E - \gamma_M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_{vM} \\ k_{uM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} \cos\gamma_M k_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{ÉQUATION D-1}$$

La translation entre les centres des deux spectres est égale à :

$$\Delta K = \begin{bmatrix} \cos\gamma_E k_c - \cos\gamma_M k_c + \frac{\sin(\theta_{0E} - \theta_{0M})}{\tan\theta_{0M}} \cos\gamma_M k_c \\ \sin\gamma_E k_c - \sin\gamma_M k_c \end{bmatrix}$$

D-1.2 Cas d'un terrain plan

Dans le cas où les rétrodiffuseurs sont situés dans un plan d'équation on a :

$$n_x x + n_y y + n_z z = 0$$

$$\mathbf{R}_M = \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x+x_0)^2 + (z_0+z-H)^2} \\ y_0+y \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_E = \begin{bmatrix} r_E \\ y_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x_0+x-B_x)^2 + (z_0+z-H-B_z)^2} \\ y_0+y-B_y \end{bmatrix}$$

$$\sqrt{(x_0+x-B_x)^2 + (z_0+z-H-B_z)^2} = r_{E0} + \sin\theta_{E0}x - z\cos\theta_{E0}$$

$$\sqrt{(x_0+x-B_x)^2 + (z_0+z-H-B_z)^2} = r_{E0} + \left(\sin\theta_{E0} + \frac{n_x}{n_z}\cos\theta_{E0}\right)x - \frac{n_y}{n_z}y\cos\theta_{E0}$$

On pose :

$$\mathbf{R}_M = \mathbf{R}_{M0} + M_M \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{R}_E = \mathbf{R}_{E0} + M_E \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

On a :

$$M_E = \begin{bmatrix} \sin\theta_{E0} + \frac{n_x}{n_z}\cos\theta_{E0} & \frac{n_y}{n_z}\cos\theta_{E0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$M_M = \begin{bmatrix} \sin\theta_{M0} + \frac{n_x}{n_z}\cos\theta_{M0} & \frac{n_y}{n_z}\cos\theta_{M0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$M_E^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{n_z}{n_z\sin\theta_{E0} + n_x\cos\theta_{E0}} & \frac{n_y\cos\theta_{E0}}{n_z\sin\theta_{E0} + n_x\cos\theta_{E0}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_M = \mathbf{R}_{M0} + \left(M_M M_E^{-1} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} - M_E^{-1} \mathbf{R}_{E0}\right)$$

avec $r_{E0} = \sqrt{(x_0 - B_x)^2 + (z_0 - H - B_z)^2}$, $r_0 = \sqrt{(x_0)^2 + (z_0 - H)^2}$, $\sin\theta_{0M} = \frac{x_0}{r_0}$, $\sin\theta_{0E} = \frac{x_0 - B_x}{r_{E0}}$

Conditions sur K_E pour que $K_{Ereoch} = K_M$

On a l'égalité :

$$K_E^T M_E = K_M^T M_M$$

Soit :

$$\begin{cases} (n_z \sin \theta_{E_0} + n_x \cos \theta_{E_0}) k_E \cos \gamma_E = (n_z \sin \theta_{M_0} + n_x \cos \theta_{M_0}) k_M \cos \gamma_M \\ n_y \cos \theta_{E_0} k_E \cos \gamma_E + n_z k_E \sin \gamma_E = n_y \cos \theta_{M_0} k_M \cos \gamma_M + n_z k_M \sin \gamma_M \end{cases}$$

En utilisant les relations sur la direction de visée :

$$d = \begin{cases} u_x = \sin \theta \cos \alpha = \sqrt{\sin^2 \theta - \sin^2 \gamma} = \cos \gamma \sin \theta_0 \\ u_y = \sin \theta \sin \alpha = \sin \gamma \\ u_z = -\cos \theta = -\cos \gamma \cos \theta_0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \sin \theta_0 = \frac{\sqrt{\sin^2 \theta - \sin^2 \gamma}}{\cos \gamma}$$

Avec θ angle d'incidence, θ_0 angle d'incidence projeté dans le plan perpendiculaire à l'azimut, γ angle de squint, α angle de squint projeté au sol.

$$\begin{cases} (n_z u_{Ex} - n_x u_{Ez}) k_E = (n_z u_{Mx} - n_x u_{Mz}) k_M \\ -n_y u_{Ez} k_E + n_z k_E u_{Ey} = -n_y u_{Mz} k_M + n_z k_M u_{My} \end{cases}$$

$$\begin{cases} (\vec{n} \wedge \vec{u}_E)_y k_E = (\vec{n} \wedge \vec{u}_M)_y k_M \\ (\vec{n} \wedge \vec{u}_E)_x k_E = (\vec{n} \wedge \vec{u}_M)_x k_M \end{cases}$$

On a donc la relation :

$$[(\vec{u}_M \wedge \vec{n}) \wedge (\vec{u}_E \wedge \vec{n})] \cdot \vec{z} = 0 \quad \text{et} \quad k_E = k_M \frac{\|\vec{u}_M \wedge \vec{n}\|_x}{\|\vec{u}_E \wedge \vec{n}\|_x}$$

Ou encore

$$[(\vec{u}_E \wedge \vec{n})] \cdot \vec{u}_M \cdot \vec{z} = 0$$

$$[\vec{u}_M \cdot (\vec{u}_E \wedge \vec{n})] = 0 \quad \text{et} \quad k_E = k_M \frac{\|\vec{u}_M \wedge \vec{n}\|_x}{\|\vec{u}_E \wedge \vec{n}\|_x}$$

Équation D-2

D-2 Re-échantillonnage interférométrique avec erreur d'altitude

On ré-échantillonne l'image esclave au voisinage d'un ensemble de points P_z situés en $(x_1 + x, y_1 + y, z_1)$. Le traitement est réalisé en supposant que ces points sont situés sur le plan $(x_0 + x, y_0 + y, z_0)$. Les points $P_0(x_0, y_0, z_0)$ et $P_1(x_1, y_1, z_1)$ sont tels qu'ils apparaissent au même endroit sur l'image maître.

On appelle :

$\mathbf{R}_{E0}(r_{E0}, y_{E0})$ les coordonnées du point P_0 sur l'image esclave

$\mathbf{R}_{E0z}(r_{E0z}, y_{E0z})$ les coordonnées du point P_1 sur l'image esclave

$\mathbf{R}_{M0}(r_{M0}, y_{M0})$ les coordonnées des points P_0 et P_1 sur l'image maître.

$\mathbf{R}_{Mz}(r_{Mz}, y_{Mz})$ les coordonnées des points $P(x_1 + x, y_1 + y, z_1)$. sur l'image maître.

$\mathbf{R}_{Ez}(r_{Ez}, y_{Ez})$ les coordonnées des points $P(x_1 + x, y_1 + y, z_1)$. sur l'image esclave.

$$(sar_E)(r - r_{M0}, y - y_{M0}) = TF^{-1} \left(\iint_{\Lambda} a(r, y) \text{Support}_M(\mathbf{K}) e^{-j2\pi(\mathbf{K}^T(\mathbf{R}_{Mz} - \mathbf{R}_{M0}))} dr dy \right)$$

$$(sar_E)(r - r_{E0}, y - y_{E0}) = TF^{-1} \left(\iint_{\Lambda} a(r, y) \text{Support}_E(\mathbf{K}) e^{-j2\pi(\mathbf{K}^T(\mathbf{R}_{Ez} - \mathbf{R}_{E0z} + \mathbf{R}_{E0z} - \mathbf{R}_{E0}))} dr dy \right)$$

On a $(x_1 = x_0 + \delta x, y_1 = y_0, z_1 = z_0 + \delta z)$ avec $x_0 \delta x + (z_0 - H) \delta z = 0$

Au point $P(x_1 + x, y_1 + y, z_1)$, situé voisinage d'un point (x_1, y_1, z_1) , on a :

Avec $r_0 = \sqrt{x_0^2 + (z_0 - H)^2} = \sqrt{x_1^2 + (z_1 - H)^2}$

$$\mathbf{R}_M = \begin{bmatrix} \sqrt{(x + x_0)^2 + (z_0 - H)^2} \\ y_0 + y \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{R}_{Ez} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x_1 + x - B_x)^2 + (z_1 - H - B_z)^2} \\ y_1 + y - B_y \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{E0} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x_0 - B_x)^2 + (z_0 - H - B_z)^2} \\ y_0 - B_y \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{E0z} = \begin{bmatrix} \sqrt{(x_1 - B_x)^2 + (z_1 - H - B_z)^2} \\ y_1 - B_y \end{bmatrix} \simeq \mathbf{R}_{E0} + \begin{bmatrix} \frac{-B_x(z_0 - H) + B_z x_0}{x_0 r_0} \delta z \\ 0 \end{bmatrix} \simeq \mathbf{R}_{E0} - \begin{bmatrix} \frac{B_{perp}}{x_0} \delta z \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le ré-échantillonnage sur le plan z_0 transforme \mathbf{K} en \mathbf{K}' avec

$$\mathbf{K}'^T = \mathbf{K}^T \mathbf{M}_{z_0}^{-1}$$

On a donc :

$$\begin{aligned}
 & (sar_E)(r - r_{E0}, y - y_{E0}) \\
 & = TF^{-1} \left(\iint_{\Lambda} a(r, y) \text{Support}_E(\mathbf{K}) e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T \mathbf{M}_{z0} \mathbf{M}_z^{-1} (\mathbf{R}_{Mz} - \mathbf{R}_{M0}) + \mathbf{K}'^T \mathbf{M}_{z0} (\mathbf{R}_{E0z} - \mathbf{R}_{E0}))} dr dy \right) \\
 & (sar_E)(r - r_{E0}, y - y_{E0}) \\
 & = TF^{-1} \left(e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T \mathbf{M}_{z0} (\mathbf{R}_{E0z} - \mathbf{R}_{E0}))} \iint_{\Lambda} a(r, y) \text{Support}_E(\mathbf{K}) e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T \mathbf{M}_{z0} \mathbf{M}_z^{-1} (\mathbf{R}_{Mz} - \mathbf{R}_{M0}))} dr dy \right)
 \end{aligned}$$

Un développement limité en $(B_x, B_z \text{ et } \delta z)$ permet de calculer $\mathbf{M}_{z0} \mathbf{M}_z^{-1}$:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{M}_{z0} & = \begin{bmatrix} 1 - \frac{B_x x_0 + B_z (z_0 - H)}{r_0^2} + \frac{B_x}{x_0} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{M}_{z1} & = \begin{bmatrix} 1 - \frac{B_x x_0 + B_z (z_0 - H)}{r_0^2} + \frac{-B_x (z_0 - H) + B_z x_0}{x_0 r_0^2} \delta z + \frac{B_x}{x_0} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{M}_{z0} \mathbf{M}_{z1}^{-1} & = \begin{bmatrix} 1 - \frac{-B_x (z_0 - H) + B_z x_0}{x_0 r_0^2} \delta z & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{\delta z B_{perp}}{x_0 r_0} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Au premier ordre, le spectre de l'image esclave sera décalé de

$$\Delta K = -\frac{\delta z B_{perp}}{x_0 r_0} k_c \cos \gamma$$

L'image esclave sera décalée de l'image maître de :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{B}_{z0} & = \mathbf{M}_{z0} (\mathbf{R}_{E0z} - \mathbf{R}_{E0}) \\
 \mathbf{B}_{z0} & = \begin{bmatrix} 1 - \frac{B_{perp}}{\tan \theta_{0M} r_0} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -B_x (z_0 - H) + B_z x_0 \\ x_0 r_0 \\ 0 \end{bmatrix} \delta z
 \end{aligned}$$

Au premier ordre l'image esclave sera décalée de l'image maître de :

$$\mathbf{B}_{z0} = \begin{bmatrix} B_{perp} \delta z \\ x_0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

En négligeant l'impact du déterminant, on trouve, au premier ordre :

$$\begin{aligned}
 & (sar_E)(r - r_{E0}, y - y_{E0}) \\
 & = TF^{-1} \left(e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T)\mathbf{B}_{z_0}} \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T + \Delta\mathbf{K}^T)(\mathbf{R}_M - \mathbf{R}_{M0})} dr dy \right)
 \end{aligned}$$

Avec

$$\mathbf{B}_{z_0} = \begin{bmatrix} \frac{B_{perp}}{x_0} \delta z \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } \Delta K = -\frac{\delta z B_{perp}}{x_0 r_0} k_c \cos \gamma$$

ÉQUATION D-3

ANNEXE E. CONVOLUTION DES SPECTRES

Le calcul d'un interférogramme consiste à multiplier la première image avec le conjugué du signal de la deuxième image. Cela revient donc à convoluer le spectre de la première image par le spectre du conjugué de la deuxième image.

$$TF(sar_{Ereoch}(r, y) * sar_M^*(r, y)) = [A_E(K)Support_E(K) \otimes A_M^*(-K)Support_M(-K)]$$

Pour simplifier, on ne considère que la transformée de Fourier dans une direction. Le raisonnement est identique pour la deuxième direction :

$$TF(sar_{Ereoch}(r, y) * sar_M^*(r, y))(k) = \int A(k + k_0)A^*(k_0)Support_E(k + k_0)Support_M(k_0)dk_0$$

E-1 Explication visuelle

Lorsque les spectres sont décalés (que ce soit le spectre distance ou le spectre azimut), il est possible de montrer que cette convolution peut se décomposer en trois termes [Gat 94].

- un terme réel en $k=0$, correspondant au produit hermitien des bandes communes,
- un signal aléatoire symétrique conjugué autour $k=0$ qui va induire un bruit sur l'amplitude du signal provenant de la multiplication des fréquences communes des deux bandes entre elles,
- un signal aléatoire provenant de la multiplication des composants qui ne sont pas communs dans la bande. Ce signal n'est pas symétrique par rapport à $k=0$: il fait apparaître du bruit sur l'interférogramme.

En filtrant les parties non communes du spectre, on élimine ce bruit, et la phase interférométrique n'est plus bruitée.

La figure ci-dessous schématise la convolution. Chacune des 3 sous-figures schématise un terme du produit de convolution. Chaque terme correspond à l'intégrale de la multiplication des deux spectres. Dans le premier cas, ce terme correspond à un décalage fréquentiel nul, dans le deuxième cas à un terme fréquentiel positif et dans le troisième cas au terme fréquentiel négatif opposé au deuxième cas.

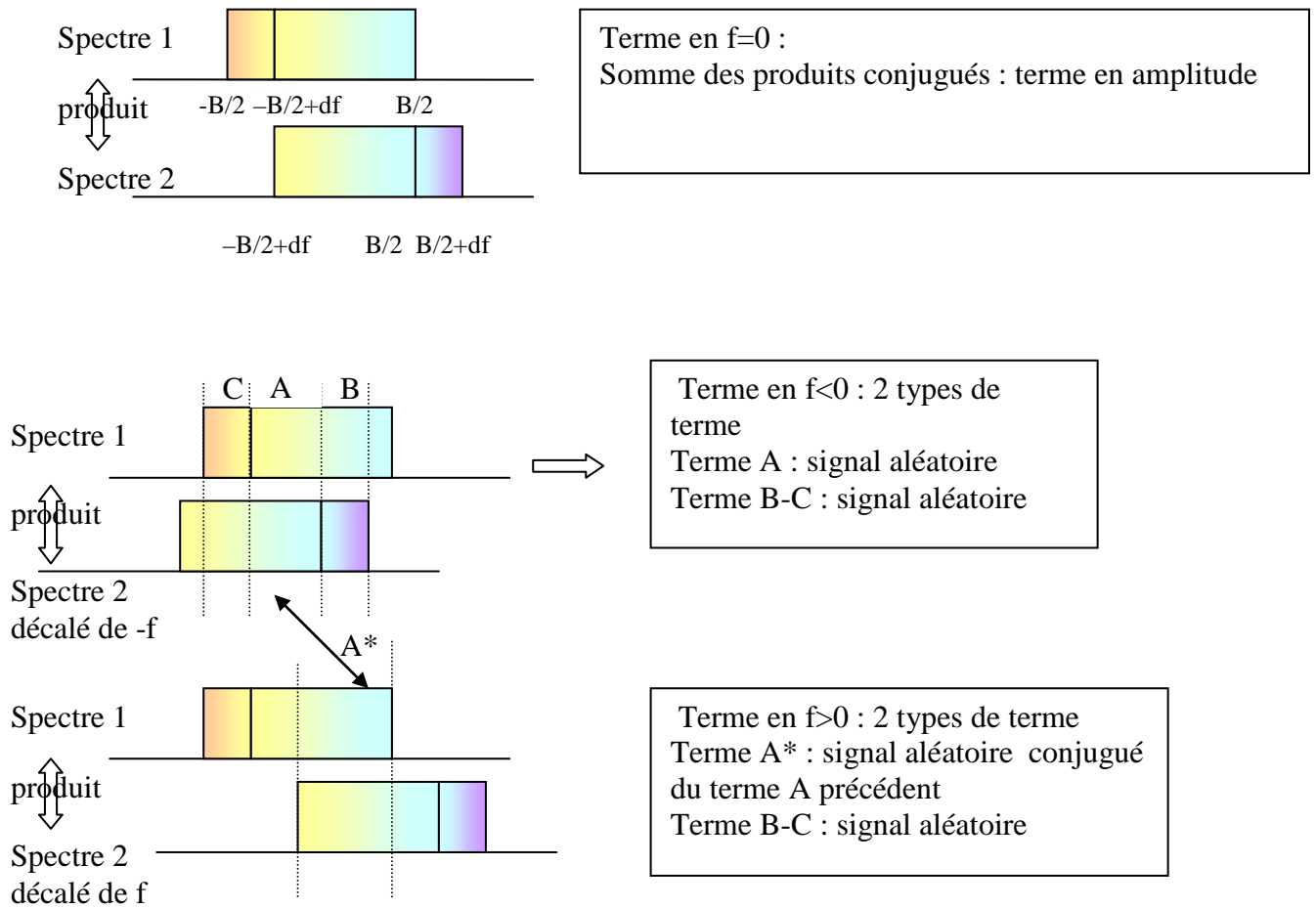


FIGURE E-1 -SCHEMA PRESENTANT LA CONVOLUTION ENTRE DEUX SPECTRES

De ce schéma, il apparaît que :

- l'information de phase interférométrique provient de la multiplication du spectre par le conjugué du spectre de la deuxième image
- que si les spectres sont disjoints, il n'y a plus d'information de phase interférométrique

E-2 Démonstration mathématique : cas parfaitement recalé

E-2-1 Clutter complètement développé

En négligeant le bruit thermique, l'image SAR maître s'écrit :

$$(sar_M)(r - r_0, y - y_0) = TF^{-1} \left(\iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi((K'^T)(R-R_0))} dr dy \right)$$

En appelant : $A(K) = \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi((K'^T)(R-R_0))} dr dy$

$$Spectre_M(K) = Support_M(K)A(K)$$

L'image esclave s'écrit:

$$(sar_E)(r - r_{E0}, y - y_{E0}) = TF^{-1} \left(\iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi \mathbf{K}^T (\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)} dr dy \right)$$

Avec : $Spectre_E(K) = Support_E(K) \cdot A(K)$

Dans la direction considérée, le support spectral de l'image maître est situé entre K_{Mmin} et K_{Mmax} , celui de l'image esclave entre K_{Emin} et K_{Emax} .

On suppose de plus que : $K_{Mmax} - K_{Mmin} = K_{Emax} - K_{Emin} = \nabla K$ et que $K_{Emin} > K_{Mmin}$

On appelle K_{moy} la fréquence spatiale moyenne de l'intersection des spectres, B_k la bande de fréquence spatiale correspondant à l'intersection des spectres et ΔK l'écart entre les deux spectres.

On a :

$$\begin{aligned} K_{Mmin} &= K_{moy} - \frac{B_k}{2} - \Delta K \\ K_{Mmax} &= K_{moy} + \frac{B_k}{2} \\ K_{Emin} &= K_{moy} - \frac{B_k}{2} \\ K_{Emax} &= K_{moy} + \frac{B_k}{2} + \Delta K \end{aligned}$$

Dans le domaine spectral, l'interférogramme s'écrit :

$$interf(K') = \int Spectre_E(K' + K) * Spectre_M^*(K) dK$$

$$interf(K') = \int_{-\infty}^{\infty} Support_E(K + K') Support_M(K) A(K + K') A^*(K) dK$$

$$interf(K') = \int_{\max(K_{Mmin}, K_{Emin} - K')}^{\min(K_{Mmax}, K_{Emax} - K')} A(K + K') A^*(K) * dK$$

Après un changement de variable $K' = K + K_{moy}$ et en appelant $A_c(K) = A(K + K_{moy})$ on a :

Pour $-B_k < K' < B_k + 2 \Delta K$

$$interf(K') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K')}^{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2} + \Delta K - K')} A_c(K' + K) * A_c^*(K) dK$$

Sinon

$$\text{interf}(K') = 0$$

On en déduit :

$$\text{interf}(-K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2}-\Delta K, -\frac{B_k}{2}+K'')}^{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2}+\Delta K+K'')} A(K - K'') * A^*(K) dK$$

Qui s'écrit :

$$\text{interf}(-K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2}-\Delta K-K'', -\frac{B_k}{2})}^{\min(\frac{B_k}{2}-K'', \frac{B_k}{2}+\Delta K)} A(K) * A^*(K + K'') dK$$

On a donc :

Pour $0 < K'' < B_k$:

$$\text{interf}(K'') = F(K'') + B(K'')$$

Pour $-B_k < K'' < 0$:

$$\text{interf}(-K'') = F^*(K'') + C(K'')$$

Pour $B_k < K'' < B_k + \Delta K$:

$$\text{interf}(K'') = D(K'')$$

Avec :

$$F(K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2}-\Delta K, -\frac{B_k}{2}-K'')}^{\min(\frac{B_k}{2}-K'', \frac{B_k}{2}+\Delta K)} A(K). A^*(K + K'') dK$$

$$B(K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2}-\Delta K-K'', -\frac{B_k}{2})}^{\max(-\frac{B_k}{2}-\Delta K, -\frac{B_k}{2}-K'')} A(K). A^*(K + K'') dK +$$

$$C(K'') = \int_{\min(\frac{B_k}{2}-K'', \frac{B_k}{2}+\Delta K)}^{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2}+\Delta K-K'')} A(K + K''). A^*(K) dK$$

Pour $K'' > B_k$

$$D(K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2}-\Delta K, -\frac{B_k}{2}-K'')}^{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2}+\Delta K-K'')} A(K + K''). A^*(K) dK$$

On a donc ;

$$\text{interf}(K) = F(K) \text{Support}_{\text{symétrique}} + B(K) \quad \text{avec Avec } F(-K) = F^*(K)$$

Or :

$$interf(r = r_0) = \int_{K''} interf(K'') dK''$$

Les termes issus de $B(K'')$, $C(K'')$ et $D(K'')$ sont des nombres complexes qui brulent l'interférogramme. Ces termes sont nuls lorsque les données ne sont pas décalées spectralement.

L'information interférométrique se réduit donc à :

$$interf(r = r_0) = \int_0^{B_k} [F(K'') + F^*(K'')] dK'' + \text{bruit} = \text{signal_reel} + \text{bruit}$$

E-2-2 Echo ponctuel

Pour un ponctuel, on a $\text{spectre}(K) = A$, constant

Comme précédemment, on a :

$$interf(K') = A_E(K) \text{Support}_E(K) \otimes A_M^*(-K) \text{Support}_M(-K)$$

$$interf(K') = \int_{\max(K_{Mmin}, K_{Emin} - K')}^{\min(K_{Mmax}, K_{Emax} - K')} |A|^2 * dK$$

$$interf(K') = \int_{\max(K_{Mmin}, K_{Emin} - K')}^{\min(K_{Mmax}, K_{Emax} - K')} |A|^2 * dK$$

En décomposant, on a :

- Pour $K_{Emax} - K_{Mmax} < K' < K_{Emax} - K_{Mmin}$

$$interf(K') = \int_{K_{Mmin}}^{K_{Emax} - K'} |A|^2 dK$$

$$interf(K') = |A|^2 (K_{Emax} - K_{Mmin} - K')$$

- Pour $K_{Emin} - K_{Mmax} < K' < K_{Emax} - K_{Mmax}$

$$interf(K') = \int_{K_{Emin} - K'}^{K_{Mmax}} |A|^2 dK$$

$$interf(K') = |A|^2 (K_{Mmax} - K_{Emin} + K')$$

L'interférogramme s'écrit :

$$\begin{aligned}
 interf(r - r_0) &= \int_{K_{Emin} - K_{Mmax}}^{K_{Emax} - K_{Mmax}} |A|^2 e^{-j2\pi K'(r-r_0)} (K_{Mmax} - K_{Emin} + K') dK' \\
 &\quad + \int_{K_{Emax} - K_{Mmin}}^{K_{Emax} - K_{Mmax}} |A|^2 e^{-j2\pi K'(r-r_0)} (K_{Emax} - K_{Mmin} - K') dK' \\
 interf(r - r_0) &= \int_{-B_k}^{\Delta K} |A|^2 e^{-j2\pi K'(r-r_0)} (B_k + K') dK' \\
 &\quad + \int_{\Delta K}^{B_k + 2\Delta K} |A|^2 e^{-j2\pi K'(r-r_0)} (B_k + 2\Delta K - K') dK' \\
 interf(r - r_0) &= \int_{-B_k}^{B_k + 2\Delta K} |A|^2 e^{-j2\pi K'(r-r_0)} (B_k) dK' + \int_{\Delta K}^{B_k + 2\Delta K} |A|^2 e^{-j2\pi K'(r-r_0)} (2\Delta K) dK' \\
 &\quad + \int_{-B_k}^{\Delta K} |A|^2 e^{-j2\pi K'(r-r_0)} K' dK' - \int_{\Delta K}^{B_k + 2\Delta K} |A|^2 e^{-j2\pi K'(r-r_0)} K' dK' \\
 \frac{interf(r - r_0)}{|A|^2} &= B_k \frac{e^{-j2\pi(B_k + 2\Delta K)(r-r_0)} - e^{j2\pi(B_k)(r-r_0)}}{-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)} \\
 &\quad + 2\Delta K \frac{e^{-j2\pi(B_k + 2\Delta K)(r-r_0)} - e^{-j2\pi(\Delta K)(r-r_0)}}{-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)} \\
 &\quad + \frac{\Delta K e^{-j2\pi(\Delta K)(r-r_0)} + B_k e^{j2\pi(B_k)(r-r_0)}}{-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)} - \frac{e^{-j2\pi(\Delta K)(r-r_0)} - e^{j2\pi(B_k)(r-r_0)}}{(-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0))^2} \\
 &\quad + \frac{(B_k + 2\Delta K) e^{-j2\pi(B_k + 2\Delta K)(r-r_0)} - \Delta K e^{-j2\pi(\Delta K)(r-r_0)}}{-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)} \\
 &\quad - \frac{e^{-j2\pi(B_k + 2\Delta K)(r-r_0)} - e^{-j2\pi(\Delta K)(r-r_0)}}{(-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0))^2} \\
 \frac{interf(r - r_0)}{|A|^2} &= - \frac{e^{-j2\pi(\Delta K)(r-r_0)} - e^{j2\pi(B_k)(r-r_0)}}{(-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0))^2} + \frac{e^{-j2\pi(B_k + 2\Delta K)(r-r_0)} - e^{-j2\pi(\Delta K)(r-r_0)}}{(-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0))^2} \\
 \frac{interf(r - r_0)}{|A|^2} &= \frac{e^{-j2\pi(B_k + 2\Delta K)(r-r_0)} - 2e^{-j2\pi(\Delta K)(r-r_0)} + e^{j2\pi(B_k)(r-r_0)}}{(-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0))^2} \\
 \frac{interf(r - r_0)}{|A|^2} &= \frac{(e^{-j2\pi(\frac{B_k}{2} + \Delta K)(r-r_0)} - e^{j2\pi(\frac{B_k}{2})(r-r_0)})^2}{(-j2\pi(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0))^2}
 \end{aligned}$$

$$\frac{\text{interf}(r - r_0)}{|A|^2} = \frac{(e^{-j2\pi(\frac{B_k + \Delta K}{2})(r - r_0)} - e^{j2\pi(\frac{B_k}{2})(r - r_0)})^2}{(-j2\pi(r - r_0))^2}$$

$$\frac{\text{interf}(r - r_0)}{|A|^2} = e^{-j2\pi(\Delta K)(r - r_0)} \frac{(e^{j2\pi(\frac{B_k + \Delta K}{2})(r - r_0)} - e^{-j2\pi(\frac{B_k + \Delta K}{2})(r - r_0)})^2}{(-j2\pi(r - r_0))^2}$$

$$\text{interf}(r - r_0) = |A|^2 (B_k + \Delta K)^2 e^{-j2\pi(\Delta K)(r - r_0)} [\text{sinc}(\pi(B_k + \Delta K)(r - r_0))]^2$$

E-2-3 Echo directif

En présence d'un écho directif, on a $\text{Spectre}(K) = A \text{Dirac}(K - K_0)$

Comme précédemment, on a :

$$\text{interf}(K') = A_E(K) \text{Support}_E(K) \otimes A_M^*(-K) \text{Support}_M(-K)$$

Donc :

$$\text{interf}(K) = |A|^2 \text{Dirac}(K)$$

Si la fréquence spatiale K_0 est présente à la fois sur le support de l'image maître et le support de l'image esclave, on a :

$$\text{interf}(r - r_0) = \text{signal_reel}$$

E-3 Démonstration mathématique : cas général non recalé

E-3-1 Clutter pleinement développé

En négligeant le bruit thermique, l'image SAR maître s'écrit :

$$(\text{sar}_M)(r - r_0, y - y_0) = TF^{-1} \left(\iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi((\mathbf{K}'^T)(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0))} dr dy \right)$$

En appelant : $A(K) = \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi((\mathbf{K}'^T)(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0))} dr dy$

$$\text{Spectre}_M(K) = \text{Support}_M(K) A(K)$$

Dans un cas général, l'image esclave s'écrit (décalage spectral et décalage spatial) :

$$(\text{sar}_E)(r - r_{E0}, y - y_{E0}) = TF^{-1} \left(e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T)\delta\mathbf{R}} \iint_{\Lambda} a(r, y) e^{-j2\pi(\mathbf{K}'^T + \delta\mathbf{K}^T)(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)} dr dy \right)$$

Avec : $Spectre_E(K) = Support_E(K).e^{-j2\pi(\mathbf{K}^T)\delta\mathbf{R}}A(K + \delta K)$,

Dans la suite, on suppose que les supports des spectres sont rectangulaires et on étudie les effets de ces décalages dans une direction (soit distance, soit azimuth).

Dans la direction considérée, le Support spectral de l'image maître est situé entre K_{Mmin} et K_{Mmax} , celui de l'image esclave entre K_{Emin} et K_{Emax} .

On suppose de plus que : $K_{Mmax} - K_{Mmin} = K_{Emax} - K_{Emin} = \nabla K$ et que $K_{Emin} > K_{Mmin}$

On appelle K_{moy} la fréquence spatiale moyenne de l'intersection des spectres, B_k la bande de fréquence spatiale correspondant à l'intersection des spectres et ΔK l'écart entre les deux spectres.

On a :

$$\begin{aligned} K_{Mmin} &= K_{moy} - \frac{B_k}{2} - \Delta K \\ K_{Mmax} &= K_{moy} + \frac{B_k}{2} \\ K_{Emin} &= K_{moy} - \frac{B_k}{2} \\ K_{Emax} &= K_{moy} + \frac{B_k}{2} + \Delta K \end{aligned}$$

Dans le domaine spectral, l'interférogramme s'écrit :

$$interf(K') = \int Spectre_E(K' + K) * Spectre_M^*(K)dK$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} Support_E(K + K' + \delta K)Support_M(K)e^{-j2\pi(K'+K)^T\delta\mathbf{R}}A(K + K' + \delta K)A^*(K)dK$$

$$interf(K') = \int_{\max(K_{Mmin}, K_{Emin} - \delta K - K')}^{\min(K_{Mmax}, K_{Emax} - \delta K - K')} e^{-j2\pi(K'+K)^T\delta\mathbf{R}}A(K + K' + \delta K)A^*(K) * dK$$

Après un changement de variable $K' = K + K_{moy}$ et en appelant $A_c(K) = A(K + K_{moy})$ on a :

Pour $-\delta K - B_k < K' < -\delta K + B_k + 2 \Delta K$

$$interf(K') = e^{-j2\pi K_{moy}\delta\mathbf{R}} \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - \delta K - K')}^{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2} + \Delta K - \delta K - K')} e^{-j2\pi(K'+K)^T\delta\mathbf{R}}A_c(K' + K + \delta K) * A_c^*(K)dK$$

Sinon

$$interf(K') = 0$$

On compare la valeur de l'interférogramme pour les K positifs et les K négatifs. On a :

$$\text{interf}(K'' - \delta K) = e^{-j2\pi(K_{\text{moy}} - \delta K)\delta R} \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K'')}^{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2} + \Delta K - K'')} e^{-j2\pi(K + K'')\delta R} A(K + K'') * A^*(K) dK$$

Et

$$\begin{aligned} \text{interf}(-K'' - \delta K) \\ = e^{-j2\pi(K_{\text{moy}} - \delta K)\delta R} \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} + K'')}^{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2} + \Delta K + K'')} e^{-j2\pi(K - K'')\delta R} A(K - K'') * A^*(K) dK \end{aligned}$$

Qui s'écrit :

$$\text{interf}(-K'' - \delta K) = e^{-j2\pi(K_{\text{moy}} - \delta K)\delta R} \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K - K'', -\frac{B_k}{2})}^{\min(\frac{B_k}{2} - K'', \frac{B_k}{2} + \Delta K)} e^{-j2\pi K \delta R} A(K) * A^*(K + K'') dK$$

On a donc

Pour $0 < K'' < B_k$:

$$\text{interf}(K'' - \delta K) e^{j2\pi(K_{\text{moy}} - \delta K)\delta R} = F(K'') + B(K'') + (e^{-j2\pi K'' \delta R} - 1)F(K'')$$

Pour $-B_k < K'' < 0$:

$$\text{interf}(-K'' - \delta K) e^{j2\pi(K_{\text{moy}} - \delta K)\delta R} = G(K'') + C(K'')$$

Pour $B_k < K'' < B_k + DK$:

$$\text{interf}(K'' - \delta K) e^{j2\pi(K_{\text{moy}} - \delta K)\delta R} = D(K'')$$

Avec

$$F(K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K'')}^{\min(\frac{B_k}{2} - K'', \frac{B_k}{2} + \Delta K)} e^{-j2\pi(K)\delta R} A(K) * A^*(K + K'') dK$$

$$G(K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K'')}^{\min(\frac{B_k}{2} - K'', \frac{B_k}{2} + \Delta K)} e^{-j2\pi(K)\delta R} A(K + K'') * A^*(K) dK$$

$$B(K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K - K'', -\frac{B_k}{2})}^{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K'')} e^{-j2\pi(K - \delta K)\delta R} A(K) * A^*(K + K'') dK$$

$$C(K'') = \int_{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2} + \Delta K - K'')}^{\min(\frac{B_k}{2} - K'', \frac{B_k}{2} + \Delta K)} e^{-j2\pi(K + K'' - \delta K)\delta R} A(K + K'') * A^*(K) dK$$

Pour $K'' > B_k$ $D(K'') = \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K'')}^{\min(\frac{B_k}{2}, \frac{B_k}{2} + \Delta K - K'')} e^{-j2\pi(K+K'')\delta R} A(K + K'') * A^*(K) dK$

Calculons la valeur de l'interférogramme au point de calage $r=r_0$.

$$interf(r = r_0) = \int_{K''} interf(K'') dK''$$

Les termes issus de $B(K'')$, $C(K'')$ et $D(K'')$ sont des nombres complexes qui brulent l'interférogramme. Ces termes sont nuls lorsque les données ne sont pas décalées spectralement.

L'information interférométrique se réduit donc à :

$$interf(r = r_0) = e^{-j2\pi(K_{moy} - \delta K)\delta R} \int_0^{B_k} F(K'') + G(K'') dK'' + bruit$$

$$interf(r = r_0) = e^{-j2\pi(K_{moy} - \delta K)\delta R} \int_0^{B_k} \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K'')}^{\min(\frac{B_k}{2} - K'', \frac{B_k}{2} + \Delta K)} e^{-j2\pi(K)\delta R} [A(K) * A^*(K + K'') + e^{-j2\pi(K'')\delta R} (K + K'') * A^*(K)] dK dK'' + bruit$$

Lorsque $(K)\delta R \ll 1$, (avec K variant entre $-B_k/2$ et $B_k/2$), c'est-à-dire que le décalage entre les deux images est très inférieur à la cellule de résolution, on peut le négliger, et on obtient :

$$interf(r = r_0) = e^{-j2\pi(K_{moy} - \delta K)\delta R} \int_0^{B_k} \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K'')}^{\min(\frac{B_k}{2} - K'', \frac{B_k}{2} + \Delta K)} [A(K) * A^*(K + K'') + (K + K'') * A^*(K)] dK dK'' + bruit$$

Or $\int_0^{B_k} \int_{\max(-\frac{B_k}{2} - \Delta K, -\frac{B_k}{2} - K'')}^{\min(\frac{B_k}{2} - K'', \frac{B_k}{2} + \Delta K)} [A(K) * A^*(K + K'') + (K + K'') * A^*(K)] dK dK''$ est réel, donc

$$interf(r = r_0) = e^{-j2\pi(K_{moy} - \delta K)\delta R} * reel + bruit$$

E-3-2 Echo ponctuel

Pour un ponctuel, on a $spectre(K) = A$, constant

Comme précédemment, on a :

$$interf(K') = A_E(K) e^{-j2\pi K \delta R} Support_E(K + \delta K) \otimes A_M^*(-K) Support_M(-K)$$

$$interf(K') = \int_{-\infty}^{\infty} Support(K + K' + \delta K) Support(K) e^{-j2\pi(K'+K)\delta R} |A|^2 dK$$

$$interf(K') = \int_{\max(K_{Mmin}, K_{Emin} - \delta K - K')}^{\min(K_{Mmax}, K_{Emax} - \delta K - K')} e^{-j2\pi(K'+K)\delta R} |A|^2 * dK$$

En décomposant, on a :

- Pour $K_{Emax} - K_{Mmax} - \delta K < K' < K_{Emax} - K_{Mmin} - \delta K$

$$interf(K') = e^{-j2\pi K' \delta R} \int_{K_{Mmin}}^{K_{Emax} - \delta K - K'} e^{-j2\pi K \delta R} |A|^2 dK$$

$$interf(K') = \frac{|A|^2 e^{-j2\pi K' \delta R}}{-j2\pi \delta R} (e^{-j2\pi (K_{Emax} - \delta K - K') \delta R} - e^{-j2\pi (K_{Mmin}) \delta R})$$

$$interf(K') = \frac{j|A|^2}{2\pi \delta R} (e^{-j2\pi (K_{Emax} - \delta K) \delta R} - e^{-j2\pi (K_{Mmin} + K') \delta R})$$

- Pour $K_{Emin} - K_{Mmax} - \delta K < K' < K_{Emax} - K_{Mmax} - \delta K$

$$interf(K') = e^{-j2\pi (K') \delta R} \int_{K_{Emin} - \delta K - K'}^{K_{Mmax}} e^{-j2\pi (K) \delta R} |A|^2 dK$$

$$interf(K') = \frac{|A|^2 e^{-j2\pi (K')^T \delta R}}{-j2\pi \delta R} (e^{-j2\pi (K_{Mmax}) \delta R} - e^{-j2\pi (K_{Emin} - \delta K - K') \delta R})$$

$$interf(K') = \frac{j|A|^2}{2\pi \delta R} (e^{-j2\pi (K_{Mmax} + K')^T \delta R} - e^{-j2\pi (K_{Emin} - \delta K)^T \delta R})$$

L'interférogramme s'écrit :

$$interf(r - r_0) \frac{2\pi \delta R}{j|A|^2}$$

$$= \int_{K_{Emin} - K_{Mmax} - \delta K}^{K_{Emax} - K_{Mmax} - \delta K} (e^{-j2\pi (K_{Mmax} + K')^T \delta R} - e^{-j2\pi (K_{Emin} - \delta K)^T \delta R}) e^{j2\pi K' (R - R_0)} dK' \\ + \int_{K_{Emax} - K_{Mmax} - \delta K}^{K_{Emax} - K_{Mmin} - \delta K} (e^{-j2\pi (K_{Emax} - \delta K)^T \delta R} - e^{-j2\pi (K_{Mmin} + K')^T \delta R}) e^{j2\pi K' (R - R_0)} dK'$$

$$interf(r - r_0) \frac{2\pi \delta R}{j|A|^2} \\ = \int_{\Delta K - B_k - \delta K}^{\Delta K - \delta K} (e^{-j2\pi (K_{Mmax} + K')^T \delta R} - e^{-j2\pi (K_{Mmin} + \Delta K - \delta K)^T \delta R}) e^{j2\pi K' (R - R_0)} dK' \\ + \int_{\Delta K - \delta K}^{\Delta K + B_k - \delta K} (e^{-j2\pi (K_{Mmax} + \Delta K - \delta K)^T \delta R} - e^{-j2\pi (K_{Mmin} + K')^T \delta R}) e^{j2\pi K' (R - R_0)} dK'$$

$$\begin{aligned}
& \text{interf}(r - r_0) \frac{2\pi\delta\mathbf{R}}{j|A|^2} \\
&= e^{-j2\pi B_k(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} \left(e^{-j2\pi(K_{Mmin}+K')^T \delta\mathbf{R}} e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} \right) dK' \\
&- e^{-j2\pi B_k(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} e^{-j2\pi(K_{Mmin}+\Delta K-\delta K)^T \delta\mathbf{R}} \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} dK' \\
&+ e^{-j2\pi(K_{Mmax}+\Delta K-\delta K)^T \delta\mathbf{R}} \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} dK' \\
&- \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} e^{-j2\pi(K_{Mmin}+K')^T \delta\mathbf{R}} e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} dK'
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \text{interf}(r - r_0) \frac{2\pi\delta\mathbf{R}}{j|A|^2} \\
&= e^{-j2\pi B_k(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} \left(e^{-j2\pi(K_{Mmin}+K')^T \delta\mathbf{R}} e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} \right) dK' \\
&- e^{-j2\pi B_k(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} e^{-j2\pi(K_{Mmin}+\Delta K-\delta K)^T \delta\mathbf{R}} \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} dK' \\
&+ e^{-j2\pi(K_{Mmax}+\Delta K-\delta K)^T \delta\mathbf{R}} \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} dK' \\
&- \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} \left(e^{-j2\pi(K_{Mmin}+K')^T \delta\mathbf{R}} \right) e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} dK'
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\text{interf}(r - r_0) \frac{2\pi\delta\mathbf{R}}{2|A|^2} \\
&= -\sin(\pi B_k(\mathbf{R} \\
&- \mathbf{R}_0)) e^{-j2\pi(K_{Mmin})^T \delta\mathbf{R}} e^{-j2\pi\frac{B_k}{2}(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} e^{j2\pi K'^T(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0-\delta\mathbf{R})} dK' \\
&+ \sin(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0 \\
&- \delta\mathbf{R})) e^{-j2\pi\frac{B_k}{2}(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} e^{-j2\pi(K_{Mmax}+\Delta K-\delta K)^T \delta\mathbf{R}} \int_{\Delta K-\delta K}^{\Delta K+B_k-\delta K} e^{j2\pi K'(\mathbf{R}-\mathbf{R}_0)} dK'
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -interf(r - r_0) \frac{2\pi\delta\mathbf{R}}{|A|^2} \\
& = -\sin(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)) e^{-j2\pi(K_{Mmin} + \Delta K - \delta K)^T \delta\mathbf{R}} e^{j2\pi(\Delta K - \delta K)^T (\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)} B_k \text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} \\
& - \mathbf{R}_0 - \delta\mathbf{R})) \\
& + \sin(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0 \\
& - \delta\mathbf{R})) e^{-j2\pi(K_{Mmoy} + \Delta K - \delta K)^T \delta\mathbf{R}} e^{j2\pi(\Delta K - \delta K)^T (\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)} B_k \text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0))
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -interf(r - r_0) \frac{2\pi\delta\mathbf{R}}{|A|^2} \\
& = e^{-j2\pi(K_{Mmoy} + \Delta K - \delta K)^T \delta\mathbf{R}} e^{j2\pi(\Delta K - \delta K)^T (\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)} B_k (\sin(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0 \\
& - \delta\mathbf{R})) \text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)) - \text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0 - \delta\mathbf{R})) \text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)))
\end{aligned}$$

$$\boxed{interf(r - r_0) = \frac{|A|^2}{2\pi} e^{-j2\pi(K_{Emoy} - \delta K)^T \delta\mathbf{R}} e^{j2\pi(\Delta K - \delta K)^T (\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)} B_k (\text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0 - \delta\mathbf{R})) \text{sinc}(\pi B_k(\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)))}$$

E-3-3 Echo directif

Pour un écho directif, on utilise le modèle suivant :

$$A(K) = A \cdot \text{Dirac}(K - K_0)$$

On a :

$$interf(K') = \int_{\max(K_{Mmin}, K_{Emin} - \delta K - K')}^{\min(K_{Mmax}, K_{Emax} - \delta K - K')} e^{-j2\pi(K' + K)^T \delta\mathbf{R}} A(K + K' + \delta K) A^*(K) * dK$$

$$interf(K') = e^{-j2\pi(K' + K_0)^T \delta\mathbf{R}} A(K_0 + K' + \delta K) A^*$$

Si $K_0 + \delta K$ est contenu dans le support spectral de l'image esclave, on a :

$$interf(K) = e^{-j2\pi(K_0 - \delta K)^T \delta\mathbf{R}} |A|^2 \text{Dirac}(K + \delta K)$$

L'interférogramme s'écrit :

$$interf(r - r_0) = e^{-j2\pi(K_0 - \delta K)^T \delta\mathbf{R}} |A|^2 e^{-j2\pi(\delta K)^T (\mathbf{R} - \mathbf{R}_0)}$$

ANNEXE F. IMPACT DES ERREURS DE PHASE SUR LA COMPRESSION

Nous étudions ici l'impact d'une mauvaise compensation de phase sur les réponses impulsionnelles. Nous supposons donc que nous avons un chirp dont la phase s'écrit :

$$\varphi(x) = \left(\varphi_0 + bk + \frac{1}{2}ck^2 \right) \text{rect}(k)$$

Et nous calculons les réponses impulsionnelles (ie la transformée de fourier inverse de la fonction) : $\delta\varphi(k) = \varphi(k) - \varphi_{cor}(k)$ avec

$$\varphi_{cor}(k) = \left(\varphi_c + b_c k + \frac{1}{2}c_c k^2 \right) \text{rect}(k)$$

F-1 Effet d'un offset de phase sur les images SAR

De manière évidente, si :

$$\varphi_{corr}(k) = \varphi_c$$

On a $\delta\varphi(k) = (\varphi_0 - \varphi_c)\text{rect}(k)$: la réponse impulsionnelle sera déphasée.

F-2 Effet d'une rampe de phase sur les images SAR

Une erreur de rampe de phase, induit un décalage de la réponse impulsionnelle :

$$\delta\varphi(k) = (b - b_c)k \text{rect}(k) \Rightarrow h(x) = \text{sinc}(x - (b - b_c))$$

F-3 Effet d'erreurs de compensation de phase d'ordres supérieurs

Afin d'avoir une idée des erreurs de focalisation liées à des erreurs de phase, plusieurs simulations sont présentées ci-dessous. Les figures de gauche représentent les réponses impulsionnelles d'un point focalisé avec une erreur de phase variant pendant le temps d'intégration et ceci de manière quadratique (Figure F1), avec une erreur d'ordre 3 (Figure F2), avec une erreur aléatoire basse fréquence (Figure F3) et avec une erreur de phase aléatoire, non corrélée le long de la trajectoire.

Dans chacun des cas, plusieurs courbes sont dessinées. Pour chacune d'elles l'écart type de la phase est indiqué dans la légende des courbes.

F-3-1 Erreur quadratique de la phase (ou de manière équivalente, erreur sur la pente du chirp)

Une erreur quadratique de phase entraîne un élargissement du lobe principal avec des lobes lointains réguliers. L'image est donc moins bien focalisée mais il n'y a pas de remontées de lobes secondaires. Une erreur quadratique de phase de 29° , correspondant à une erreur maximale de phase d'environ 60° provoque déjà une remontée du PSLR de plus de 1dB.

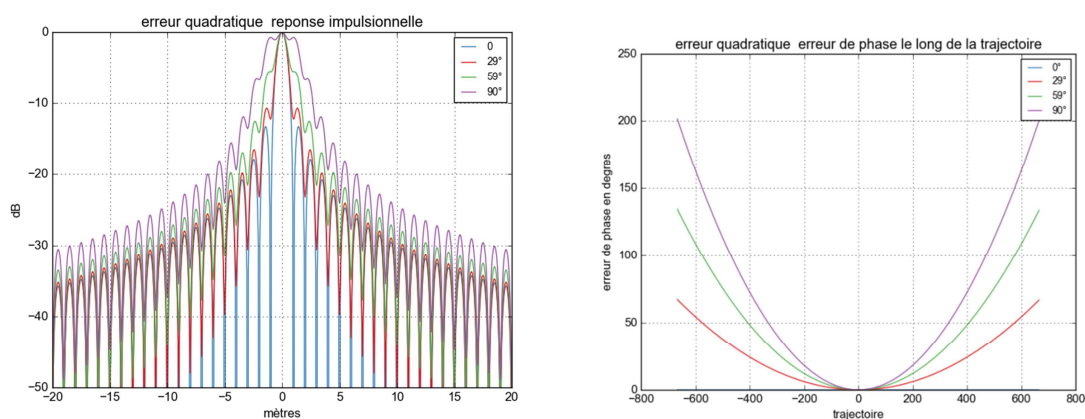


FIGURE F-1 REPONSE IMPULSIONNELLE (GAUCHE) OBTENU SUR UN SIGNAL AYANT DES ERREURS DE PHASE QUADRATIQUES (DROITE)

F-3-2 Erreur cubique de la phase

Une erreur cubique de la phase provoque une dissymétrie de la réponse impulsionnelle. Ce cas, pour la compression azimut, correspond généralement à une trajectoire qui varie en S autour de la trajectoire rectiligne moyenne. Ce cas peut se présenter en aéroporté lorsque le pilote suit une trajectoire de consigne et corrige sa trajectoire pour rester proche de la trajectoire de consigne. On voit une sensibilité forte de la qualité image à ce type de déformation puisque pour une erreur quadratique moyenne de 29° , le PSLR passe de -13.3 à environ -9 dB. Dans ce cas, les échos forts peuvent apparaître répliqués dans une direction.

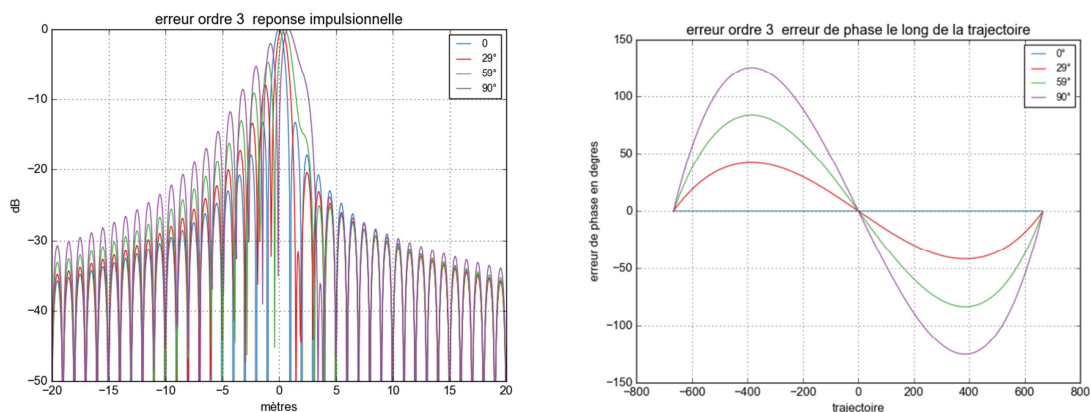


FIGURE F-2 REPONSE IMPULSIONNELLE (GAUCHE) OBTENU SUR UN SIGNAL AYANT DES ERREURS DE PHASE CUBIQUES (DROITE)

F-3-3 Erreur aléatoire basse fréquence

Une erreur aléatoire basse fréquence (on simule ici une erreur de phase qui serait liée à une méconnaissance de la trajectoire) a aussi été modélisée. Dans le cas de la compression azimut, ce type de bruit est plus représentatif d’une trajectoire un peu chahutée que les deux déformations précédentes même si la simulation de ce bruit n’a pas respecté une densité spectrale de puissance représentative d’un aéronef (nous avons simulé un bruit blanc entre 0 et 0.2 Hz). Les résultats de la Figure F3 montrent que ce type d’erreur dégrade rapidement les paramètres de qualité image. Une erreur quadratique moyenne de la phase de 15° fait apparaître des lobes secondaires lointains assez hauts (-18dB), à 55° l’image est complètement défocalisée avec des lobes secondaires lointains situés entre -10 et -5dB.

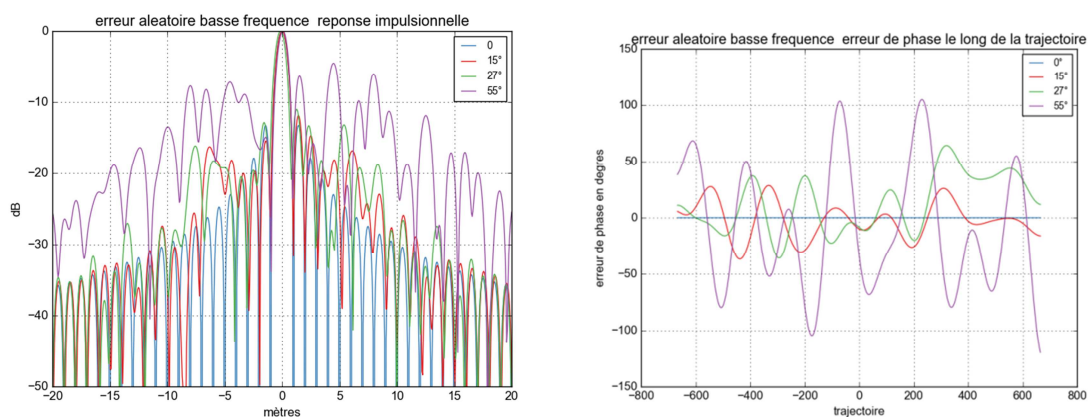


FIGURE F-3 REPONSE IMPULSIONNELLE (GAUCHE) OBTENU SUR UN SIGNAL AYANT DES ERREURS DE PHASE ALEATOIRES MAIS FORTEMENT CORRELEES D’IMPULSION EN IMPULSION (DROITE)

Dans le dimensionnement d’un algorithme de correction de trajectoire, on admet généralement que les erreurs de phase doivent être inférieures à $\pi/4$ afin d’obtenir des images correctement focalisées. Comme les figures ci-dessus le montrent, ce chiffre est uniquement un ordre de grandeur, les effets de différents types d’erreurs étant très variables.

ANNEXE G. REPLIEMENTS

G-1 Cas de la focalisation d'un point replié en azimuth

Le traitement SAR dans le formalisme RMA consiste à déformer le spectre 2D de l'image dans la direction k_r de manière à passer d'un échantillonnage régulier en k_r à un échantillonnage régulier en k_{r0} . Cette transformation dépend donc de l'angle de squint sous le quel est vu l'image comme présenté en Figure ;

En présence d'un repliement, la zone à squint élevé est translatée vers la zone doppler échantillonnée, et le spectre est déformée comme si cette zone avait un angle de squint faible. La déformation appliquée est différente de la déformation permettant la focalisation : l'image est donc défocalisée aussi bien en distance qu'en azimuth.

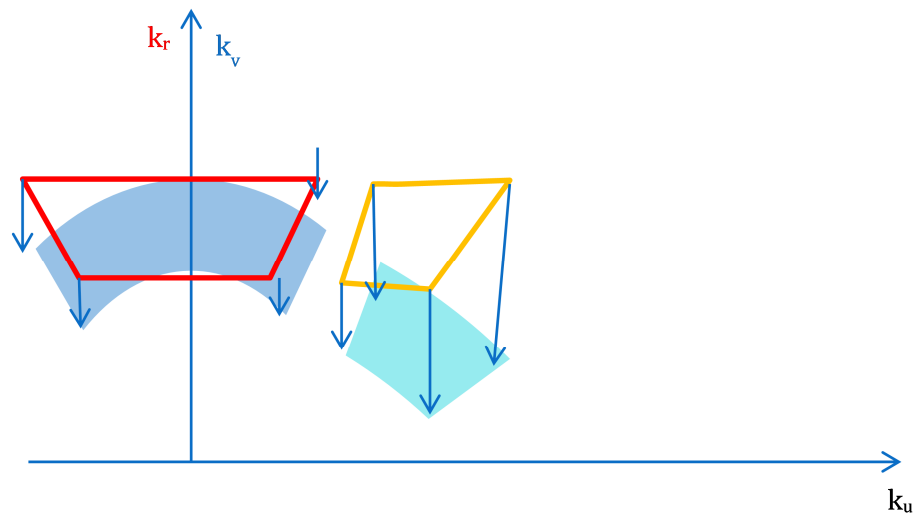


FIGURE G-1 REPRESENTATION DU REECHANTILLONNAGE DU TRAITEMENT RMA. LES ZONES ROUGE ET ORANGE CORRESPONDENT AUX ZONES DU SPECTRE DANS LE REPERE K_R, K_U POUR DEUX ANGLES DE SQUINT DIFFERENTS, LES ZONES BLEU FONCE ET BLUE CLAIR REPRESENTENT LES SPECTRES REECHANTILLONNEES DANS LE REPERE K_V, K_U

Mathématiquement la transformation devrait être :

$$k_r \rightarrow \sqrt{k_r^2 - k_u^2}$$

Et on a :

$$k_r \rightarrow \sqrt{k_r^2 - \left(k_u - m \frac{2PRF}{c}\right)^2}$$

Avec m rang de l'ambiguïté azimut.

G-2 Cas de la focalisation d'un point replié en distance

Le même phénomène apparaît dans le cas d'une ambiguïté distance :

Une fréquence doppler s'écrit : $k_u = k_r \sin \gamma$ avec $\sin \gamma = \frac{y-u}{D}$ avec D distance radiale du point considéré par rapport à la position du radar à l'instant considéré. Or le point n'est pas à la distance D du radar mais à la distance D', donc lorsque l'on analyse une fréquence Doppler k_u , elle correspond à un angle de squint γ tel que $\sin \gamma' = \frac{y-u}{D'}$ distance réelle du point imagé.

$$k_u = k_r \sin \gamma = k r' \sin \gamma'$$

$$k r' = \frac{D'}{D} \text{ soit } f_c' = \frac{D'}{D} f_c$$

Tout se passe comme si on traitait le signal à sa position réelle mais avec une fréquence centrale f_c' .

On applique donc la transformation :

$$k_r \rightarrow \frac{D}{D'} \sqrt{\frac{D'^2}{D^2} k_r^2 - k_u^2} = \sqrt{k_r^2 - \frac{D^2}{D'^2} k_u^2}$$

Au lieu de :

$$k_r \rightarrow \sqrt{k_r^2 - k_u^2}$$

ANNEXE H. PRECISION DE MESURE DU DELAI ELECTRONIQUE

Nous calculons la précision que l'on doit avoir sur le délai électronique et donc la mesure de la distance pour focaliser correctement une image. La modélisation RMA donne :

$$f_d = \frac{2V}{c} f \frac{(y - Vt)}{r}$$

Pour éviter une défocalisation, on cherche à avoir une variation de phase inférieure à 45° (cf ANNEXE F)

On a donc pour une focalisation à angle de squint nul :

$$\delta\varphi = -2\pi \frac{2V}{c} f \frac{(yt - 1/2Vt^2)}{r^2} \delta r$$

La défocalisation provenant des termes d'ordre 2, on trouve :

$$|\delta\varphi_{max}| = 2\pi \frac{V^2 T^2}{4\lambda r^2} \delta r$$

Or :

$$res_{az} = \frac{r\lambda}{2VT}$$

$$|\delta\varphi_{max}| = 2\pi \frac{\lambda}{16res_{az}^2} \delta r < \frac{\pi}{4}$$

Donc :

$$\delta r < 2 \frac{res_{az}^2}{\lambda}$$

ANNEXE I. ANALYSE DE LA VARIATION DES EFFETS D'UNE BASE INTERFEROMETRIQUE LE LONG DE L'INTEGRATION

Soit une image esclave, acquise avec une base interférométrique (B_x, B_y, B_z) par rapport à l'image maîtresse :

$$y(k, u) = \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_{tl}^2} e^{-j2\pi k \sqrt{(X-B_x)^2 + (Z-B_x)^2 + (Y-u-B_y)^2}} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) dr_0 dy$$

Et dans le domaine (k, k_u) :

$$y(k, k_u) = \int_{u_{min}}^{u_{max}} \iint_{\Lambda} \frac{a(r_0, y)}{r_{tl}^2} e^{-j2\pi k \sqrt{(X-B_x)^2 + (Z-B_x)^2 + (Y-u-B_y)^2} - k_u u} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) dr_0 dy du$$

On a, au premier ordre, en B

$$\begin{aligned} & \sqrt{(X - B_x)^2 + (Z - B_x)^2 + (Y - u - B_y)^2} \\ &= \sqrt{(X)^2 + (Z)^2 + (Y - u)^2} - \frac{(B_x X + B_z Z + B_y (Y - u))}{\sqrt{(X)^2 + (Z)^2 + (Y - u)^2}} \end{aligned}$$

En posant : $d_u = \begin{cases} \cos\gamma(u) \cdot \sin\theta(u) \\ \sin\gamma \\ -\cos\gamma(u) \cdot \cos\theta(u) \end{cases}$, et $B = \begin{cases} B_x \\ B_y \\ B_z \end{cases}$ γ et θ varient pendant le temps d'intégration

On a :

$$B_r = B_{par} \cos\gamma(u) + B_y \sin\gamma(u)$$

Avec

$$B_{par}(u) = B_x \sin\theta(u) - B_z \cos\theta(u)$$

En notant :

$$B_{par}(u) = \overline{B_{par}} + \delta B_{par}(u)$$

$$y(k, k_u) = \int_{u_{min}}^{u_{max}} \iint_{\Lambda} a(r_0, y) e^{-j2\pi(k_v R_0 + k_u Y - k_v \overline{B_{par}} - k_u B_y)} e^{j2\pi k_v \delta B_{par}(u)} \text{rect}((k - k_c) \text{res}_{dist}) dr_0 dy du$$

$\delta B_{par}(u)$ crée une défocalisation tandis que $\overline{B_{par}}$ et B_y délocalisent le point.

RÉFÉRENCES

- [Alb 04] V. Alberga, "Volume decorrelation effects in polarimetric SAR interferometry," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, no. 11, pp. 2467-2478, Nov. 2004.
- [ALY 15] site http://www.agence-nationale-recherche.fr/projet-anr/?tx_lwmsuivibilan_pi2%5BCODE%5D=ANR-15-ASTR-0002 consulté en décembre 2017.
- [Can 11] H. M. J. Cantalloube and C. E. Nahum, "Multiscale Local Map-Drift-Driven Multilateration SAR Autofocus Using Fast Polar Format Image Synthesis," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 10, pp. 3730-3736, Oct. 2011.
- [Can 13] H. M. J. Cantalloube and C. E. Nahum, "Airborne SAR-Efficient Signal Processing for Very High Resolution," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 3, pp. 784-797, March 2013.
- [Can 15] H. Cantalloube, H. Oriot, "Traitement de onnées AIRSWOT sur le lac Tahoe", *Rapport Technique 1/23548, ONERA* 2015.
- [Car 95] C. Carrara, R. Goodman R. Majewski, "Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms", *Artech House*, 1995.
- [Cel 06] F. Cellier, E. Colin, "Building height estimation using fine analysis of altimetric mixtures in layover areas on polarimetric X-Band SAR images", *Proceedings of IGARSS 06*, Denver, Juillet 2006.
- [Cel 07] F. Cellier, "Reconstruction 3D de bâtiments interférométrie RSO haute résolution : approche par gestion d'hypothèses ". *Thèse de doctorat, Ecole nationale Supérieure des Télécommunications*. 10 janvier 2007.
- [Cer 12] Cerutti-Maori, D.; Sikaneta, I.; Gierull, C.H., "Optimum SAR/GMTI Processing and Its Application to the Radar Satellite RADARSAT-2 for Traffic Monitoring," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on* , vol.50, no.10, pp.3868,3881, Oct. 2012.
- [Cer 13] Cerutti-Maori, D.; Sikaneta, I., "A Generalization of DPCA Processing for Multichannel SAR/GMTI Radars," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol.51, no.1, pp.560,572, Jan. 2013.
- [Che 08] M. Cherniakov, (ed.), "Bistatic Radars : Emerging Technology", *New York: Wiley*, 2008.

- [Cri 09] Cristallini, D.; Colone, F.; Pastina, D.; Lombardo, P., "Integrated clutter cancellation and high-resolution imaging of moving targets in Multi-channel SAR," *Radar Conference, 2009. EuRAD 2009. European*, vol., no., pp.57,60, Sept. 30 2009-Oct. 2 2009.
- [Cri 13] Cristallini, D.; Pastina, D.; Colone, F.; Lombardo, P., "Efficient Detection and Imaging of Moving Targets in SAR Images Based on Chirp Scaling," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol.51, no.4, pp.2403,2416, April 2013.
- [Cum 05] I.G. Cumming, F. H. Wong, "Digital processing of Synthetic Aperture Radar data," *Artech House*, 2005.
- [Cur 91] J Curlander, R. McDonough, "Synthetic Aperture Radar, Systems and Signal Processing", *Wiley Series in Remote Sensing*, 1991.
- [Dias 03] Dias, J.M.B.; Marques, P.A.C., "Multiple moving target detection and trajectory estimation using a single SAR sensor," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.39, no.2, pp.604,624, April 2003.
- [Dub 12] P. Dubois-Fernandez, et al., "The TropiSAR airborne campaign in French Guiana: Objectives, description and temporal behavior of the backscatter signal", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol 50, n° 8: pp 3228-3241 (2012).
- [Eic 89] P. H. Eichel, D. C. Ghiglia, and C. V. Jakowatz, Jr , "Speckle processing method for synthetic-aperture-radar phase correction", *Optics Letters*, Vol. 14, Issue 1, pp. 1-3 (1989)
- [End 98] J. H. G. Ender, "Space-time adaptive processing for synthetic aperture radar", *IEE Colloquium on Space Time Adaptive Processing* (Ref. No. 1998/241), pp.6/1,618, 6 Apr 1998.
- [End 99] J. H. G. Ender, "Space-time processing for multichannel synthetic aperture radar," in *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 11, no. 1, pp. 29-38, Feb 1999.
- [Erd 56] A. Erdélyi, "Asymptotics Expansions", *Dover Publications*, 1956.
- [ESA 17] ESA, "Radar Course 3, section foreshortening", https://earth.esa.int/web/guest/missions/esa-operational-eo-missions/ers/instruments/sar/applications/radar-courses/content-3/-/asset_publisher/mQ9R7ZVkJg5P/content/radar-course-3-slant-range-ground-range#seventeen
- [Gat 94] F. Gatelli, A. Monti Guamieri, F. Parizzi, P. Pasquali, C. Prati and F. Rocca, "The wavenumber shift in SAR interferometry," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 32, no. 4, pp. 855-865, July 1994.
- [Gin 13] G. Ginolhac, P. Forster, F. Pascal and J. P. Ovarlez, "Performance of Two Low-Rank STAP Filters in a Heterogeneous Noise," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, no. 1, pp. 57-61, Jan.1, 2013.

- [Gor 16] L. A. Gorham and B. D. Rigling, "Scene size limits for polar format algorithm," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 52, no. 1, pp. 73-84, February 2016.
- [Gue 03] J.R. Guerci "Space-Time Adaptive Processing for Radar", *Norwood: Artech House*, 2003.
- [Har 01] J-P Hardange, Ph. Lacomme, J-C Marchais, E. Normant, « Air and Spaceborne Radar Systems : An Introduction », *William Andrew Publishing*, 2001.
- [Hell 87] H. Hellsen, L. Andersson, "An inverse method for the processing of synthetic aperture radar data", *Inverse Problems*, vol 3, pp 111-124, 1987.
- [Hen 12] D. Henke, C. Magnard, M. Frioud, D. Small, E. Meier and M. E. Schaepman, "Moving-Target Tracking in Single-Channel Wide-Beam SAR," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 50, no. 11, pp. 4735-4747, Nov. 2012.
- [Hen 17] D. Henke, E. Mendez Dominguez, D. Small, M. E. Schaepman and E. Meier, "Moving Target Tracking in SAR Data Using Combined Exo- and Endo-Clutter Processing," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, à paraître 2017.
- [Hinz 05] Hinz, S.; Meyer, F.; Laika, A.; Bamler, R., "Spaceborne Traffic Monitoring with Dual Channel Synthetic Aperture Radar Theory and Experiments," *Computer Vision and Pattern Recognition - Workshops, 2005. CVPR Workshops. IEEE Computer Society Conference on* , vol., no., pp.7,7, 25-25 June 2005.
- [Ixblue 17] <https://www.ixblue.com/products/airins>.
- [Jus 94] D. Just, R. Bamler, "Phase statistics of interferograms with applications to synthetic aperture radar", *Applied Optics*, vol 33, pp 4361-4368, 1994.
- [Kle 04] R. Klemm, "Principles of space-time adaptive processing", *IEE Publishing*, 2004.
- [Mic 99] R. Michel, J-P Avouac, J. "Measuring ground displacements from SAR amplitude images: application to the Landers earthquake". *Geophysical Research Letters*, Vol. 26, no.7, pp 875-878, 1st April, 1999.
- [Mit 99] J. Mittermayer, A. Moreira, O. Loffeld, "Spotlight SAR data processing using the frequency scaling algorithm," *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, vol. 37, no. 5, pp. 2198-2214, September 1999.
- [Mok 14] A. Mokadem. "Analysis of scattering by urban areas in the frame of NLOS target detection in SAR images", *Thèse de doctorat, Supélec*, 2014.
- [Mon 00] A. Monti Guarnieri , C. Prati, "ERS-ENVISAT combination for interferometry and super-resolution", *Proc. ERS-Envisat Symposium*, Gothenburg, 16-20 October 2000.
- [Moo 13] K. Moon, D. G. Long, "A New Factorized Backprojection Algorithm for Stripmap Synthetic Aperture Radar", *Positioning*, 2013, vol 4, pp 42-56, <http://dx.doi.org/10.4236/pos.2013.41006>

- [Mor 13] AM Moreira et. Al., "A tutorial on Synthetic Aperture Radar" , *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*,march 2013.
- [Nou 16] J. F. Nouvel, X. Dupuis and M. Lesturgie, "Non line of sight signal analysis: Investigation of interferometry modes over urban area," *2016 CIE International Conference on Radar (RADAR)*, Guangzhou, 2016.
- [Ori 98] H. Oriot, G. Le Besnerais, "Matching Aerial Stereo Images Using Graduated Non Convexity Techniques", *Proceedings of ISPRS*, Columbus, USA, juil 1998
- [Ori 03] H. Oriot, "Statistical snakes for building extraction from stereoscopic aerial images", *Proceedings of PIA*, Munich, Allemagne, sept 2003.
- [Ori 04] H.Oriot, A. Michel, "Building extraction from stereoscopic aerial images", *Applied Optics*, vol 43, n° 2, pp 218-226, janvier 2004.
- [Ori 08] H. Oriot, H. Cantalloube, B. Vaizan, "STAP or Along Track Interferometry: two different perspectives", *Proceedings of EUSAR 2008*, Friedrichshafen, Allemagne, juin 2008.
- [Ori 08b] H. Oriot, H. Cantalloube, "Circular SAR imagery for urban remote sensing", *Proceedings of EUSAR 2008*, Friedrichshafen, Allemagne, juin 2008.
- [Ori 10a] H. Oriot, C. Coulombeix, P. Dubois-Fernandez, "Polarimetric UHF Calibration for SETHI", *proceedings of PIERS 2010*, Boston, juil 2010.
- [Ori 10b] H. Oriot, C. Coulombeix, and P. Dubois-Fernandez, "Polarimetric SAR Calibration for the SETHI system", *CEOS 2010*, Zurich, août 2010.
- [Pal 10] S. Palm, H. Oriot, "DEM extraction over urban area using circular SAR imagery", *Proceedings of EUSAR 2010*, Aix la Chapelle, juin 2010.
- [Pal 12] S. Palm, H. Oriot, H. Cantalloube, "Radargrammetric DEM extraction over urban area using circular SAR imagery", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol 50, n° 11: pp 4720-4725 (2012).
- [Pas 03] L. Pastoré, « Imagerie radar par synthèse d'ouverture en basse fréquence », *Thèse de doctorat, Université Paris Nanterre*, 2003.
- [Pas 08] F. Pascal, P. Forster, J.P. Ovarlez, and P. Larzabal, « Performance Analysis of Covariance Matrix Estimates in an Impulsive Noise », *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56(6), pp.2206-2217, 2008.
- [Poi 13] J.B. Poisson, « Imagerie SAR circulaire aéroportée », *Thèse de doctorat de Télécom ParisTech*, 12 décembre 2013.

- [Que 94] S. Quegan, "A unified algorithm for phase and cross-talk calibration of polarimetric data – Theory and observations," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 32, pp 89-99, 1994.
- [Ram 17] C. Rambour et al., "Similarity criterion for SAR tomography over dense urban area". IEEE IGARSS, Jul 2017, Fort Worth (TX), United States. 2017
- [Sim 02] E. Simonetto, « Extraction 3-D de structures industrielles sur des images RAMSES haute résolution par radargrammétrie », *Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1*, 30 avril 2002.
- [Soe 03] U. Soergel, U.Thoennessen, U. Stilla, « Iterative building reconstruction from multi-aspect Insar Data », *International Archive of Photogrammetry and Remote Sensing*, vol 34, Part 3/W13 pp 186-192, 2003.
- [Sou 99] Soumekh, Mehrdad. "Synthetic Aperture Radar Signal Processing With MATLAB Algorithms". *John Wiley and Sons*, 1999.
- [Tay 15] A. Taylor, H. Oriot, L. Savy, F. Daout and P. Forster, "Moving targets detection and location estimation on airborne SAR images," *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Milan, 2015, pp. 3127-3130.
- [Tay 16] A Taylor, « Exploitation de l'imagerie SAR pour la détection et la localisation des cibles mobiles - traitements SAR-MTI simultanés », *Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay*, 2 décembre 2016.
- [Tay 17] A Taylor, H Oriot, F Brigui, L Savy, P Forster, F Daout, "Reducing false alarm rate by testing the proportionality of covariance matrices", *Proceedings of Radar'17*, Belfast, octobre 2017.
- [Tis 03] C. Tison, « Interférométrie RSO à haute résolution en milieu urbain : application au calcul de MNS urbain », *Thèse de doctorat, ENST*, Novembre 2003.
- [Thi 06] A. Thiele et al., « Building recognition fusing multi-aspect high resolution interférométric data", *IGARSS'06*, Denver, 2006.
- [Tho 98] Thompson, D.G.; Bates, J.S.; Arnold, D.V.; Long, D.G.; Robertson, A., "Range dependent phase gradient autofocus", *Geoscience and Remote Sensing Symposium Proceedings, 1998. IGARSS'98. 1998 IEEE International*, vol.5, no., pp.2634,2636 vol.5, 6-10 Jul 1998
- [Tria 05] M. Tria, "Imagerie Radar à Synthèse d'Ouverture (RSO) Par Analyse En Ondelettes Continues Multidimensionnelles", *Thèse de doctorat en Traitement du signal et de l'image. Université Paris Sud - Paris XI*, 2005.
- [Tor 15] J. Torgrimsson, « Factorized Geometrical Autofocus for Synthetic Aperture Radar Processing », *PhD Thesis, Chalmers University of Technology*, 2015.
- [Tou 96] R Touzi A Lopes, J Bruniquel, P Vachon, "Coherence Estimation for SAR Imagery", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol 37, n°1, January 1999, p135-149.

[Tou 17] http://tourneret.perso.enseeiht.fr/MODAP/Filtre_adapte.pdf

[Ula 03] L. M. H. Ulander, H. Hellsten and G. Stenstrom, "Synthetic-aperture radar processing using fast factorized back-projection," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 39, no. 3, pp. 760-776, July 2003.

[Vai 11] B. Vaizan, "Calcul des bilans de liaison", *Note interne ONERA*, Mars 2011.

[Wah 94a] Wahl, D.E.; Eichel, P.H.; Ghiglia, D.C.; Jakowatz, C.V., Jr., "Phase gradient autofocus-a robust tool for high resolution SAR phase correction", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.30, no.3, pp.827,835, Jul 1994.

[Wah 94b] Wahl, D.E.; Jakowatz, C.V., Jr.; Thompson, P.A.; Ghiglia, D.C., "New approach to strip-map SAR autofocus", *Digital Signal Processing Workshop, 1994., 1994 Sixth IEEE*, vol., no., pp.53,56, 2-5 Oct 1994.

[Wei 16], F. Weissberger, « Traitements cohérents d'images RSO multi-modes multi-résolutions pour la caractérisation du milieu urbain », *Thèse de Doctorat de Telecom ParisTech*, Spécialité « Signal et Images », soutenue le 29 novembre 2016.

[Zeb 92] A. Zebker, J. Villasenor, "Decorrelation in Interferometric Radar Echoes" , *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol 30, n05, sept 1992.

[Zhu 10] X. X. Zhu and R. Bamler, "Very High Resolution Spaceborne SAR Tomography in Urban Environment," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, no. 12, pp. 4296-4308, Dec. 2010.

Imagerie SAR haute résolution aéroportée

Avec la multiplication des systèmes spatiaux, l'imagerie radar fait l'objet de nombreux travaux de recherche. En France, la majorité des travaux se concentre sur l'exploitation des images radar spatiales, de résolution de plus en plus fine. Le domaine aéroporté concerne une communauté plus restreinte étant donnée la moindre disponibilité de telles données. Ce rapport a pour vocation de présenter les spécificités de l'imagerie radar aéroportée haute résolution et d'en comprendre les impacts sur les applications multi-voies.

Une première partie est consacrée à l'analyse théorique du traitement SAR aéroporté dans ses différentes modalités. Les diverses approches de traitement SAR adaptés à la haute résolution sont présentées selon un point de vue géométrique plutôt que fréquentiel. Puis, toujours sous ce même angle, les principes des traitements multivoies sont abordés en insistant sur les phénomènes apparaissant avec l'amélioration de la résolution : lien entre recalage d'images et phase interférométrique, comportement des rétrodiffuseurs ponctuels, surfaciques et anisotropes.

Une deuxième partie est consacrée à l'étude de l'impact d'un système réel d'acquisition sur le traitement SAR et les applications multivoies. Les problématiques liées à la chaîne radar, aux diagrammes d'antennes, aux trajectoires non linéaires sont abordées.

Enfin, différents travaux d'exploitation d'images radar haute résolution aéroportées (calibration de données polarimétriques, extraction du 3D sur les images SAR, détection de cibles mobiles) illustrent le propos.

Mots-clés : IMAGERIE SAR ; RADAR ; AEROPORTEE ; SYSTEME RADAR ; INTERFEROMETRIE ; DETECTION DE CIBLE MOBILE

Airborne high resolution SAR imagery

With the growing number of operating spatial systems, SAR imagery has become a major topic of research in the remote sensing community. In France, most of the research focuses on the exploitation of satellite SAR images. On the contrary, given the lower availability of such data, the airborne domain concerns a smaller community. This report aims at presenting the specificities of high-resolution airborne radar imagery and their impacts on multi-channel applications.

A first part is devoted to a theoretical analysis of airborne SAR processing in its different modalities. The various SAR processing approaches adapted to high resolution are presented from a geometric point of view rather than frequential point of view. Then, the principles of multichannel processing are presented with emphasis on the phenomenology associated with the improvement of the resolution: link between image registration and interferometric phase, behavior of point like scatterers, anisotropic or surfacic backscatters.

A second part is dedicated to the impact of real acquisition systems on SAR processing and multichannel applications. Issues related to the radar hardware, the antenna particularities, non-linearities of the trajectories are discussed and illustrated on applications such as calibration of polarimetric data, 3D extraction, ground moving target detection .

Keywords :RADAR SYSTEM ; SAR IMAGERY ; INTERFEROMETRY ; GMTI ; SAR PROCESSING ; AIRBORNE SENSOR

