



HAL
open science

Traitements temps-fréquence pour l'analyse de scènes complexes dans les images SAR polarimétriques

Paul Leducq

► **To cite this version:**

Paul Leducq. Traitements temps-fréquence pour l'analyse de scènes complexes dans les images SAR polarimétriques. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Rennes 1, 2006. Français. NNT: . tel-00133586

HAL Id: tel-00133586

<https://theses.hal.science/tel-00133586>

Submitted on 27 Feb 2007

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.

Thèse

présentée devant
l'UNIVERSITÉ DE RENNES I

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Rennes I

Mention : *Traitement du signal et Télécommunications*

par
Paul Leducq

Équipe d'accueil : Institut d'électronique et de télécommunications de Rennes

École doctorale : Matisse

Composante universitaire : UFR Structure et Propriétés de la Matière

Traitements temps-fréquence pour l'analyse de scènes complexes dans les images SAR polarimétriques

Soutenue le 8 Juin 2006 devant la commission d'Examen

Composition du jury

Président

René Garello Professeur — GET - ENST Bretagne

Rapporteurs

Jean-Marie Nicolas Professeur — GET - Telecom Paris

Marc Lesturgie Directeur Technique - HDR — Sondra - Supelec

Examineurs

Jean-Claude Souris Ingénieur — CNES

Laurent Ferro-Famil Maître de Conférences — Université de Rennes 1

Directeur de thèse

Eric Pottier Professeur — Université de Rennes 1

Remerciements

Merci au Professeur Pottier de m'avoir initié au SAR, puis offert la possibilité d'effectuer ma thèse dans le domaine en étant mon directeur de thèse. Merci pour cette disponibilité sans faille, pour m'avoir fait découvrir le petit monde de la polarimétrie radar. Merci Eric, pour ta gentillesse, ton intérêt vrai pour les gens qui l'entourent, pour les milliers d'anecdotes racontées... Tu restes mon conducteur de 4x4 préféré :-p

Merci à Monsieur Ferro-Famil pour m'avoir suivi, et parfois précédé, sur cette route difficile, pour l'exemple d'ouverture d'esprit scientifique, pour avoir sans relâche partager son goût pour la recherche et sa motivation à la pratiquer. Merci à Laurent pour nos discussions sur tout et rien, pour Coluche et Dupontel, pour les bons petits plats, ...

Merci aux membres du jury, Monsieur le professeur Jean-Marie Nicolas et Monsieur Marc Lesturgie pour avoir accepté d'être rapporteurs de ces travaux, Monsieur le professeur René Garello pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant ce jury. Merci à Monsieur Jean-Claude Souyris d'avoir accepté de participer à ce jury, mais surtout pour ses questions pertinentes et ses conseils avisés lors de nos rencontres dans le cadre des contrats CNES. Merci à tous pour avoir donné un tour si intéressant aux questions lors de la soutenance.

Merci à toutes les personnes que j'ai côtoyées durant ces quelques années et qui par leur humanité, leur amitié et leur bonne humeur m'ont permis de surmonter les moments les plus difficiles de cette aventure et ont également rendu agréables périodes plus calmes : Sophie pour ses encouragements renouvelés et son pragmatisme reconfortant, Joëlle pour sa disponibilité, son caractère entier et en dépit de sa consommation de tomates au mois de Janvier, Carlos pour nos discussions sans fin sur notre société décadente, Olivier pour les réflexions partagées lors de notre dernière année de thèse commune, parenthèses bien agréables, Sandrine pour sa gouaille et ses incessants problèmes informatiques (vive Linux :-p), mais aussi, Stephane G., Audrey, Shaharyar, Stefan, Tadashi, Nicolas, Maxim N., Franck F., Stephanie, Matthieu, Franck N., Sebastien, Olivier R., Claire, Maxim Z., Gaël, Stephane M., Anne-Claude, Gilles, Olivier L., ...

Merci également à Andreas pour ses conseils scientifiques avisés, mais surtout pour son accueil lors de mes quelques séjours à Berlin.

Merci à Manu pour son soutien, pour s'être occupé de moi au moment où j'aurais du m'occuper d'elle. Merci à ma crevette d'avoir obéi scrupuleusement à son papa en choisissant de naître le lendemain de sa soutenance.

Table des matières

Remerciements	iii
Table des matières	v
Introduction	1
I Principe de l'imagerie SAR et de la polarimétrie radar	5
I.1 Imagerie SAR	6
I.1.1 Concepts de base du Radar Synthèse d'Ouverture	6
I.1.1.1 Radar à signaux monochromatique et ouverture réelle	6
I.1.1.2 Amélioration de la résolution en distance	8
I.1.1.3 Amélioration de la résolution en azimuth	9
I.1.2 Modélisation du signal SAR dans le cas d'une cible ponctuelle	11
I.1.2.1 Vidéo brute	11
I.1.2.2 Contenu spectral de l'image SAR	13
I.1.2.3 Réponse impulsionnelle d'une cible ponctuelle idéale	16
I.1.2.4 Réponse impulsionnelle d'une cible ponctuelle fluctuante	19
I.1.3 Modèle de signal dans le cas de cibles distribuées	19
I.1.4 Particularités de l'imagerie SAR	20
I.1.4.1 Déformations géométriques	21
I.1.4.2 Bruit de speckle	22
I.2 Polarimétrie radar	23
I.2.1 Polarisation de l'onde électromagnétique	23
I.2.2 Représentations polarimétriques d'une cible radar	26
I.2.2.1 Représentation cohérente	26
I.2.2.2 Représentations incohérentes	29
I.2.3 Interprétation physique	29
I.2.3.1 Décompositions cohérentes	29
I.2.3.2 Décompositions incohérentes	30
I.3 Conclusion	32
II Analyse Temps-Fréquence des images SAR	33
II.1 Décompositions linéaires	34
II.1.1 Temps-fréquence	35
II.1.1.1 Principe	35
II.1.1.2 Cas des signaux SAR	37
II.1.2 Temps-échelle	45

II.1.2.1	Principe	45
II.1.2.2	Cas des signaux SAR	46
II.2	Transformées bilinéaires	48
II.2.1	Principe	48
II.2.2	Cas des signaux au SAR	50
II.2.2.1	Avantage et inconvénients	50
II.2.2.2	Applications	50
II.3	Conclusion	51
III	Analyse de cibles mobiles	53
III.1	Comportement d'une cible mobile en imagerie SAR	54
III.1.1	Signal rétrodiffusé	54
III.1.2	Représentation schématique de la focalisation en azimuth	58
III.1.3	Utilisation d'une approche temps-fréquence	59
III.1.3.1	Mise en évidence	59
III.1.4	Refocalisation à partir de sous-images disjointes	66
III.1.5	Utilisation de sous-images continues	66
III.1.5.1	Estimation des paramètres de refocalisation	66
III.1.5.2	Correction de la réponse	68
III.1.6	Conclusion	70
III.2	Refocalisation utilisant des signaux chirps	70
III.2.1	Mise en évidence	70
III.2.1.1	Forme de la correction dans le domaine spectral	70
III.2.1.2	Refocalisation	70
III.2.1.3	Interprétation	70
III.2.2	Réponse d'une cible mobile dans l'image SAR	71
III.2.3	Recherche paramétrique de signaux chirps	74
III.2.3.1	De WIGNER-VILLE à la transformée de FOURIER frac- tionnaire	74
III.2.3.2	Application à la refocalisation de cibles mobiles	76
III.2.3.3	Interprétation physique du résultat	77
III.2.4	Conclusion	79
III.3	Analyse d'objets mobiles de réflectivité variable	79
III.3.1	Principe du Matching-Pursuit	79
III.3.2	Modélisation des objets fluctuants	80
III.3.2.1	Axe distance	81
III.3.2.2	Axe azimuth	81
III.3.2.3	Forme des atomes	84
III.3.3	Inversion du modèle	84
III.3.4	Application à des données simulées	86
III.3.5	Adaptation du critère d'arrêt au cas de données SAR	87
III.3.6	Application à des données réelles	88
III.3.7	Conclusion	94
III.4	Conclusion	94

IV Analyse de zones urbaines	97
IV.1 Zones urbaines en imagerie SAR	98
IV.1.1 Réponse des bâtiments dans les images SAR	98
IV.1.1.1 Localisation des contributions	98
IV.1.1.2 Forme du bâtiment dans l'image	99
IV.1.2 Identification de bâtiments	105
IV.1.2.1 Analyse de données mono-polarisation	105
IV.1.2.2 Apport de la diversité de polarisation	106
IV.1.2.3 Conclusion	108
IV.2 Analyse temps-fréquence de zones urbaines	108
IV.2.1 Approche continue	108
IV.2.2 Approche en sous-images	110
IV.2.3 Comportement des environnements naturels	110
IV.2.4 Conclusion	113
IV.3 Modèle TF pour les images SAR	113
IV.3.1 Définition du modèle	113
IV.3.2 Identification de la contribution dominante	114
IV.3.2.1 Exemple théorique à deux variables aléatoires	114
IV.3.2.2 Application au cas des signaux SAR	117
IV.3.2.3 Comportement du speckle dans les sous-images	118
IV.3.2.4 Approche à R sous-images	120
IV.4 Détection des pixels de comportement TF non stationnaire	121
IV.4.1 Cas polarimétrique	121
IV.4.1.1 Principe	121
IV.4.1.2 Résultats	121
IV.4.2 Restriction au cas d'une seule polarisation	125
IV.4.2.1 Coefficient de stationnarité mono-polarisation	125
IV.4.2.2 Non-stationnarité en polarisation partielle	125
IV.5 Détection des pixels à forte corrélation temps-fréquence	127
IV.5.1 Cas Mono-polarisation	127
IV.5.1.1 Mesure de la corrélation à partir de la matrice de co-variance temps-fréquence - Limitations	127
IV.5.1.2 Normalisation	130
IV.5.1.3 Cohérence temps-fréquence	131
IV.5.1.4 Résultats	131
IV.5.2 Cas polarimétrique	133
IV.5.2.1 Adaptation de l'indicateur au cas polarimétrique	133
IV.5.2.2 Résultats	137
IV.5.3 Interprétation des vecteurs propres de la décomposition	137
IV.5.4 Influence du filtrage	141
IV.6 Application à la caractérisation d'environnements urbains	142
IV.6.1 Complémentarité stationnarité/cohérence temps-fréquence pour la détection de cibles artificielles	142
IV.6.2 Complémentarité avec l'interférométrie	146
IV.6.3 Application à la cartographie automatique	146

IV.6.4 Complémentarité avec la polarimétrie - Application à la caractérisation des bâtiments	148
IV.7 Conclusion	155
Conclusion	157
Bibliographie	161
Annexe	167
Stationnarité et de cohérence sur différents jeux de données	169

Introduction

L'observation de la planète est un enjeu majeur actuellement. La surveillance s'exerce dans le cadre militaire, à des fins de renseignement, mais surtout dans le domaine civil. Ses applications concernent l'étude et la compréhension des mécanismes dans des domaines variés (physique des océans, étude des phénomènes migratoires de certains animaux, ...), la prévision à court terme (météorologie, anticipation des séismes, ...) ou enfin la construction de scénarios d'évolution de la planète (réchauffement climatique, ...). Parmi les méthodes utilisées, la télédétection regroupe l'ensemble des solutions visant à mesurer un phénomène à distance. Le succès de la conquête spatiale a permis une explosion de ces méthodes avec l'utilisation massive des satellites.

L'imagerie radar est une technique de télédétection dont le principe est d'émettre en direction d'une scène une onde électromagnétique et de mesurer l'écho renvoyé dans le but de former une image de la scène. Cette méthode d'imagerie présente de nombreux avantages, au nombre desquels on peut citer :

- le caractère actif du capteur, qui émet lui-même le signal d'illumination, ce qui lui confère la possibilité de fonctionner de jour comme de nuit, à la différence des capteurs dits passifs qui sont dépendants de sources d'illumination externes tel le soleil,
- l'utilisation de signaux dans la gamme des ondes centimétriques qui, en général, traversent le couvert nuageux, au contraire des capteurs optiques ou infrarouges,
- la grande diversité des longueurs d'onde utilisables (de quelques centimètres à près d'un mètre) qui permet de mesurer différentes caractéristiques de la scène. Dans une forêt par exemple, l'utilisation de faibles longueurs d'onde permet de mesurer la canopée. Celle-ci est perméable aux grandes longueurs d'onde, ce qui permet la mesure des branches, des troncs, voire du sol.

L'imagerie par radar à synthèse d'ouverture, ou imagerie SAR de l'anglais *synthetic aperture radar*, constitue une amélioration supplémentaire de l'imagerie radar, dont l'objectif est d'améliorer la résolution des images. Pour ce faire, le signal émis en direction de la scène est choisi de telle façon qu'il occupe une large bande de fréquence et le déroulement de l'acquisition est tel que chaque point de la scène est mesuré sur une large plage angulaire. L'utilisation de techniques de traitement du signal permet de former l'image à partir de ces données brutes. La résolution de l'image est inversement proportionnelle à la largeur de la bande de fréquence utilisée pour l'une des dimensions et à celle de la plage angulaire pour l'autre dimension.

La méthode utilisée pour la formation de l'image à partir des données mesurées suppose que les objets situés dans la scène ont un comportement constant lorsque l'on fait varier l'angle d'observation ou la fréquence d'illumination. Si cette hypothèse peut être justifiée sur des bandes de fréquence et des domaines angulaires réduits,

elle est sujette à caution lorsque la résolution est améliorée. En particulier, les objets artificiels sont susceptibles de présenter des comportements très variables comme par exemple l'apparition ou la disparition de parties de l'objet lorsque l'angle varie. Les cibles mobiles constituent une deuxième classe d'objets dont le comportement est par nature non constant. Le terme "scènes complexes" utilisé dans le titre de ce mémoire fait référence à des scènes comprenant ces deux classes d'objets.

Outre le fait que ces objets présentent des réponses dégradées dans les images SAR, car le processus de formation d'image est inadapté (phénomène particulièrement sensible pour les cibles mobiles), le caractère variable de leur comportement, pourtant source d'information, est inexploité. L'objet de ces travaux est d'analyser les images SAR afin de tirer partie de ce supplément d'information pour détecter des cibles d'intérêt et en améliorer la connaissance.

Ces objets "complexes" peuvent être caractérisés par leur comportement non stationnaire, par opposition aux cibles fixes et de réflectivité constante. Le cadre de l'analyse temps-fréquence, qui trouve sa source dans l'analyse des phénomènes non stationnaires, apparaît donc tout à fait adapté à cette problématique. Ce mémoire a donc pour but de présenter l'intérêt que présentent les traitements temps-fréquence pour l'analyse des données SAR. Deux axes d'application sont principalement envisagés : l'analyse des cibles mobiles et l'étude d'environnements urbains. Ces travaux de thèse se sont inscrits dans le cadre de deux études contractuelles réalisées pour le Centre National des Études Spatiales sur "l'analyse de données SAR polarimétriques interférométriques en sous-ouvertures".

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la présentation du principe de l'imagerie SAR et de la polarimétrie radar. Le principe de l'imagerie SAR est abordé sous un angle permettant de souligner l'intérêt de l'approche temps-fréquence dans ce cadre. Afin de mettre en évidence l'information contenue dans le spectre de l'image SAR, une méthode originale est présentée pour le calcul du signal reçu puis la formation de la réponse focalisée. La deuxième partie du chapitre introduit les bases de la polarimétrie radar. L'accent est porté sur les concepts et outils utiles à la compréhension de ces travaux. À partir de la notion d'onde polarisée, la représentation polarimétrique d'une cible est définie dans le cadre cohérent et incohérent. L'apport de la polarimétrie pour la compréhension des phénomènes physiques intervenant lors de l'interaction de l'onde avec la cible est mis en évidence.

Le deuxième chapitre introduit l'approche temps-fréquence, présente les principales méthodes existantes et dresse un rapide état de l'art de leurs applications à l'imagerie SAR. Les approches de type transformées de GABOR sont abordées dans un premier temps. Dans le cadre du SAR, elles donnent lieu aux techniques dites de décomposition en sous-vues. La transformée en ondelettes est présentée ensuite. Ses principales applications en imagerie SAR sont orientées vers une approche de type traitement d'image. La dernière partie est consacrée aux distributions d'énergie dans le plan temps-fréquence. Pour chaque classe de transformées, les avantages et inconvénients dans le contexte de données SAR sont explicités.

Le troisième chapitre envisage l'utilisation de méthodes temps-fréquence pour l'analyse de cibles mobiles. Dans un premier temps, le comportement particulier de ce type de cible dans les images SAR est décrit. Une approche originale est utilisée pour

illustrer, de façon schématique, la forme du signal reçu et le processus de focalisation. Pour cela, des méthodes temps-fréquence sont utilisées, et différentes solutions de re-focalisation sont proposées à partir de ces outils. La forme particulière de la réponse d'une cible mobile est alors exhibée et une approche adaptée, basée sur la transformée de FOURIER fractionnaire, est proposée. Finalement, l'étude est généralisée au cas des cibles présentant, en plus de leur mouvement, une réflectivité variant avec l'angle d'observation et la fréquence d'illumination. Une solution originale, construite autour de l'algorithme de Matching-Pursuit est présentée.

Le quatrième et dernier chapitre concerne l'étude d'environnements urbains. Une première partie expose la réponse d'un bâtiment dans une image SAR au travers d'approches géométriques, de simulations et d'exemples réels. La question de l'identification des bâtiments dans des images provenant d'acquisition à résolution moyenne est posée et confrontée aux données, polarimétriques ou non. La deuxième partie présente l'intérêt des méthodes temps-fréquence pour l'étude des zones urbaines en mettant en avant le comportement particulier des bâtiments. Un modèle de signal, adapté aux environnements urbains, est alors proposé et une méthode d'analyse basée sur l'emploi d'indicateurs de stationnarité et de corrélation est présentée. Les indicateurs mis en œuvre sont alors présentés ; le cas de données mono-polarisation ou polarimétriques est envisagé. Finalement, les indications de corrélation et de stationnarité sont fusionnées et exploitées pour l'identification et la caractérisation de bâtiments.

Une bilan de ces travaux vient finalement conclure ce mémoire et des axes de recherche future sont proposés.

Chapitre I

Principe de l'imagerie SAR et de la polarimétrie radar

L'imagerie SAR est une technique de télédétection basée sur l'utilisation d'un capteur actif. Cela peut constituer un inconvénient puisqu'il est nécessaire de construire et de transporter un émetteur, mais présente le grand avantage de permettre une utilisation ininterrompue, au contraire des techniques d'imagerie passive, tributaires d'une source d'illumination annexe (généralement le soleil). De plus, la maîtrise du signal émis donne la possibilité de former des données cohérentes et donc d'utiliser des traitements adaptés. Le SAR est un dispositif fonctionnant dans la gamme des ondes centimétriques et peut utiliser des longueurs d'onde très diverses. Ce vaste domaine fréquentiel permet de caractériser de façons multiples les milieux et objets mesurés. Un autre intérêt de l'imagerie SAR réside dans son potentiel multidimensionnel. En plus de la diversité de longueurs d'onde déjà mentionnée, il est possible d'étendre la dimension du signal mesuré par l'ajout de fonctionnalités interférométriques et/ou polarimétriques par exemple.

L'objet de cette partie est d'introduire le principe de l'imagerie SAR et de présenter les possibilités offertes par l'utilisation de la polarimétrie. Le chapitre est donc structuré en deux parties.

Dans un premier temps, la technique d'imagerie par radar à synthèse d'ouverture est abordée. L'objectif de ces travaux étant d'étudier l'intérêt des méthodes temps-fréquence pour l'analyse des signaux SAR, une voie originale est empruntée pour le calcul de la réponse d'un diffuseur ponctuel. Cette approche met en évidence les liens existant entre le spectre de cette réponse et le comportement de la réflectivité du diffuseur en fonction de l'angle d'observation et de la fréquence d'illumination. Le résultat est ensuite généralisé au cas d'une scène. Certaines spécificités des images SAR, dont la compréhension est utile pour la suite des développements, sont finalement illustrées.

La deuxième partie concerne la polarimétrie radar. Les notions de polarisation de l'onde, de représentations de la réponse polarimétrique d'une cible sont abordées. Les représentations cohérentes et incohérentes sont définies et associées à certaines caractéristiques physiques du milieu ou de la cible observés.

I.1 Imagerie SAR

Le processus de génération d'une image SAR peut être divisé en deux étapes : l'**acquisition** et la **synthèse**. L'acquisition des données est effectuée par un capteur mobile qui émet des impulsions électromagnétiques. Ces impulsions sont ensuite réfléchies par la surface imagée, reçues par l'antenne du système et enregistrées pour former le signal radar, appelé **vidéo brute**. L'information de réflectivité est alors obtenue au moyen d'une focalisation de la vidéo brute, appelée synthèse ou compression. Dans un premier temps, on considère la réponse d'un diffuseur unique. L'image SAR est ensuite obtenue par superposition des contributions de l'ensemble des diffuseurs constituant la scène observée [Bamler 98].

I.1.1 Concepts de base du Radar Synthèse d'Ouverture

I.1.1.1 Radar à signaux monochromatique et ouverture réelle

Un radar émet une onde électromagnétique en direction d'une scène et enregistre les échos renvoyés. La configuration de mesure est présentée sur la figure I.1. Le radar se déplace suivant l'axe \hat{x} et à une altitude H . Le faisceau de son antenne dessine au sol une **empreinte**, balayant une bande de la scène appelée **fauchée radar**.

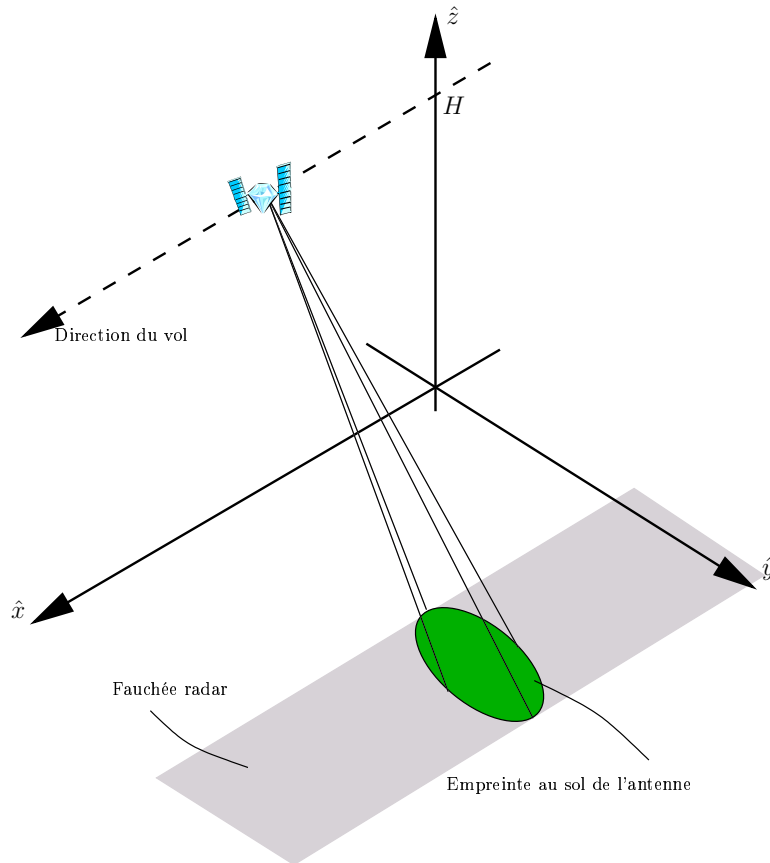


FIG. I.1 – Configuration de mesure

Pour une position du radar, les différentes cibles illuminées sont différenciées grâce à la distance les séparant du radar. Les distances sont mesurées par l'intermédiaire du temps de trajet aller-retour de l'onde, qui s'exprime comme :

$$t = \frac{2R}{c} \quad (\text{I.1})$$

où R est la distance radar-cible. Le pouvoir de résolution dans la direction distance dépend donc de la largeur de l'impulsion émise, T_p :

$$\delta_r = \frac{cT_p}{2} \quad (\text{I.2})$$

La figure I.2 représente la géométrie de l'empreinte de l'antenne dans le cas d'une ouverture rectangulaire, en projection dans le plan radar (\hat{r}, \hat{x}) , où \hat{r} est l'axe repérant les distances dans le plan orthogonal à la direction de déplacement du capteur. La zone illuminée par l'antenne pour une position du radar y est représentée par un trait gras. Le pouvoir de résolution du radar dans la direction azimuth est égal à la largeur en azimuth de l'empreinte de l'antenne. Ainsi, à une distance r_0 du radar et pour un radar dont l'antenne possède une ouverture angulaire dans la direction azimuth égale à ϕ_a , la résolution est donnée par :

$$\delta_a = L_a = 2r_0 \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) \quad (\text{I.3})$$

Pour un radar à ouverture réelle, la résolution en un point de l'image dépend donc de la distance séparant le point de la trajectoire du radar.

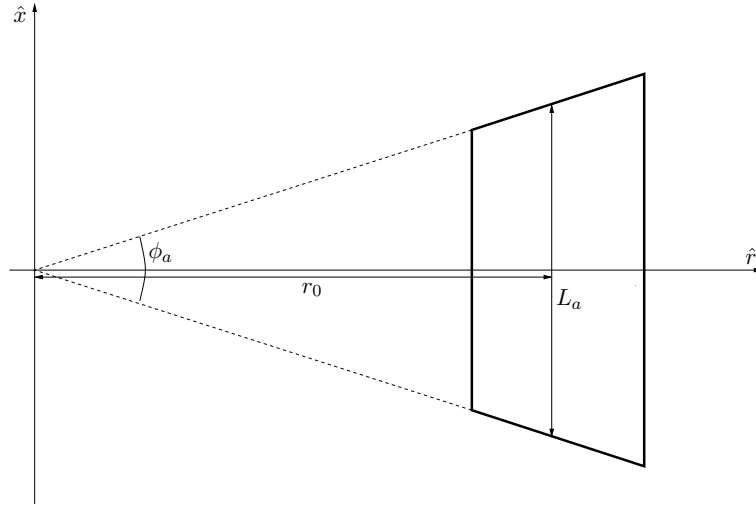


FIG. I.2 – Géométrie de l'empreinte de l'antenne

L'ouverture angulaire de l'antenne dépend de sa dimension dans la direction considérée, D_a et de la longueur d'onde utilisée. Dans le cas d'une antenne rectangulaire, la dépendance peut être approchée par [Ulaby 81] :

$$\phi_a \approx \frac{\lambda}{D_a} \quad (\text{I.4})$$

et la résolution en azimut vaut donc :

$$\delta_a \approx r_0 \frac{\lambda}{D_a} \quad (\text{I.5})$$

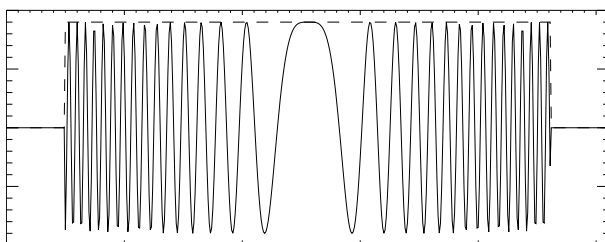
Pour des grandes distances radar-scène, le maintien de la résolution en azimut demande un accroissement de la taille de l'antenne. Cela rend rapidement cette taille prohibitive lorsqu'on désire des résolutions importantes. De la même façon, l'affaiblissement dû au trajet aller-retour nécessite l'émission d'une énergie de plus en plus importante, ou l'augmentation de la largeur de l'impulsion, entraînant une dégradation de la résolution en distance.

I.1.1.2 Amélioration de la résolution en distance

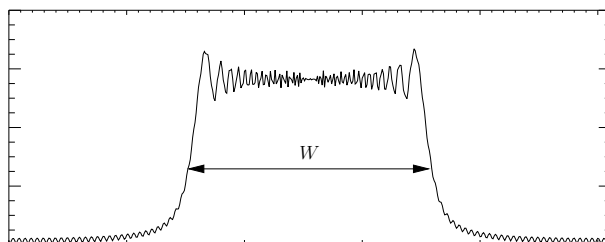
Afin d'améliorer la résolution en distance, on utilise des techniques de compression d'impulsion. Pour cela, une impulsion plus large, polychromatique et occupant une bande de fréquence W est émise. L'étalement de l'impulsion permet de maintenir une énergie élevée, tout en diminuant la puissance instantanée transmise. Les signaux chirps sont les plus largement utilisés. Il s'agit de signaux modulés linéairement en fréquence, dont l'expression en bande de base est donnée par :

$$s_e(t) = \begin{cases} s_0 \exp(j\pi\beta t^2) & \text{pour } t \in \left[-\frac{T_p}{2}; \frac{T_p}{2}\right] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

où β est la pente du chirp et T_p la durée de l'impulsion et s_0 l'amplitude du signal. Un exemple de signal chirp est représenté sur la figure I.3, dans les domaines temporel et fréquentiel.



(a) Signal chirp (partie réelle en trait continue, module en traits pointillés)



(b) Spectre du signal chirp

FIG. I.3 – Forme temporelle et fréquentielle d'un signal chirp en bande de base

Le produit WT_p est appelé taux de compression du chirp. Pour des taux de compression élevés, ce qui est généralement le cas des signaux SAR, le spectre du chirp peut être considéré de module constant dans la bande et nul ailleurs. On a de plus :

$$W = \beta T_p \quad (\text{I.7})$$

La technique de compression d'impulsion utilise un filtrage adapté qui consiste à corrélérer le signal reçu avec la forme d'onde émise. Le signal compressé s'exprime donc comme :

$$s_c(t) = \int s_e(\tau) s_e^*(\tau - t) d\tau \quad (\text{I.8})$$

D'après l'expression de s_e (I.6), on a :

$$s_c(t) = \begin{cases} s_0^2 \int_{\max(-\frac{T_p}{2}, t - \frac{T_p}{2})}^{\min(\frac{T_p}{2}, t + \frac{T_p}{2})} \exp(j\pi\beta(2t\tau - t^2)) d\tau & \text{si } |t| < T_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

soit :

$$s_c(t) = \begin{cases} s_0^2(T_p - |t|) \text{sinc}(\pi\beta t(T_p - |t|)) & \text{si } |t| < T_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Au voisinage de $t = 0$ et pour des taux de compression importants, l'expression précédente peut être approchée par :

$$s_c(t) \approx s_0^2 T_p \text{sinc}(\pi W t) \quad (\text{I.11})$$

La résolution temporelle peut être définie par la position du premier zéro de $s_c(t)$, ce qui conduit à :

$$\delta_t = \frac{1}{W} \quad (\text{I.12})$$

La résolution en distance est alors donnée par :

$$\delta_r = \frac{c}{2W} \quad (\text{I.13})$$

I.1.1.3 Amélioration de la résolution en azimuth

Afin d'améliorer la résolution dans la direction azimuth, on utilise une technique de synthèse d'ouverture. Pour cela, chaque cible est mesurée pour différentes positions du porteur. La géométrie de la mesure est exposée sur la figure I.4. Le repère est choisi de façon à ce que le capteur se déplace suivant la direction \hat{x} , à $y = 0$ et à l'altitude H . On suppose que le capteur s'immobilise à chaque impulsion et sa position sur l'axe azimuth est donnée par : $x = v_{\text{SAR}} \cdot \tau$, v_{SAR} étant la vitesse du porteur et τ le temps long, qui décrit donc la position de capteur sur l'axe azimuth. Le temps court, t , est utilisé pour décrire l'évolution de chacune des impulsions.

Pour une position x , le signal rétrodiffusé par le point P , de coefficient de réflexion unitaire, et reçu par le radar s'exprime après descente en fréquence comme :

$$s_r(t, x) = s_e \left(t - \frac{2}{c} R(x; r_0, x_0) \right) \exp \left(-j \frac{4\pi}{c} f_0 R(x; r_0, x_0) \right) \quad (\text{I.14})$$

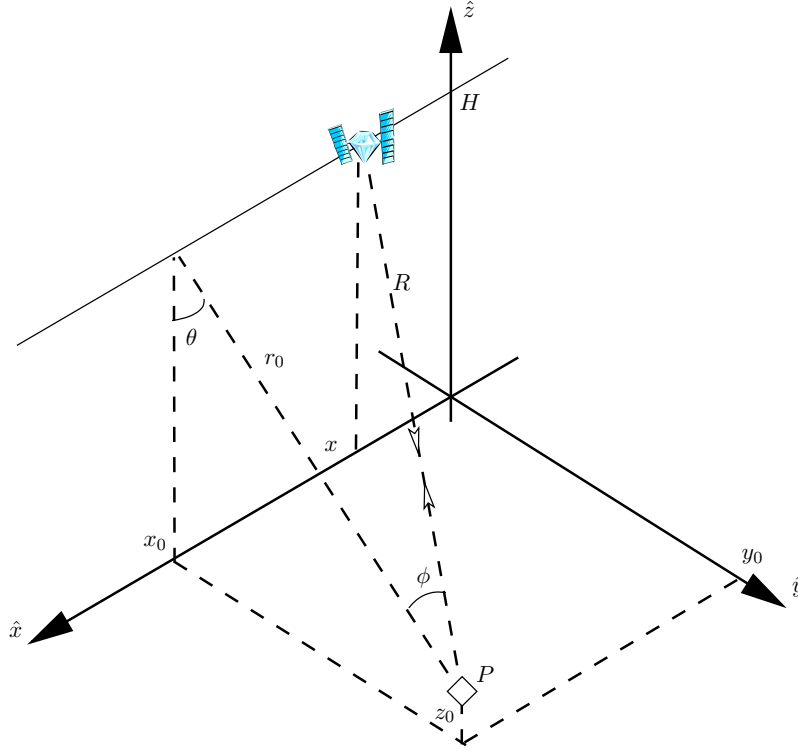


FIG. I.4 – Géométrie de l'acquisition SAR

où f_0 est la fréquence porteuse du radar et $R(x; r_0, x_0)$ la distance séparant le point P du radar. Après compression en distance, il vient :

$$s_{rc}(t, x) = s_c \left(t - \frac{2}{c} R(x; r_0, x_0) \right) \exp \left(-j4\pi \frac{f_0}{c} R(x; r_0, x_0) \right) \quad (\text{I.15})$$

En supposant les variations de s_c avec x négligeables (faible migration) ou compensées, on a :

$$s_{rc}(t, x) \approx s_c \left(t - \frac{2r_0}{c} \right) \exp \left(-j4\pi \frac{f_0}{c} R(x; r_0, x_0) \right) \quad (\text{I.16})$$

Or, la distance séparant le radar du point P s'écrit :

$$R(x; x_0, r_0) = \sqrt{r_0^2 + (x - x_0)^2} \quad (\text{I.17})$$

$$\text{où } r_0 = \sqrt{y_0^2 + (H - z_0)^2} \quad (\text{I.18})$$

et peut être approchée, dans le cas d'un radar possédant une ouverture angulaire faible dans la direction azimut et opérant en visée latérale (c'est à dire dont l'antenne pointe perpendiculairement à la direction de déplacement du porteur), par :

$$R \approx r_0 + \frac{(x - x_0)^2}{2r_0}. \quad (\text{I.19})$$

Les position du capteur, x , pour lesquelles une cible est illuminée sont données par :

$$x - x_0 \in \left[-\frac{L_a}{2}; \frac{L_a}{2} \right] \quad (\text{I.20})$$

où L_a est défini en (I.3). D'où :

$$s_{rc}(t, x) \approx \begin{cases} s_c \left(t - \frac{2r_0}{c} \right) \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda r_0} (x - x_0)^2 \right) & \text{pour } x - x_0 \in \left[-r_0 \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right); r_0 \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) \right] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

On reconnaît dans (I.21) un signal de type chirp. Par analogie avec la compression d'impulsion en distance I.7, on calcule l'occupation spectrale du chirp en azimut :

$$W_a = \frac{4}{\lambda} \tan \left(\frac{\phi_a}{2} \right) \approx 2 \frac{\phi_a}{\lambda}. \quad (\text{I.22})$$

On applique une focalisation par filtrage adapté, ce qui, d'après (I.4) et (I.12), donne la résolution en azimut :

$$\delta_a = \frac{1}{W_a} = \frac{\lambda}{2\phi_a} \approx \frac{D_a}{2} \quad (\text{I.23})$$

La synthèse d'ouverture permet donc d'atteindre de très bonnes résolutions, indépendamment de la distance séparant la scène de la trajectoire du radar.

I.1.2 Modélisation du signal SAR dans le cas d'une cible ponctuelle

On se place ici dans le cas plus général d'une cible dont la réflectivité peut fluctuer lorsque l'angle d'observation et la fréquence d'illumination varient. Compte-tenu de la configuration de mesure, ces variations sont décrites par le biais d'une fonction $H(f, \phi)$, où ϕ est précisé sur la figure I.4. Le diffuseur ponctuel est situé à la position (x_0, r_0) dans le plan radar.

I.1.2.1 Vidéo brute

En notant $\xrightarrow{m(t)}$ la convolution par un filtre de réponse impulsionnelle $m(t)$ et \otimes l'opérateur de multiplication, le processus d'acquisition des données par le système SAR, pour un point de la scène, peut être représenté par le synoptique suivant :

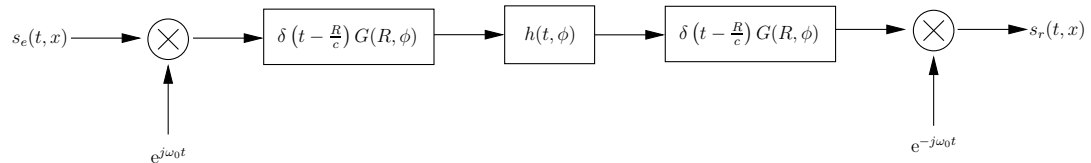


FIG. I.5 – Modélisation de la chaîne d'acquisition radar

$s_e(t, x)$ est le signal émis par le radar (défini en bande de base) lorsqu'il occupe la position x . On reconnaît sur le synoptique, dans l'ordre :

1. la transposition autour de la fréquence porteuse,

2. l'effet de trajet de l'onde depuis le radar jusqu'au point (gain d'antenne, affaiblissement, retard), où $R = R(x; r_0, x_0)$ est la distance radar cible donnée par (I.17), c la célérité de l'onde et G une fonction prenant en compte le gain d'antenne dans la direction de la cible et l'atténuation due à la distance,
3. l'interaction entre l'onde et le diffuseur, modélisée par une réponse impulsionnelle de paramètre ϕ , angle sous lequel est vue la cible lorsque le SAR occupe la position courante ($h(t, \phi)$ est la transformée de FOURIER inverse de $H(f, \phi)$ par rapport à la variable f),
4. l'effet du trajet retour,
5. la démodulation cohérente.

On notera que G dépend de R et de ϕ , qui ne sont fonction que de x . En effet, compte-tenu des vitesses et des distances mises en jeu, il est raisonnable de négliger les variations de R et ϕ avec le temps court t . Pour une impulsion radar donnée, c'est à dire pour une valeur de x fixée, G intervient donc comme une constante multiplicative.

Afin de réorganiser le schéma I.5, on choisit de travailler dans le domaine fréquentiel, relativement à la variable temporelle t . La représentation dans le domaine fréquentiel se déduit du modèle temporel en utilisant l'équivalence multiplication/convolution dans les espaces duaux. Le processus d'acquisition se modélise alors dans le domaine fréquentiel par :

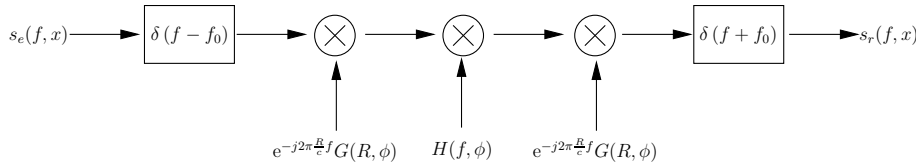


FIG. I.6 – Chaîne d'acquisition : domaine fréquentiel

où les blocs représente toujours une convolution, mais maintenant par rapport à la variable f , représentant la fréquence en bande de base.

Sachant que :

$$(a(f) \cdot s(f)) \stackrel{f}{*} \delta(f + f_0) = a(f + f_0) \cdot s(f + f_0) \quad (\text{I.24})$$

$$= a(f + f_0) \cdot \left(s(f) \stackrel{f}{*} \delta(f + f_0) \right) \quad (\text{I.25})$$

ce qui se représente de façon schématique par :

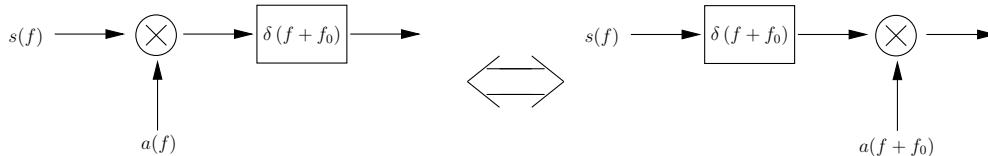


FIG. I.7 – Équivalences

le synoptique peut être réorganisé selon :

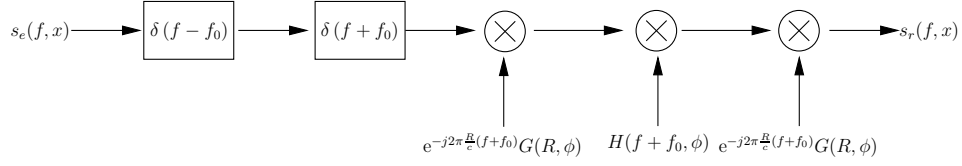


FIG. I.8 – Réorganisation du synoptique dans le domaine fréquentiel (étape 1)

Et finalement :

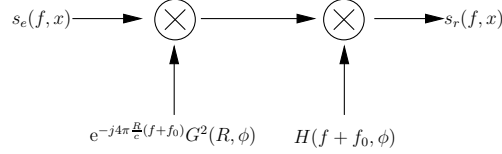


FIG. I.9 – Réorganisation du synoptique dans le domaine fréquentiel (étape 2)

soit dans le domaine temporel :

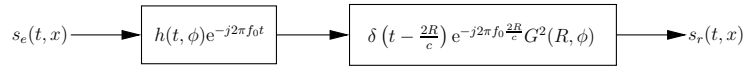


FIG. I.10 – Modélisation équivalente du traitement SAR

Sur la figure I.10, le premier bloc modélise l'interaction du signal émis par le radar avec la cible ponctuelle (dont la réponse en fréquence a été transposée en bande de base), le deuxième représente l'effet du trajet aller-retour de l'onde : affaiblissement, retard et phase associée.

I.1.2.2 Contenu spectral de l'image SAR

Pour une fréquence f émise par le radar, l'expression du signal reçu par le radar se déduit de la figure I.9. On suppose que le radar émet toujours un signal de même forme : $s_e(f, x) = s_e(f)$ et que l'affaiblissement dû au trajet aller-retour est constant, ou ses variations compensées. Seule la réponse angulaire de l'antenne reste alors prise en compte au travers du terme $G_0(\phi(x))$. Dans ces conditions, le signal mesuré par le radar s'exprime comme :

$$s_r(f, x) = G_0(\phi(x)) H(f + f_0, \phi(x)) \cdot \exp\left(-j4\pi \frac{R(x)}{c}(f + f_0)\right) \cdot s_e(f) \quad (\text{I.26})$$

On note :

$$k = \frac{4\pi f}{c} \quad (\text{I.27})$$

le nombre d'onde et

$$k_0 = \frac{4\pi f_0}{c} \quad (\text{I.28})$$

En remplaçant $R(x)$ par son expression (I.19) et en remarquant que :

$$\tan(\phi) = \frac{x - x_0}{r_0}, \quad (\text{I.29})$$

il vient :

$$s'_r(k, x) = \exp(-j(k + k_0)r_0) G_0 \left(\arctan \left(\frac{x - x_0}{r_0} \right) \right) \\ H \left(\frac{c}{4\pi}(k + k_0), \arctan \left(\frac{x - x_0}{r_0} \right) \right) \cdot \exp \left(-j(k + k_0) \frac{(x - x_0)^2}{2r_0} \right) \cdot s'_e(k) \quad (\text{I.30})$$

avec $s'_r(k, x) = s_r(\frac{ck}{4\pi}, x)$ et $s'_e(k) = s_e(\frac{ck}{4\pi})$.

Le spectre bidimensionnel de la vidéo brute s'obtient alors en prenant la transformée de FOURIER de $s'_r(k, x)$ dans la direction azimut (x). On utilise pour cela la méthode de la phase stationnaire [Torresani 95], ce qui conduit à :

$$s'_r(k, k_{az}) = \exp(-j((k + k_0)r_0 + k_{az}x_0)) \sqrt{\frac{r_0}{k + k_0}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \\ H \left(\frac{c}{4\pi}(k + k_0), \arctan \left(-\frac{k_{az}}{k + k_0} \right) \right) G_0 \left(\arctan \left(-\frac{k_{az}}{k + k_0} \right) \right) \\ \exp \left(j \frac{r_0}{k + k_0} k_{az}^2 \right) \cdot s'_e(k) \quad (\text{I.31})$$

où k_{az} est le nombre d'onde en azimut et s'exprime donc en m^{-1} .

La synthèse de l'image SAR s'effectue par compression d'impulsion. Celle-ci peut être réalisée conjointement en distance et en azimut, en corrélant la réponse de la scène avec une fonction de référence correspondant à la réponse d'une cible ponctuelle idéale. Le calcul de la corrélation peut s'opérer par multiplication dans le domaine fréquentiel, $s'_r(k, k_{az})$ devant alors être multiplié par le conjugué de la fonction de référence :

$$s_{ref}(k, k_{az}) \propto \sqrt{\frac{r_0}{k + k_0}} \exp \left(j \frac{r_0}{k + k_0} k_{az}^2 \right) \cdot s'_e(k) \quad (\text{I.32})$$

Par souci de clarté, on néglige les variations de l'amplitude du spectre dues au terme $\sqrt{\frac{r_0}{k + k_0}}$ dans (I.31) et (I.32). La réponse de la cible après synthèse prend alors, dans le domaine fréquence distance-fréquence azimut, la forme suivante :

$$s_c(k, k_{az}) = K \cdot \exp(-j((k + k_0)r_0 + k_{az}x_0)) \\ H \left(\frac{c}{4\pi}(k + k_0), \arctan \left(-\frac{k_{az}}{k + k_0} \right) \right) G_0 \left(\arctan \left(-\frac{k_{az}}{k + k_0} \right) \right) F(k) \quad (\text{I.33})$$

où $F(f) = |s'_e(f)|^2$. Compte tenu de la nature des impulsions émises (voir I.1.1.2), F est approchée par une porte dont la largeur est donnée par la bande transmise, W :

$$F(k) = \mathbb{1}_{\left[-\frac{2\pi W}{c}, \frac{2\pi W}{c}\right]}(k). \quad (\text{I.34})$$

Dans (I.33), G_0 intervient également comme une fenêtre de pondération qui sélectionne une partie du spectre de réflectivité angulaire de la cible. Il s'agit d'une fonction connue a priori, dont l'influence peut être compensée. En notant ϕ_a

l'ouverture du lobe principal de l'antenne, la réponse compensée s'écrit :

$$s_{cc}(k, k_{az}) = K \cdot \exp(-j(k_0 r_0 + k r_0 + k_{az} x_0)) \\ H\left(\frac{c}{4\pi}(k + k_0), \arctan\left(-\frac{k_{az}}{k + k_0}\right)\right) \\ \mathbb{1}_{\left[\frac{-2\pi W}{c}, \frac{2\pi W}{c}\right]}(k) \cdot \mathbb{1}_{\left[\frac{-\phi_a}{2}, \frac{\phi_a}{2}\right]}\left(\arctan\left(\frac{k_{az}}{k + k_0}\right)\right) \quad (\text{I.35})$$

Le spectre est ici exprimé en fonction de la variable k , duale de la coordonnée d'espace R . L'image SAR est définie dans le plan (r, x) où r est la distance séparant la cible de la trajectoire du capteur. On fait donc apparaître la variable duale de r , k_{rg} en écrivant [Cafforio 91] :

$$k_{rg} + k_0 = (k + k_0) \cos(\phi) \quad (\text{I.36})$$

$$k_{az} = (k + k_0) \sin(\phi) \quad (\text{I.37})$$

$$(\text{I.38})$$

On a donc :

$$k_{az} = (k_{rg} + k_0) \tan(\phi) \quad (\text{I.39})$$

et en supposant l'ouverture angulaire de l'antenne faible :

$$k_{rg} \approx k \quad (\text{I.40})$$

La réponse de la cible dans le domaine spectral peut alors se réécrire :

$$s_{cc}(k_{rg}, k_{az}) = s_{id}(k_{rg}, k_{az}) H\left(\frac{c}{4\pi}(k_{rg} + k_0), \arctan\left(-\frac{k_{az}}{k_{rg} + k_0}\right)\right) \quad (\text{I.41})$$

où s_{id} est la réponse d'une cible ponctuelle idéale, c'est à dire dont la réflectivité ne dépend pas de l'angle d'observation et de la fréquence d'illumination :

$$s_{id}(k_{rg}, k_{az}) = K \cdot \exp(-j(k_0 r_0 + k_{rg} r_0 + k_{az} x_0)) \\ \mathbb{1}_{\left[\frac{-2\pi W}{c}, \frac{2\pi W}{c}\right]}(k_{rg}) \mathbb{1}_{\left[\frac{-\phi_a}{2}, \frac{\phi_a}{2}\right]}\left(\arctan\left(\frac{k_{az}}{k_{rg} + k_0}\right)\right) \quad (\text{I.42})$$

(I.41) permet de définir les relations entre les valeurs du spectre de la réponse de la cible dans l'image SAR et les valeurs de la réflectivité. En faisant apparaître f' , la fréquence du signal transposé autour de la fréquence porteuse f_0 et donc la fréquence réelle de l'onde interagissant avec la cible, dans (I.40) et (I.37), il vient :

$$k_{rg} \approx \frac{4\pi}{c}(f' - f_0) \quad (\text{I.43})$$

$$k_{az} = -\frac{4\pi f'}{c} \sin(\phi)$$

La valeur du spectre de la réponse du diffuseur en un point (k_{rg}, k_{az}) renseigne sur la réflectivité de la cible pour un angle ϕ et une fréquence f' tels que :

$$f' \approx f_0 + \frac{ck_{rg}}{4\pi} \\ \phi = -\arcsin\left(\frac{ck_{az}}{4\pi f'}\right) \quad (\text{I.44})$$

L'observation du spectre de réflectivité par un dispositif de bande passante finie conduit à sélectionner dans le spectre de réflectivité de la cible une fenêtre décrite par les plages de paramètres :

$$f' \in \left[f_0 - \frac{W}{2}, f_0 + \frac{W}{2} \right] \quad (\text{I.45})$$

$$\phi \in \left[-\frac{\phi_a}{2}, \frac{\phi_a}{2} \right] \quad (\text{I.46})$$

L'équation (I.41) montre que le spectre en azimut est une version fenêtrée, retournée et dilatée du spectre de réflectivité angulaire de la cible. L'importance de la dilatation dépend de la fréquence comme illustré en (I.44). Finalement, la relation entre le spectre de réflectivité et le spectre de sa réponse dans l'image SAR peut être représentée par la figure I.11.

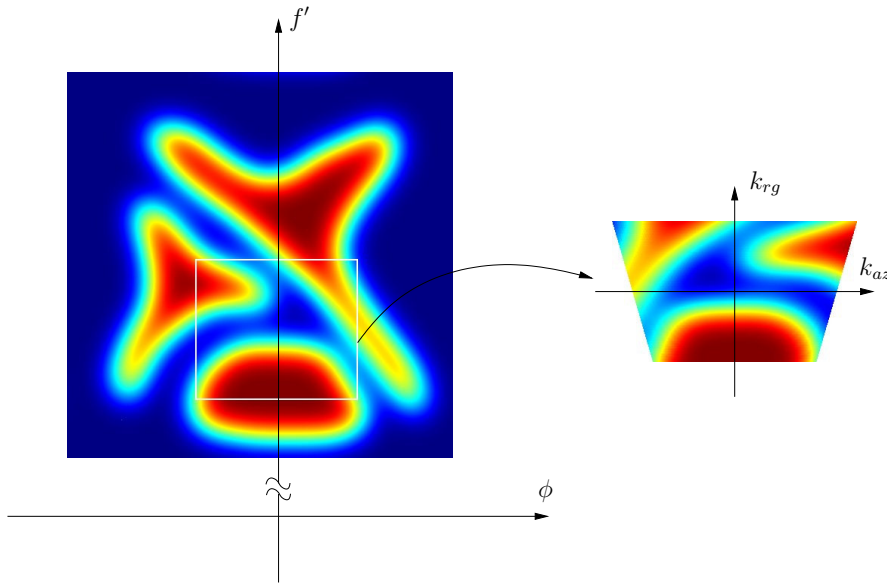


FIG. I.11 – Lien entre le spectre de réflectivité de la cible et celui de sa réponse dans l'image SAR (conformément à I.44, l'information suivant l'axe k_{az} est retournée par rapport l'information en ϕ)

I.1.2.3 Réponse impulsionnelle d'une cible ponctuelle idéale

Les calculs menés dans la partie précédente ont permis de mettre en évidence le lien existant entre le spectre de la réponse d'une cible dans l'image radar et le comportement de sa réflectivité en fonction de l'angle d'observation et de la fréquence d'illumination. Pour obtenir la réponse impulsionnelle de la cible, il faut alors effectuer une transformée de FOURIER inverse de la réponse spectrale explicitée en (I.41). Les développements sont menés dans le cas où la nature trapézoïdale du spectre n'est pas négligée, ce qui permet d'expliquer la forme en "queue de comète" de la réponse. La réponse impulsionnelle correspondant au cas plus classique où le spectre est supposé carré (signal émis à bande étroite : $W \ll f_0$ et ouverture angulaire faible) sera également explicité.

La réponse impulsionnelle d'une cible idéale est donnée par la transformée de FOURIER inverse bidimensionnelle de (I.42). Elle s'exprime donc comme :

$$s_{id}(r, x) = K e^{-jk_0 r_0} \int \int s_{id}(k_{rg}, k_{az}) e^{j(k_{az}x + k_{rg}(r-r_0))} dk_{az} dk_{rg} \quad (\text{I.47})$$

$$= K e^{-jk_0 r_0} \int_{-\frac{\pi}{2\delta_r}}^{\frac{\pi}{2\delta_r}} \int_{-\tan(\frac{\phi_a}{2})(k_{rg}+k_0)}^{\tan(\frac{\phi_a}{2})(k_{rg}+k_0)} e^{jk_{az}(x-x_0)} dk_{az} e^{jk_{rg}(r-r_0)} dk_{rg} \quad (\text{I.48})$$

où la relation (I.13) a été utilisée pour faire apparaître la résolution en distance δ_r .

Pour $x \neq x_0$, il vient :

$$s_{id}(r, x) = \frac{K \pi e^{-jk_0 r_0}}{j(x-x_0)\delta_r} \left[\exp\left(j(x-x_0) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) k_0\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi}{2\delta_r} \left((r-r_0) + (x-x_0) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right)\right)\right) - \exp\left(-j(x-x_0) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) k_0\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi}{2\delta_r} \left((r-r_0) - (x-x_0) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right)\right)\right) \right] \quad (\text{I.49})$$

et dans le cas $x = x_0$,

$$s_{id}(r, x_0) = K \pi e^{-jk_0 r_0} \int_{-\frac{1}{2\delta_r}}^{\frac{1}{2\delta_r}} \left(\phi_a k_{rg} + \frac{2\phi_a f_0}{c}\right) e^{jk_{rg}(r-r_0)} dk_{rg} \quad (\text{I.50})$$

Si $r = r_0$, le calcul mène à :

$$s_{id}(r_0, x_0) = K \pi e^{-jk_0 r_0} \frac{2 \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) k_0}{\delta_r} \quad (\text{I.51})$$

sinon

$$s_{id}(r, x_0) = K \frac{e^{-jk_0 r_0}}{\delta_r} 2 \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) \left[k_0 \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{(r-r_0)}{\delta_r}\right) + \frac{1}{j(r-r_0)} \left(\cos\left(\pi \frac{(r-r_0)}{\delta_r}\right) - \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{(r-r_0)}{\delta_r}\right) \right) \right] \quad (\text{I.52})$$

Finalement :

$$\left. \begin{aligned}
 s_{id}(r, x) &= K \pi \frac{e^{-jk_0 r_0}}{j(x-x_0)\delta_r} \\
 &\quad \left[\exp\left(j(x-x_0) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) k_0\right) \right. \\
 &\quad \left. \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{(r-r_0) + (x-x_0) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right)}{2\delta_r}\right) \right. \\
 &\quad \left. - \exp\left(-j(x-x_0) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) k_0\right) \right. \\
 &\quad \left. \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{(r-r_0) - (x-x_0) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right)}{2\delta_r}\right) \right] \quad \text{si } x \neq x_0, \\
 &= K \pi \frac{e^{-jk_0 r_0}}{\delta_r} 2 \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) \left[k_0 \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{(r-r_0)}{\delta_r}\right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{j(r-r_0)} \left(\cos\left(\pi \frac{r-r_0}{\delta_r}\right) - \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{(r-r_0)}{\delta_r}\right) \right) \right] \quad \begin{array}{l} \text{si } x = x_0 \\ \text{et } r \neq r_0, \end{array} \\
 &= K \pi \frac{e^{-jk_0 r_0}}{\delta_r} 2 \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) k_0 \quad \text{sinon.}
 \end{aligned} \right\} \quad (\text{I.53})$$

La figure I.12 représente la réponse obtenue.

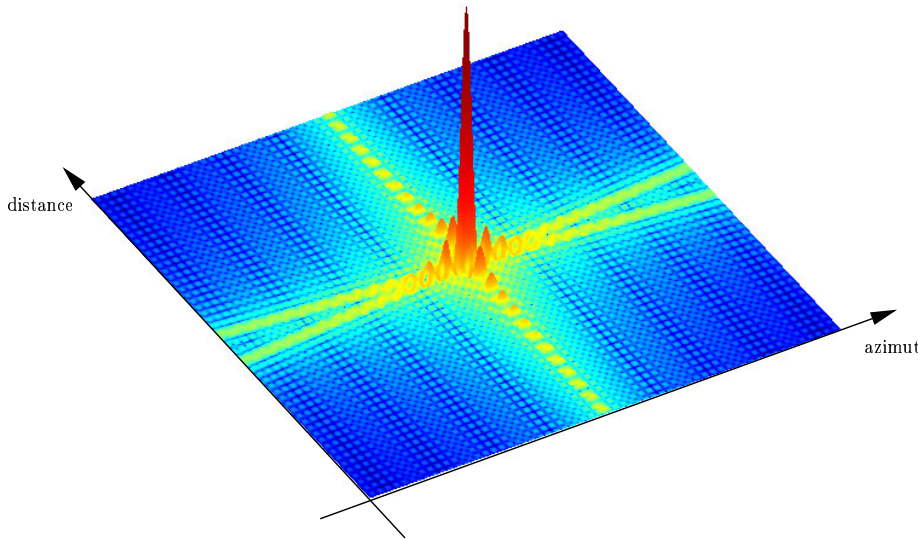


FIG. I.12 – Réponse impulsionnelle d'une cible idéale

Dans le cas où le signal émis par le SAR est supposé à "bande étroite" ($W \ll f_0$), la variation de la fréquence DOPPLER avec la fréquence émise peut être négligée (pour des valeurs de ϕ faibles). Dans ce cas, le spectre est de forme carrée. La réponse impulsionnelle prend alors une forme plus classique en sinus cardinal :

$$s_{idbe}(r, x) \propto e^{-jk_0 r_0} \operatorname{sinc}\left(\frac{r-r_0}{\delta_r}\right) \operatorname{sinc}\left(\pi \frac{x-x_0}{\delta_a}\right) \quad (\text{I.54})$$

Dans le cas d'un signal à bande étroite, comme dans le cas général, la réponse de la cible apparaît comme la translation de la fonction d'appareil à la position de la cible, accompagnée d'un déphasage dû au trajet aller-retour, soit en notant h_0 la réflectivité (constante) de la cible :

$$s(r, x; r_0, x_0) = e^{-jk_0 r_0} h_0 \delta(r - r_0, x - x_0) \overset{r}{*} \overset{x}{*} \mathbb{h}_{SAR}(r, x) \quad (\text{I.55})$$

où, dans le cas d'un signal à "bande étroite" :

$$\mathbb{h}_{SAR}(r, x) \propto \text{sinc}\left(\pi \frac{r}{\delta_r}\right) \text{sinc}\left(\pi \frac{x}{\delta_a}\right) \quad (\text{I.56})$$

I.1.2.4 Réponse impulsionnelle d'une cible ponctuelle fluctuante

Dans le cas où la réflectivité de la cible ne peut pas être considérée comme constante sur les plages des paramètres f et ϕ utilisés par le radar, il est nécessaire de prendre en compte l'influence de H dans le spectre de la réponse de la cible (I.41). H vient multiplier le spectre de la cible idéale, la réponse de la cible dans le domaine spatial s'écrit donc :

$$h_f(r, x) = \mathbb{h}_{SAR}(r, x) \overset{r}{*} \overset{x}{*} h_c(r, x) \quad (\text{I.57})$$

où h_c est la réponse impulsionnelle de la cible dans l'espace radar (r, x) équivalent à la modification de la réponse par le comportement de la réflectivité :

$$h_c(r, x) = \int \int H\left(\frac{c}{4\pi}(k_{rg} + k_0), \arctan\left(-\frac{k_{az}}{k_{rg} + k_0}\right)\right) e^{jk_{az}x} e^{jk_{rg}r} dk_{az} dk_{rg} \quad (\text{I.58})$$

Finalement, la réponse d'une telle cible dans l'image radar se calcule comme :

$$s(r, x; r_0, x_0) = e^{-jk_0 r_0} h_c(r, x) \overset{r}{*} \overset{x}{*} \delta(r - r_0, x - x_0) \overset{r}{*} \overset{x}{*} \mathbb{h}_{SAR}(r, x) \quad (\text{I.59})$$

On peut alors écrire :

$$h_c(r, x) \overset{r}{*} \overset{x}{*} \delta(r - r_0, x - x_0) = a_s(r, x) \quad (\text{I.60})$$

où $a_s''(r, x)$ peut être vue comme la réponse impulsionnelle d'une scène ne contenant que la cible ponctuelle considérée.

I.1.3 Modèle de signal dans le cas de cibles distribuées

La mesure de la scène par le système SAR est par nature bidimensionnelle. La scène observée est, elle, tridimensionnelle et peut être décrite par sa réflectivité complexe $a(x, y, z, f, \phi)$. La mesure SAR opère donc une projection de la scène dans le "plan radar" selon [Bamler 98] :

$$a_r(x, r, f, \phi) = \int a(x, y_0 + r \sin \theta, z_0 - r \cos \theta, f, \phi) r d\theta \quad (\text{I.61})$$

La prise en compte des fluctuations angulaires et fréquentielles de la réflectivité s'obtient en utilisant l'équivalent spatial calculé dans le plan radar :

$$a'_r(x, r, \rho, \xi) = \int \int a_r \left(x, r, \frac{c}{4\pi}(k_{rg} + k_0), \arctan \left(-\frac{k_{az}}{k_{rg} + k_0} \right) \right) e^{jk_{az}\xi} e^{jk_{rg}\rho} dk_{az} dk_{rg} \quad (\text{I.62})$$

où les variables r et x indiquent la position du point considéré en distance et azimut et ρ et ξ repèrent les variations de la réponse impulsionnelle du point dans ces deux mêmes directions.

La réflectivité équivalente de la scène est alors obtenue en sommant les réponses impulsionnelles de chaque point dans le plan radar :

$$a_s(x, r) = \int \int a'_r(x', r', r - r', x - x') dr' dx' \quad (\text{I.63})$$

La réponse de la scène après filtrage par la fonction de transfert du SAR prend donc la forme :

$$s_s(x, r) = e^{-j2kr} \left(a_s(x, r) \overset{r}{*} \overset{x}{*} \mathbb{h}_{SAR}(x, r) \right) \quad (\text{I.64})$$

L'effet de la projection cylindrique opérée par le radar ((I.61)) est nul dans la dimension azimutale x . Son effet dans la dimension distance peut être illustré par la figure I.13. L'impact de cette projection sur la géométrie de l'image SAR sera abordé dans la section suivante.

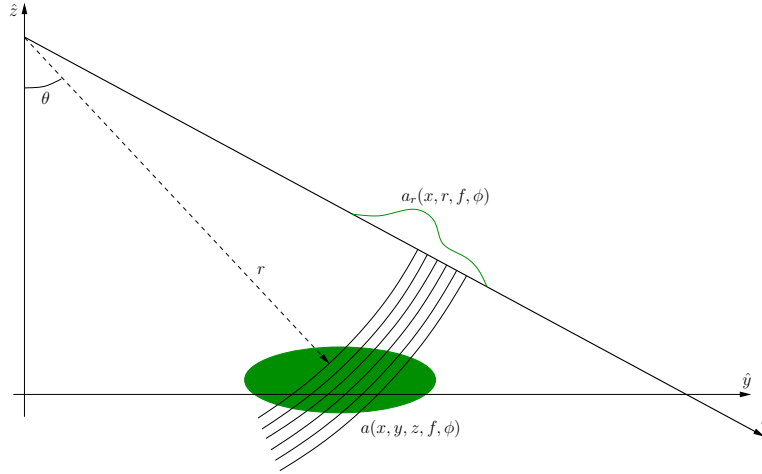


FIG. I.13 – Projection cylindrique de la cible.

La figure I.14 montre le cas du mont Etna, Italie, vu par le capteur SIR-C, en bande X. L'image montre l'amplitude de l'image complexe, après focalisation des données en azimut et en distance. Il est possible de reconnaître les cratères et autres formes du volcan.

I.1.4 Particularités de l'imagerie SAR

L'imagerie radar possède des spécificités liées à la technique de mesure. Deux types de particularités sont présentés ici : particularités d'ordre géométrique et concernant la texture de l'image.

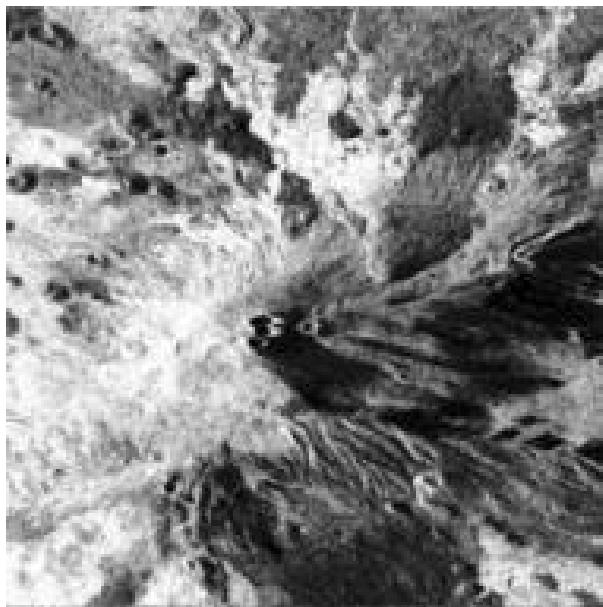


FIG. I.14 – Image d’amplitude du Mont Etna, Sicile, Italie, X-SAR/SIR-C.

I.1.4.1 Déformations géométriques

La projection opérée lors de la mesure SAR est différente de celle ayant lieu lors d’une prise photographique. Cela introduit notamment des particularités géométriques propres au SAR : le rapprochement (ou foreshortening) et le déversement (ou layover).

La figure I.15 illustre le phénomène de ”foreshortening”. Les distances M1-M2 et M2-M3, bien que sensiblement égales dans la géométrie de la scène, apparaissent déformées dans l’image radar. Les faces de la scène orientées vers le radar sont contractées, celles orientées vers l’opposé sont étirées. Ce phénomène s’accompagne en général d’une différence de réflectivité sensible, celle-ci apparaissant plus forte sur la partie contractée et plus faible sur la partie étirée.

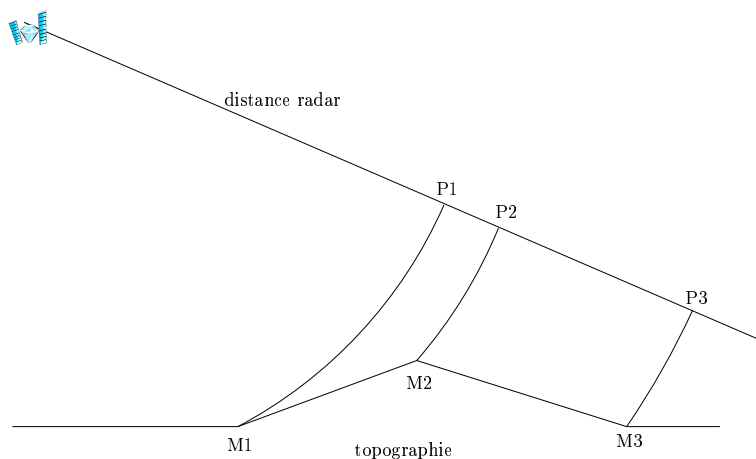


FIG. I.15 – Illustration du phénomène de ”foreshortening”

En présence d'une topographie très marquée, c'est à dire lorsque les pentes observées sont supérieures à la valeur de l'angle d'incidence local, on peut même observer une inversion des positions dans l'image, comme illustré sur la figure I.16. Cette aberration géométrique est appelée *layover*. La projection P2 du point M2 apparaît en effet avant la projection P1 du point M1. Ce phénomène est particulièrement sensible sur les bâtiments, dont les murs présentent une "forte pente". En général, le phénomène de *layover* s'accompagne de l'apparition d'une ombre radar, visible sur la figure I.16 entre les points P1 et P3. On peut notamment observer des ombres radar dans le cratère du mont Etna, sur la figure I.14.

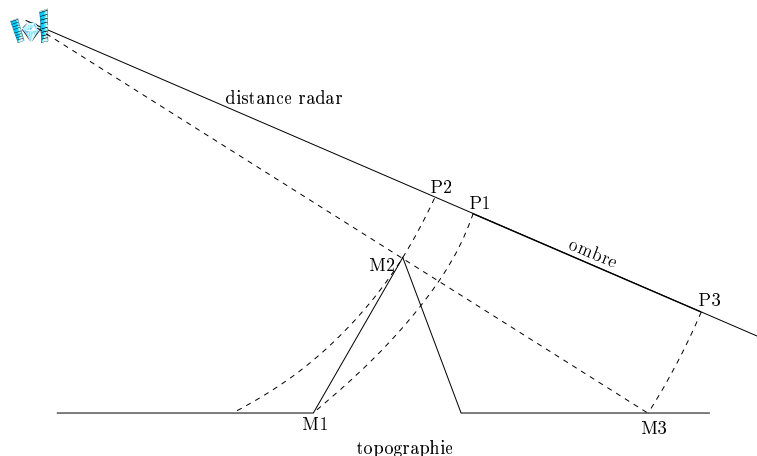


FIG. I.16 – Illustration du phénomène de "layover"

L'image du mont Etna (figure I.14) met en évidence ces deux observations. On peut déduire de l'observation de cette image que l'axe azimuth est vertical et que l'axe radar, horizontal, fait figurer les distances les plus faibles à gauche et les plus grandes à droite.

I.1.4.2 Bruit de speckle

Les images radar d'environnements éclairés par une onde électromagnétique cohérente présentent des granulations cohérentes spécifiques, qui limitent l'interprétation des propriétés macroscopiques de la scène observée, en lui donnant une apparence chaotique et désordonnée. La majorité des milieux naturels présente des diffuseurs élémentaires dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde incidente. Les surfaces peuvent être alors extrêmement rugueuses et des milieux hétérogènes sources de multiples réflexions aléatoires. Ces réflecteurs élémentaires présentent alors des diffusions indépendantes. Le signal mesuré par le radar résulte de l'addition cohérente des réponses des diffuseurs élémentaires auxquels sont affectés des retards dépendant de la longueur d'onde et de l'état microscopique de la surface ainsi que de la géométrie, comme le montre la figure I.17(a)

L'interférence de ces ondes déphasées engendre des granulations dans l'image connue sous le nom de **speckle** ou chatoiement. L'effet speckle se traduit sur l'image par la présence d'une multitude de points soit brillants où l'interférence associée est fortement constructive, soit obscurs lorsque l'interférence est destructive.

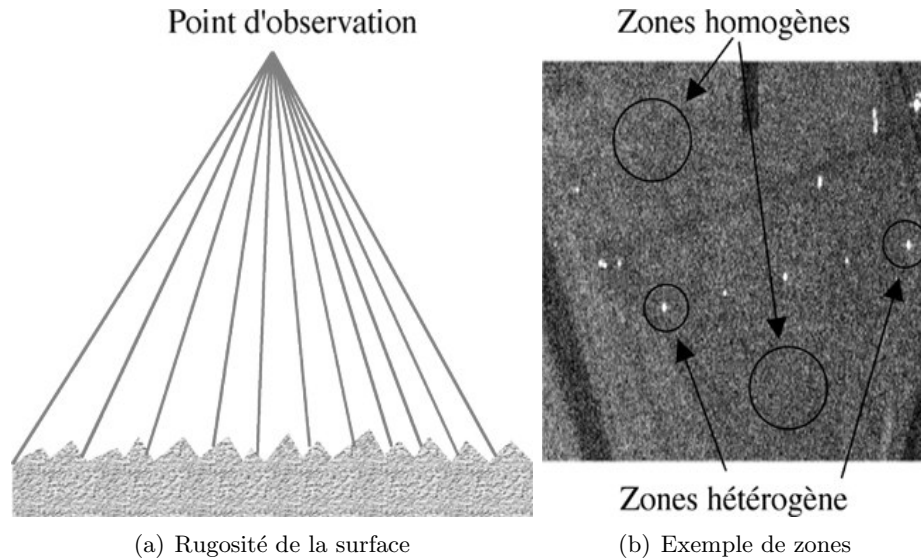


FIG. I.17 – Formation du speckle.

Le speckle n'est donc pas le résultat d'une variabilité spatiale des propriétés physiques ou électromagnétiques de la surface illuminée par le radar. Dans toute l'image radar, il est courant de rencontrer aussi bien des parcelles où la seule texture présente est celle du speckle (zones homogènes), que des parcelles présentant des variations spatiales propres à l'environnement autres que celles dues au speckle (zones hétérogènes), comme le montre la figure I.17(b).

Le speckle est un phénomène parasite qu'il convient en général de réduire pour améliorer le fonctionnement des procédures utilisant les images SAR. Néanmoins, le fait qu'il apparaît principalement sur les zones rugueuses, et donc vraisemblablement naturelles, peut être mis à profit (voir chapitre IV)

I.2 Polarimétrie radar

La polarimétrie étudie les modifications de la polarisation d'une onde électromagnétique lors de son interaction avec une cible ou un milieu naturel. Ces modifications sont très fortement liées aux caractéristiques géométriques et à la structure physique intrinsèque de la cible observée. L'information polarimétrique, couplée à la connaissance des comportements électromagnétiques, offre donc une dimension supplémentaire pour la caractérisation des objets à l'aide de données SAR.

L'objet de cette section est donc d'introduire la notion de polarimétrie ainsi que le formalisme mathématique associé. L'accent est également mis sur l'interprétation physique.

I.2.1 Polarisation de l'onde électromagnétique

Le signal radar est une onde électromagnétique, dont la propagation est régie par les équations de Maxwell. Les milieux dans lesquels se propagent les ondes ra-

dar peuvent être assimilés au vide et ne contiennent ni charge, ni courant. Dans ces conditions, les champs électrique \mathbf{E} et magnétique \mathbf{B} qui composent l'onde électromagnétique obéissent aux lois suivantes :

$$\operatorname{div}\mathbf{E} = 0 \quad (\text{I.65})$$

$$\operatorname{rot}\mathbf{E} + \frac{\partial\mathbf{B}}{\partial t} = \mathbf{0} \quad (\text{I.66})$$

$$\operatorname{div}\mathbf{B} = 0 \quad (\text{I.67})$$

$$\operatorname{rot}\mathbf{B} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial\mathbf{E}}{\partial t} \quad (\text{I.68})$$

où c est la célérité de l'onde dans le vide.

Les relations d'analyse vectorielle permettent d'écrire les équations de propagation des champs électrique et magnétique :

$$\nabla^2\mathbf{E} + \frac{1}{c} \frac{\partial^2\mathbf{E}}{\partial t^2} = \mathbf{0} \quad (\text{I.69})$$

$$\nabla^2\mathbf{B} + \frac{1}{c} \frac{\partial^2\mathbf{B}}{\partial t^2} = \mathbf{0} \quad (\text{I.70})$$

La recherche des solutions de ces équations sous la forme d'ondes planes conduit au résultat suivant, utilisant le formalisme complexe :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \Re \{ \underline{\mathbf{E}} \exp(j(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t)) \} \quad (\text{I.71})$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \Re \{ \underline{\mathbf{B}} \exp(j(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t)) \} \quad (\text{I.72})$$

où \mathbf{k} est le vecteur d'onde qui indique la direction de propagation et dépend de la longueur d'onde spatiale λ selon $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ et ω la pulsation. La combinaison de (I.71) et (I.72) avec les équations de Maxwell dans le vide donne :

$$\mathbf{E} \cdot \mathbf{k} = 0 \quad (\text{I.73})$$

$$\mathbf{B} \cdot \mathbf{k} = 0 \quad (\text{I.74})$$

$$\text{et } \mathbf{B} = \frac{\mathbf{k} \wedge \mathbf{E}}{\omega} \quad (\text{I.75})$$

Les champs électrique et magnétique varient donc dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde et sont orthogonaux l'un à l'autre. La relation (I.75) autorise à n'étudier qu'une des deux composantes du champ électromagnétique. On choisit en général le champ électrique.

Dans un système de coordonnées cartésiennes et pour une onde se propageant dans la direction \hat{z} , le champ électrique peut se décomposer suivant les axes \hat{x} et \hat{y} selon :

$$E_x = E_{0x} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \quad (\text{I.76})$$

$$E_y = E_{0y} \cos(\omega t - kz + \delta_y) \quad (\text{I.77})$$

où δ_x et δ_y représentent les phases absolues des deux composantes.

Dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation, pour simplifier on choisit le plan d'équation $z = 0$, l'extrémité du vecteur \mathbf{E} décrit la courbe paramétrique

suivante :

$$E_x = E_{0x} \cos(\omega t + \delta_x) \quad (\text{I.78})$$

$$E_y = E_{0y} \cos(\omega t + \delta_y) \quad (\text{I.79})$$

qui est l'équation d'une ellipse. La forme de l'ellipse est fonction des paramètres E_{0x} , E_{0y} et de la différence $\delta_y - \delta_x$. Elle peut "dégénérer" en un cercle dans le cas où $E_{0x} = E_{0y}$ et $\delta_y - \delta_x = \pm \frac{\pi}{2}$ ou en un segment lorsque $\delta_y = \delta_x[\pi]$, comme le montre une réécriture de l'équation de l'ellipse selon :

$$\left(\frac{E_x}{E_{0x}}\right)^2 - 2\frac{E_x E_y}{E_{0x} E_{0y}} \cos(\delta_y - \delta_x) \left(\frac{E_y}{E_{0y}}\right)^2 = \sin^2(\delta_y - \delta_x) \quad (\text{I.80})$$

Le champ électrique peut être avantageusement représenté dans le domaine complexe par le vecteur de JONES [Lueneburg 95], c'est à dire la représentation complexe du vecteur champ électrique, $\underline{\mathbf{E}}$ introduite en (I.71). Les champs constituant l'onde étant orthogonaux à la direction de propagation, on parle alors d'onde transverse, le vecteur de JONES se définit dans ce plan. Dans le cas où la direction de propagation est \hat{z} , le vecteur de JONES prend la forme :

$$\underline{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \frac{E_x}{E_{0x}} \\ \frac{E_y}{E_{0y}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{0x} e^{j\delta_x} \\ E_{0y} e^{j\delta_y} \end{bmatrix} \quad (\text{I.81})$$

Dans (I.81), le vecteur de JONES a été défini dans la base de polarisation (\hat{x}, \hat{y}) qui dérive directement de la base géométrique. Néanmoins, l'espace formé par les vecteurs de JONES est un espace vectoriel complexe, qui peut être muni d'une norme et d'un produit scalaire. D'autres bases, formées de vecteurs de JONES orthogonaux sont donc envisageables, comme par exemple la base circulaire, composée des vecteurs de JONES correspondant à une polarisation circulaire gauche et une polarisation circulaire droite. Dans la suite, la base des polarisations linéaires sera seule utilisée. Plutôt que la notation (x, y) , on adoptera la notation (h, v) plus répandue. Le tableau I.1 donne l'expression des vecteurs de Jones correspondant aux polarisations linéaires et circulaires dans la base (\hat{h}, \hat{v}) .

<i>État de polarisation</i>	$\underline{\mathbf{E}}_{\hat{h}, \hat{v}}$
Linéaire vertical	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$
Linéaire horizontal	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$
Circulaire gauche	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$
Circulaire droite	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$

TAB. I.1 – Exemples de vecteurs de JONES associés à des états de polarisation canoniques.

I.2.2 Représentations polarimétriques d'une cible radar

L'interaction de l'onde électromagnétique avec un milieu ou une cible (voir figure I.18) entraîne une modification de son état de polarisation.

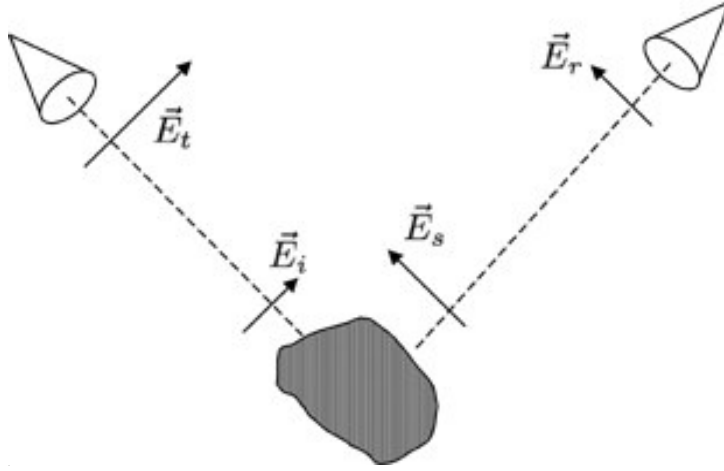


FIG. I.18 – Diffusion d'une onde par un objet.

I.2.2.1 Représentation cohérente

Le vecteur de JONES représentant l'onde réfléchie s'exprime à partir de celui de l'onde incidente par application d'une transformation linéaire, représentable sous forme matricielle.

Matrice de Sinclair

La matrice de diffusion cohérente, ou matrice de SINCLAIR, \mathbf{S} , est une matrice (2×2) à éléments complexes qui lie le vecteur de JONES incident $\underline{\mathbf{E}}_i$ à celui diffusé $\underline{\mathbf{E}}_s$. Les vecteurs de JONES peuvent être définis dans une base polarimétrique quelconque [Pottier 92, Boerner 95], mais on se restreint ici à la base (\hat{h}, \hat{v}) .

$$\underline{\mathbf{E}}_s = \mathbf{S}\underline{\mathbf{E}}_i = \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{bmatrix} \underline{\mathbf{E}}_i \quad (\text{I.82})$$

Les éléments de \mathbf{S} sont différenciés par leurs indices. L'indice de droite représente la polarisation incidente et celui de gauche la polarisation diffusée. Ainsi les éléments diagonaux de la matrice \mathbf{S} sont appelés élément co-polarisés car ils représentent le coefficient multiplicatif complexe reliant les projections des vecteurs de JONES incident et réfléchi sur le même axe de la base de polarisation. Les autres coefficients de \mathbf{S} sont appelés éléments en polarisation croisée. Pour une configuration de mesure donnée, la matrice de SINCLAIR définit totalement la modification de la polarisation d'une onde incidente monochromatique, lors de l'interaction avec une cible radar. La puissance associée à une cible radar, ou *SPAN*, est définie comme :

$$\text{SPAN} = |S_{hh}|^2 + |S_{hv}|^2 + |S_{vh}|^2 + |S_{vv}|^2 \quad (\text{I.83})$$

En configuration monostatique, c'est à dire lorsque l'émetteur de l'onde incidente et le récepteur de l'onde diffusée sont localisés au même endroit, le théorème de réciprocité [Dahon 04] impose que la matrice \mathbf{S} soit symétrique : $S_{hv} = S_{vh}$. Le tableau I.2 donne les matrices de diffusion cohérente, ou matrices de SINCLAIR, de quelques cibles canoniques dans la base de polarisation (\hat{h}, \hat{v}) . Les matrices sont normalisées de façon

<i>Cible canonique</i>	$\mathbf{S}_{(\hat{h}, \hat{v})}$
Sphère, plan, trièdre	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Dipôle	$\begin{bmatrix} \cos^2 \psi & \frac{1}{2} \sin(2\psi) \\ \frac{1}{2} \sin(2\psi) & \sin^2 \psi \end{bmatrix}$
Dièdre	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(2\psi) & \sin(2\psi) \\ \sin(2\psi) & -\cos(2\psi) \end{bmatrix}$

TAB. I.2 – Exemples de matrices de Sinclair associées à des cibles canoniques.

à présenter une puissance unitaire. L'angle ψ représente l'orientation, autour de l'axe de visée du radar, de l'axe de symétrie principal de la cible canonique.

Vecteur cible

La vectorisation d'une matrice de diffusion \mathbf{S} par projection sur un groupe de matrices permet d'obtenir un vecteur cible qui contient toute l'information polarimétrique cohérente :

$$\mathbf{k} = \frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{S}\Psi) = \begin{bmatrix} k_0 \\ k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.84})$$

où Ψ représente un ensemble de matrices qui définissent une base de projection.

Les deux bases les plus utilisées sont $[\Psi_L]$ et $[\Psi_P]$ qui correspondent respectivement à l'ordonnancement lexicographique des éléments de la matrice \mathbf{S} et à la base des matrices de PAULI modifiées, données par [Cloude 96] :

$$\{\Psi_L\} = \left\{ \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{I.85})$$

$$\{\Psi_P\} = \left\{ \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{I.86})$$

Les vecteurs cibles correspondants sont :

$$\mathbf{k}_L = \begin{bmatrix} S_{hh} \\ S_{hv} \\ S_{vh} \\ S_{vv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.87})$$

$$\mathbf{k}_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{hh} + S_{vv} \\ S_{hh} - S_{vv} \\ S_{hv} + S_{vh} \\ i(S_{hv} - S_{vh}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.88})$$

Dans le cas monostatique, $S_{hv} = S_{vh}$, le nombre d'éléments peut être réduit à trois, et les vecteurs s'écrivent :

$$\mathbf{k}_L = \begin{bmatrix} S_{hh} \\ \sqrt{2}S_{hv} \\ S_{vv} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{k}_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{hh} + S_{vv} \\ S_{hh} - S_{vv} \\ 2S_{hv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.89})$$

Ces vecteurs sont des représentations cohérentes de la matrice de diffusion. Leur norme est égale au *SPAN* de la cible, $\|\mathbf{k}_L\|^2 = \|\mathbf{k}_P\|^2 = \text{SPAN}$. Les deux représentations sont équivalentes et correspondent par une matrice de passage spéciale unitaire suivante :

$$\mathbf{k}_L = \mathbf{A}\mathbf{k}_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{k}_P \quad (\text{I.90})$$

Le tableau I.3 donne l'expression des vecteurs cibles dans la base lexicographique et dans la base de PAULI de quelques cibles canoniques.

<i>Cible canonique</i>	\mathbf{k}_L	\mathbf{k}_P
Sphère, plan, trièdre	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
Dipôle	$\begin{bmatrix} \cos^2 \psi \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(2\psi) \\ \sin^2 \psi \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(2\psi) \\ \sin(2\psi) \end{bmatrix}$
Dièdre	$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(2\psi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(2\psi) \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \cos(2\psi) \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ \cos(2\psi) \\ \sin(2\psi) \end{bmatrix}$

TAB. I.3 – Exemples de vecteurs cibles associées à des cibles canoniques.

I.2.2.2 Représentations incohérentes

Les matrices de diffusion cohérentes sont mesurées par le système radar à un terme de phase près. Ce terme de phase est dû au trajet aller retour de l'onde entre l'antenne et la cible et n'est pas compensable. L'utilisation de formes quadratiques permet de s'affranchir de ce problème. De plus elle permet l'étude des statistiques polarimétriques d'ordre 2, c'est à dire la variance des signaux dans les différents canaux de polarisation et leur corrélation mutuelle.

A partir des vecteurs cibles \mathbf{k}_L et \mathbf{k}_P , sont définies les matrices polarimétriques de covariance, \mathbf{C} , et de cohérence \mathbf{T} , toutes deux (3×3) complexes [Cloude 96] :

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &= \langle \mathbf{k}_L \mathbf{k}_L^\dagger \rangle \\ &= \begin{bmatrix} \langle S_{hh} S_{hh}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{hh} S_{hv}^* \rangle & \langle S_{hh} S_{vv}^* \rangle \\ \sqrt{2} \langle S_{hv} S_{hh}^* \rangle & 2 \langle S_{hv} S_{hv}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{hv} S_{vv}^* \rangle \\ \langle S_{vv} S_{hh}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{vv} S_{hv}^* \rangle & \langle S_{vv} S_{vv}^* \rangle \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I.91})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= \langle \mathbf{k}_P \mathbf{k}_P^\dagger \rangle \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \langle (S_{hh} + S_{vv})(S_{hh} + S_{vv})^* \rangle & \langle (S_{hh} + S_{vv})(S_{hh} - S_{vv})^* \rangle & 2 \langle (S_{hh} + S_{vv}) S_{hv}^* \rangle \\ \langle (S_{hh} - S_{vv})(S_{hh} + S_{vv})^* \rangle & \langle (S_{hh} - S_{vv})(S_{hh} - S_{vv})^* \rangle & 2 \langle (S_{hh} - S_{vv}) S_{hv}^* \rangle \\ 2 \langle S_{hv} (S_{hh} + S_{vv})^* \rangle & 2 \langle S_{hv} (S_{hh} - S_{vv})^* \rangle & 4 \langle S_{hv} S_{hv}^* \rangle \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I.92})$$

d'après (I.90), ces deux matrices hermitiennes sont équivalentes et correspondent au moyen de la relation de passage suivante :

$$\mathbf{C} = \mathbf{A} \mathbf{T} \mathbf{A}^\dagger \quad (\text{I.93})$$

Cette relation unitaire ($\det A = 1$) implique que la matrice de covariance et la matrice de cohérence possèdent des valeurs propres identiques. Celles-ci sont de plus réelles et non négatives car \mathbf{C} et \mathbf{T} sont hermitiennes semi-définies positives.

I.2.3 Interprétation physique

La polarimétrie permet l'exploitation de données multidimensionnelles. En transmettant des ondes de polarisation différentes, il est alors possible de caractériser plus précisément le comportement électromagnétique de l'objet illuminé. Ce comportement est intimement lié à certaines caractéristiques physiques de l'objet, telles la forme, la constante diélectrique, la conductivité électrique. La polarimétrie fournit donc une information physique supplémentaire sur scène.

I.2.3.1 Décompositions cohérentes

L'analyse de la matrice de SINCLAIR ou des vecteurs cibles associés est particulièrement efficace pour la caractérisation des cibles déterministes. En particulier, la base de PAULI constitue une ébauche de modélisation physique de la cible, comme le montre

l'analyse du tableau I.3. Dans le cas où la cellule de résolution contient une contribution dominante, le vecteur cible mesuré, exprimé dans la base de Pauli peut être rapproché d'un comportement canonique. Par exemple, une contribution dominante dans le canal $hh + vv$ indique une réflexion sur un objet de type surface ou trièdre, une contribution dominante dans le canal $hh - vv$ peut être associée à une structure de type dièdre orientée horizontalement ou verticalement, une forte composante hv est à relier avec un dipôle ou un dièdre orientés à 45° selon la puissance du canal $hh + vv$.

Des études ont été menées visant à caractériser les cibles à partir de leur matrice de diffusion cohérente. On peut noter les travaux de KROGAGER, les approches de CAMERON ([Cameron 96]) puis de TOUZI ([Touzi 02]).

I.2.3.2 Décompositions incohérentes

Différentes décompositions ont été proposées pour donner une interprétation physique des matrices polarimétriques incohérentes. On peut notamment citer les approches de HUYNEN [Huynen 70], FREEMAN [Freeman 98], ...

La méthode présentée ici est celle proposée par CLOUDE et POTTIER [Cloude 96], dont l'intérêt est de ne pas utiliser d'a priori sur la nature de l'interaction.

Analyse en valeurs et vecteurs propres des matrices de covariance et de cohérence

La projection d'une représentation polarimétrique incohérente (3×3) sur la base de ses vecteurs propres permet de décomposer de façon unique une cible distribuée en une somme de trois cibles pures dont les vecteurs cibles sont mathématiquement orthogonaux. Les vecteurs propres sont alors paramétrés et associés à des caractéristiques physiques correspondantes aux mécanismes de diffusion. La matrice de cohérence \mathbf{T} se décompose dans la base de ses vecteurs propres de la façon suivante :

$$\mathbf{T} = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^\dagger = \sum_{k=1}^3 \lambda_k \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^\dagger \quad (\text{I.94})$$

où \mathbf{V} et $\mathbf{\Lambda}$ représentent, respectivement, les matrices (3×3) des vecteurs et valeurs propres de \mathbf{T} . La matrice \mathbf{T} étant hermitienne semi-définie positive, ses valeurs propres λ_k sont réelles, positives ou nulles. Les vecteurs propres complexes \mathbf{v}_k sont orthonormaux. L'idée de la décomposition en valeurs/vecteurs propres est d'utiliser la diagonalisation de la matrice \mathbf{T} , qui est en général de rang 3, en une somme non cohérente de trois matrices de cohérence, \mathbf{T}_k , chacune étant pondérée par sa valeur propre associée [Cloude 96, Cloude 97] :

$$\mathbf{T} = \sum_{k=1}^3 \lambda_k \mathbf{T}_k \quad (\text{I.95})$$

Les matrices \mathbf{T}_k étant de trace unitaire, les valeurs propres représentent la puissance associée à chacune des composantes et sont ordonnées de façon à ce que $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq 0$.

Analyse des valeurs propres

L'ensemble des valeurs propres indique la répartition de la puissance totale sur les différentes composantes de la décomposition. Cette répartition est définie par une variable p_k représentant la part de puissance associée au mécanisme. L'ensemble des p_k correspond à une normalisation des valeurs propres λ_k :

$$p_k = \frac{\lambda_k}{\sum_{k=1}^3 \lambda_k} \quad (\text{I.96})$$

Ces valeurs propres normalisées sont associées à des pseudo-propabilités liées aux propriétés statistiques des phénomènes de rétrodiffusion en milieu naturel. Les pseudo-probabilités vérifient : $p_1 \geq p_2 \geq p_3$. Il est possible de décrire le spectre des valeurs propres au moyen de deux paramètres réels : l'**entropie** et l'**anisotropie** [Cloude 96], [Cloude 97].

L'entropie de la cible, H , est définie comme l'indicateur du caractère aléatoire du phénomène de rétrodiffusion global. Elle est obtenue suivant :

$$H = - \sum_{k=1}^3 p_k \log_3(p_k) \quad (\text{I.97})$$

Une entropie nulle indique que la cible observée est pure et la rétrodiffusion est déterministe. Ceci se traduit par la présence d'une seule valeur propre normalisée non nulle et égale à 1. Le caractère complètement aléatoire de la cible observée est défini par une entropie égale à 1, indiquant que les pseudo-probabilités sont égales.

L'anisotropie est définie comme :

$$A = \frac{p_2 - p_3}{p_2 + p_3} \quad (\text{I.98})$$

Elle permet de caractériser l'importance relative du deuxième mécanisme.

Analyse des vecteurs propres

Un vecteur unitaire à trois dimensions possède cinq degrés de liberté et peut donc être paramétré au moyen de cinq angles :

$$\mathbf{v} = e^{i\phi} \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \cos \beta e^{i\delta} \\ \sin \alpha \sin \beta e^{i\gamma} \end{bmatrix} \quad (\text{I.99})$$

Le terme de phase ϕ n'étant pas observable dans la structure de la matrice de cohérence associée, il est supposé nul. CLOUDE et POTTIER proposent une interprétation des quatre paramètres restants [Cloude 96], [Cloude 97].

Le paramètre α est associé à la nature du mécanisme de diffusion. Si α est nul alors le mécanisme est celui d'une diffusion de surface canonique. Dans l'autre cas extrême, c'est-à-dire $\alpha = \frac{\pi}{2}$, le mécanisme de rétrodiffusion est celui d'un dièdre ou d'une hélice. Toutes autres valeurs intermédiaires représentent un mécanisme de diffusion anisotrope. Une valeur $\alpha = \frac{\pi}{4}$ peut par exemple être associée à une cible de type dipôle canonique.

À partir des paramètres $\{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\}$ calculés sur les trois composantes de la matrice \mathbf{T} , on définit :

$$\bar{\alpha} = \sum_{k=1}^3 p_k \alpha_k \quad (\text{I.100})$$

Le paramètre β a été interprété par CLOUDE et POTTIER comme étant un indicateur de l'orientation de l'axe de symétrie principal d'une cible par rapport à l'axe de visée du radar. δ et γ sont également liés à l'orientation de l'axe de symétrie principal de la cible observée.

I.3 Conclusion

L'imagerie SAR est basée sur l'observation d'une scène sur une large plage angulaire et une bande de fréquence étendue. La formation de l'image à partir de la mesure recourt à des techniques de compression d'impulsion. L'approche développée dans la première partie de ce chapitre a permis de montrer que le contenu spectral de la réponse d'une cible imagée par le radar est intimement lié au comportement de la réflectivité de cette cible avec l'angle d'observation et la fréquence d'illumination. Ainsi, l'étude du spectre de la réponse en azimuth permet de remonter au comportement angulaire de la réflectivité de la cible, tandis que le spectre dans la direction distance renseigne sur la sensibilité de la réflectivité à la fréquence d'illumination. Les méthodes temps-fréquence semblent donc prometteuses pour l'étude et l'interprétation des images SAR. Le chapitre suivant est consacré à ces méthodes.

Les ondes électromagnétiques sont décrites par un vecteur se déplaçant orthogonalement à la direction de propagation de l'onde qui se définit donc dans un espace à deux dimensions. La polarimétrie radar exploite cette diversité en associant aux cibles et aux milieux mesurés des descripteurs polarimétriques. Ceux-ci sont caractéristiques de l'interaction subie par l'onde lors de sa réflexion sur l'objet imagé. La représentation cohérente des propriétés polarimétriques est adaptée aux cibles artificielles et permet de caractériser la structure de l'objet mesuré. Les représentations incohérentes s'appliquent principalement aux cibles étendues et renseignent notamment sur le caractère aléatoire de l'interaction électromagnétique, sur la nature de cette interaction, ...

Chapitre II

Analyse Temps-Fréquence des images SAR

Ce chapitre expose le principe des méthodes temps-fréquence, introduit les principales transformées existantes et leur utilisation dans le cadre des signaux SAR.

L'invention par Joseph FOURIER de la transformée qui porte son nom a fourni aux scientifiques un outil précieux, comme en témoignent les nombreux domaines dans lesquels elle est utilisée : acoustique, optique, mais aussi biologie, économie, ... L'idée de la représentation de FOURIER est de décomposer un signal sur une base de fonctions cissonales. Or, les fonctions harmoniques étant à support infini, ce passage élimine toute référence au temps. De même la représentation temporelle du signal peut être vue comme sa décomposition sur une base de fonctions de DIRAC dont l'extension fréquentielle est infinie. Toute notion de fréquence est alors gommée. Si cette description est tout à fait adaptée aux problèmes stationnaires, le monde est également rempli de signaux non stationnaires. L'exemple le plus parlant est peut être celui de la musique. Une note est caractérisée à la fois par une durée et une hauteur, c'est à dire une fréquence. Or si l'analyse temporelle révèle bien la présence d'un événement aux instants d'existence de la note et l'analyse de FOURIER la présence dans la séquence musicale de la fréquence considérée, aucune ne parvient à estimer à la fois les localisations temporelle et fréquentielle de l'événement.

Un parallèle peut être dressé avec l'imagerie SAR. La manipulation des données SAR, et notamment la formation de l'image à partir de la vidéo brute, fait largement appel aux représentations spectrales des signaux. En effet, comme cela a été vu au chapitre I, les résolutions fines qu'il est possible d'atteindre dans les images SAR, sont obtenues par l'utilisation de signaux d'extension spectrale non nulle (spectre de l'impulsion émise ou spectre DOPPLER), au moyen de techniques de compression d'impulsion. L'image SAR représente une information géométrique de la scène, tandis que son spectre renseigne sur son comportement angulaire et fréquentiel (voir (I.44)). L'observation, restreinte à ces deux espaces ne permet pas d'envisager une étude de la réflectivité conjointement en fonction de la position du point considéré et des paramètres d'éclairage ϕ et f . Les méthodes temps-fréquence offrent un cadre théorique permettant de répondre à ce problème.

Les méthodes temps-fréquence peuvent être globalement classées en deux familles. La première partie du chapitre est dédiée aux décompositions linéaires ou atomiques.

La deuxième est dévolue aux transformées bilinéaires, ou distribution d'énergie. Dans chacune de ces parties, les bases théoriques sont rappelées et des exemples d'application aux signaux SAR sont présentés.

II.1 Décompositions linéaires

La première classe de représentation est formée par les transformées linéaires ou décompositions atomiques. L'idée sous-jacente est de constater que la représentation temporelle, comme la représentation fréquentielle, peuvent être vues comme des décompositions du signal sur une famille d'atomes. Dans le cas de la représentation temporelle, le signal peut être écrit comme une somme de fonctions de KRONECKER, dans la représentation de FOURIER, la base est celle des exponentielles complexes $\{e^{j\omega t}\}$:

$$s(t) = \langle s, \delta_t \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \delta_t^*(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \delta(\tau - t) d\tau \quad (\text{II.1})$$

$$S(\omega) = \langle s, e^{j\omega t} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) (e^{j\omega t})^* d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) e^{-j\omega t} d\tau \quad (\text{II.2})$$

On peut alors imaginer une décomposition sur une famille d'atomes localisés à la fois en temps et en fréquence :

$$s(\theta) = \langle s, h_\theta \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h_\theta^*(\tau) d\tau \quad (\text{II.3})$$

La famille d'atome, $\{h_\theta\}$, est construite par modification d'une fonction de référence, h . Il existe alors deux alternatives pour former les atomes :

- la fonction de référence subit des translations en temps et en fréquence (multiplication par une exponentielle complexe),
- la fonction de référence subit une translation en temps ainsi qu'une dilatation/compression.

La dilatation/compression a pour effet de modifier la fréquence de la fonction de référence, mais aussi son support, au contraire d'une simple translation fréquentielle. Dans ce cas, on parle plus spécifiquement de transformée temps-échelle, ou transformée en ondelettes. Le vecteur de paramètres θ vaut $\theta = (t, f)$ dans le cas d'une transformée temps-fréquence et $\theta = (t, a)$ dans le cas d'une transformée temps-échelle, avec a le paramètre d'échelle (voir II.1.2).

L'occupation d'un atome dans le domaine fréquentiel est inversement proportionnelle à son occupation dans le domaine temporel. C'est un phénomène bien connu en traitement du signal, qui peut être illustré à l'extrême par le cas de l'impulsion de DIRAC et sa représentation duale, l'exponentielle complexe. L'impulsion de DIRAC occupe en effet une place nulle dans le domaine temporel, tandis que l'exponentielle a pour support $[-\infty; +\infty]$. Dans le cas de l'atome de référence h , cette observation qualitative se traduit mathématiquement par ([Chen 02]) :

$$\Delta_t \Delta_\omega \geq \frac{1}{2} \quad (\text{II.4})$$

où Δ_t et Δ_ω sont les dimensions caractéristiques du signal dans les espaces temporel et fréquentiel (moment d'inertie normalisé par l'énergie) définies par :

$$\Delta_t = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - \mu_t)^2 |h(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)|^2 dt}} \quad \Delta_\omega = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\omega - \mu_\omega)^2 |H(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}} \quad (\text{II.5})$$

où H est la transformée de FOURIER de h et μ_t, μ_ω sont les centres de gravité temporel et fréquentiel de h :

$$\mu_t = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t |s(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt} \quad \mu_\omega = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega |H(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}$$

Dans II.4, l'égalité est obtenue pour un atome de forme gaussienne.

La décomposition linéaire opérant par projection sur la famille d'atome, l'inégalité II.4 est évidemment transposée au résultat de la transformée : les résolutions des transformées temps-fréquence et temps-échelle linéaires sont régies par II.4 qui prend le nom d'inégalité d'HEISENBERG-GABOR.

Or, la transformée temps-fréquence opère par translation d'une fonction de référence. L'empreinte de l'atome dans le plan temps-fréquence est donc la même pour tous les atomes (Δ_t et Δ_ω sont constants). Au contraire, avec les décompositions temps-échelle, l'étude des hautes fréquences s'opère en compressant la fonction de référence, ce qui entraîne une réduction de son occupation temporelle et un élargissement de son occupation fréquentielle. Inversement, en basse fréquence, l'atome de référence est dilaté, son occupation temporelle est grande et son occupation fréquentielle réduite. Δ_t et Δ_ω sont fonction de l'échelle choisie, mais varient de façon inversement proportionnelle, de telle façon que le produit $\Delta_t \Delta_\omega$ reste constant.

Finalement, l'analyse du plan temps-fréquence opérée par les représentations temporelle, fréquentielle, temps-fréquence et temps-échelle peut être symbolisée par le schéma de la figure II.1 [Flandrin 98].

La relation d'HEISENBERG-GABOR apparaît dans le fait que les éléments du pavage du plan temps-fréquence sont de surface constante. Les représentations temporelles et fréquentielles attribuent toute la résolution à l'une des dimensions. Le découpage opéré par les méthodes temps-fréquence est de forme constante (Δ_t et Δ_ω constants), tandis que celui réalisé par les décompositions temps-échelle s'adapte à la bande de fréquence observée (bonne résolution temporelle et mauvaise résolution fréquentielle en haute fréquence pour la localisation des phénomènes transitoires, élargissement de la fenêtre temporelle pour observer les basses fréquences de façon à maintenir un nombre d'oscillations observées suffisant).

II.1.1 Temps-fréquence

II.1.1.1 Principe

Les décompositions temps-fréquence linéaires sont une extension directe de l'analyse de FOURIER. Afin d'attribuer à la transformée de FOURIER un caractère local, il est possible de sélectionner une partie du signal, voisine du point étudiée à l'aide

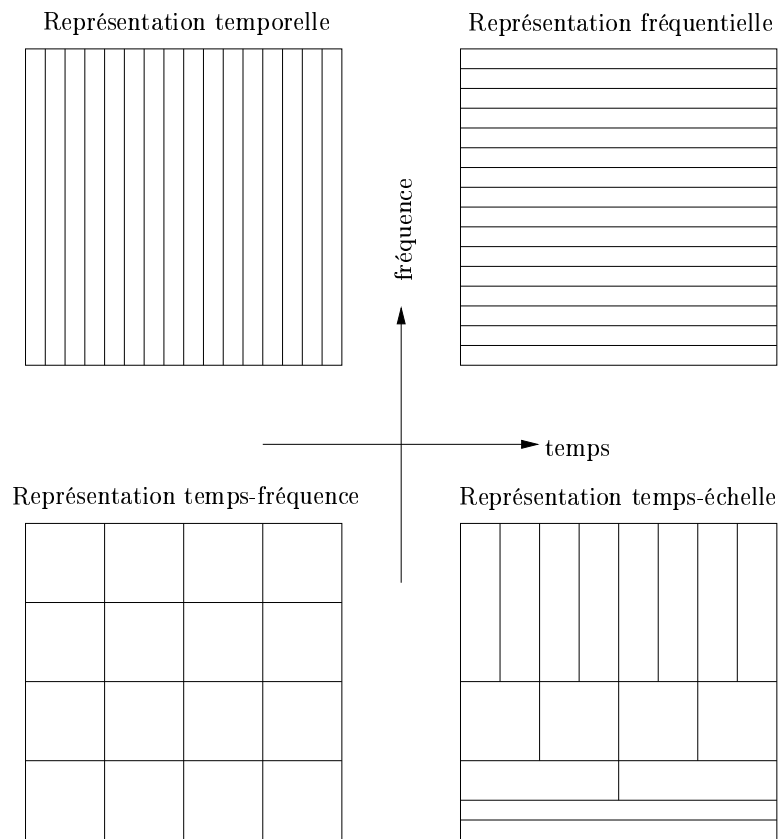


FIG. II.1 – Description du plan temps-fréquence par les atomes dans les différentes représentations

d'une fenêtre de pondération selon [Torresani 95] :

$$G_s(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h^*(\tau - t) e^{-j\omega(\tau - t)} d\tau \quad (\text{II.6})$$

De par sa forme, G_s est appelée transformée de FOURIER à court terme (STFT en anglais pour Short Time Fourier Transform), ou à fenêtre glissante, ou encore transformée de GABOR, du nom de son inventeur. La figure II.2 présente deux atomes. Ils sont construits à partir d'une même fenêtre h (ici choisie gaussienne), translatée en temps et transposée en fréquence, ce qui ne modifie pas la forme de l'enveloppe.

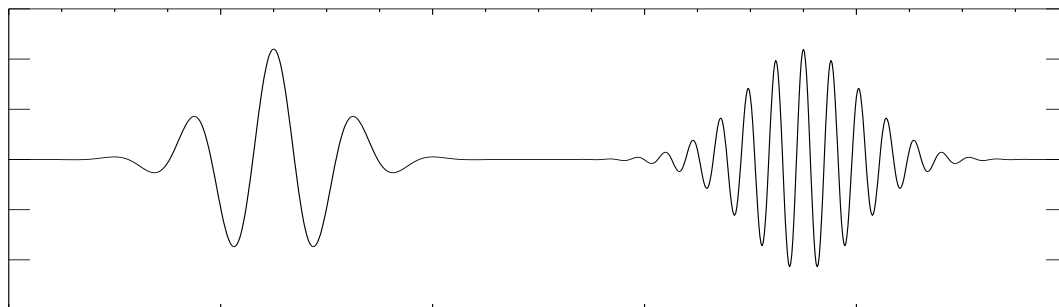


FIG. II.2 – Exemple d'atomes dans la transformée de GABOR

G_s s'exprime de façon analogue dans le domaine de FOURIER :

$$G_s(t, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\nu) H^*(\nu - \omega) e^{j\nu t} d\nu \quad (\text{II.7})$$

Sous cette forme, on voit que la transformée de GABOR réalise l'analyse du signal s au travers d'un banc de filtres uniformes, c'est à dire de filtres issus d'un même gabarit déplacé en fréquence ([Flandrin 98]).

(II.6) et (II.7) illustrent clairement l'inégalité d'HEISENBERG-GABOR, au travers de la pondération par h dans le domaine temporel et par sa transformée de FOURIER, H dans le domaine fréquentiel.

La transformée de GABOR peut également être qualifiée de décomposition atomique puisqu'on peut écrire (II.6) comme la projection de s sur une famille de fonction $\{h_{t\omega}\}$:

$$G_s(t, \omega) = \langle s(\tau), h_{t\omega}(\tau) \rangle \quad (\text{II.8})$$

avec $h_{t\omega}(\tau) = h(\tau - t) e^{j\omega(\tau - t)}$

II.1.1.2 Cas des signaux SAR

Mise en œuvre

Comme les signaux SAR sont de nature bidimensionnelle, il est possible d'opérer une décomposition temps-fréquence suivant la dimension distance et/ou azimut.

Dans le domaine du SAR, les décompositions temps-fréquence linéaires ont pris la forme de techniques dites de décomposition en "sous-ouvertures" (sub-aperture en anglais), dans le cas où l'analyse porte sur la direction azimut, ou plus généralement de "sous-vues" (sublook). Le terme de sous-vues peut induire en erreur parce qu'il laisse

à penser que les images correspondantes sont créées en sélectionnant des données relatives à des portions différentes de la trajectoire du porteur. Les sous-vues ainsi formées correspondent alors à différentes positions du porteur. Si cette approche est parfois choisie, comme dans [Moreira 95], afin d'étudier les variations du signal en fonction de la position du porteur, elle nécessite de disposer du signal brut mesuré par le capteur.

Plus généralement, les données disponibles sont des images SAR. Les développements conduits dans le chapitre I ont montré que le contenu spectral en azimut renseigne sur la variabilité angulaire de la réflectivité (I.44). Afin d'éviter les confusions, on utilisera préférentiellement le terme de **sous-image** pour insister sur le fait que le calcul s'effectue à partir de l'image synthétisée.

La création des sous-images s'appuie sur la formulation proposée en (II.7). La formation de la sous-image correspondant au vecteur pulsation $\boldsymbol{\omega} = (\omega_{rg}, \omega_{az})$ se décompose de la façon suivante :

1. Calcul du spectre de l'image SAR par transformée de FOURIER bidimensionnelle,
2. Détection des bords du spectre,
3. Dépondération du spectre,
4. Sélection d'un voisinage de $\boldsymbol{\omega}$ par fenêtrage du spectre,
5. Obtention de la sous-image par transformée de FOURIER inverse.

Lors de la synthèse de l'image SAR, il est courant d'effectuer des pondérations du spectre par des fenêtres de type HAMMING afin de diminuer l'amplitude des lobes secondaires. La dépondération du spectre est une étape essentielle qui permet de compenser ces pondérations de même que l'influence du diagramme d'antenne dans la direction azimut. Elle suppose que la scène a un comportement moyen constant, c'est à dire indépendant de l'angle d'observation et de la fréquence d'illumination. Le spectre de l'image résulte de la somme des spectres de tous les diffuseurs de la scène et est donc une image du spectre moyen de la scène, modifié par le diagramme de rayonnement de l'antenne et les différentes fonctions de pondération utilisées lors de la synthèse. A partir de cette observation la dépondération est effectuée comme indiqué sur la figure II.3. Les spectres moyens dans les deux dimensions (sp_{rg} et sp_{az}) sont estimés à partir du spectre bidimensionnel par :

$$sp_{rg}(\omega_{rg}) = \frac{1}{B_{az}} \int_{B_{az}} sp_{2D}(\omega_{rg}, \omega_{az}) d\omega_{az} \quad (\text{II.9})$$

$$sp_{az}(\omega_{az}) = \frac{1}{B_{rg}} \int_{B_{rg}} sp_{2D}(\omega_{rg}, \omega_{az}) d\omega_{rg} \quad (\text{II.10})$$

où B_{rg} et B_{az} sont les largeurs des bandes de pulsation sur lesquelles est calculé le spectre. Les bords des spectres $(\omega_{rgmin}, \omega_{rgmax})$ et $(\omega_{azmin}, \omega_{azmax})$ sont estimés à partir de sp_{rg} et sp_{az} et les fonctions de correction dans chaque dimension sont construites selon :

$$corr_{rg}(\omega_{rg}) = \begin{cases} \frac{1}{sp_{rg}(\omega_{rg})} & \text{pour } \omega_{rgmin} < \omega_{rg} < \omega_{rgmax} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

$$corr_{az}(\omega_{az}) = \begin{cases} \frac{1}{sp_{az}(\omega_{az})} & \text{pour } \omega_{azmin} < \omega_{az} < \omega_{azmax} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La fonction de correction bidimensionnelle est obtenue par produit des fonctions de correction en azimuth et distance, et est ensuite appliquée au spectre initial pour former le spectre dépendé.

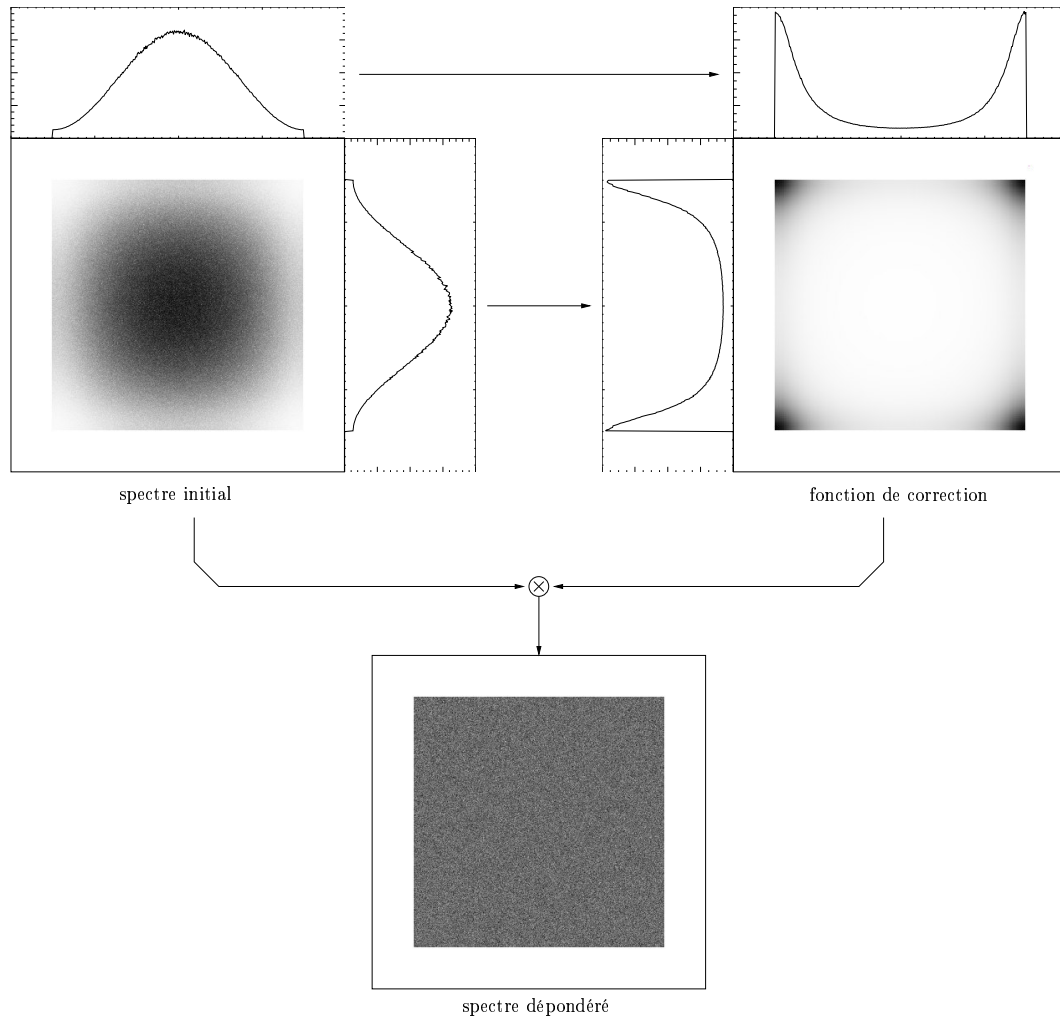


FIG. II.3 – Dépendération du spectre

La sous-image paramétrée par $\omega = (\omega_{rg}, \omega_{az})$ est alors formée en isolant dans le spectre un voisinage de ω , comme schématisé sur la figure II.4, puis en appliquant une transformée de FOURIER inverse.

La décomposition en sous-images est basée sur l'utilisation de (II.7). Elle permet de réaliser une coupe dans la représentation temps-fréquence du signal SAR, $s(r, x, \omega_{rg}, \omega_{az})$, correspondant à un couple de fréquences en distance et en azimuth donné. Le résultat de la décomposition est donc la réponse de l'ensemble des points de l'image pour un vecteur fréquence $(\omega_{rg0}, \omega_{az0})$: $s(r, x, \omega_{rg0}, \omega_{az0})$.

Il peut parfois être intéressant de disposer d'une autre coupe, obtenue en fixant les paramètres de position r et x . Pour cela, il est avantageux d'utiliser la formulation temporelle de la STFT (II.6). Il suffit alors de pondérer l'image pleine résolution par la fenêtre duale de celle utilisée pour la formation des sous-images, au voisinage du

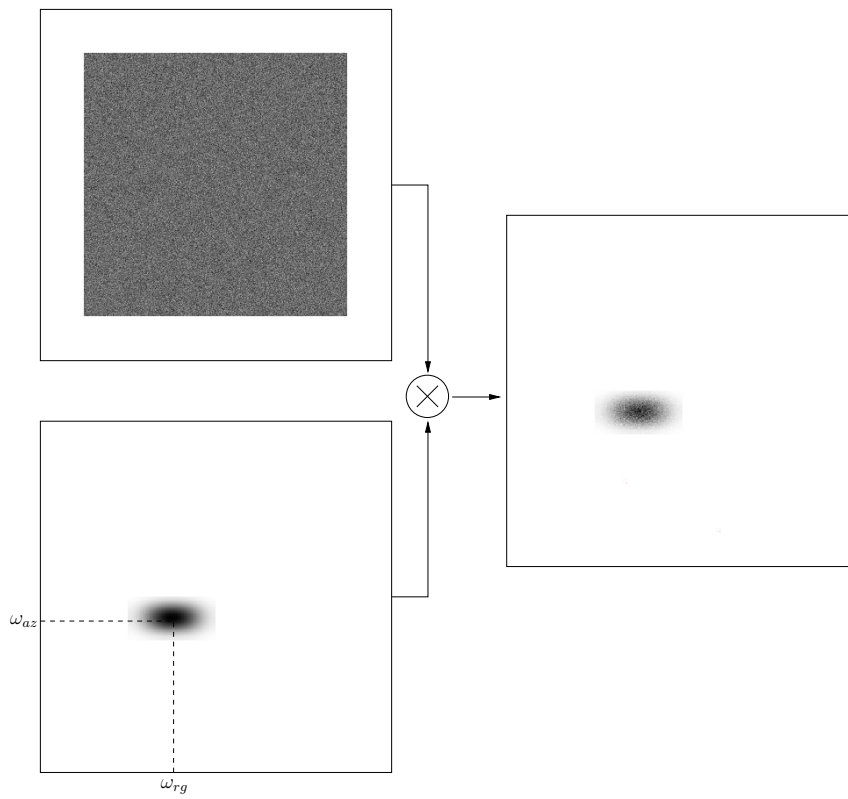


FIG. II.4 – Sélection dans le spectre d'un voisinage de $\omega = (\omega_{rg}, \omega_{az})$

point d'intérêt (r_0, x_0) . Le calcul de la transformée de FOURIER de la pondération donne alors le comportement fréquentiel de la partie de l'image située au voisinage de (r_0, x_0) . Les deux approches sont schématisées sur la figure II.5.

Avantages et inconvénients

L'avantage principal de la transformée de GABOR appliquée aux signaux SAR est sa simplicité d'utilisation et d'interprétation. Les sous-images construites permettent une estimation immédiate de la réponse de la scène pour la fréquence et l'angle considérés. Le second avantage est le caractère linéaire de la transformation : la nature du signal n'est pas modifiée par la transformation. Dans le cas de l'imagerie SAR, cela signifie qu'une sous-image reste une image SAR cohérente. Cela permet d'appliquer tous les traitements SAR habituels. De plus, les extensions multidimensionnelles, telles que la polarimétrie et l'interférométrie sont complètement compatibles avec l'approche de GABOR.

L'inconvénient majeur réside dans l'inégalité d'HEISENBERG-GABOR (II.4), qui, appliquée au cas du SAR, indique que toute amélioration de la sensibilité en fréquence/angle se fait au détriment de la précision sur la localisation spatiale de l'événement en distance/azimut.

Applications

Analyse d'environnements complexes

La décomposition de l'image SAR en sous-images a été principalement utilisée pour l'analyse d'environnements. Dans la majorité des cas, il s'agit de décomposition dans la direction azimut. De plus, la mise en œuvre de méthodes statistiques conduit à désirer des signaux indépendants. Cette condition est obtenue par l'utilisation de sous-images formées à partir de portions du spectres ne se recouvrant pas.

Dans [Ferro-Famil 03b] et [Ferro-Famil 05c], la décomposition en sous-images en azimut et en distance est utilisée pour la détection de comportements anisotropes, en particulier de phénomènes de BRAGG (interférences constructives des ondes radar réfléchies par une structure périodique) causés par le labour sur des champs agricoles. La méthode est développée dans un cadre polarimétrique. Elle peut par ailleurs être exploitée sur d'autres types de cible, en particulier sur les cibles artificielles, comme on le verra dans le chapitre IV. La figure II.6 présente un exemple de variation des paramètres polarimétriques en fonction du paramètre ω_{az} (sous-images en azimut). La figure II.7 présente une analyse continue au voisinage d'un point de l'image (analyse conjointe en ω_{rg} et ω_{az}).

L'analyse par sous-images a également été utilisée pour la détection de cibles artificielles. Dans [Souyris 03], la corrélation entre deux sous-images est exploitée pour détecter les cibles dures présentes dans la scène. En effet, celles-ci présentent un comportement déterministe, susceptible d'être retrouvé dans les deux sous-images, au contraire des cibles naturelles, dont le comportement aléatoire est décorréolé d'une sous-image à l'autre. La méthode est appliquée à deux reprises : sur deux sous-images résultant d'une décomposition en distance puis sur deux sous-images résultant d'une décomposition en azimut. Là encore, la conservation de la nature des données par la transformée permet d'employer les techniques SAR existantes. Une optimisation

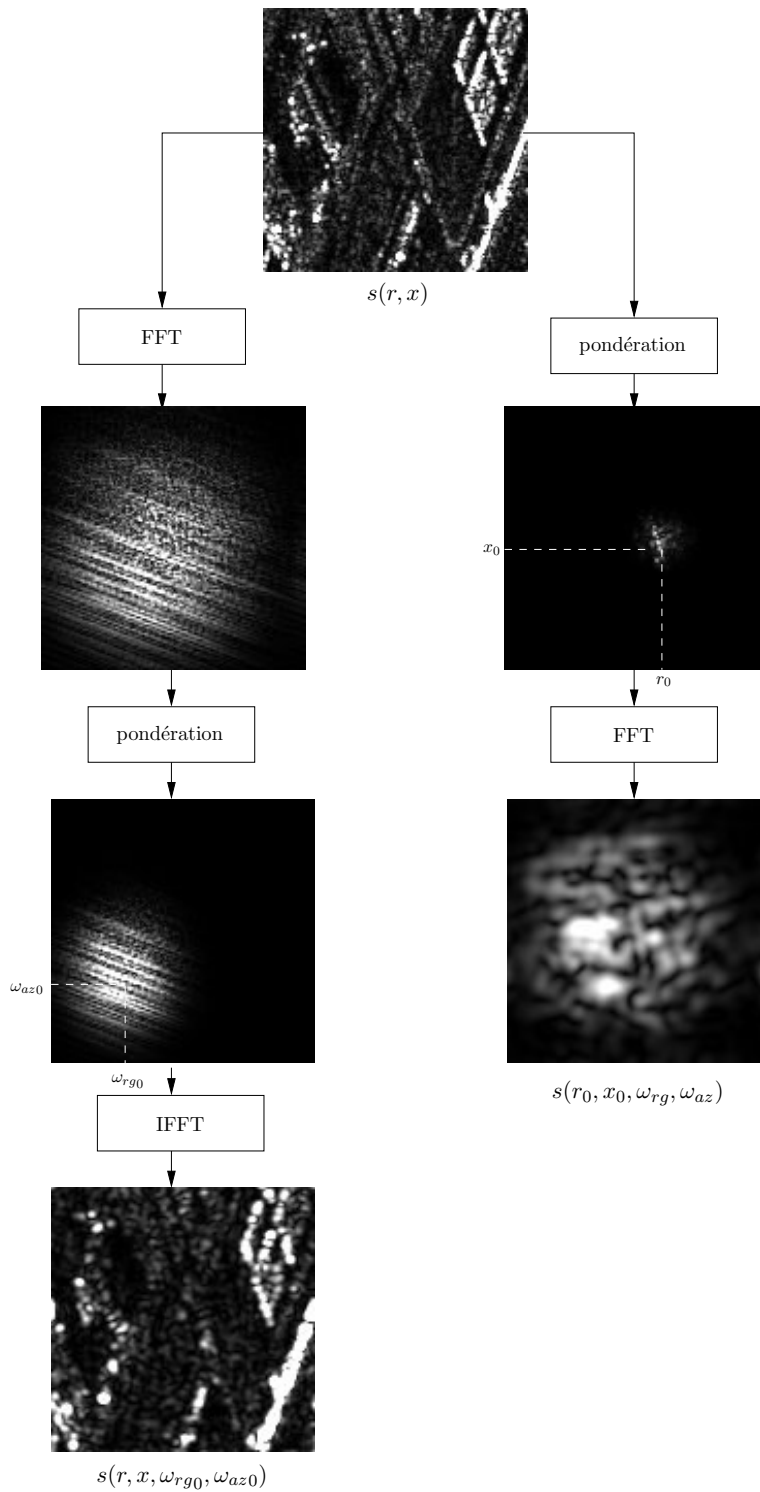


FIG. II.5 – Illustration des deux utilisations de la STFT : calcul de l'image au voisinage d'un couple de fréquence $(\omega_{rg0}, \omega_{az0})$ ou du comportement fréquentiel d'un voisinage du point (r_0, x_0) .

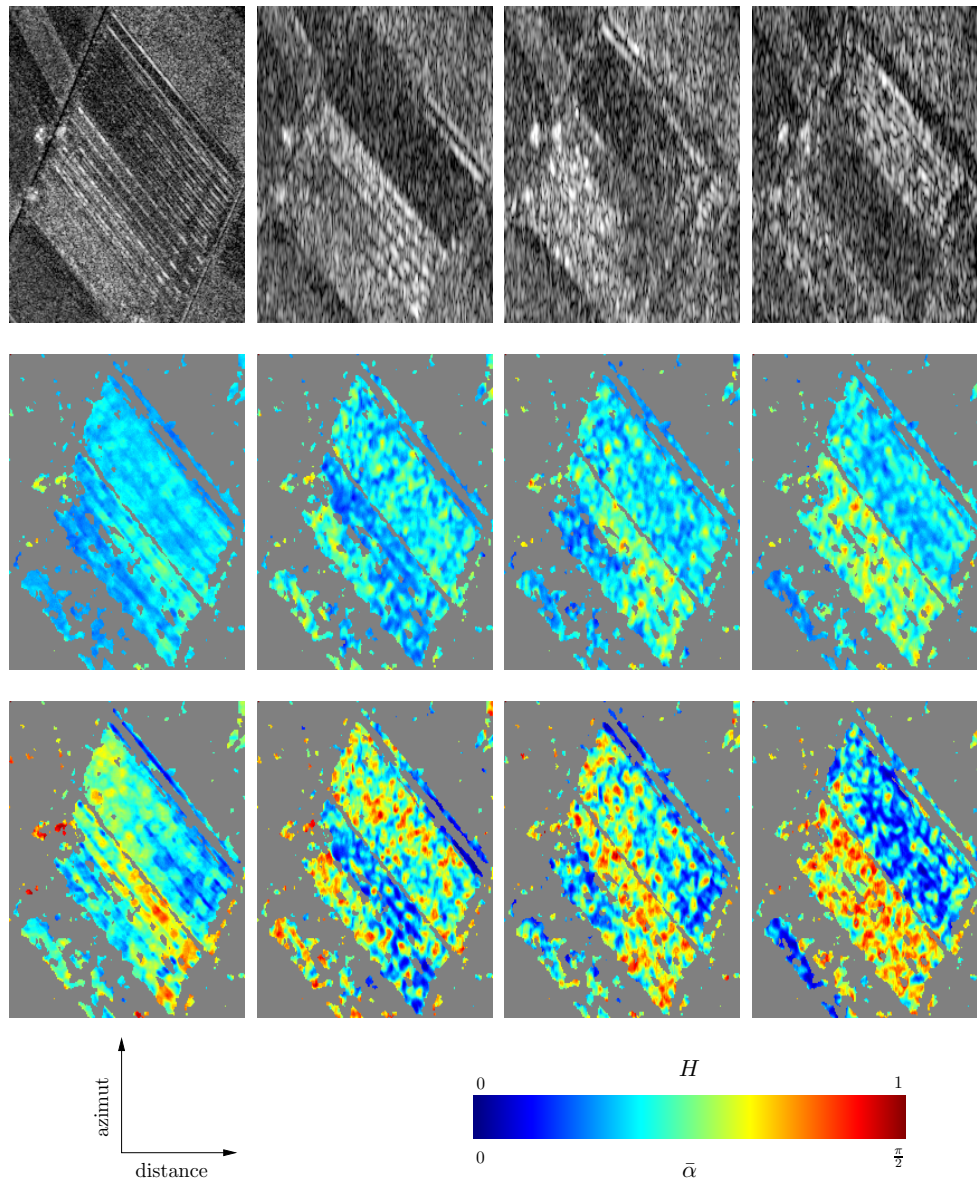


FIG. II.6 – Comportement d'un champ présentant une réflexion de type BRAGG. Colonnes : données pleine résolution puis 3 sous-images en azimuth. Lignes : $SPAN$, $\bar{\alpha}$, H

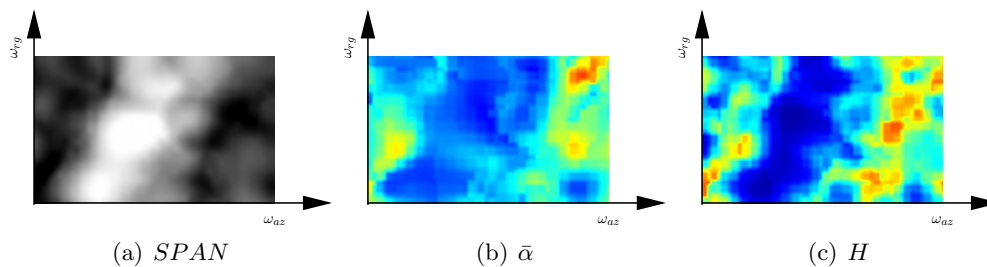


FIG. II.7 – Comportement d'un point du champ dans le plan $(\omega_{rg}, \omega_{az})$

polarimétrique dérivée des techniques utilisées en PolInSAR (imagerie SAR Polarimétrique et Interférométrique, [Cloude 98, Papathanassiou 99]) est introduite. La figure II.8 donne un exemple de l'amélioration de contraste obtenue en utilisant le produit hermitien interne (ou IHP pour Internal Hermitian Product), c'est à dire la grandeur $\langle s_1 \cdot s_2^* \rangle$ où s_1 et s_2 sont deux sous-images. Le résultat de droite est obtenu en sommant de façon incohérente les produits hermitiens internes dans les directions distance et azimut.

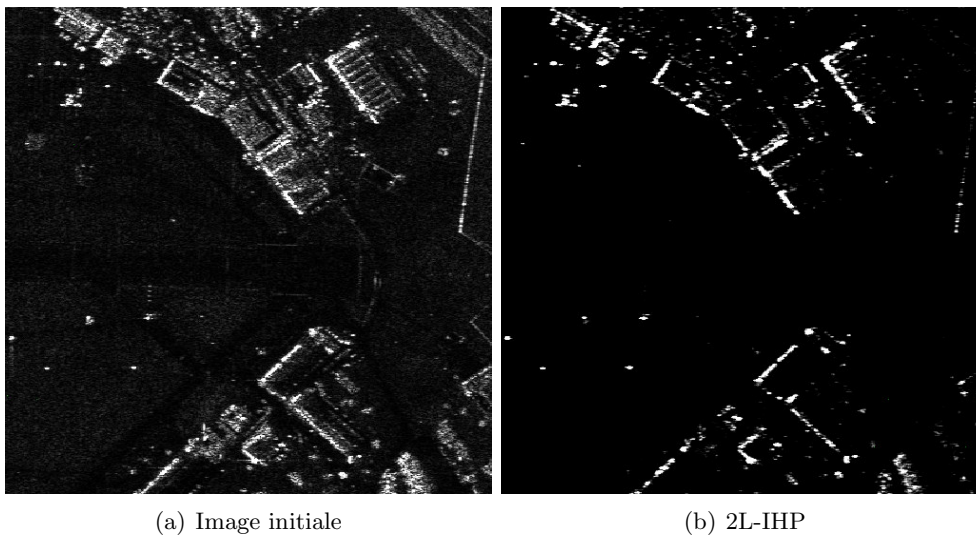


FIG. II.8 – Résultat de l'IHP (portion d'image acquise par le capteur E-SAR sur le site d'Oberpfaffenhoffen)

Dans [Tison 04], l'approche utilise la quantité d'information mutuelle de SHANNON, qui est ici appliquée aux données d'amplitude de deux sous-images en azimut. Cette approche a également pour but la détection de cibles artificielles, dont la réflectivité est supposée stable, par opposition aux cibles naturelles, dont la réflectivité, affectée par le bruit de speckle, possède un comportement fortement aléatoire.

Analyse de cibles mobiles

Les cibles mobiles présentent un comportement particulier dans les images SAR. Leur mouvement propre parasite la variation de la distance radar-cible comparative-ment à une cible fixe. Cela a pour conséquence une défocalisation et une délocalisation de leur réponse dans l'image SAR. L'analyse en azimuth des données par décomposition en sous-images permet de mettre en évidence ces phénomènes et d'estimer les paramètres du mouvement de la cible (voir III).

KIRSCHT propose une méthode pour la détection des cibles mobiles, l'estimation de leurs paramètres, et leur refocalisation [Kirscht 99, Kirscht 02]. Cette méthode est basée sur l'utilisation de sous-images calculées dans la direction azimuth. Elle tire partie du déplacement apparent de la cible observée dans les différentes sous-images et l'utilise pour estimer le déplacement réel.

II.1.2 Temps-échelle

II.1.2.1 Principe

Les transformées temps-échelle, ou transformées en ondelettes, utilisent des atomes construits par translation temporelle et compression/dilatation d'un atome de référence. Les atomes s'écrivent alors :

$$h_{ta}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} h\left(\frac{t - \tau}{a}\right) \quad (\text{II.13})$$

où a est le paramètre d'échelle. La transformée se calcule comme le produit scalaire du signal avec les éléments de la famille d'atomes :

$$W_s(t, a) = \langle s(\tau), h_{ta}(\tau) \rangle \quad (\text{II.14})$$

L'étude mathématique de la décomposition d'un signal sur la famille de fonctions $\{h_{ta}(\tau), t, a \in \mathbb{R}\}$ montre que l'atome de référence $h(t)$ doit vérifier une condition d'admissibilité :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|H(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (\text{II.15})$$

La condition d'admissibilité a notamment pour conséquence d'imposer une valeur moyenne nulle à l'atome de référence. Celui-ci présente donc un caractère oscillant. La figure II.9 présente deux exemples d'atome. L'effet de la compression/dilatation est clairement visible : en plus d'une modification de la fréquence, celle-ci opère une adaptation du support temporel.

La transformée en ondelettes se formule dans le domaine fréquentiel comme :

$$W_s(t, a) = \sqrt{a} \int_{-\infty}^{\infty} S(\nu) H^*(a\nu) e^{j\nu t} d\nu \quad (\text{II.16})$$

La transformée en ondelette peut donc être vue comme l'analyse du signal par une batterie de filtres obtenus par dilatation/compression d'un gabarit unique, et donc de facteur de qualité constant.

Si l'utilisation de la fonction d'échelle peut présenter un intérêt par son adéquation avec certaines problématiques (effet Doppler pour les signaux à large bande par

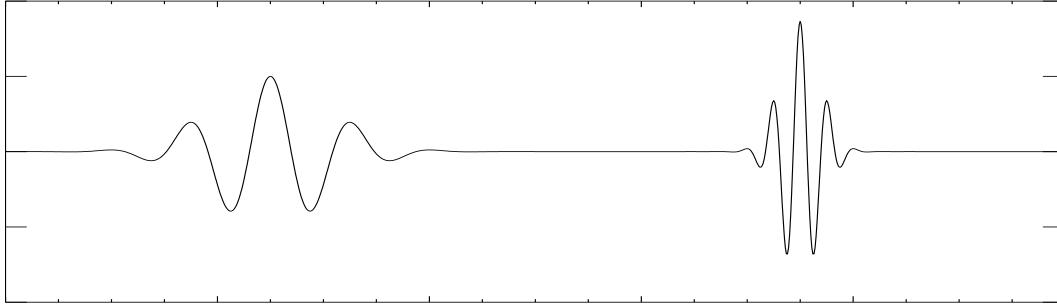


FIG. II.9 – Exemple d’atomes de la transformée en ondelettes

exemple), c’est pour le traitement des signaux discrets que la transformée en ondelettes a montré les plus fortes potentialités. L’application des ondelettes aux signaux échantillonnés permet de mettre en œuvre des techniques d’analyse multi-résolution, basées sur la description d’un signal à différentes échelles.

Lors d’une phase dite d’analyse, le signal est décomposé à l’échelle la plus grossière en une contribution basse fréquence (tendance), et une contribution de détail. Le signal de détail peut être lui même divisé en deux composantes tendance et détail à une échelle plus fine. En procédant de façon itérative, le signal est décomposé en une somme d’un signal d’approximation et d’un ensemble de signaux de détail correspondant aux échelles de plus en plus fines. La reconstruction ou synthèse s’effectue en sommant les différentes contributions et peut être restreinte à un niveau de détail donné. Sous la forme dyadique, c’est à dire quand la résolution entre deux échelles successives varie d’un facteur deux, la structure mathématique de la décomposition en ondelettes permet de mettre les processus d’analyse et de synthèse sous une forme très simple faisant intervenir deux filtres en quadrature ainsi que des fonctions de décimation et interpolation de facteur 2 ([Flandrin 98]).

II.1.2.2 Cas des signaux SAR

Avantages et inconvénients

Le mécanisme de construction des atomes temps-échelle est semblable aux modifications subies par une onde électromagnétique réfléchiée par une cible : translation temporelle due au retard introduit par le trajet aller-retour, compression/dilatation temporelle des signaux rétrodiffusés du fait de l’effet DOPPLER. Les ondelettes apparaissent donc adaptées à l’étude des signaux radar. Néanmoins, dans le cas du SAR, les configurations de mesure justifient en général l’utilisation de l’approximation de WOODWARD : les signaux sont de largeur de bande suffisamment faible pour pouvoir assimiler l’effet Doppler à un simple décalage fréquentiel. De plus, les facteurs d’échelles (facteur a dans II.13) à considérer dans le cas du SAR restent très proches de l’unité alors que la transformée en ondelette travaille généralement sur plusieurs ordres de grandeur.

Un autre inconvénient de la transformée en ondelettes est la moins bonne compréhension de la physique sous-jacente au signal observé, par l’introduction de la notion d’échelle. Au contraire, dans le domaine de SAR, la fréquence du signal est directement interprétable en terme d’angle d’observation et de fréquence d’illumination.

La force de la transformée en ondelettes réside surtout dans son efficacité à traiter les signaux discrets au travers d’approches pyramidales. Cette particularité la rend très utile pour l’analyse des images en général et des images SAR en particulier.

Applications

De nombreuses applications de la transformée en ondelettes aux signaux SAR suivent une approche ”image”, tirant partie de la décomposition des données en une succession de niveaux de détail.

Une des utilisations de cette approche concerne le débruitage et la compression des images SAR. L’idée guidant vers l’utilisation de décomposition temps-échelle est que la contribution du bruit est uniforme dans les différents coefficients de la décomposition en ondelettes, alors que les structures d’intérêt présentes dans l’image se concentrent dans certains coefficients. La sélection des coefficients les plus significatifs peut s’appuyer sur un critère d’énergie, sur le suivi des coefficients à travers les différents niveaux de détails, ... Les coefficients considérés comme relatifs au bruit sont alors annulés, entraînant une réduction du niveau de bruit, mais aussi une diminution du nombre de coefficients retenus et donc de la taille des données [Zeng 01, Odegard 95].

L’approche multi-résolution peut également être appliquée aux problèmes de détection de contour et de segmentation d’image. Dans [De Grandi 04], une approche est proposée dans ce sens, avec la particularité d’utiliser l’information polarimétrique, sous la forme d’images d’intensité dans différentes configurations de mesure (variations des polarisations à l’émission et à la réception).

Des applications au problème de la détection de cible ont également été proposées, comme dans [Tello 05] dans un contexte d’environnement marin. La forte granulométrie (bruit de speckle) des images SAR rend la détection de cible délicate, notamment dans le cadre de l’imagerie SAR satellitaire disposant d’une résolution limitée. La méthode choisie consiste à calculer le produit des images d’approximation et de détail à différentes échelles. Lorsque cette dernière est adaptée à la taille de la cible, celle-ci présente des réponses similaires dans les différentes images, tandis que le comportement du fouillis radar est largement décorrélé. Le niveau du fouillis est donc abaissé, entraînant ainsi une meilleure détectabilité de la cible.

La transformée en ondelettes, sous sa forme d’analyse multi-résolution, a également donné lieu à des applications dans des domaines connexes au SAR. On peut en particulier citer le domaine de l’interférométrie SAR avec des travaux concernant l’estimation de la cohérence ([López-Martínez 05]) ou le déroulement de phase ([Datcu 96]).

En dehors du cadre de l’analyse multi-résolution, il existe des solutions tirant partie de la transformée en ondelettes sous sa forme continue. C’est notamment le cas dans [Ródenas 98, Ródenas 97], où la transformée en ondelettes est utilisée pour la détection d’ondes internes, un phénomène marin perceptible sur les images SAR par le fait qu’il entraîne une modification de la rugosité de la surface de la mer et donc de sa réflectivité. Dans ce cas, c’est la grande latitude possible dans le choix de l’ondelette mère qui est exploitée. Une forme d’onde particulière, adaptée à la problématique abordée peut alors être définie. L’utilisation d’une telle forme d’onde permet d’améliorer les performances de la transformée en ondelettes pour l’application.

Une approche basée sur les ondelettes a également été proposée pour l’étude de données holographiques ([Bertrand 94]). La problématique est ici très proche du cas

de l'imagerie SAR, puisque l'holographie consiste à mesurer une cible sous différents angles et pour différentes fréquences afin d'en former une image. La géométrie de mesure est différente, mais la même dualité est observée entre les variables de mesure (angle et fréquence) et les variables de position. Les données peuvent donc prendre la forme d'un hologramme (matrice paramétrée par l'angle et la fréquence) ou d'une image. La méthode proposée vise à construire, à partir de ces données une hyper-image dépendant simultanément des quatre paramètres mentionnés. Une coupe dans cette hyper-image permet alors de visualiser, soit le comportement angulaire et fréquentiel d'un point de l'image, soit le comportement de la réflectivité de la cible pour un angle et une fréquence d'observation donnés. Compte-tenu de la dissymétrie des variables angle et fréquence, la méthode couple une approche temps-fréquence dans la direction angulaire et temps-échelle dans la direction fréquence. Une approche comparable est présentée dans [Vignaud 96], avec application également à des données ISAR (Inverse SAR : configuration de mesure où le mouvement relatif radar-cible est créé par le mouvement de la cible et non celui du radar).

II.2 Transformées bilinéaires

La deuxième grande famille de transformées temps-fréquence / temps-échelle est constituée par les approches bilinéaires.

II.2.1 Principe

Les transformées bilinéaires sont des distributions d'énergie. L'énergie d'un signal peut s'écrire de façon équivalente dans les domaines temporel et fréquentiel :

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega. \quad (\text{II.17})$$

L'énergie apparaît donc distribuée sur l'axe temporel ou l'axe fréquentiel. L'idée des transformées bilinéaires est de distribuer l'énergie dans le plan temps-fréquence.

La plus célèbre des transformées bilinéaires est la distribution de WIGNER-VILLE qui s'exprime comme la transformée de FOURIER de la fonction d'auto-corrélation du signal :

$$W_s(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{II.18})$$

La distribution de WIGNER-VILLE possède de nombreuses propriétés intéressantes. En particulier, les impulsions de DIRAC, les exponentielles complexes et les chirps (modulation linéaire de fréquence) sont localisés dans le plan temps-fréquence avec

une résolution infinie. En effet, en utilisant (II.18), on a :

$$\begin{aligned} W_{\delta(t-t_0)}(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \delta\left(t + \frac{\tau}{2} - t_0\right) \delta\left(t - \frac{\tau}{2} - t_0\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \delta(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \delta(t - t_0) \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{aligned} W_{e^{j\omega_0 t}}(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega_0(t+\frac{\tau}{2})} e^{-j\omega_0(t-\frac{\tau}{2})} e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega_0\tau} e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \delta(\omega - \omega_0) \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{aligned} W_{e^{j\alpha t^2}}(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\alpha(t+\frac{\tau}{2})^2} e^{-j\alpha(t-\frac{\tau}{2})^2} e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\alpha t\tau} e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \delta(\omega - \alpha t) \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

La distribution de WIGNER-VILLE possède cependant un inconvénient notable : la présence de termes d'interférence. En effet, on montre aisément que :

$$\begin{aligned} W_{s_1+s_2}(t, \omega) &= W_{s_1}(t, \omega) + W_{s_2}(t, \omega) + 2\Re\{W_{s_1, s_2}(t, \omega)\} \\ \text{où } W_{s_1, s_2}(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_1\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s_2^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Afin de minimiser l'influence des termes d'interférence, il est possible d'utiliser d'autres transformées temps-fréquence bilinéaires. Celles-ci sont regroupées dans la classe de COHEN, et peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$C(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s\left(u + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(u - \frac{\tau}{2}\right) \Phi(t - u, \tau) e^{-j\omega\tau} du d\tau \quad (\text{II.23})$$

Il est possible de mettre II.23 sous la forme ([Grassin 97]) :

$$\begin{aligned} C(t, \omega) &= W_s(t, \omega) \overset{t}{*} \overset{\omega}{*} \Psi(t, -\omega) \\ \text{où } \Psi(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t, \tau) e^{i\omega\tau} d\tau \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

Les transformées de la classe de COHEN peuvent donc être considérées comme des versions filtrées ou régularisées de la transformée de WIGNER-VILLE. Le choix de la fonction de régularisation Ψ conditionne :

- l'efficacité dans la réduction des interférences,
- la dégradation de la résolution (opérée par le filtrage),
- la modification des propriétés de la transformée.

On peut notamment citer les transformées de RIHACZEK, de CHOÏ-WILLIAMS, ou le spectrogramme, dérivé des décompositions linéaires.

De même que pour les transformées linéaires, il existe une classe de transformées temps-échelle bilinéaires, appelée classe de BERTRAND. Les transformées appartenant à cette classe peuvent se mettre sous la forme [Flandrin 98] :

$$B_s(t, a) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{\tau - t}{a}, a\nu\right) W_s(\tau, \nu) d\tau d\nu \quad (\text{II.25})$$

où Π est l'analogie de Ψ pour la classe de BERTRAND, c'est à dire un noyau de filtrage permettant d'atténuer les termes d'interférence. Le facteur d'échelle a , opère simultanément deux contractions/dilatations opposées suivant l'axe temporel et l'axe fréquentiel.

II.2.2 Cas des signaux au SAR

II.2.2.1 Avantage et inconvénients

L'intérêt des transformées bilinéaires réside dans la résolution qu'elles permettent d'atteindre. Cette amélioration s'obtient au prix de lourds inconvénients :

- Le caractère bilinéaire de la transformée entraîne une modification de la nature du signal. Dans le cas d'une image SAR, le signal transformé n'est plus assimilable à une image SAR cohérente. Les techniques habituellement utilisées avec ces signaux ne peuvent donc plus être employées. En particulier, l'exploitation de la diversité polarimétrique ou interférométrique devient alors délicate, voire impossible.
- La présence de termes d'interférence corrompt la lisibilité du résultat. En particulier, lorsque le signal est composé de très nombreuses contributions, et notamment dans le cas du signal SAR où l'importance relative du fouillis (ou clutter) peut être forte, l'influence des interférences peut devenir prépondérante.

Ce deuxième inconvénient limite l'utilisation des transformées bilinéaires sur les environnements denses. Les principales applications aux signaux SAR sont donc orientées vers l'étude de cibles présentant un fort rapport signal à bruit.

II.2.2.2 Applications

Dans [Barbarossa 90], la transformée de WIGNER-VILLE est utilisée à des fins de détection de cible mobile. L'effet du mouvement sur la réponse de la cible est une modification des paramètres du chirp en azimuth. L'analyse du signal selon cette dimension peut donc permettre la détection et la caractérisation des cibles mobiles. Plutôt que d'utiliser une technique de banc de filtres adaptés dont les paramètres décriraient l'ensemble des réponses possibles, la méthode présentée utilise la capacité de la transformée de WIGNER-VILLE à localiser parfaitement les signaux de type chirp. On se trouve alors face à un problème beaucoup plus simple de détection de droite. Afin d'améliorer les propriétés de détection, une procédure de filtrage est mise en œuvre dans le plan temps-fréquence.

Les transformées temps-fréquence bilinéaires peuvent également être appliquées à des signaux bidimensionnels ([Grassin 97]). Comme dans [Ródenas 97], l'objet de la méthode est la détection et la caractérisation d'ondes internes mesurées par un système SAR. L'emploi de méthodes bilinéaires fournit une bonne localisation des

ondes et une précision élevée sur leurs paramètres (orientation et longueur d'onde). Il est alors possible d'étudier des structures d'onde fortement non stationnaires, ainsi que des cas de superposition de plusieurs ondes (onde interne et houle par exemple).

II.3 Conclusion

Les méthodes temps-fréquence ont pour objet l'analyse des signaux non stationnaires. Elles présentent en cela un fort intérêt dans le contexte de l'imagerie SAR. Parmi les deux classes de transformées existantes, les transformées bilinéaires présentent l'intérêt d'une très bonne résolution. En contrepartie, des termes d'interférences peuvent apparaître et perturber l'analyse du résultat. De plus, la bilinéarité entraîne une modification de la nature du signal puisque le résultat de la transformée est une distribution d'énergie.

Les transformées linéaires, au contraire, voient leurs résolutions limitées par l'inégalité d'HEISENBERG-GABOR (II.4). Mais leur caractère "atomique" (décomposition sur une famille de fonction) permet d'interpréter le résultat de la transformée de la même façon que le signal initial. A ce titre, elles sont les plus adaptées pour le traitement des signaux SAR, en particulier dans le cas où l'on souhaite tirer partie de la diversité polarimétrique ou interférométrique. De ce fait, les transformées temps-fréquence linéaires ont été privilégiées dans le cadre de ces travaux.

Chapitre III

Analyse de cibles mobiles

Comme il a été vu au chapitre I, l'imagerie SAR est une technique puissante qui permet à la télédétection radar d'atteindre de très bonnes résolutions. Pour cela, le procédé de compression d'impulsion est utilisé. Il peut être assimilé à une corrélation du signal reçu avec une réplique correspondant à la réponse d'un point idéal. Une hypothèse supplémentaire est donc introduite : la stabilité des objets imagés par le radar. La présence de cibles mobiles dans la scène met en défaut cette hypothèse, ce qui se traduit par une mauvaise représentation de celles-ci dans l'image finale.

De nombreux travaux ont eu pour objet la résolution de ce problème depuis l'approche pionnière de RANEY [Raney 71]. Certaines méthodes sont basées sur l'utilisation de capteurs multi-canaux et exploitent la diversité du signal ainsi mesuré. Les techniques dites ATI pour *Along Track Interferometry* utilisent deux antennes alignées avec la trajectoire du radar. Dans le cas de cibles mobiles, une différence de phase est mesurée entre les deux images ainsi formées, ce qui permet de détecter l'objet mobile et d'estimer la composante radiale de sa vitesse [Goldstein 87]. Les techniques STAP pour *Space-Time Adaptive Processing* exploitent la même diversité et un nombre plus important d'antennes. Des méthodes d'annulation du fouillis sont mises en oeuvre ce qui permet d'isoler la réponses des objets mobiles et d'inverser les paramètres de leur mouvement [Klemm 02].

Lorsqu'un seul canal est disponible, il est possible de travailler sur les données brutes ou sur l'image synthétisée. L'utilisation des données synthétisées permet d'estimer la norme de la vitesse relative entre le radar et l'objet mobile, soit à l'aide de banc de filtres [Jao 01], soit en reconstruisant la signature de la cible par spotlight numérique de sa réponse dans l'image pour en déduire la fonction d'ambiguïté SAR [Soumekh 99]. L'utilisation des données brutes permet de plus d'évaluer la composante radiale de la vitesse de l'objet, comme dans [Marques 05]. Pour cela, les variations de la fréquence DOPPLER avec la longueur d'onde (à l'intérieur de la bande utilisée) sont mises à profit.

Les travaux présentés dans ce chapitre s'appuient sur des images SAR synthétisées, pour lesquelles la seule diversité disponible est apportée par la polarimétrie. L'accent est porté sur l'analyse des objets mobiles. La question de leur détection n'est pas abordée, même si certains des outils proposées peuvent également être utilisés dans ce but.

Dans un premier temps, le comportement d'un objet mobile dans une image SAR est introduit sous une forme originale et une approche par décomposition en sous-images dans la direction azimut est proposée. La forme particulière du signal est ainsi mise en évidence, qui est alors validée théoriquement dans une deuxième partie. Une solution adaptée, basée sur l'utilisation de la transformée de FOURIER fractionnaire est étudiée. La dernière partie présente une approche nouvelle permettant l'étude de cibles complexes, c'est à dire à la fois mobiles et de réflectivité non stationnaire, développée autour de l'algorithme de Matching-Pursuit.

III.1 Comportement d'une cible mobile en imagerie SAR

III.1.1 Signal rétrodiffusé

La configuration géométrique de la mesure est exposée sur la figure III.1. On considère une cible mobile se déplaçant dans un plan horizontal situé à l'altitude 0. La position de la cible est donnée par les coordonnées $(x_c, y_c, 0)$, celle du porteur par $(x_s, 0, H)$. La vitesse de la cible est décrite par le vecteur $\mathbf{v}_c = (v_x, v_y, 0)$, celle du porteur par $\mathbf{v}_{\text{SAR}} = (v_{\text{SAR}}, 0, 0)$. On fixe l'origine du temps long τ de telle façon qu'à $\tau = 0$, la cible et le porteur sont situés à la même position azimutale, x_0 , la distance au sol de la cible est alors y_0 . Les positions du porteur et de la cible peuvent donc s'écrire :

$$x_c = x_0 + v_x \tau \quad (\text{III.1})$$

$$y_c = y_0 + v_y \tau \quad (\text{III.2})$$

$$x_s = x_0 + v_{\text{SAR}} \tau \quad (\text{III.3})$$

La distance entre le porteur et la cible vaut alors :

$$R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y) = \sqrt{(x_c - x_s)^2 + y_c^2 + H^2} \quad (\text{III.4})$$

$$= \sqrt{H^2 + (v_x - v_{\text{SAR}})^2 \tau^2 + (y_0 + v_y \tau)^2} \quad (\text{III.5})$$

La notation adoptée pour R est une extension de celle choisie au chapitre I : l'apparition des variables v_x et v_y indique qu'il s'agit d'une cible mobile.

Le signal mesuré par le radar et synthétisé en distance peut alors s'écrire lorsque la cible est incluse dans l'empreinte au sol illuminée par le capteur comme (I.15) :

$$s_{rc}(t, \tau) = \exp(-j \frac{4\pi}{\lambda} R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y)) s_c \left(t - \frac{2R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y)}{c} \right) \quad (\text{III.6})$$

où s_c est la réponse impulsionnelle du système radar dans la direction distance.

La fréquence DOPPLER engendrée par le déplacement relatif entre le porteur et la cible s'obtient en dérivant la phase de l'onde par rapport au temps long :

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi}{d\tau} = -\frac{2}{\lambda} \frac{dR}{d\tau} \quad (\text{III.7})$$

Pour un SAR classique en visée latérale, l'ouverture angulaire reste faible et l'antenne pointe à la perpendiculaire du déplacement du radar. En supposant de plus que

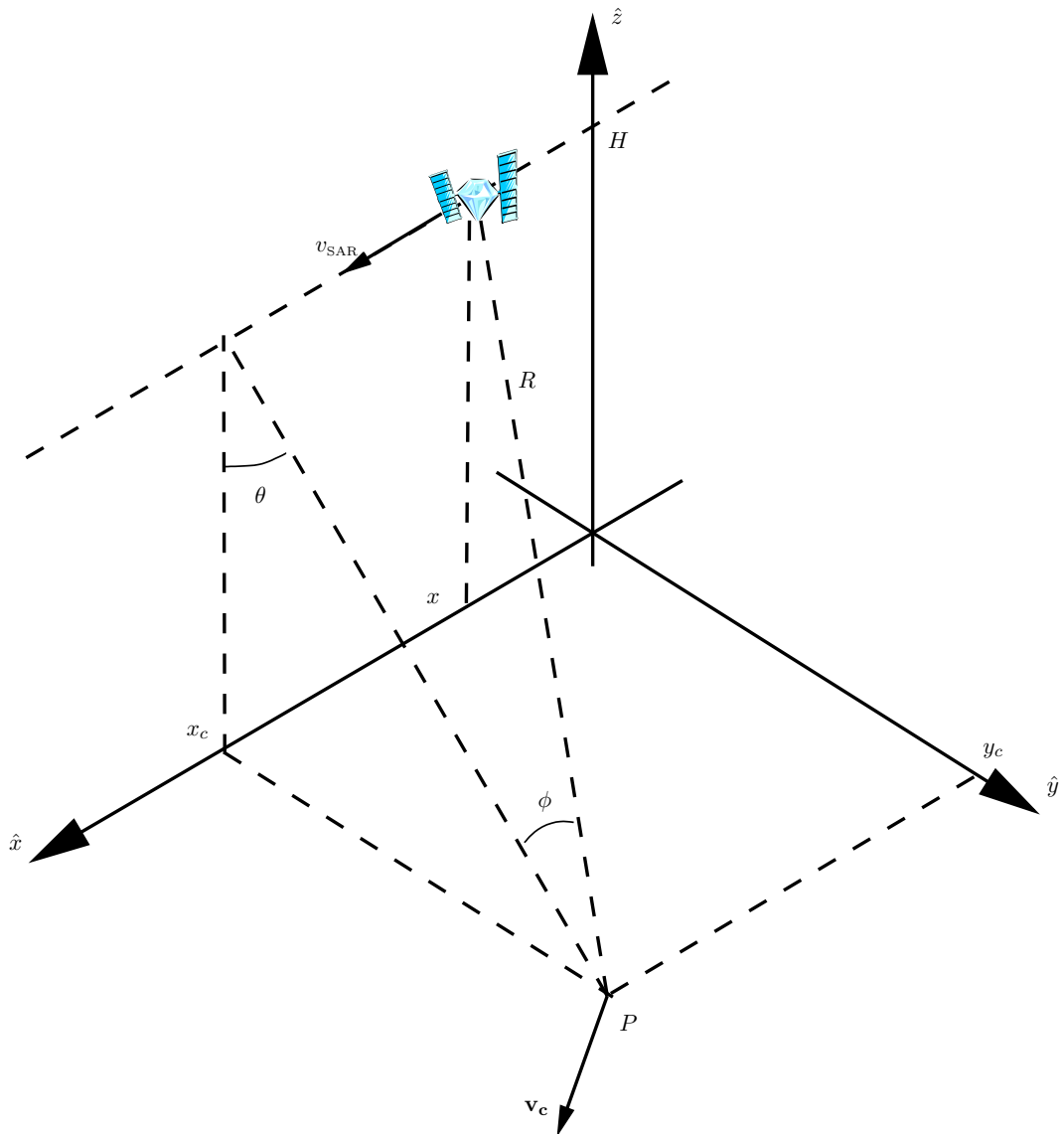


FIG. III.1 – Configuration géométrique de la mesure SAR

le déplacement de la cible pendant le temps durant lequel elle est illuminée par le radar est faible devant $r_0 = \sqrt{H^2 + y_0^2}$, on peut alors effectuer un développement limité de (III.5) au premier ordre :

$$R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y) \approx r_0 + \frac{1}{2r_0} \left((v_x - v_{\text{SAR}})^2 \tau^2 + 2y_0 v_y \tau + v_y^2 \tau^2 \right) \quad (\text{III.8})$$

et

$$f_d(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y) \approx -\frac{2}{\lambda} \left(\frac{y_0 v_y}{r_0} + \frac{v_y^2 + (v_x - v_{\text{SAR}})^2}{r_0} \tau \right) = \Delta_{f_d} + \beta_{f_d} \tau \quad (\text{III.9})$$

Dans le cas d'une cible fixe, la fréquence DOPPLER, située en (x_0, y_0) , se déduit de l'expression précédente comme :

$$f_d(\tau; x_0, y_0) = -\frac{2}{\lambda} \frac{v_{\text{SAR}}^2}{r_0} \tau \quad (\text{III.10})$$

L'expression (III.9) indique que la mobilité d'une cible implique deux modifications de son comportement DOPPLER :

- un décalage Δ_{f_d} causé par la composante distance de la vitesse de la cible, v_y ,
- une modification du taux de variation de la fréquence DOPPLER, β_{f_d} , à laquelle contribuent à la fois la composante distance et la composante azimut.

En ce qui concerne ce dernier phénomène, il est raisonnable de négliger l'influence de la composante de la vitesse en distance, v_y , sur le taux de variation de la fréquence DOPPLER, β_{f_d} , lorsque la vitesse de la cible est faible devant celle du porteur ($v_{\text{SAR}} \gg \sqrt{v_x^2 + v_y^2}$). En effet, on peut écrire :

$$v_y^2 + (v_x - v_{\text{SAR}})^2 = v_{\text{SAR}}^2 \left(\left(\frac{v_y}{v_{\text{SAR}}} \right)^2 + 1 + 2 \left(\frac{v_x}{v_{\text{SAR}}} \right) + \left(\frac{v_x}{v_{\text{SAR}}} \right)^2 \right) \quad (\text{III.11})$$

L'influence de v_y/v_{SAR} intervient donc à l'ordre 2 tandis que v_x/v_{SAR} intervient à l'ordre 1. Dans la suite de cette section, on néglige donc l'influence de la vitesse en distance sur le taux de variation de la fréquence DOPPLER.

Le domaine de variation de τ peut être calculé en considérant que le signal rétro-diffusé n'est mesuré que lorsque la cible est incluse dans l'empreinte au sol, c'est à dire lorsque $|\phi| < \frac{\phi_a}{2}$. Le dépointage, ϕ , de la cible par rapport au plan vertical contenant l'axe de l'antenne vérifie :

$$\tan(\phi) = \frac{x_c - x_s}{\sqrt{H^2 + (y_0 + v_y \tau)^2}} = \frac{(v_x - v_{\text{SAR}})\tau}{\sqrt{H^2 + (y_0 + v_y \tau)^2}} \quad (\text{III.12})$$

On suppose raisonnablement que la composante radiale de la distance radar-cible R évolue peu pendant le temps durant lequel la cible est dans le lobe d'antenne, soit :

$$\tan(\phi) \approx \frac{(v_x - v_{\text{SAR}})\tau}{r_0} \quad (\text{III.13})$$

Et on a donc :

$$\tau \in \left[-\frac{T_s^m}{2}; \frac{T_s^m}{2} \right] \quad \text{avec} \quad T_s^m = 2 \frac{r_0}{v_{\text{SAR}} - v_x} \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) \quad (\text{III.14})$$

Le temps de survol de la cible mobile T_s^m est donc modifié par rapport à celui correspondant à une cible fixe. Si la composante azimutale de la vitesse de la cible est de même sens que celle du porteur, le temps de survol est logiquement allongé. Dans le cas contraire, il est rétréci.

Pendant ce temps, le signal reçu balaie la bande de fréquence DOPPLER $[-\frac{B}{2}; \frac{B}{2}]$ pour une cible fixe, avec :

$$B = \frac{4}{\lambda} v_{\text{SAR}} \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) \quad (\text{III.15})$$

et $[B_{min}^m; B_{max}^m]$ pour une cible mobile, avec :

$$B_{min}^m \approx -\frac{2}{\lambda} \left(\frac{y_0 v_y}{r_0} + (v_{\text{SAR}} - v_x) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) \right) \quad (\text{III.16})$$

$$B_{max}^m \approx -\frac{2}{\lambda} \left(\frac{y_0 v_y}{r_0} - (v_{\text{SAR}} - v_x) \tan\left(\frac{\phi_a}{2}\right) \right) \quad (\text{III.17})$$

La localisation dans le plan (τ, f_d) de la réponse d'une cible fixe ou mobile est représentée sur les figures III.2 et III.3 respectivement. Pour des raisons de lisibilité, les localisations sont représentées dans le cas de signaux monochromatiques. Sur la figure III.3, la cible est animée d'une vitesse dont la composante v_x est positive et la composante v_y négative. Dans ce cas, (III.14) indique que le temps de survol de la cible mobile est plus important que celui d'une cible fixe. (III.9) montre que la fréquence DOPPLER subit dans ce cas un décalage positif et que son taux de variation est réduit par rapport à celui observé sur une cible fixe.

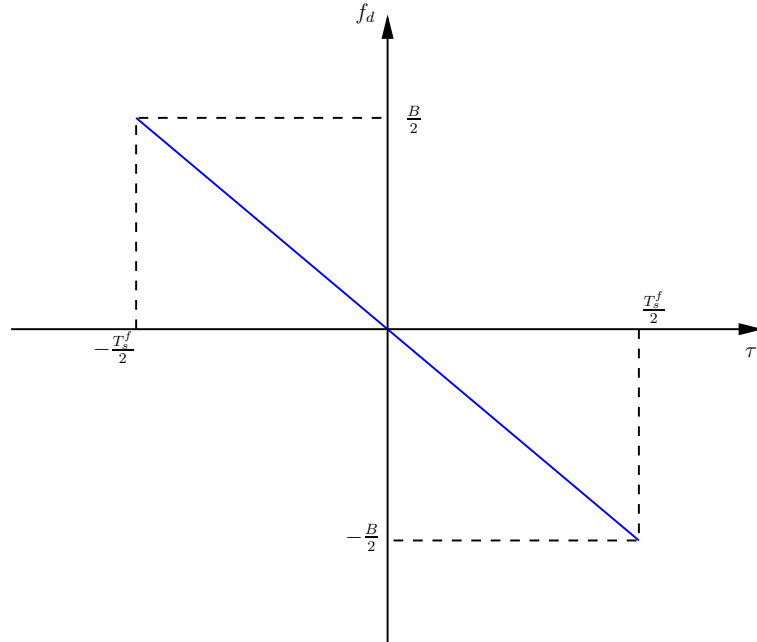


FIG. III.2 – Variation de la fréquence Doppler pour une cible fixe

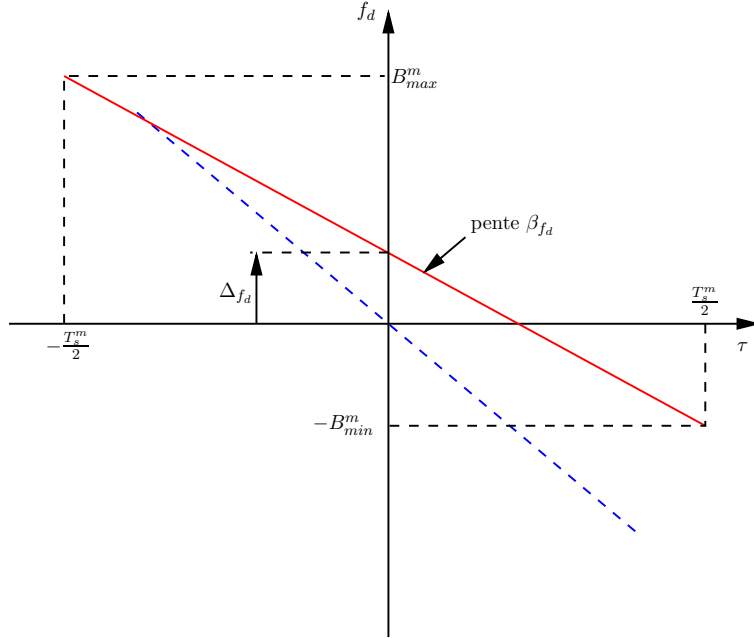


FIG. III.3 – Variation de la fréquence Doppler pour une cible mobile (trait continu rouge) comparée à celle d’une cible fixe (traits pointillés bleus)

III.1.2 Représentation schématique de la focalisation en azimuth

La formation de l’image dans la direction azimuthale est basée sur la technique de filtrage adapté. Il s’agit donc d’effectuer la corrélation entre le signal mesuré par le radar et un signal de référence : la réponse d’une cible fixe. Schématiquement, cela revient à déplacer sur l’axe temps du plan temps-fréquence DOPPLER, le signal de référence et à mesurer sa ”ressemblance” avec le signal mesuré par le radar. S’il y a ”ressemblance” entre le signal est une des versions translatées de la fonction de référence, la corrélation contient une contribution localisée à la position de la fonction de référence (c’est à dire à l’instant de son passage par $f_d = 0$)

Dans le cas d’une cible fixe, la corrélation maximale est obtenue lorsque les deux signaux coïncident (figure III.4). La réponse de la cible est tracée en rouge, le signal de référence pour différents instants de calcul de la corrélation est tracé en pointillés bleus et le résultat de la focalisation en vert.

Dans le cas d’une cible qui se déplace uniquement suivant la direction distance (figure III.5), la fonction de référence présentant une corrélation avec le signal n’est plus située à $\tau = 0$, mais est délocalisée du fait du décalage spectral. La délocalisation occasionnée, τ_d dans le domaine temporel, x_d en terme de nombre de pixel, peut être calculée à partir du décalage de fréquence DOPPLER et de la pente de la variation de celle-ci dans le cas d’une cible fixe (fonction de référence) :

$$\tau_d = -\frac{y_0 v_y}{v_{SAR}^2} \quad (\text{III.18})$$

$$\text{et } x_d = -\frac{y_0 v_y}{v_{SAR}} \quad (\text{III.19})$$

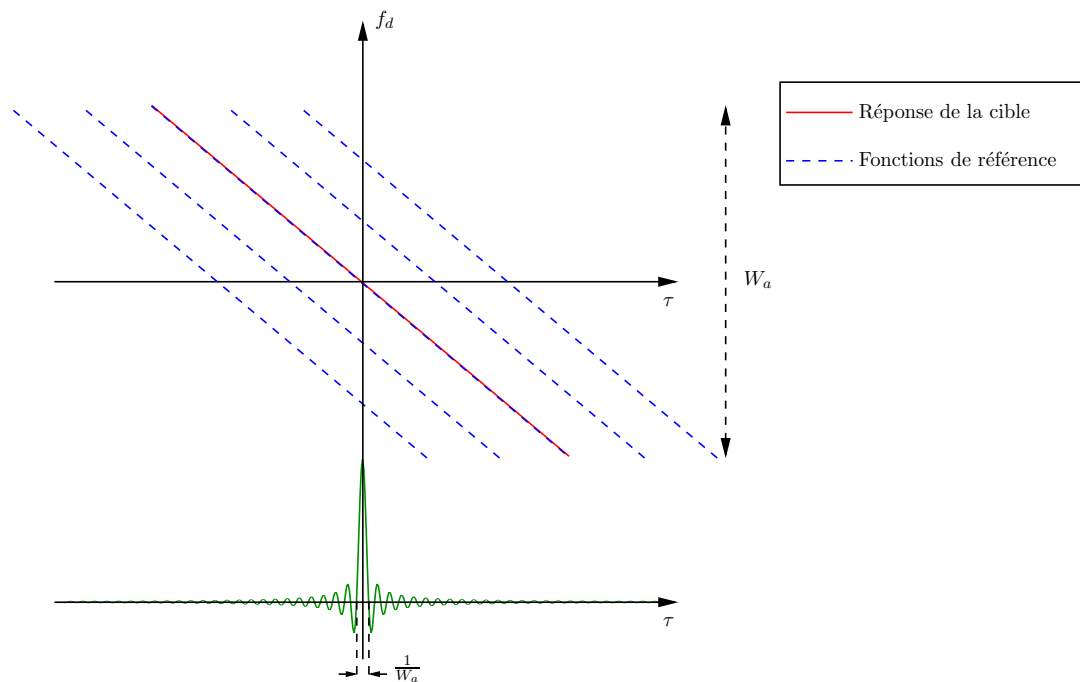


FIG. III.4 – Compression en azimuth de la réponse d'une cible fixe

En plus de la délocalisation, la coïncidence entre les deux signaux n'a lieu que sur une partie plus réduite correspondant à la partie commune des spectres, W_{am} . Cela a pour conséquence une réduction de l'amplitude de la cible dans l'image synthétisée et une dégradation de la résolution. Ce deuxième phénomène, difficile à mettre en évidence ici, peut s'expliquer simplement par la diminution de la bande de fréquence utilisée. En effet, la résolution en azimuth est inversement proportionnelle à la bande DOPPLER.

Enfin, dans le cas où la cible est animée d'une vitesse en azimuth (figure III.6), les taux de variation des fréquences DOPPLER sont différents. Il existe donc plusieurs positions de la fonction de référence qui produisent une contribution dans le calcul de la corrélation. Un exemple est matérialisé sur la figure III.6. L'intersection de la caractéristique de la cible avec une fonction de référence produit une contribution localisée autour de l'instant $\tilde{\tau}$. La différence des taux de variation entre les caractéristiques de la cible et de la fonction de référence entraîne des intersections multiples et donc une largeur de réponse importante après focalisation.

III.1.3 Utilisation d'une approche temps-fréquence

On se propose ici d'utiliser une décomposition en sous-images dans la direction azimuth pour valider le modèle présenté et proposer une solution de refocalisation.

III.1.3.1 Mise en évidence

Les données SAR utilisées pour cette étude ont été acquises par le capteur danois EMISAR sur le site de Storebælt. Le capteur fonctionne en bande C, et effectue des

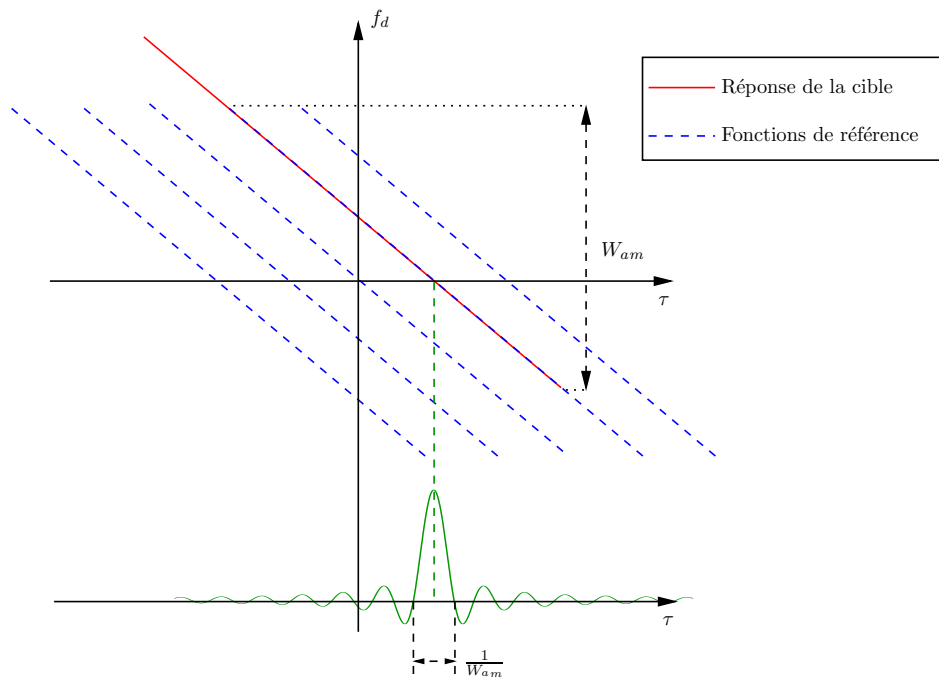


FIG. III.5 – Focalisation en azimuth de la réponse d’une cible animée d’une vitesse dans la direction \hat{y}

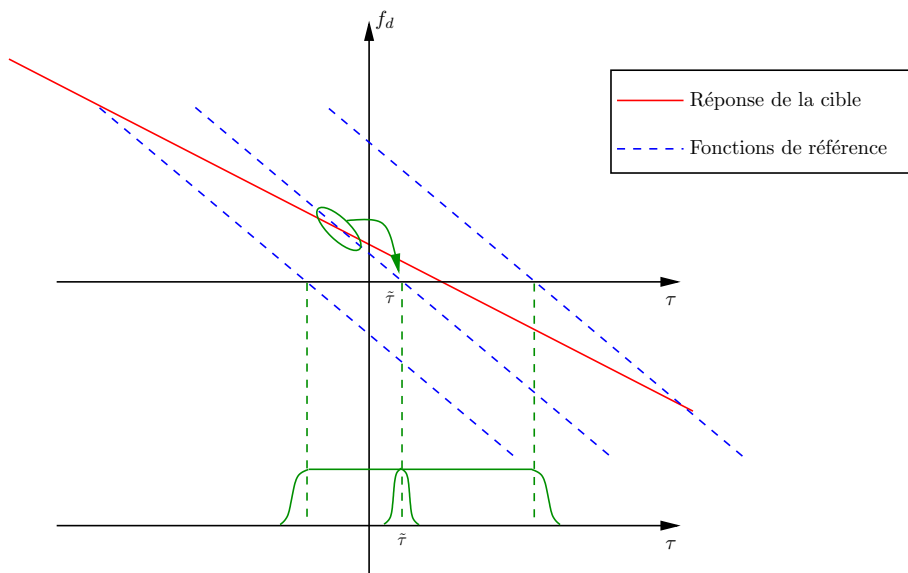


FIG. III.6 – Focalisation en azimuth de la réponse d’une cible animée d’une vitesse dans la direction \hat{x}

Fréquence porteuse	5.3 GHz
Longueur d'onde	56.6 mm
PRF	320 Hz
v_{SAR}	240 m/s
Altitude du porteur	12477 m
Angle d'incidence (au milieu de la fauchée)	49.3°
Direction de visée	gauche
Résolution en distance	1.5 m
Résolution en azimuth	0.75 m

TAB. III.1 – Paramètres de mesure du capteur EMISAR sur le site de Storebælt

mesures cohérentes dans les quatre canaux de polarisation. La figure III.7 présente une partie de l'image de Storebælt. La position et l'orientation des axes sont précisés sur la figure. Les principaux paramètres de la mesure sont reportés dans le tableau III.1.

On peut voir dans la partie inférieure, un ferry approchant du port situé sur la gauche de l'image. Un agrandissement de la zone où se trouve le ferry est présenté, le contraste en a été modifié de façon à faire apparaître clairement le sillage. Compte-tenu de son mouvement et conformément aux observations précédentes, le ferry apparaît dé-focalisé et délocalisé (par rapport à son sillage visible dans la partie droite de l'image).

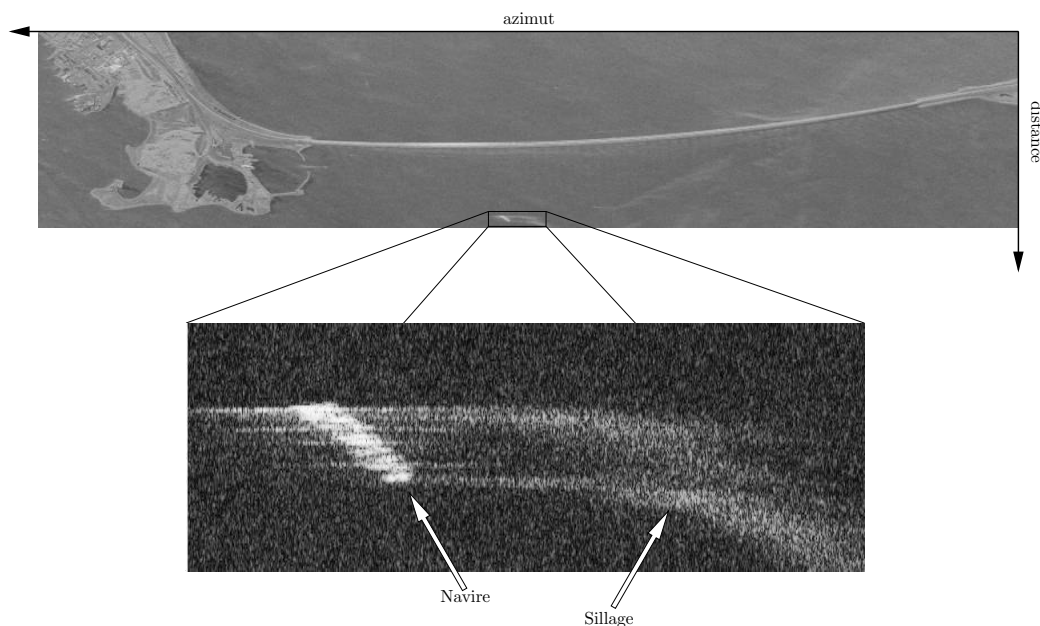


FIG. III.7 – Image SAR (canal HH) du site de Storebælt au Danemark.

On réalise alors un découpage en sous-images disjointes dans la direction azimuth, c'est à dire formées à partir de portions disjointes du spectre. On choisit de découper

le spectre en N portions disjointes de tailles égales. Le principe est illustré sur la figure III.8 dans le cas à 4 sous-images.

Dans les images résultant d'une telle décomposition, on observe que la cible occupe des positions différentes dans chacune des sous-images. Plus précisément, c'est la position en azimut qui varie, comme illustré sur la figure III.9. On observe en effet un déplacement du navire de la gauche vers la droite.

Le phénomène observé peut être expliqué par le schéma de la figure III.10. Lors de la formation des sous-images, différentes bandes de fréquence sont sélectionnées dans le spectre en azimut de l'image (bandes B_1 et B_2 sur la figure III.10). En fonction de la bande choisie, les fonctions de référence corrélées avec la réponse de la cible sont différentes, ce qui entraîne une localisation différente de la réponse synthétisée en fonction de la portion du spectre choisie. De plus, les fonctions de référence contribuant à la réponse de la cible (donc possédant une intersection dans le plan (τ, f_d)) sont localisées dans un intervalle dont la taille est réduite par rapport à l'étalement de la réponse dans l'image pleine résolution. Le phénomène de défocalisation est donc atténué.

La vitesse de la cible peut être estimée à partir du déplacement de sa réponse dans deux sous-images. Pour cela, on peut exprimer la position de la réponse de la cible, τ_1 , en fonction de la fréquence centrale de la bande utilisée pour le calcul de la sous-image, f_{d1} . La figure III.11 précise les grandeurs utilisées. D'après (III.9), l'instant d'observation τ' auquel la cible observée possède la fréquence DOPPLER f_{d1} vérifie :

$$f_{d1} = -\frac{2}{\lambda} \left(\frac{y_0 v_y}{r_0} + \frac{v_y^2 + (v_x - v_{\text{SAR}})^2}{r_0} \tau' \right) \quad (\text{III.20})$$

Lors de la synthèse, le comportement de la cible mobile est assimilé à celui d'une cible fixe qui serait vue avec une fréquence DOPPLER nulle à l'instant τ_1 , tel que :

$$f_{d1} = -\frac{2}{\lambda} \frac{v_{\text{SAR}}^2}{r_0} (\tau' - \tau_1) \quad (\text{III.21})$$

Soit en éliminant τ' :

$$\tau_1 = \frac{y_0 v_y}{v_y^2 + (v_x - v_{\text{SAR}})^2} - \frac{\lambda}{2} \frac{r_0}{v_{\text{SAR}}^2} \left(1 - \frac{v_{\text{SAR}}^2}{v_y^2 + (v_x - v_{\text{SAR}})^2} \right) f_{d1} \quad (\text{III.22})$$

Pour une autre fréquence centrale f_{d2} et une autre localisation temporelle τ_2 , on obtient la même relation. On peut alors déduire :

$$\Delta\tau = -\frac{\lambda}{2} \frac{r_0}{v_{\text{SAR}}^2} \left(1 - \frac{v_{\text{SAR}}^2}{v_y^2 + (v_x - v_{\text{SAR}})^2} \right) \Delta f_d \quad (\text{III.23})$$

où $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$ et $\Delta f_d = f_{d2} - f_{d1}$

Dans le cas où la vitesse de la cible reste faible, $v_y^2 + (v_x - v_{\text{SAR}})^2 \approx (v_x - v_{\text{SAR}})^2$ et :

$$v_x \approx v_{\text{SAR}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2v_{\text{SAR}}^2 \Delta_x}{\lambda r_0 P R F \Delta f_d}}} \right) \quad (\text{III.24})$$

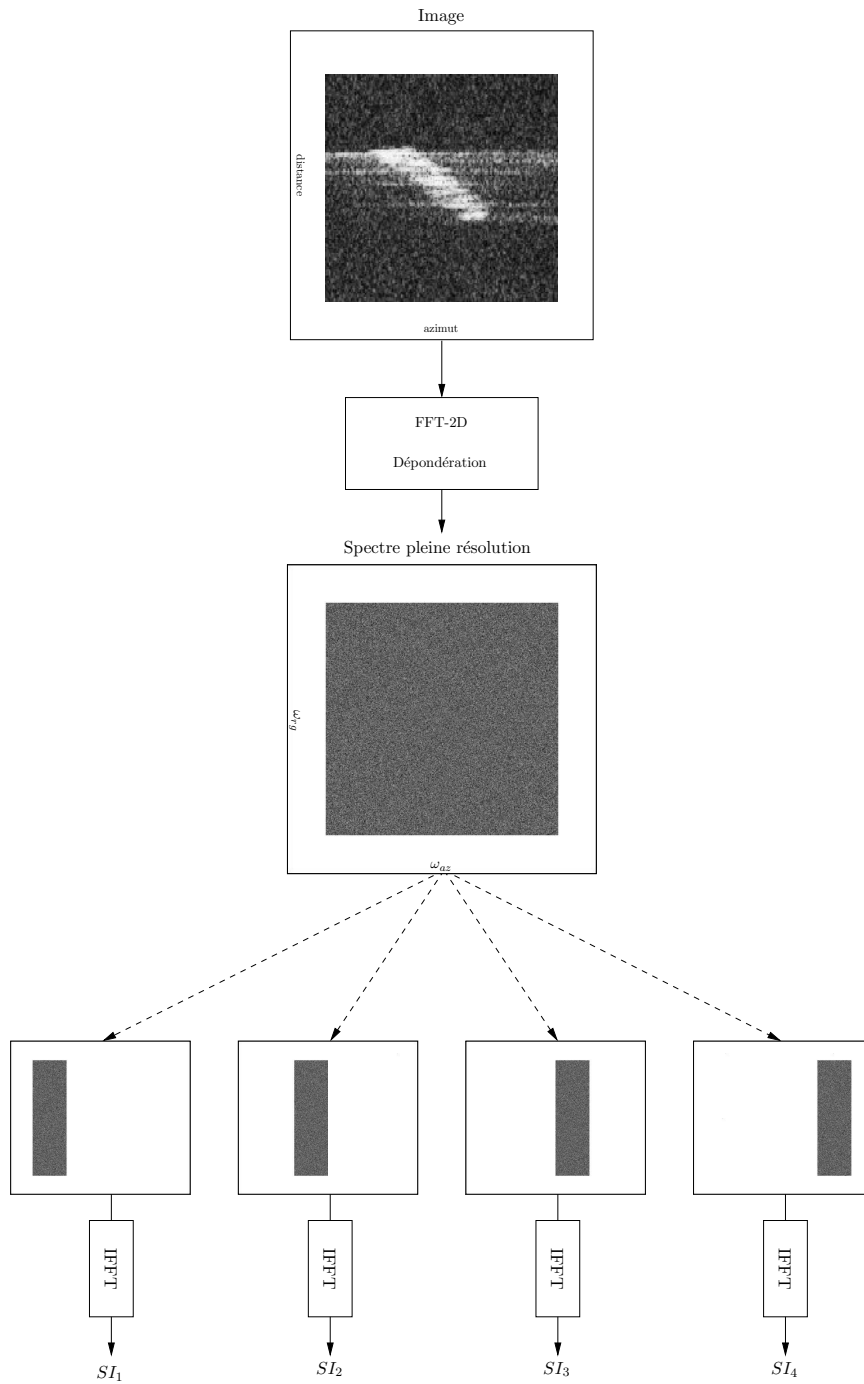
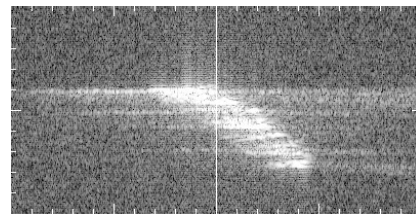
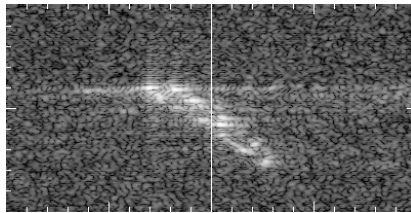


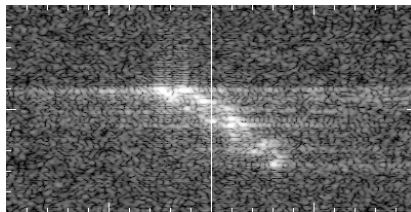
FIG. III.8 – Découpage en sous-images indépendantes



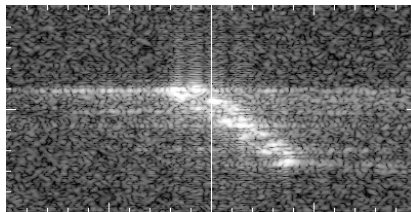
(a) Image pleine résolution



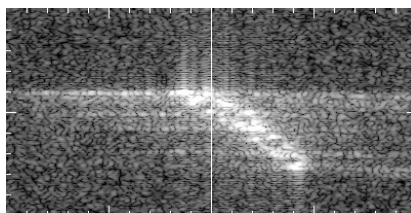
(b) Sous-image 1 (référence)



(c) Sous-image 2 (décalage estimé -11 pixels)



(d) Sous-image 3 (décalage estimé -24 pixels)



(e) Sous-image 4 (décalage estimé -33 pixels)

FIG. III.9 – Résultat de la décomposition en 4 sous-images en azimut. Les images présentées ont une taille de 200 pixels dans la direction distance par 400 pixels dans la direction azimut (celui-ci est orienté de la droite vers la gauche). Le milieu de l'image est repéré par un trait vertical.

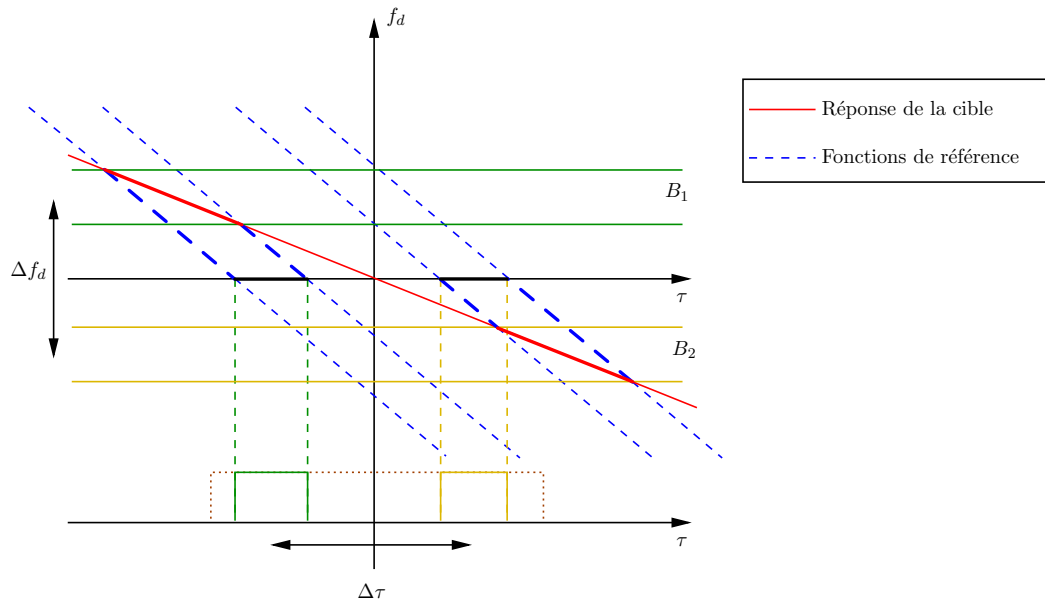


FIG. III.10 – Position de la cible mobile en fonction de la sous-image choisie

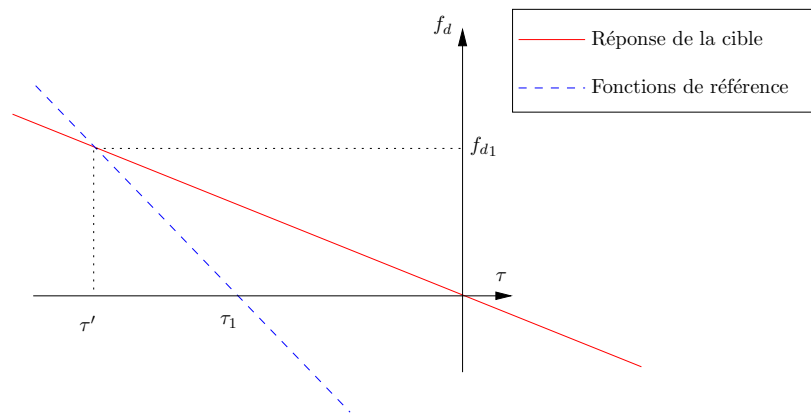


FIG. III.11 – Position de la cible dans la sous-image

avec $\Delta_x = PRF\Delta_\tau$ le décalage mesuré, en pixels. Dans le cas des données présentées ici, une mesure du décalage entre les sous-images "extrêmes" donne un décalage de $\Delta_x = -33$ pixels, pour un décalage DOPPLER de $\Delta_{fd} = 213$ Hz. La distance séparant le navire du radar lorsque le navire est dans l'axe de visée du radar est $r_0 \approx 18873$ m. La vitesse estimée du navire suivant l'axe \hat{x} est donc $v_x \approx 6.38$ m/s.

La vitesse mesurée est positive, ce qui permet de déduire de l'orientation du navire dans l'image que celui-ci se déplace vers le haut gauche de l'image (observation confirmée par la forme du sillage). On a donc $v_y < 0$, car l'axe \hat{y} est orienté vers le bas. L'application de (III.19) montre qu'on a dans ce cas $x_d > 0$ et donc que la cible apparaît dans l'image à gauche de sa position réelle (axe \hat{x} orienté de la droite vers la gauche), ce qui est bien observé ici. La délocalisation peut être estimée à 250 pixels, ce qui donne $v_y \approx 6.31$ m/s.

III.1.4 Refocalisation à partir de sous-images disjointes

Après le constat précédent, il est naturel d'envisager de refocaliser l'image en effectuant un recalage spatial des différentes sous-images de façon à ce que les positions des principaux points brillants coïncident. Pour cela, une des sous-images est choisie comme référence (s_{ref}) et la correction à apporter, Δ_{xi} , à chacune des sous-images, s_i , est mesurée comme la position du maximum de la fonction d'intercorrélation entre l'intensité de la sous-image considérée et celle de la référence dans la direction azimut selon :

$$\Delta_{xi} = \arg \max(\gamma_i(x)) \quad (\text{III.25})$$

$$\text{où } \gamma_i(x) = \int \int |s_i(\xi, y)| |s_{ref}(\xi - x, y)| dx dy \quad (\text{III.26})$$

Les sous-images sont alors recalées, soit par translation dans le domaine spatial de la quantité Δ_{xi} , soit par utilisation d'une rampe de phase dans le domaine dual :

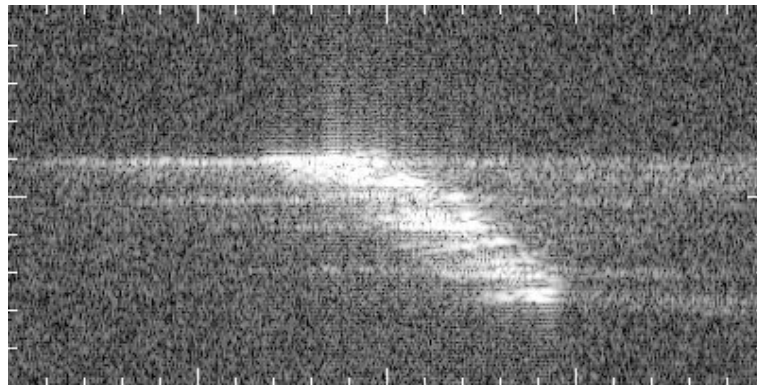
$$S_{i,rec}(f_x) = S_i(f_x) \exp(j2\pi f_x \Delta_{xi}) \quad (\text{III.27})$$

et sommées pour former l'image refocalisée (figure III.12). La refocalisation est visible, mais reste insuffisante. En effet, comme illustré en III.10, chacune des sous-images reste défocalisée, même si cette défocalisation est moins prononcée.

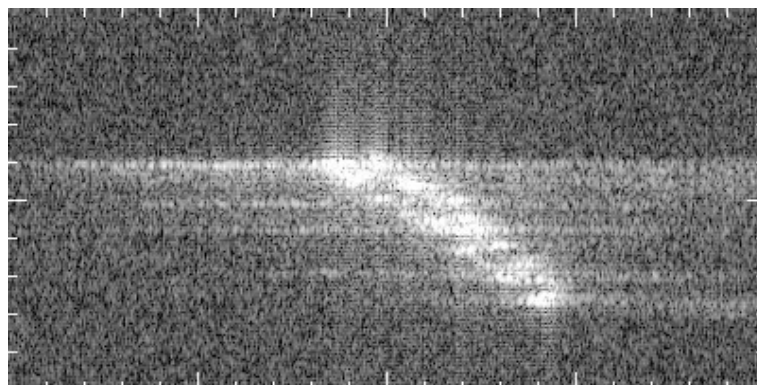
III.1.5 Utilisation de sous-images continues

III.1.5.1 Estimation des paramètres de refocalisation

La défocalisation "résiduelle" provient du fait qu'au sein de chaque sous-images, plusieurs fonctions de référence sont toujours nécessaires pour décrire la réponse de la cible. Ce phénomène est d'autant moins prononcé que la sous-image est formée à l'aide d'une bande de fréquence plus étroite. Une solution pourrait donc être d'augmenter le nombre de sous-images, tout en réduisant l'intervalle de fréquence utilisé pour les former (de façon à toujours couvrir une fois et une seule la totalité du spectre). Néanmoins, l'augmentation du nombre de sous-images, si elle permet une diminution de la défocalisation, se fait également au détriment de la résolution en azimut de l'image



(a) Image initiale



(b) Image formée en sommant les 4 sous-images recalées

FIG. III.12 – Comparaison de l'image initiale du bateau et de l'image refocalisée en recalant les 4 sous-images

(la bande de fréquence utilisée diminuant). Il devient donc délicat de mesurer précisément le décalage entre une sous-image et la sous-image de référence, ce qui diminue fortement l'intérêt de cette méthode.

Au lieu d'utiliser une décomposition de l'image en sous-images indépendantes (découpe du spectre en N parties), il est possible d'effectuer une décomposition continue. Pour cela, on forme les sous-spectres en pondérant le spectre de l'image par une fenêtre déplacée continûment. Un retour dans le domaine spatial permet de former chaque sous-image. Cela revient en fait à calculer la transformée de FOURIER fenêtrée (II.6) de l'image suivant la direction azimutale. La propriété d'indépendance des images ainsi créées est perdue (il n'est plus possible de sommer les sous-images pour recréer l'image initiale), mais on peut alors former autant de sous-images que nécessaire tout en conservant une résolution suffisante.

L'utilisation de sous-images continues permet d'obtenir une image correspondant à chaque composante spectrale en choisissant une bande de fréquence centrée sur cette composante. Le calcul du décalage spatial entre l'une quelconque des sous-images et une sous-image de référence est effectué de la même façon que dans le cas de sous-images disjointes par une simple corrélation des images d'intensité (III.25) et (III.26). La figure III.13(a) présente le décalage mesuré en fonction de la fréquence centrale de la bande utilisée pour le calcul de la sous-image.

III.1.5.2 Correction de la réponse

L'utilisation d'une décomposition en sous-images disjointes permet d'estimer le décalage spatial, Δ_x , entre une sous-image correspondant à une fréquence DOPPLER quelconque, f_x , et celle de référence. Les sous-images calculées n'étant plus disjointes, il n'est pas possible de refocaliser la cible en sommant les sous-images recalées. On procède dans le domaine spectral en corrigeant directement chacune des composantes en fonction du décalage mesuré.

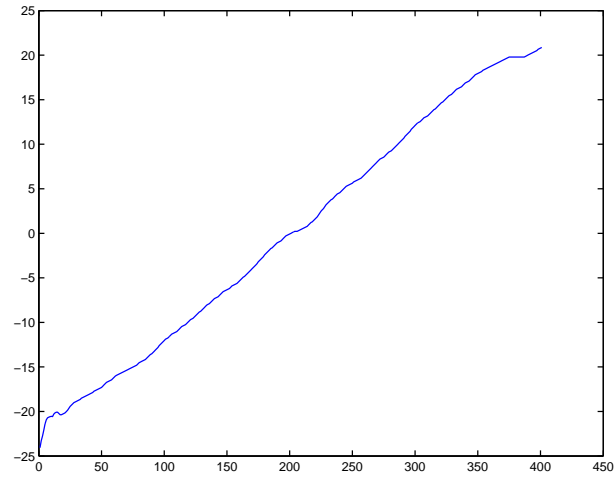
Dans le cas de sous-images disjointes, la correction d'un décalage Δ_x peut se faire directement dans le domaine spatial ou par multiplication dans le domaine spectral par une cissoïde de "fréquence" Δ_x . L'adaptation au cas continu consiste à multiplier la réponse dans le domaine spectral par une fonction de correction telle que sa "fréquence" instantanée à la position f_x soit $\Delta_x(f_x)$. La fréquence instantanée de la fonction de correction étant connue, sa phase s'obtient donc en en prenant une primitive. En notant f_{xref} la fréquence correspondant à la sous-image de référence, la phase de la fonction de correction s'écrit :

$$\phi_{corr}(f_x) = 2\pi \int_{f_{xref}}^{f_x} \Delta_x(\nu) d\nu \quad (III.28)$$

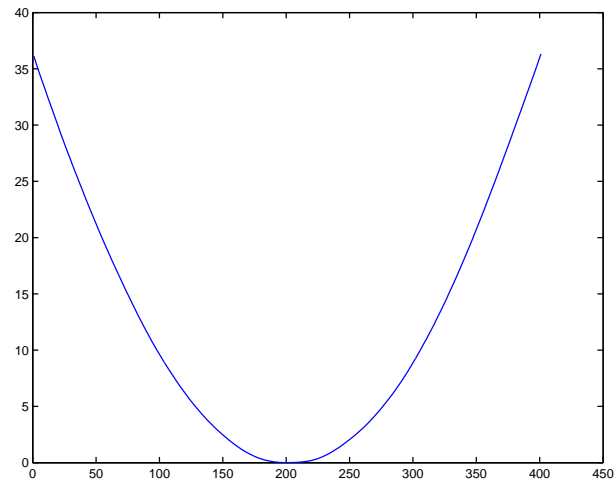
La figure III.13(b) présente la phase de la fonction de correction calculée à partir des décalages mesurés.

L'image refocalisée est présentée sur la figure III.14. Le résultat est visuellement bien meilleur que dans le cas de sous-images disjointes.

La décomposition en sous-images continues fait appel à une décomposition temps-fréquence linéaire. Néanmoins, pour le calcul de la fonction de correction de phase, il est ici possible d'utiliser une transformée bilinéaire du type de celles présentées dans la partie II.2. En effet, cela ne pose pas de problème car la corrélation entre



(a) Décalage de la sous-image considéré avec la sous-image de référence



(b) Phase de la fonction de correction

FIG. III.13 – Calcul des paramètres de la correction

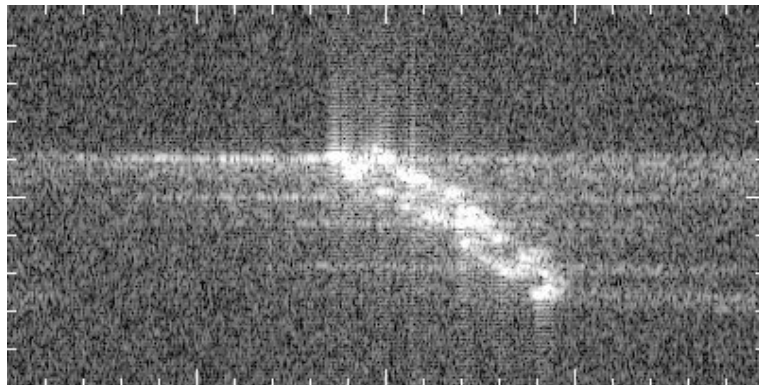


FIG. III.14 – Image obtenue après correction de phase dans le domaine spectral

les images correspondant aux différentes fréquences d'observation est effectuée sur des données d'intensité. L'utilisation de méthodes bilinéaires donne accès à une meilleure résolution, ce qui améliore la précision sur la fonction de correction.

III.1.6 Conclusion

La décomposition de l'image SAR d'une cible mobile permet de mettre en évidence l'effet de la composante azimutale de sa vitesse sur la défocalisation observée dans l'image. A partir de cette observation, il est possible de mettre en œuvre des procédures de correction.

L'utilisation d'une décomposition en sous-images continues permet une estimation de la correction à apporter pour chaque composante de la fréquence en azimut. Cette méthode présente donc l'avantage d'être adaptée à des mouvements non uniformes. De plus, il est possible d'utiliser des transformées temps-fréquence bilinéaires et ainsi d'améliorer la précision sur l'estimation de la fonction de correction. L'inconvénient principal réside dans l'utilisation d'une procédure de corrélation sur les intensités des différentes sous-images, ce qui nécessite de travailler avec un rapport signal à environnement (SCR pour signal to clutter ratio) élevé.

III.2 Refocalisation utilisant des signaux chirps

III.2.1 Mise en évidence

III.2.1.1 Forme de la correction dans le domaine spectral

La figure III.13 montre une dépendance quasi linéaire du décalage avec la fréquence moyenne utilisée pour la formation de la sous-image. La fonction de correction créée voit donc sa fréquence instantanée varier de façon linéaire et donc sa phase suivre une variation quadratique :

$$G_{corr}(f_x) \approx \exp(k(f_x - f_{xref})^2) \quad (\text{III.29})$$

On retrouve donc une fonction chirp bien connue en imagerie SAR (I.6).

III.2.1.2 Refocalisation

A partir des mesures effectuées dans les sections précédentes, il est possible de synthétiser un chirp de correction. De même qu'en III.1.5, la correction est appliquée dans le domaine (f_x, y) en multipliant le signal par $G_{corr}(f_x)$:

$$S_r(f_x, y) = S(f_x, y)G_{corr}(f_x) \quad (\text{III.30})$$

La figure III.15 présente le résultat d'une refocalisation obtenue par cette méthode. Les résultats obtenus sont tout à fait similaires à ceux présentés sur la figure III.14.

III.2.1.3 Interprétation

La multiplication de $s(f_x, y)$ par $G_{corr}(f_x)$ est équivalente à une convolution de $s(x, y)$ par $g_{corr}(x)$ par rapport à la variable x , où $g_{corr}(x)$ est la transformée de

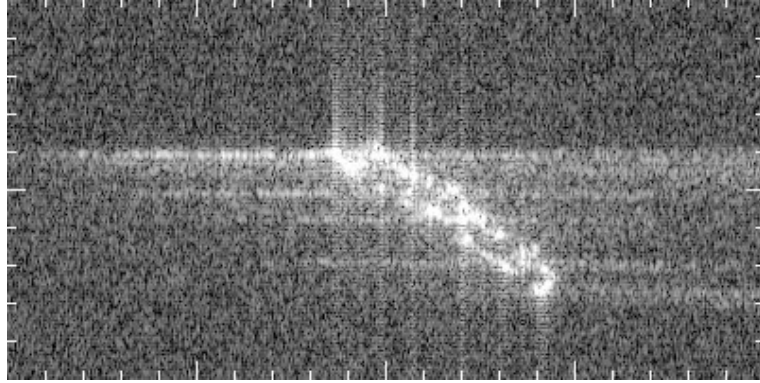


FIG. III.15 – Refocalisation à l'aide d'une fonction chirp

FOURIER inverse de $G_{corr}(f_x)$, le signal refocalisé s'écrivant :

$$s_r(x, y) = s(x, y) \overset{x}{*} g_{corr}(x) \quad (\text{III.31})$$

Sous cette forme, l'opération peut être vue comme un filtrage adapté. Or la transformée de FOURIER d'un chirp est elle-même un chirp, ce qui laisse à penser que $s(x, y)$ est également un signal de type chirp. La section suivante vise à démontrer cette affirmation empirique.

III.2.2 Réponse d'une cible mobile dans l'image SAR

L'objet de cette section est de mettre en évidence par le calcul, après l'avoir observé de façon expérimentale, le comportement de type chirp des cibles mobiles en imagerie SAR.

La focalisation en azimuth s'opère en sommant les différentes réponses focalisées en distance après compensation des effets liés aux variations de la distance radar-cible, [Jao 01] :

$$s_x(x, r) = \int s_r \left(\frac{2R(\tau; x, r)}{c}, \tau \right) \exp(jk (R(\tau; x, r) - r)) d\tau \quad (\text{III.32})$$

où $k = \frac{4\pi}{\lambda}$ et

$$R(\tau; x, r) = \sqrt{(x - x_s)^2 + y^2 + H^2} \quad (\text{III.33})$$

$$= \sqrt{H^2 + (x - x_0 - v_{\text{SAR}}\tau)^2 + y^2} \quad (\text{III.34})$$

$$= \sqrt{r^2 + (x_0 - x + v_{\text{SAR}}\tau)^2} \quad (\text{III.35})$$

est la distance séparant le radar d'un point fixe situé en $(x, y, 0)$ et $s_r(t, \tau)$ est la réponse de la cible mobile donnée en (III.6). On choisit ici de faire apparaître la distance radar-cible proximale r plutôt que la distance au sol y .

On se place dans un cas où la phase due au trajet aller-retour correspondant à la distance de la cible à la trajectoire du porteur est conservée. Il s'agit du terme e^{-jkr} dans (III.32). Cette phase est notamment utilisée dans les applications interférométriques.

En remplaçant $s(t, \tau)$ par son expression, (III.32) devient :

$$s_x(x, r) = \int s_c \left(\frac{2}{c} (R(\tau; x, r) - R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y)) \right) \exp(-jk(R(\tau; x, r) - R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y))) e^{jkr} d\tau \quad (\text{III.36})$$

L'intégrale précédente peut être calculée en utilisant la méthode de la phase stationnaire. En effet, le module de la fonction intégrée varie lentement devant sa phase puisque la réponse impulsionnelle dans la direction distance subit des variations dont la longueur caractéristique est la résolution en distance qui représente plusieurs longueurs d'onde pour les systèmes SAR conventionnels. A l'échelle d'une rotation de 2π de la phase, le module peut être considéré constant et la contribution à l'intégrale est donc nulle.

Dans ces conditions, les seules contributions non négligeables dans le calcul de l'intégrale sont obtenues au voisinage des points où la phase est stationnaire, c'est à dire où sa dérivée s'annule. En l'occurrence, il ne peut exister qu'un seul τ vérifiant cette propriété, dont la valeur est obtenue en résolvant :

$$k \frac{d}{d\tau} (R(\tau; x, r) - R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y)) = 0 \quad (\text{III.37})$$

Les contributions non négligeables de l'intégrale doivent également provenir de point où $s_c(t)$ est non nulle, c'est à dire au voisinage de $t = 0$. On obtient donc une deuxième condition :

$$R(\tau; x, r) - R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y) = 0 \quad (\text{III.38})$$

La réponse de la cible mobile dans l'image SAR synthétisée est donc concentrée au voisinage des points (x, r) tels que :

$$\begin{cases} k \frac{d}{d\tau} R(\tau; x, r) = k \frac{d}{d\tau} R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y) \\ R(\tau; x, r) = R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y) \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Physiquement, la première condition stipule que la réponse de la cible est focalisée en un point possédant la même fréquence DOPPLER que la cible à l'instant τ . La deuxième condition indique que le point de focalisation doit être à la même distance que la cible.

Le système d'équation (III.39) peut être résolu afin d'explicitier l'équation du lieu des points où apparaît la cible. Il convient pour cela d'éliminer le paramètre τ . Le facteur k peut être simplifié, et le système réécrit selon :

$$\begin{cases} \frac{2v_{\text{SAR}}(x_0 - x + v_{\text{SAR}}\tau)}{2R(\tau; x, r)} = \frac{2(v_{\text{SAR}} - v_x)^2 \tau + 2v_y(y_0 + v_y\tau)}{2R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y)} \\ R(\tau; x, r) = R(\tau; x_0, y_0, v_x, v_y) \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

On déduit de ce système d'équations :

$$\tau = \frac{v_y y_0 - v_{\text{SAR}}(x_0 - x)}{v_{\text{SAR}}^2 - v_y^2 - (v_{\text{SAR}} - v_x)^2} \quad (\text{III.41})$$

La valeur de τ peut alors être injectée dans la deuxième égalité du système, il vient alors :

$$r^2 = H^2 + y_0^2 + \frac{(v_y y_0 - v_{\text{SAR}}(x_0 - x))^2}{v_{\text{SAR}}^2 - v_y^2 - (v_{\text{SAR}} - v_x)^2} - (x_0 - x)^2 \quad (\text{III.42})$$

Afin d'alléger les notations, on pose :

$$\mathbb{v}^2 = v_y^2 + (v_{\text{SAR}} - v_x)^2 \quad (\text{III.43})$$

(III.42) se factorise en :

$$r^2 = H^2 + y_0^2 + \frac{\mathbb{v}^2}{v_{\text{SAR}}^2 - \mathbb{v}^2} \left(x - x_0 + \frac{v_y v_{\text{SAR}} y_0}{\mathbb{v}^2} \right)^2 - \frac{(v_y y_0)^2}{\mathbb{v}^2} \quad (\text{III.44})$$

$$= \mathbb{r}^2 + \mathbb{b}(x - \mathbb{x})^2 \quad (\text{III.45})$$

où

$$\mathbb{r}^2 = H^2 + y_0^2 - \frac{(v_y y_0)^2}{\mathbb{v}^2} \quad (\text{III.46})$$

$$\mathbb{x}^2 = x_0 - \frac{v_y v_{\text{SAR}} y_0}{\mathbb{v}^2} \quad (\text{III.47})$$

$$\mathbb{b} = \frac{\mathbb{v}^2}{v_{\text{SAR}}^2 - \mathbb{v}^2} \quad (\text{III.48})$$

La réponse de la cible dans l'image SAR prend donc la forme d'une conique. Selon le signe de \mathbb{b} , il s'agit d'une portion d'hyperbole ($\mathbb{b} > 0$) ou d'une portion d'ellipse ($\mathbb{b} < 0$). La partie de la conique décrite par le point peut être calculée de façon approchée en considérant que les bornes du domaine d'intégration de III.32 sont données par les valeurs de τ telles que la cible est au bord du lobe principal de l'antenne. Pour cela, on reprend (III.13) et (III.41), ce qui donne en éliminant τ :

$$x = x_0 - \frac{v_y y_0}{v_{\text{SAR}}} + r_0 \frac{v_{\text{SAR}}^2 - \mathbb{v}^2}{v_{\text{SAR}}(v_x - v_{\text{SAR}})} \tan(\phi) \quad (\text{III.49})$$

soit :

$$x \in \left[x_0 - \frac{v_y y_0}{v_{\text{SAR}}} - \frac{\mathbb{L}_x}{2}; x_0 - \frac{v_y y_0}{v_{\text{SAR}}} + \frac{\mathbb{L}_x}{2} \right] \quad (\text{III.50})$$

$$\mathbb{L}_x = 2 \left| \frac{v_{\text{SAR}}^2 - \mathbb{v}^2}{v_{\text{SAR}}(v_x - v_{\text{SAR}})} \right| \tan \left(\frac{\phi_a}{2} \right) \quad (\text{III.51})$$

Si la forme courbe de la réponse est parfois imperceptible sur l'image SAR, compte tenu des paramètres du mouvement et de ceux de la mesure SAR (résolution notamment), une variation de la phase due à l'évolution de r le long de la réponse peut être observée. En effet, la réponse est modulée par un terme de phase $e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r}$, (III.36). En utilisant le résultat de l'équation (III.45), la modulation de phase peut être écrite :

$$\psi(x) = \exp \left(-j\frac{4\pi}{\lambda} \sqrt{\mathbb{r}^2 + \mathbb{b}(x - \mathbb{x})^2} \right) \quad (\text{III.52})$$

Un développement au premier ordre en x conduit à :

$$\psi(x) \approx \exp \left(-j\frac{4\pi}{\lambda} \left(\mathbb{r} + \frac{\mathbb{b}}{2\mathbb{r}}(x - \mathbb{x})^2 \right) \right) \quad (\text{III.53})$$

Il s'agit donc d'une modulation quadratique de la phase, correspondant à une fonction de type chirp.

III.2.3 Recherche paramétrique de signaux chirps

III.2.3.1 De Wigner-Ville à la transformée de Fourier fractionnaire

La forme de la réponse d'une cible mobile dans la direction azimut est une modulation linéaire de fréquence. Dans le plan temps-fréquence, ce comportement est caractéristique puisqu'il prend la forme d'une droite. En particulier, la transformée de WIGNER-VILLE (voir (II.18)) est particulièrement adaptée à ce type de comportement, puisqu'un chirp (de durée infinie) se trouve parfaitement localisé dans le plan temps-fréquence par cette transformée. La figure III.16 présente le résultat de la transformée de WIGNER-VILLE d'un chirp (le résultat n'est pas idéal car il s'agit d'une implémentation numérique et que de plus le chirp est de durée finie).

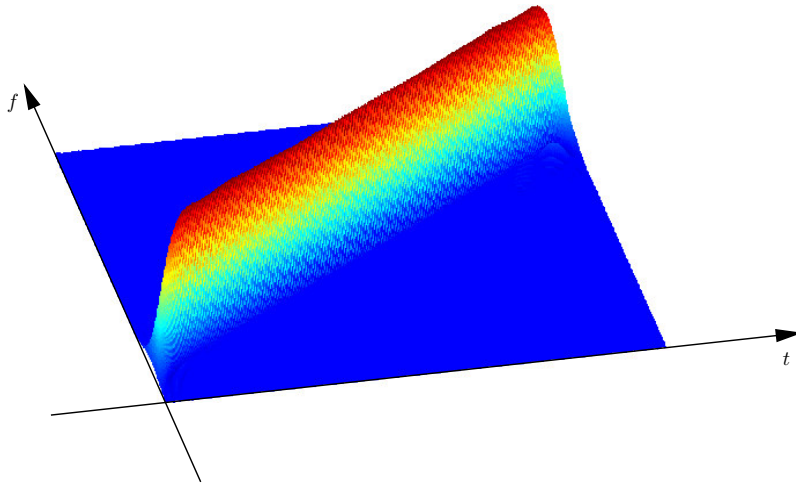


FIG. III.16 – Transformée de Wigner-Ville d'un chirp

Pour identifier les chirps présents dans un signal (et donc des contributeurs animés d'une vitesse constante dans des données SAR), il est donc possible de rechercher les droites dans le plan temps-fréquence. La transformée de RADON est un outil construit pour la recherche de droite dans un plan. La transformée de RADON d'une fonction bidimensionnelle f suivant la direction φ est donnée par :

$$p_{\varphi}(\rho) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \delta(x \cos(\varphi) + y \sin(\varphi) - \rho) dx dy \quad (\text{III.54})$$

où $\delta(x)$ est l'impulsion de DIRAC. Il suffit donc d'appliquer en série une transformée temps-fréquence (type WIGNER-VILLE) puis une transformée de RADON du résultat. En fait, il existe une transformée dont le résultat est équivalent : la transformée de FOURIER fractionnaire, en anglais fractional FOURIER transform (FrFT).

Si on considère le plan temps-fréquence associé à un signal, celui de sa transformée de FOURIER est obtenu en effectuant une rotation des axes de $\frac{\pi}{2}$. La FrFT généralise cette idée en opérant une rotation d'un angle quelconque α . La figure III.17 illustre schématiquement le principe de la FrFT dans le cas d'un signal chirp. Le chirp est supposé de durée finie et de pente telle que le segment le représentant dans le plan temps-fréquence fait un angle β avec l'axe des ordonnées. Après transformée de

FOURIER fractionnaire, le signal possède un support différent, donné par l'intervalle $[u_1, u_2]$.

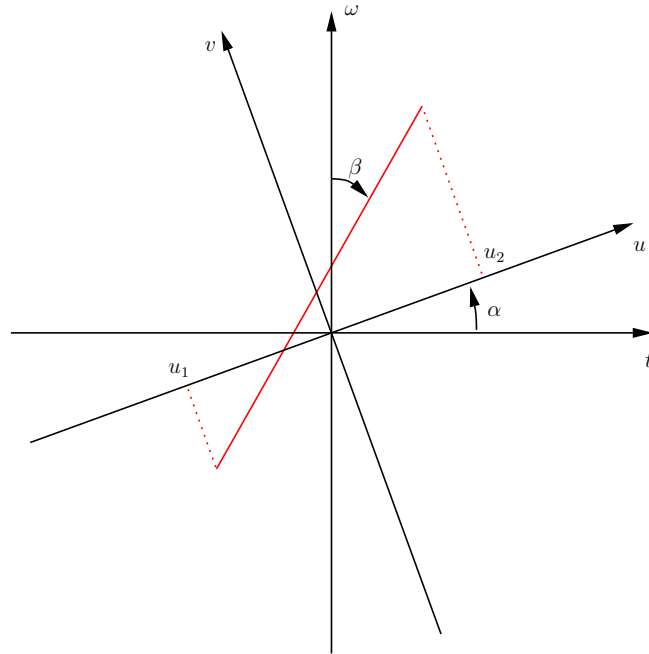


FIG. III.17 – Rotation du plan temps-fréquence

Compte-tenu de l'allure linéaire du chirp dans le domaine temps-fréquence, il existe un angle α tel que l'axe u est orthogonal au segment de droite représentant le chirp. u_1 et u_2 sont alors confondus, l'énergie du plan est alors concentrée au voisinage d'une seule valeur de u et la transformée de FOURIER fractionnaire présente un pic en cette valeur.

La figure III.18 présente le module de la FrFT d'un chirp en fonction du paramètre α . Celui-ci est représenté en ordonnée, le paramètre u (équivalent à t si $\alpha = 0$, à ω si $\alpha = \frac{\pi}{2}$) en abscisse. Le chirp étant de durée finie, on observe une variation du support de la FrFT : projection du segment représentant le chirp dans le domaine temps-fréquence sur l'intervalle $[u_1; u_2]$. Pour l'angle particulier $\alpha = \beta$ (ici $\alpha \approx -75^\circ$) la FrFT fait donc apparaître un pic bien focalisé (u_1 et u_2 confondus).

L'observation de l'expression mathématique de la FrFT (III.55), permet de confirmer l'intérêt de cet outil pour l'étude des chirps.

$$X_\alpha(u) = \begin{cases} x(u) & \text{si } \alpha = 2k\pi \\ x(-u) & \text{si } \alpha = (2k+1)\pi \\ \sqrt{\frac{1-j \cot(\alpha)}{2\pi}} \exp\left(j \frac{u^2}{2} \cot(\alpha)\right) & \\ \int x(t) \exp\left(j \frac{t^2}{2} \cot(\alpha)\right) \exp(-jut \csc(\alpha)) dt & \text{si } \alpha \neq k\pi \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

Dans le cas où $\alpha \neq k\pi$, on retrouve la transformée de FOURIER de $x(t) \exp\left(j \frac{t^2}{2} \cot(\alpha)\right)$ (calculée avec un facteur $\csc(\alpha)$). Si $x(t)$ est un chirp de support infini, il existe un angle α tel que la pente de $\exp\left(j \frac{t^2}{2} \cot(\alpha)\right)$ compense celle de $x(t)$. Le résultat de la

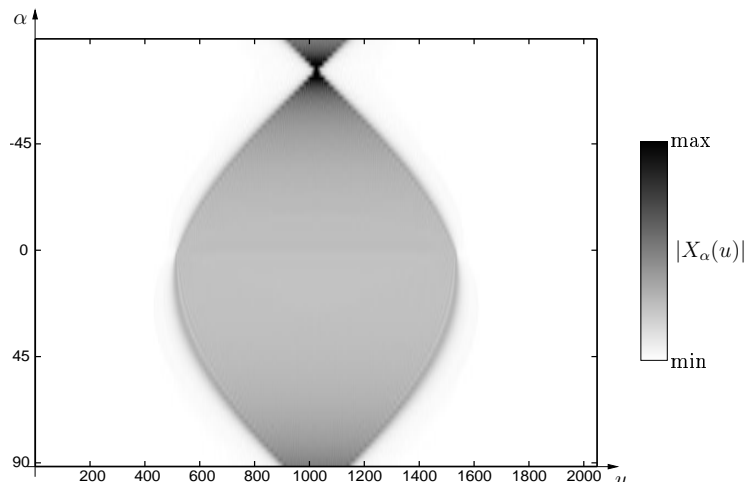


FIG. III.18 – Exemple de concentration de l'énergie d'un chirp par FrFT

multiplication est alors un signal sinusoïdal, dont la transformée de FOURIER donne une impulsion de Dirac.

III.2.3.2 Application à la refocalisation de cibles mobiles

La FrFT peut être avantageusement utilisée pour la détection et la refocalisation de cibles mobiles comme dans [Sun 02]. La méthode proposée ici est décrite par l'algorithme 1.

Algorithme 1 Refocalisation de cible mobile par FrFT

pour chacune des lignes (iso-r) de l'image **faire**

 Calcul de la FrFT pour N angles α répartis dans $[0; \pi]$

 Détermination du maximum dans le plan (α, t)

 Sauvegarde de la ligne correspondant à l'angle α donnant le maximum

fin pour

Sorties: Image de la cible refocalisée, angle donnant la focalisation optimale

La figure III.19 présente le résultat de refocalisation obtenue par cette méthode sur le ferry de Storebælt.

L'utilisation d'un a priori sur la forme du signal confère à la méthode une très grande robustesse. De plus, contrairement aux méthodes utilisant une décomposition en sous-ouvertures, il n'est pas nécessaire de calculer de corrélation entre sous-images. Le calcul de cette corrélation est en effet très affecté par le niveau de réflectivité de l'environnement de la cible.

Afin de mettre en évidence la robustesse de la méthode, elle a été comparée à la méthode de refocalisation utilisant une décomposition en sous-images continues. Pour cela, on utilise une image de simulation correspondant à une cible se déplaçant suivant la direction azimut. Du bruit est ensuite rajouté, de puissance variable de façon à faire varier le rapport signal à bruit (RSB). La figure III.20 présente les résultats qualitatifs de cette comparaison. Le rapport signal à bruit est ici calculé comme le rapport entre

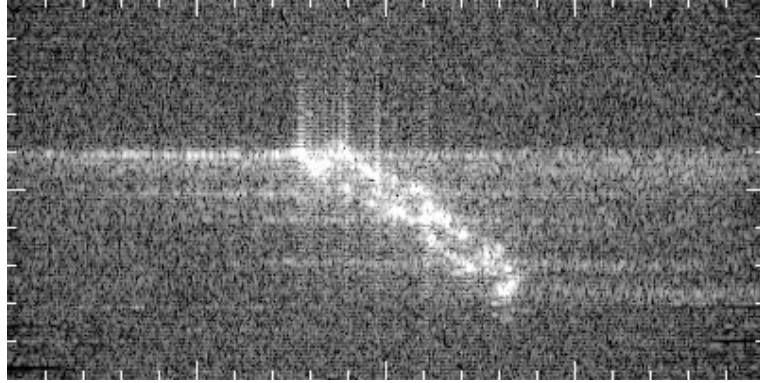


FIG. III.19 – Refocalisation par utilisation de la FrFT

l'énergie du signal parfaitement focalisé (intensité du pic dans le cas où la cible est immobile) et la variance du bruit.

Les deux méthodes montrent une bonne efficacité de refocalisation, puisqu'elles parviennent à refocaliser (imparfaitement dans le cas de la décomposition en sous-images continues) la cible avec un RSB de 30dB alors que pour cette valeur, le signal n'est pas identifiable à l'oeil. On peut néanmoins constater que la méthode basée sur la transformée de FOURIER fractionnaire permet une meilleure focalisation et possède également une plus grande robustesse au bruit, la cible étant toujours focalisée pour un RSB de 10dB.

III.2.3.3 Interprétation physique du résultat

Le paramètre α de la FrFT donnant la meilleure focalisation peut être relié à la composante de la vitesse en azimuth de la cible, dans l'hypothèse où la vitesse de la cible est faible devant celle du porteur. Ces hypothèses permettent de faire les approximations suivantes :

$$v^2 \approx (v_{\text{SAR}} - v_x)^2 \quad (\text{III.56})$$

$$r^2 \approx H^2 + y_0^2 = r_0^2 \quad (\text{III.57})$$

La pente du chirp de la réponse en azimuth s'exprime alors comme :

$$\mathbb{P} = \frac{-2}{\lambda r_0} \frac{(v_{\text{SAR}} - v_x)^2}{v_{\text{SAR}}^2 - (v_{\text{SAR}} - v_x)^2} \quad (\text{III.58})$$

ce qui conduit à :

$$v_x = v_{\text{SAR}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2}{\lambda r_0 \mathbb{P}}}} \right) \quad (\text{III.59})$$

Or, l'angle α qui correspond à la meilleure focalisation est tel que $\alpha = \beta$ (figure III.17). L'angle β conduit à la pente du chirp échantillonné :

$$\mathbb{P}_{ech} = -\cot(\beta) \quad (\text{III.60})$$

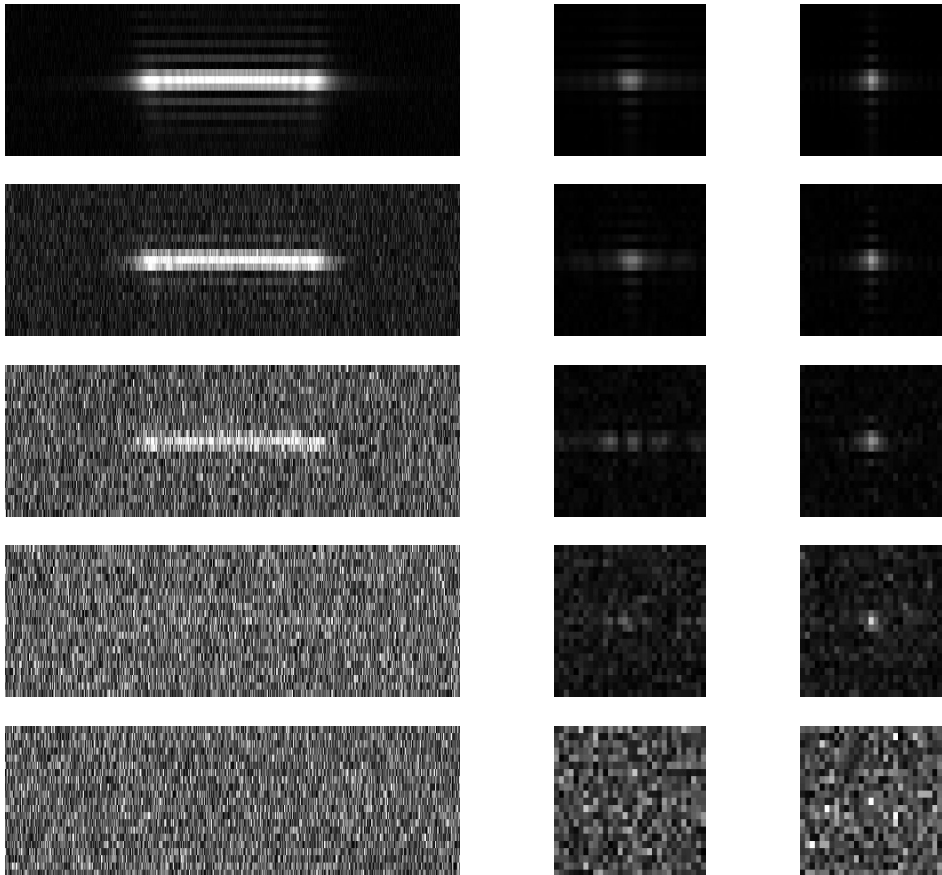


FIG. III.20 – Comparaison des résultats obtenus avec une refocalisation par décomposition en sous-images continues et une méthode utilisant la FrFT. Colonne de gauche : image initiale. Colonne du milieu : refocalisation par décomposition en sous-images continues. Colonne de droite : refocalisation utilisant la FrFT. Les lignes correspondent à différentes valeurs du RSB : 100, 70, 50, 30 et 10 dB. L'azimut est représenté horizontalement, la distance verticalement. La dynamique d'affichage est adaptée sur chaque image, les valeurs les plus fortes étant affichées en blanc, les plus faibles en noir.

Le signal échantillonné comportant N échantillons espacés du pas $\delta_x = \frac{v_{\text{SAR}}}{PRF}$, la pente du signal échantillonné et la pente du signal "continu" sont liées par :

$$\mathbb{P}_{ech} = \frac{N v_{\text{SAR}}^2}{PRF^2} \mathbb{P} \quad (\text{III.61})$$

En utilisant les résultats précédents, il vient :

$$v_x = v_{\text{SAR}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2N v_{\text{SAR}}^2}{\lambda r_0 PRF^2 \cot \alpha}}} \right) \quad (\text{III.62})$$

L'utilisation du résultat précédent sur les données de Storebælt conduit à $v_x \approx 6.05$ m/s (image de dimension $N = 256$ dans la direction azimut, angle optimal de la FrFT : $\alpha \approx 11^\circ$).

III.2.4 Conclusion

Les cibles animées d'un mouvement uniforme possèdent un comportement de type chirp dans la direction azimut dans les images SAR. La transformée de FOURIER fractionnaire constitue un outil intéressant pour leur étude car elle effectue une décomposition du signal sur une base de chirps dont la pente est paramétrable par l'angle α .

Cette méthode utilise un a priori sur la nature du mouvement de la cible qui lui confère une très grande robustesse. En contrepartie, son efficacité est réduite lorsque les cibles à refocaliser ne sont pas conformes à l'hypothèse, comme par exemple dans le cas de cible en rotation, en translation non uniforme, ...

III.3 Analyse d'objets mobiles de réflectivité variable

L'inconvénient majeur des différentes méthodes présentées jusqu'ici est qu'elles ne prennent pas en compte une éventuelle variation de la réflectivité des contributeurs avec l'angle d'observation ou la fréquence d'illumination. Outre le fait qu'une partie de l'information contenue dans l'image SAR est alors inexploitée, la qualité de la refocalisation peut être altérée lorsque les objets imagés présentent des contributeurs fluctuants.

Comme on l'a vu dans le chapitre I, les fluctuations de la réflectivité en fonction de la fréquence d'illumination et de l'angle d'observation contribuent à modifier le contenu spectral de la réponse de la cible et donc sa réponse "spatiale". De même, le déplacement de la cible au cours de la mesure modifie la forme de sa réponse. Afin d'analyser conjointement l'effet de toutes ces caractéristiques, il est utile de disposer d'un outil multi-paramétrique. Dans cette partie, une méthode basée sur l'algorithme de Matching-Pursuit [Mallat 93] est présentée [Leducq 04c].

III.3.1 Principe du Matching-Pursuit

L'algorithme de Matching-Pursuit (MP) propose de décomposer le signal à étudier en une somme de fonctions ou **atomes**. Les atomes sont identifiés par un vecteur de

paramètres γ . L'ensemble des atomes utilisés $\{g_\gamma\}$ forme une famille redondante (dont la dimension est supérieure à la dimension du signal), appelée **dictionnaire** et notée D . Lorsque g_γ décrit D , le vecteur de paramètres γ décrit l'espace Γ . Il existe bien entendu une infinité de façons de décomposer le signal sur cette famille puisqu'elle est redondante. Le MP est un algorithme visant à obtenir une décomposition parcimonieuse, c'est à dire comportant un nombre réduit de termes. Il s'agit d'une procédure itérative dont le principe est donné par l'algorithme 2.

Algorithme 2 Principe de l'algorithme de Matching-Pursuit

Entrées: Une donnée : f , un dictionnaire : $D = \{g_\gamma, \gamma \in \Gamma\}$

Initialisation : $R^0 f = f$

répéter

Recherche de l'atome le plus corrélé : $\gamma_n = \arg \max_{\gamma \in \Gamma} |\langle R^n f, g_\gamma \rangle|$

Soustraction de sa contribution : $R^{n+1} f = R^n f - \langle R^n f, g_{\gamma_n} \rangle g_{\gamma_n}$

jusqu'à $\|R^{n+1} f\|^2 < \epsilon$

Sorties: La liste des atomes sélectionnés : $\{\gamma_i\}$, les coefficients de corrélation associés :

$\rho_i = \langle R^i f, g_{\gamma_i} \rangle$, un reste : $R^M f$

$R^M f$ est le résidu à l'itération M , c'est à dire le signal initial auquel ont été soustraits les M contributions les plus significatives. Le signal peut donc s'écrire comme :

$$f = \sum_{i=1}^M \langle R^i f, g_{\gamma_i} \rangle g_{\gamma_i} + R^M f \quad (\text{III.63})$$

Le Matching-Pursuit s'apparente donc à une décomposition atomique du signal. Au contraire des décompositions linéaires présentées dans la partie II, la famille d'atomes n'est pas nécessairement construite par modification d'une fonction de référence. La puissance du Matching-Pursuit réside dans la possibilité d'inclure au dictionnaire toute fonction.

Néanmoins, le choix du dictionnaire conditionne l'efficacité de la décomposition. En effet, afin d'obtenir une représentation du signal la plus lisible possible, on a intérêt à décomposer le signal sur un petit nombre d'atomes simples, ce qui pousse à étendre la taille du dictionnaire. Le gain en précision s'obtient au prix d'une augmentation du coût de calcul. La solution la plus économique consiste donc à construire un dictionnaire ne contenant qu'un type d'atomes, adaptés au signal à traiter. Cela permet de plus une interprétation plus aisée de chacun des atomes et donc du signal analysé.

III.3.2 Modélisation des objets fluctuants

Le Matching-Pursuit est ici employé pour l'analyse des objets fluctuants, c'est à dire constitués de réflecteurs mobiles et/ou non-stationnaires, dans les images SAR. Le dictionnaire est donc créé en construisant les atomes à partir d'une modélisation de la réponse de telles cibles [Leducq 04b]. Afin de conserver des atomes simples, différentes approximations sont faites :

- les comportements angulaires et fréquentiels sont supposés indépendants et gaussiens
- la vitesse des contributeurs est considérée constante

– le couplage des réponses en distance et en azimut est négligé.

III.3.2.1 Axe distance

Compte tenu des hypothèses, le comportement fréquentiel des contributeurs est de type gaussien :

$$H(f) = H_r \exp\left(-\frac{(f - f_r)^2}{2\sigma_f^2}\right) \quad (\text{III.64})$$

où H_r est la valeur du pic de réflectivité de la cible, f_r est la position fréquentielle du pic et σ_f sa largeur. Lors de la mesure puis de la compression en distance et en supposant que le pic est contenu dans la bande de fréquence utilisée par le radar, le caractère gaussien est conservé, la réponse spectrale du réflecteur dans l'image est :

$$S_d(f) \propto \exp\left(-\frac{(f - f'_r)^2}{2\sigma_f^2}\right) \quad (\text{III.65})$$

où f'_r est relié à f_r par simple translation en bande de base : $f'_r = f_r - f_c$ avec f_c la fréquence de la porteuse utilisée par le radar. Dans le domaine dual (temps court du radar, t), cette réponse s'obtient par transformée de FOURIER inverse et introduction du retard de propagation lié au temps de trajet aller-retour de l'onde ($\frac{2R}{c}$) :

$$s_d(t) = \underline{K}_d \exp\left(-2\pi^2\sigma_f^2\left(t - \frac{2R}{c}\right)^2 + 2j\pi f'_r\left(t - \frac{2R}{c}\right)\right) \quad (\text{III.66})$$

Soit :

$$s_d(t) = \underline{K}_d \exp\left(-\alpha_d \frac{(t - t_d)^2}{2} + j\omega_d(t - t_d)\right) \quad (\text{III.67})$$

où \underline{K}_d est une constante dépendant de H_r , de σ_f et des atténuations liées au trajet aller-retour, au gain d'antenne ... Les variables α_d , ω_d et t_d s'expriment suivant :

$$\alpha_d = 4\pi^2\sigma_f^2 \quad (\text{III.68})$$

$$\omega_d = 2\pi f'_r = 2\pi(f_r - f_c) \quad (\text{III.69})$$

$$t_d = \frac{2R}{c} \quad (\text{III.70})$$

III.3.2.2 Axe azimut

La cible est supposée avoir une réflectivité de comportement angulaire gaussien et sans effet sur la phase, de paramètres ϕ_0 , gisement pour lequel a lieu le pic de réflectivité et σ_ϕ , largeur caractéristique de la plage angulaire sur laquelle est visible le contributeur. L'origine des temps est choisie de telle façon que le porteur occupe la position $x_s = 0$ à $\tau = 0$. Le pic de réflectivité de la cible intervient à $\tau = \tau_0$, et à cet instant celle-ci est située en (x_0, y_0) . Comme précédemment, elle est animée d'une vitesse constante représentée par le vecteur $\mathbf{v}_c = (v_x, v_y)$. Compte-tenu de ces hypothèses, et en notant \underline{A} , une constante intégrant la réflectivité de la cible, le gain

d'antenne, l'atténuation due au trajet aller-retour (dont les variations sont supposées négligeables), le signal reçu par le radar peut s'écrire :

$$s_{obj}(\tau) = \underline{A} \exp \left(-\frac{(\phi(\tau) - \phi_0)^2}{2\sigma_\phi^2} \right) \quad (\text{III.71})$$

$$-jk \sqrt{H^2 + (y_0 + v_y(\tau - \tau_0))^2 + (x_0 + v_x(\tau - \tau_0) - v_{\text{SAR}}\tau)^2} \quad (\text{III.72})$$

$\phi(\tau)$ s'exprime simplement à partir des paramètres du mouvement :

$$\phi(\tau) = \arctan \left(\frac{x_0 + v_x(\tau - \tau_0) - v_{\text{SAR}}\tau}{\sqrt{H^2 + (y_0 + v_y(\tau - \tau_0))^2}} \right) \approx \frac{x_0 + v_x(\tau - \tau_0) - v_{\text{SAR}}\tau}{r_0} \quad (\text{III.73})$$

où

$$r_0 = \sqrt{H^2 + y_0^2} \quad (\text{III.74})$$

Or :

$$\phi(\tau_0) = \phi_0 \quad (\text{III.75})$$

et on a donc :

$$\tau_0 = \frac{x_0 - r_0 \tan(\phi_0)}{v_{\text{SAR}}} \approx \frac{x_0 - r_0 \phi_0}{v_{\text{SAR}}} \quad (\text{III.76})$$

Le comportement angulaire gaussien se traduit donc par une variation gaussienne de l'amplitude du signal reçu par le capteur en fonction du temps long τ :

$$\exp \left(-\frac{(\phi(\tau) - \phi_0)^2}{2\sigma_\phi^2} \right) \approx \exp \left(-\frac{(\tau - \tau_0)^2}{2\sigma_\tau^2} \right) \quad (\text{III.77})$$

où :

$$\sigma_\tau = \sigma_\phi \frac{r_0}{v_{\text{SAR}} - v_x} \quad (\text{III.78})$$

Dans l'hypothèse, réaliste, où r_0 est très grand devant le déplacement de la cible pendant son illumination, le signal reçu par le radar peut donc s'exprimer comme :

$$s_{obj}(\tau) \approx \underline{A} \exp \left(-\frac{(\tau - \tau_0)^2}{2\sigma_\tau^2} \right) \exp \left(-jk r_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{2y_0 v_y (\tau - \tau_0)}{r_0^2} + \left(\frac{v_y (\tau - \tau_0)}{r_0} \right)^2 + \left(\frac{x_0 - v_{\text{SAR}}\tau_0 + (v_x - v_{\text{SAR}})(\tau - \tau_0)}{r_0} \right)^2 \right) \right] \right) \quad (\text{III.79})$$

La focalisation en azimut s'opère par corrélation avec un signal de référence :

$$s_a(\tau) = s_{obj}(\tau) * s_{ref}^*(-\tau) \quad (\text{III.80})$$

celui-ci correspondant à un point immobile et de réflectivité unité (constante) :

$$s_{ref}(\tau) = \exp \left(-jk \sqrt{r_0^2 + (v_{\text{SAR}}\tau)^2} \right) \quad (\text{III.81})$$

$$\approx \exp \left(-jk r_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{v_{\text{SAR}}\tau}{r_0} \right)^2 \right] \right) \quad (\text{III.82})$$

Le signal focalisé se calcule donc comme :

$$\begin{aligned}
 s_a(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{A} \exp\left(-\frac{(\xi - \tau_0)^2}{2\sigma_\tau^2}\right) \\
 \exp\left(-jkr_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{2y_0v_y(\xi - \tau_0)}{r_0^2} + \left(\frac{v_y(\xi - \tau_0)}{r_0}\right)^2\right.\right.\right. \\
 \left.\left.\left.+ \left(\frac{x_0 - v_{\text{SAR}}\tau_0 + (v_x - v_{\text{SAR}})(\xi - \tau_0)}{r_0}\right)^2\right)\right]\right) \\
 \exp\left(-jkr_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{v_{\text{SAR}}(\tau - \xi)}{r_0}\right)^2\right]\right) d\xi \quad (\text{III.83})
 \end{aligned}$$

En faisant apparaître la variable $\zeta = \xi - \tau_0$, il vient :

$$\begin{aligned}
 s_a(\tau) = \underline{A} \exp\left(j\frac{k}{2r_0} [v_{\text{SAR}}^2(\tau - \tau_0) - x_0 - v_{\text{SAR}}\tau_0^2]\right) \\
 \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\tau^2} + j\frac{k}{2r_0} (v_{\text{SAR}}^2 - v_y^2 - (v_x - v_{\text{SAR}})^2) \zeta^2\right. \\
 \left.+ j2\frac{k}{2r_0} (v_{\text{SAR}}^2(\tau_0 - \tau) - (x_0 - v_{\text{SAR}}\tau_0)(v_x - v_{\text{SAR}}) - y_0v_y) \zeta\right) d\zeta \quad (\text{III.84})
 \end{aligned}$$

L'intégrale est de la forme :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \exp((a + j b) \zeta^2 + j c \zeta) d\zeta = \sqrt{\frac{\pi}{-a - j b}} \exp\left(\frac{c^2}{4(a + j b)}\right) \quad (\text{III.85})$$

avec :

$$a = -\frac{1}{2\sigma_\tau^2} \quad (\text{III.86})$$

$$b = \frac{k}{2r_0} (v_{\text{SAR}}^2 - v_y^2 - (v_x - v_{\text{SAR}})^2) \quad (\text{III.87})$$

$$\begin{aligned}
 c &= \frac{k}{r_0} (v_{\text{SAR}}^2(\tau_0 - \tau) - (x_0 - v_{\text{SAR}}\tau_0)(v_x - v_{\text{SAR}}) - y_0v_y) \\
 &= \frac{kv_{\text{SAR}}^2}{r_0} \left(\tau - \left(\tau_0 - \frac{(x_0 - v_{\text{SAR}}\tau_0)(v_x - v_{\text{SAR}}) + y_0v_y}{v_{\text{SAR}}^2}\right)\right) \quad (\text{III.88})
 \end{aligned}$$

Finalement, le signal focalisé dans la direction azimutale peut se mettre sous la forme :

$$s_a(\tau) = \underline{K}_a \exp\left((- \alpha_a + j\beta_a) \frac{(\tau - \tau_a)^2}{2} + j\omega_a(\tau - \tau_a)\right) \quad (\text{III.89})$$

Les grandeurs α_a , β_a , ω_a , τ_{ref} et \underline{K}_a s'expriment en fonction des paramètres du réflecteur :

$$\tau_a = \tau_0 - \frac{1}{v_{SAR}^2} (x_0 (v_x - v_{SAR}) + y_0 v_y) \quad (\text{III.90})$$

$$\alpha_a = \frac{k^2 \sigma_\tau^2 v_{SAR}^4}{r_0^2 + k^2 \sigma_\tau^4 \Delta^2} \quad (\text{III.91})$$

$$\beta_a = \frac{k \sigma_\tau^2 \Delta}{r_0} \frac{k^2 \sigma_\tau^2 v_{SAR}^4}{r_0^2 + k^2 \sigma_\tau^4 \Delta^2} + \beta_0 \quad (\text{III.92})$$

$$\omega_a = k \frac{v_{SAR}^2}{r_0} (\tau_a - \tau_0) \quad (\text{III.93})$$

$$\underline{K}_a = A \sqrt{\frac{\pi}{\frac{1}{2\sigma_\tau^2} + j \frac{k}{2r_0} \Delta}} \exp \left(j \frac{k}{2r_0} \left(v_{SAR}^2 (\tau_a - \tau_0)^2 - (x_0 - v_{SAR} \tau_0)^2 \right) \right) \quad (\text{III.94})$$

où les variables réduites suivantes sont utilisées :

$$\Delta = \left(v_y^2 + (v_x - v_{SAR})^2 - v_{SAR}^2 \right) = \mathbb{V}^2 - v_{SAR}^2 \quad (\text{III.95})$$

$$\beta_0 = \frac{k}{r_0} v_{SAR}^2 \quad (\text{III.96})$$

III.3.2.3 Forme des atomes

La réponse complète de la cible fait intervenir conjointement les comportements en distance et en azimut. On a négligé le couplage entre les réponses en distance et en azimut, la réponse bidimensionnelle s'obtient donc en multipliant les réponses dans les deux directions selon :

$$s(t, \tau) = s_d(t) s_a(\tau) \quad (\text{III.97})$$

La forme de cette réponse sert de base à la construction du dictionnaire utilisé par l'algorithme de Matching-Pursuit. Compte tenu des formes de F_d et F_a , il s'agit donc du produit d'une gaussienne modulée par une cissoïde suivant la dimension distance, par une chirplet gaussienne ([Mann 95]) suivant la dimension azimut :

$$g_\gamma(x, y) = C \exp \left[-\alpha_x \frac{(x - \delta_x)^2}{2} - \alpha_y \frac{(y - \delta_y)^2}{2} + j \left(\beta_x \frac{(x - \delta_x)^2}{2} + \omega_x (x - \delta_x) + \omega_y (y - \delta_y) \right) \right] \quad (\text{III.98})$$

Les atomes sont caractérisés par un jeu de paramètres $\gamma = (\alpha_x, \beta_x, \omega_x, \delta_x, \alpha_y, \omega_y, \delta_y)$ et C est une constante de normalisation choisie pour avoir $\|g_\gamma\| = 1$. La figure III.21 donne un exemple d'atome ayant la forme proposée.

III.3.3 Inversion du modèle

L'intérêt du modèle est double. Il permet une décomposition sur une famille simple, mais surtout, les différents atomes isolés par la procédure de MP peuvent être rattachés à des caractéristiques physiques du réflecteur correspondant. L'analyse d'une

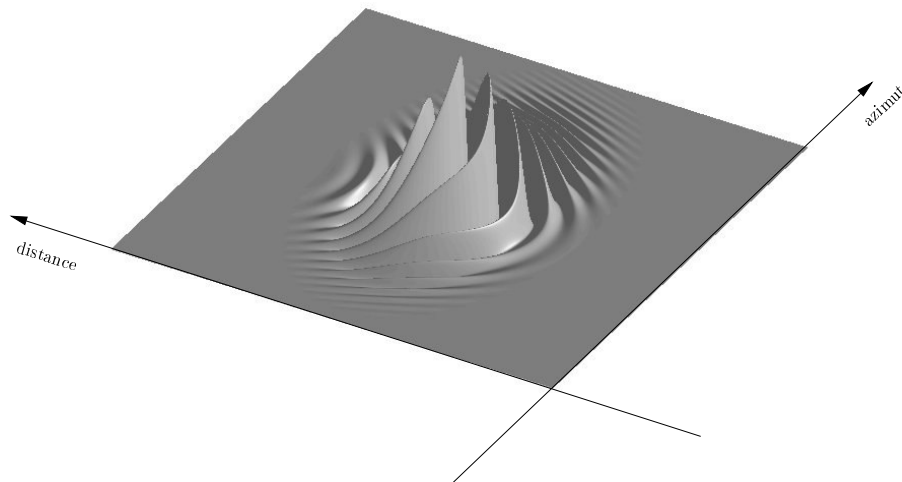


FIG. III.21 – Exemple d'atome (partie réelle)

image SAR par MP fournit une liste d'atomes correspondant aux principaux contributeurs de la scène. Chacun des atomes de la décomposition est caractérisé par un jeu de paramètres $\gamma = (\alpha_x, \beta_x, \omega_x, \delta_x, \alpha_y, \omega_y, \delta_y)$. Ces paramètres mesurés dans l'image sont aisément reliés à des paramètres "réels", $\gamma_r = (\alpha_a, \beta_a, \omega_a, t_a, \alpha_d, \omega_d, \tau_d)$, par l'intermédiaire des pas d'échantillonnage dans les deux dimensions. Les caractéristiques physiques du réflecteur associé peuvent alors être déduites par inversion des équations (III.90), (III.91), (III.92), (III.93), (III.70), (III.68) et (III.69) [Leducq 04a].

En distance :

$$\sigma_f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\alpha_d} \quad (\text{III.99})$$

$$f_r = f_c + \frac{\omega_d}{2\pi} \quad (\text{III.100})$$

$$r = \frac{c\tau_d}{2} \quad (\text{III.101})$$

En azimut, il n'est pas possible d'inverser le modèle en l'état. En effet, les 4 paramètres de l'atome en azimut s'expriment en fonction de 5 paramètres physiques. Pour lever l'indétermination il est nécessaire d'utiliser une information supplémentaire. Une solution consiste à mesurer l'orientation du vecteur vitesse de la cible. Cette mesure peut se faire soit à partir de l'orientation de la cible dans le cas où celle-ci est étendue (cas du ferry dans l'image de Storebælt), soit à partir d'un a priori sur la trajectoire de la cible elle-même. Par exemple, la présence d'une cible à proximité d'une route permet de supposer que celle-ci se déplace dans la direction indiquée par la route. Cette information est introduite dans le modèle en notant :

$$v_x = v_0 \cos(\Theta) \quad (\text{III.102})$$

$$v_y = v_0 \sin(\Theta) \quad (\text{III.103})$$

Réflecteur	Paramètres simulés				Paramètres estimés			
	v_x	v_y	σ_ϕ	ϕ_0	v_x	v_y	σ_ϕ	ϕ_0
1	59.1	10.5	0.58	0	59.3	10.5	0.58	0.08
2	59.1	10.5	0.29	0.3	57.9	10.2	0.29	0.26
3	59.1	10.5	0.28	-0.3	58.6	10.3	0.61	-0.23
4	59.1	10.5	0.145	0	61.1	10.8	0.143	0.05
5	59.1	10.5	1.16	0	19.4	10.5	0.99	0

TAB. III.2 – Validation de l'inversion des caractéristiques physiques de la cible sur données simulées (vitesses en m/s, angles en °)

où Θ est l'angle que fait le vecteur vitesse de la cible avec l'azimut. Avec cet a priori, les valeurs des caractéristiques physiques de la cible peuvent être estimées :

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\alpha_a r_0^2}{k^2 v_{\text{SAR}}^4} \left(1 + \left(\frac{\beta_a - \beta_0}{\alpha_a} \right)^2 \right) \quad (\text{III.104})$$

$$\tau_0 = \tau_{ref} - \frac{\omega_a}{\beta_0} \quad (\text{III.105})$$

$$v_0 = v_{\text{SAR}} \cos(\Theta) - \sqrt{(v_{\text{SAR}} \cos(\Theta))^2 + \Delta} \quad (\text{III.106})$$

$$x_0 = v_{\text{SAR}} \tau_0 - \frac{1}{v_x - v_{\text{SAR}}} \left(\frac{\omega_a r_0}{k} + y_0 v_y \right) \quad (\text{III.107})$$

avec

$$\Delta = \beta_0 v_{\text{SAR}}^2 \frac{\beta_a - \beta_0}{\alpha_a^2 + (\beta_a - \beta_0)^2} \quad (\text{III.108})$$

$$\text{et } r_0 \approx r \quad (\text{III.109})$$

ϕ_0 peut être déduit de l'équation (III.76) :

$$\phi_0 = \frac{x_0 - v_{\text{SAR}} \tau_0}{r_0} \quad (\text{III.110})$$

III.3.4 Application à des données simulées

Afin d'être validée, la méthode a été testée sur des données simulées. La simulation consiste en une image SAR d'une cible constituée de 5 réflecteurs dotés de comportements fluctuants, additionnés de bruit. Les paramètres utilisés pour la simulation dans la direction azimut sont reportés dans la partie gauche de la table III.2. La figure III.22 présente l'image simulée et les restes après chacune des 6 premières itérations. Il s'agit de données polarimétriques représentées dans la base de PAULI.

L'adaptation de l'algorithme de Matching-Pursuit à des données polarimétriques s'obtient simplement en effectuant la même corrélation pour chacun des canaux de polarisation. Les corrélations obtenues sont alors recombinaées d'une manière identique à celle utilisée pour le calcul du SPAN :

$$\rho_{\gamma_{SPAN}} = \sqrt{\rho_{\gamma_{hh}}^2 + 2\rho_{\gamma_{hv}}^2 + \rho_{\gamma_{vv}}^2} \quad (\text{III.111})$$

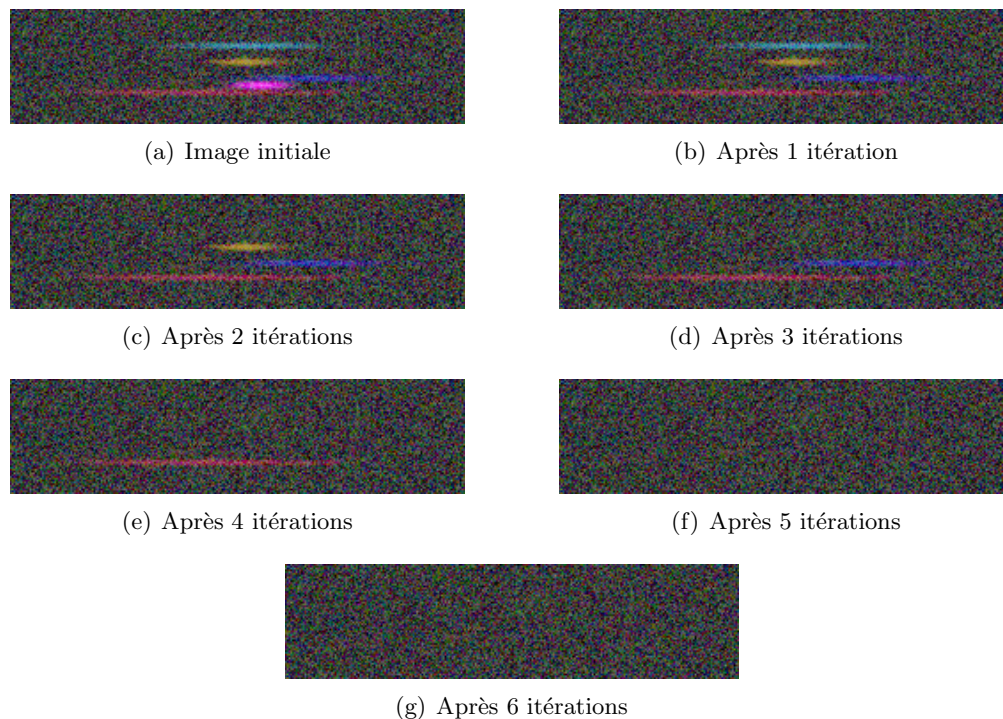


FIG. III.22 – Illustration du principe du Matching-Pursuit sur des données simulées

Les $\rho_{\gamma_{SPAN}}$ correspondant à chaque atome g_{γ} sont alors comparés et l'atome associé à la plus forte valeur est sélectionné.

Le résultat de la figure III.22 montre que les réponses des 5 réflecteurs sont soustraites en 5 itérations, ce qui valide le calcul de la réponse du contributeur dans l'image SAR présenté dans la section III.3.2 et la méthode utilisée pour identifier ces réponses.

Les valeurs des paramètres des atomes sélectionnés sont alors injectées dans les relations d'inversion du paragraphe précédent. Les valeurs estimées à partir des paramètres des atomes sur les 5 premiers atomes sélectionnés sont reportées dans la partie droite du tableau III.2. On observe une très bonne adéquation entre les paramètres utilisés en simulation et les paramètres estimés.

L'estimation des caractéristiques physiques au moyen des paramètres des atomes sélectionnés par l'algorithme de Matching-Pursuit conduit à des résultats tout à fait en accord avec les valeurs simulées. On peut donc espérer un bon comportement de la méthode sur des données réelles.

III.3.5 Adaptation du critère d'arrêt au cas de données SAR

Le critère d'arrêt utilisé dans l'algorithme de Matching-Pursuit est de nature énergétique. C'est le passage de l'énergie en dessous d'un seuil qui met fin à la procédure d'itération. Ce critère est mal adapté au cas des images SAR. En effet, la puissance de bruit y est très élevée. La figure III.23 présente les variations de l'énergie du résidu de la décomposition $R^n f$ au fur et à mesure des itérations.

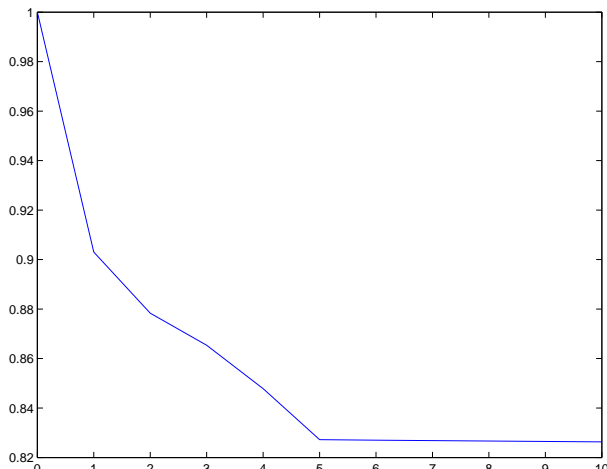


FIG. III.23 – Évolution de la norme du résidu au cours des itérations

On observe une décroissance rapide de l'énergie dans les 5 premières itérations correspondant à la sélection des réponses des 5 réflecteurs simulés et à la suppression de leur contribution dans l'image. Une fois ces 5 contributions éliminées, l'énergie décroît très lentement car aucun atome n'est adapté au bruit. On voit que dans ce cas, le résidu contient encore 83% de l'énergie. Il n'est donc pas possible d'utiliser un critère basé sur l'énergie du résidu pour mettre fin à la décomposition.

La solution proposée consiste à supposer que la cible est située dans un environnement homogène et à mesurer l'homogénéité du résidu. Pour cela, on utilise un critère simple, le coefficient de variation global de la scène :

$$CV = \frac{\sqrt{\langle (I - \langle I \rangle)^2 \rangle}}{\langle I \rangle} \quad (\text{III.112})$$

où I est l'intensité de la scène et $\langle I \rangle$ désigne la valeur moyenne de I calculée sur toute l'image.

Dans le cas de données polarimétriques, l'intensité est calculée en utilisant le filtre de blanchiment polarimétrique de NOVAK ([Novak 93]). La figure III.24 illustre l'intérêt du nouveau critère d'arrêt. En effet, les coefficients de variation évoluent rapidement vers la valeur correspondant à une zone décrite par un bruit de type gaussien complexe, c'est à dire vers 1 pour les versions mono-canal et vers $\frac{1}{\sqrt{3}}$ dans le cas de l'image issue du filtre de NOVAK. La valeur du seuil à fixer peut être déterminée en mesurant la valeur du coefficient de variation sur une zone homogène de l'image contenant la cible analysée.

III.3.6 Application à des données réelles

La méthode présentée a été utilisée pour analyser le bateau dans l'image de Storbælt (figure III.7). Une zone réduite contenant le bateau a été sélectionnée. Elle est représentée sur la figure III.25.

L'algorithme de Matching-Pursuit, adapté aux images SAR polarimétriques, a été appliqué sur ces données. La figure III.28 présente l'évolution de la norme et des coefficients de variation au cours des itérations ainsi que le reste après 400 itérations.

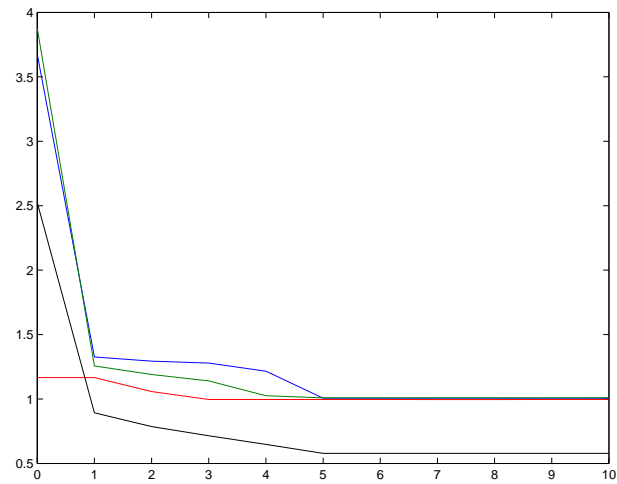
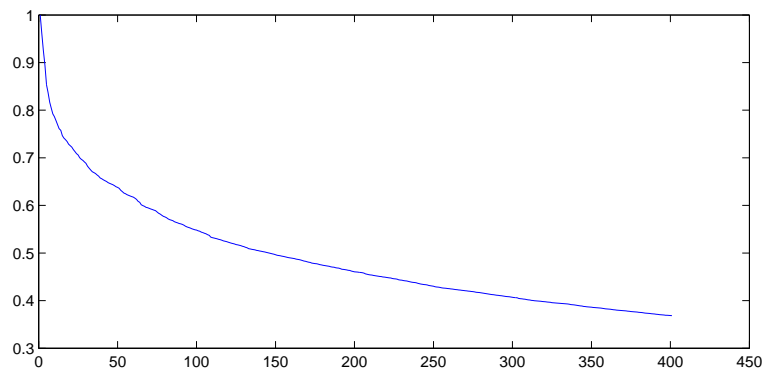


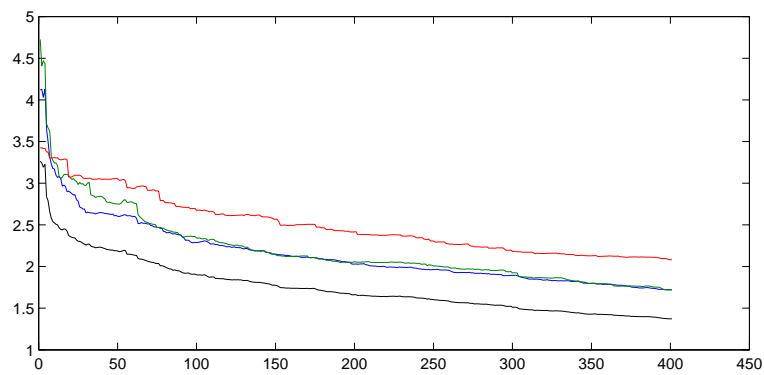
FIG. III.24 – Évolution du coefficient de variation du résidu au cours des itérations. En bleu, canal hh , en vert, canal hv , en rouge, canal vv , en noir, résidu blanchi par le filtre de NOVAK.



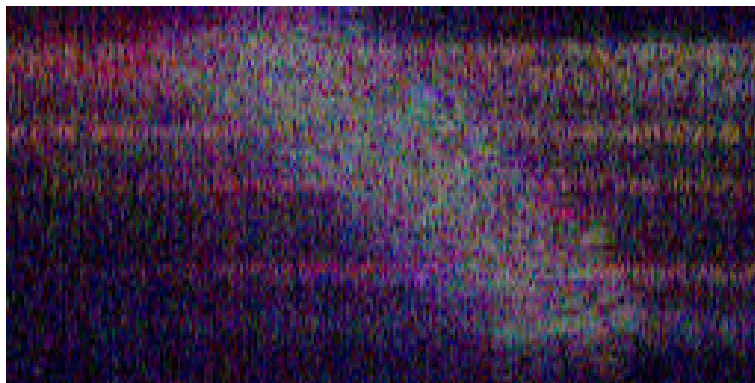
FIG. III.25 – Image initiale du ferry (base de PAULI)



(a) Variation de la norme du résidu avec les itérations



(b) Variation des coefficients de variations avec les itérations (par canal et sur la sortie du filtre de blanchiment polarimétrique)



(c) Image du reste (base de PAULI)

FIG. III.26 – Comportement de l'algorithme MP sur les données du ferry

On peut constater une décroissance rapide de la norme et des différents coefficients de variation dans les 30 premières itérations. La décroissance est ensuite beaucoup plus lente. Cela est probablement dû au fait que l'hypothèse du caractère gaussien des comportements en fréquence et angle n'est pas adaptée à la réalité de la cible. L'algorithme reconstruit alors le comportement réel en additionnant des atomes de comportement gaussien, avec une vitesse de convergence relativement lente. Afin d'obtenir une convergence plus rapide, il pourrait être avantageux d'élargir le dictionnaire pour intégrer des comportements angulaires et fréquentiels différents.

A partir des paramètres des atomes, les caractéristiques physiques de la cible sont estimées. L'angle Θ est déduit de l'orientation de la cible dans l'image SAR et de l'angle d'incidence local. La valeur retenue ici est $\Theta = -43^\circ$. Les grandeurs physiques obtenues peuvent servir à construire un modèle de la cible. Chaque atome correspond alors à un réflecteur, décrit par ses paramètres de position (x_0, y_0) , de vitesse (v_x, v_y) , de réflectivité (comportement $(\sigma_f, f_0, \sigma_\phi, \phi_0)$ et puissance $(\rho_{hh}, \rho_{hv}, \rho_{vv})$).

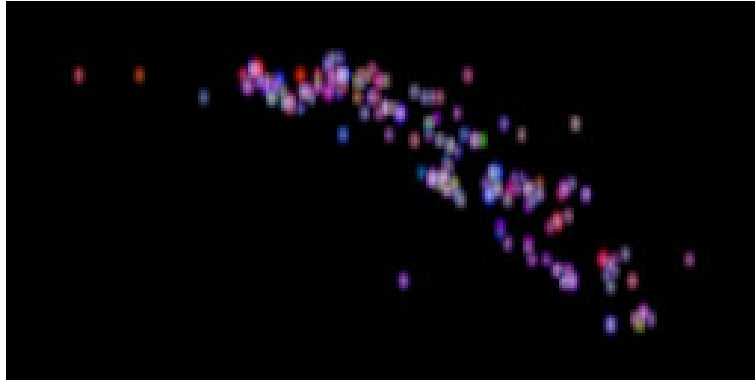
Compte tenu de la distance importante séparant le radar de la cible, l'estimation de la position réelle de chacun des réflecteurs à partir de (III.107) est très sensible à de faibles variations de v_y . Pour minimiser l'influence de ce problème, la valeur de v_y utilisée dans (III.107) est choisie identique pour tous les réflecteurs, égale à sa valeur moyenne calculée sur tous les atomes sélectionnés.

Connaissant les paramètres physiques de chaque réflecteur, il est alors possible de former une image focalisée de la cible à partir du modèle. La figure III.27 présente deux reconstructions de la cible correspondant à l'instant où elle se trouve dans l'axe de visée du radar. La première est une reconstruction idéale, où chaque réflecteur est modélisée par une fonction de DIRAC, la seconde est obtenue en simulant une cible fixe constituée des réflecteurs sélectionnés par l'algorithme et affectés de leur comportement angulaire et fréquentiel estimé.

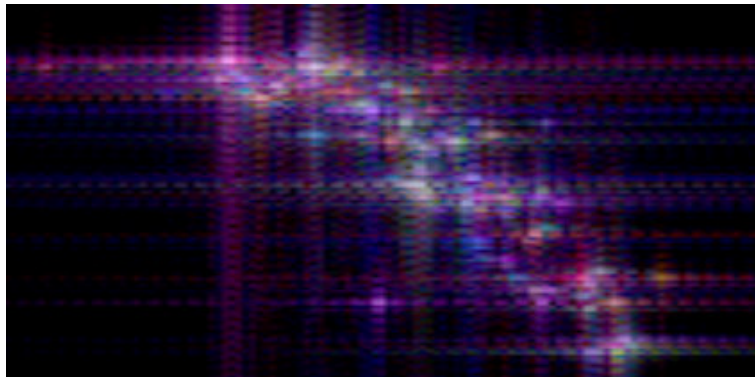
Les informations concernant les réflecteurs constituant la cible peuvent être représentées sous forme de cartes. La figure III.28 présente des cartes des vitesses (v_0) et des directivités angulaires (σ_ϕ). L'angle polarimétrique α , caractéristique du type d'interaction électromagnétique subie par l'onde (I.2.3.2), est également représenté.

La carte des vitesses montre qu'une majorité des réflecteurs possède une vitesse proche de 8.11 m/s. Le tracé de l'histogramme des vitesses confirme cette observation. Le résultat paraît cohérent puisque tous les réflecteurs appartiennent à la même cible qu'on peut raisonnablement supposer indéformable. Quelques réflecteurs ont des vitesses sensiblement écartées de la valeur moyenne. Cela peut provenir d'un mauvais choix d'atome, de la présence de parties mobiles sur le bateau ou d'interaction avec l'environnement du bateau (vagues au niveau de l'étrave par exemple).

La répartition des directivités angulaires est plus uniforme. Celles-ci varient de 0.09° , ce qui correspond à des contributeurs très anisotropes, à 0.90° ce qui correspond à des réflecteurs isotropes pour lesquels le diagramme de réflectivité est limité par l'ouverture angulaire de l'antenne de mesure du radar (ouverture d'antenne estimée à 2.16°). La directivité angulaire est caractéristique de la géométrie du réflecteur. Sur des formes de type dièdre ou plaque, elle est très faible car ces structures ont un comportement très anisotrope (phénomène de flash lorsque le radar fait face à la structure). Au contraire, les formes de type trièdre ou sphère peuvent être considérées isotropes sur une large plage angulaire.



(a) Reconstruction idéale



(b) Reconstruction simulée

FIG. III.27 – Images de la cible reconstruite à partir des paramètres physiques extraits (base de PAULI)

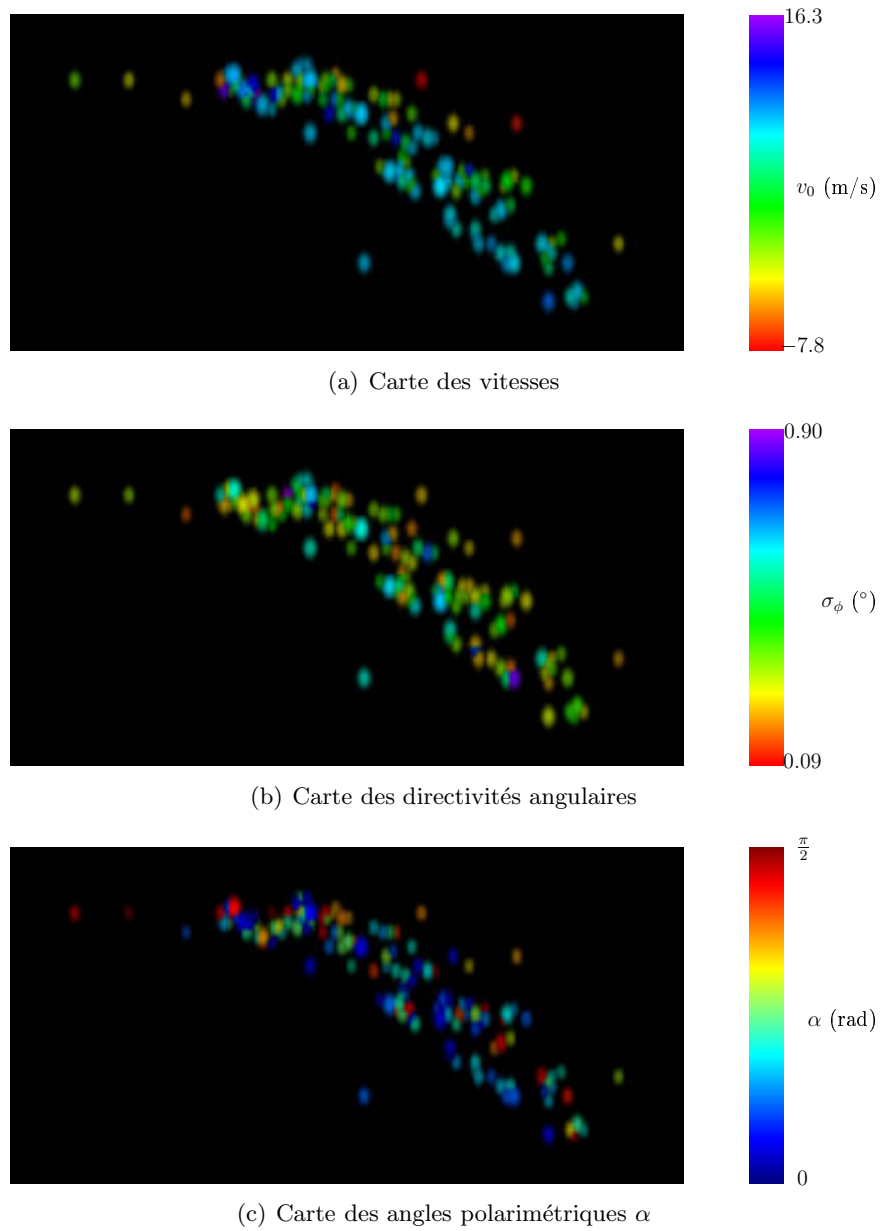


FIG. III.28 – Carte des paramètres physiques des réflecteurs

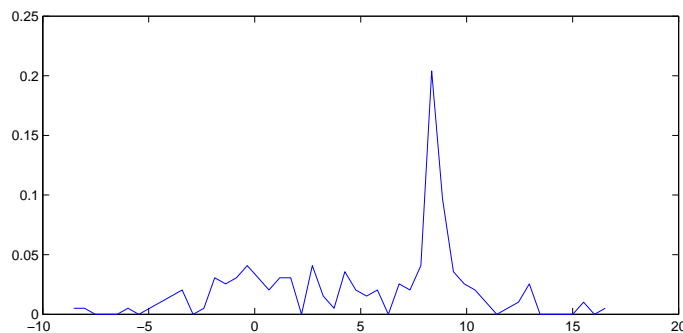


FIG. III.29 – Histogramme des vitesses estimées à partir des paramètres des atomes

La répartition des angles α est très hétérogène. En effet, on remarque une majorité de valeurs très faibles, caractéristiques de réflecteurs de type trièdre ou plaque/sphère, ainsi que certaines contributions possédant un α fort. Cette caractéristique très marquée vers les valeurs extrêmes s'explique par le fait que la cible imagée est artificielle. Elle comporte donc beaucoup de structures proches de dièdres ou trièdres. De plus, il s'agit vraisemblablement de structures métalliques dont le caractère diélectrique faible accentue le comportement polarimétrique [Ferro-Famil 00].

III.3.7 Conclusion

L'algorithme de Matching-Pursuit, et de façon plus générale les techniques visant à une représentation parcimonieuse des signaux, sont une approche intéressante pour répondre au problème des cibles mobiles en imagerie SAR. La méthode présentée ici permet notamment une étude conjointe des phénomènes liés au mouvement de la cible et de ceux causés par la nature fluctuante de la réflectivité en fonction de l'angle d'observation et de la fréquence d'illumination. De par sa nature, la méthode permet d'envisager l'étude de cibles au comportement complexe (mouvement de rotation par exemple) ou de cibles multiples, même si le problème de la sous-détermination rencontré lors de l'inversion des paramètres se trouve alors posé de façon plus aiguë.

Les faiblesses de la méthode résident dans le modèle choisi, puisque celui-ci est basé sur plusieurs hypothèses fortes : caractère gaussien des comportements, mouvement de translation uniforme, couplage distance-azimut négligé. La limitation rencontrée au niveau de l'inversion des paramètres pourrait provenir de ces hypothèses. Néanmoins, l'approche par dictionnaire est très souple et permet d'inclure de nouvelles formes d'atome. La méthode est donc évolutive, ce qui permet le développement d'autres modèles de cible.

III.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des cibles mobiles dans les images SAR synthétisées.

Dans un premier temps, une approche graphique originale basée sur l'observation de la réponse de la cible en azimut dans le plan temps-fréquence a été proposée afin de mettre en évidence les différents phénomènes intervenant lors de l'acquisition puis la

focalisation de la réponse de la cible. L'intérêt d'une décomposition temps-fréquence suivant la direction azimut a ainsi été souligné et son effet quantifié.

Deux méthodes de refocalisation utilisant des transformées temps-fréquences ont ainsi été envisagées. Une première approche utilisant une décomposition en sous-images disjointes dans la direction azimut a permis de valider ce principe de refocalisation, une meilleure efficacité étant atteinte par l'utilisation de décomposition continue. Ces méthodes ont pour avantage une grande simplicité et une relative robustesse aux caractéristiques du mouvement de la cible (mouvement de translation, mais non nécessairement uniforme). En contrepartie, elle nécessite un rapport signal à environnement élevé. Dans le cas de mouvement de translation uniforme, la forme particulière, en chirp, de la réponse de la cible est mise en évidence.

Dans un deuxième temps, cette forme particulière est validée, d'abord de façon pratique en réalisant une refocalisation à l'aide d'un signal chirp, puis de façon théorique. Une deuxième méthode de refocalisation, basée sur l'utilisation de la transformée de FOURIER fractionnaire est introduite. La FrFT permet une recherche systématique des signaux chirp. L'hypothèse d'une cible animée d'un mouvement de translation uniforme est donc faite, mais compte tenu du temps de survol relativement court des points de la scène, cette hypothèse est réaliste. Le gain apporté par l'utilisation de cet a priori se traduit par une robustesse accrue vis à vis du bruit.

Une dernière solution repose sur l'utilisation de l'algorithme de Matching-Pursuit qui vise à décomposer le signal en une somme de contributions élémentaires. Cet algorithme a été utilisé, couplé à un dictionnaire d'atomes issu de la modélisation d'une cible mobile et de réflectivité variable. Cette méthode permet d'estimer pour chaque réflecteur, correspondant à un atome sélectionné, les paramètres du mouvement mais aussi du comportement angulaire et fréquentiel de la réflectivité, ce qui, associé à l'information polarimétrique, caractérise de façon précise le réflecteur. La méthode a été validée sur des données simulées ainsi que sur des données réelles.

La forme très souple de l'algorithme (décomposition sur une famille de fonctions redondantes) offre la possibilité de faire évoluer le modèle de cible de façon à combler les lacunes du modèle actuel (sous-détermination dans l'étape d'estimation des paramètres physiques à partir des paramètres de la réponse).

Chapitre IV

Analyse de zones urbaines

Ce chapitre est consacré à l'étude des zones urbaines à l'aide d'une étude temps-fréquence d'images SAR polarimétriques.

L'afflux d'une population de plus en plus nombreuse vers les villes entraîne une extension rapide des métropoles et donc une forte croissance des zones urbanisées. Le suivi à large échelle est un problème difficile pour lequel la télédétection possède un fort potentiel. C'est notamment le cas de l'imagerie SAR qui permet de couvrir rapidement des zones étendues et qui, à l'inverse de l'imagerie optique, peut fonctionner même en présence d'une couverture nuageuse. De plus, l'existence de techniques multidimensionnelles telles que la polarimétrie et l'interférométrie permet d'envisager des fonctionnalités plus évoluées comme la cartographie en trois dimensions.

Ici, une approche temps-fréquence du problème est proposée exploitant le fait que la mesure de la scène par le SAR s'opère sur une large plage angulaire et sur une bande de fréquence étendue. Les cibles artificielles, dont sont majoritairement constituées les zones urbaines, peuvent notamment présenter des comportements anisotropes ou des réponses fréquentielles fluctuantes. Cette variabilité éventuelle peut donc être vue comme une dimension supplémentaire de l'image, complémentaire d'autres diversités que confèrent la polarimétrie ou l'interférométrie.

La première partie présente la réponse des zones urbaines en imagerie SAR, d'abord à l'échelle d'un bâtiment, puis de la scène complète. Cette partie montre la difficulté d'analyse des images d'environnements urbains dans le cas de données de résolution moyenne. L'intérêt des méthodes temps-fréquence est alors souligné dans la partie IV.2, débouchant sur la mise en place d'un modèle et d'une méthodologie adaptés, basés sur les concepts de stationnarité et de corrélation temps-fréquence [Leducq 05, Ferro-Famil 05b, Ferro-Famil 05a]. Les parties IV.4 et IV.5 présentent deux indicateurs du comportement temps-fréquence, l'un de stationnarité et l'autre de cohérence, permettant de caractériser la cible observée par rapport au modèle. Les indicateurs sont définis aussi bien dans le cas de données mono-polarisation que dans le cas d'acquisitions complètement polarimétriques. Les informations relatives à ces deux indicateurs sont fusionnées dans la partie IV.6 et plusieurs axes d'utilisation sont envisagés.

IV.1 Zones urbaines en imagerie SAR

IV.1.1 Réponse des bâtiments dans les images SAR

IV.1.1.1 Localisation des contributions

Les travaux présentés dans [Franceschetti 02, Franceschetti 03] font référence pour l'étude des zones urbaines en imagerie SAR. Les hypothèses principales de FRANCESCETTI, qui seront reprises dans cette partie, consistent à supposer que les murs des bâtiments sont constitués de surfaces planes lisses, le sol étant modélisé par une surface plane rugueuse. Seules les interactions simples (réflexion sur le mur, le sol ou le toit), doubles (réflexions mur-sol ou sol-mur) et triples (réflexions mur-sol-mur) sont prises en compte. Les triples réflexions sol-mur-sol peuvent être négligées dans l'hypothèse d'un mur lisse. Compte tenu de la distance séparant la scène du porteur, l'onde est de plus supposée plane. Le schéma présenté sur la figure IV.1 permet de localiser les contributions relatives aux interactions multiples dans l'image SAR. On note R la position du radar.

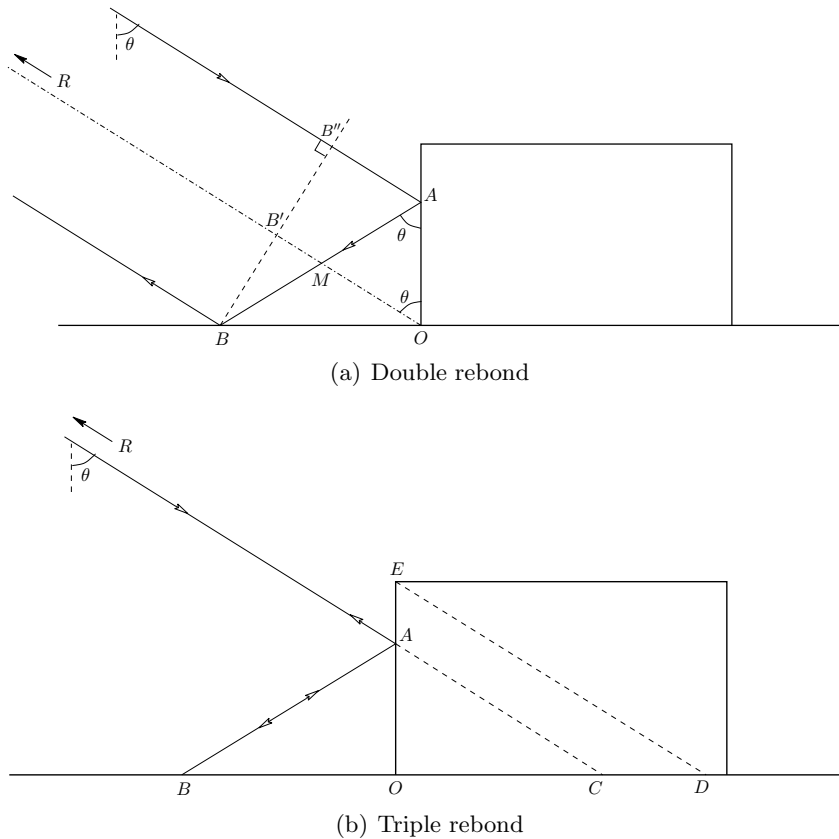


FIG. IV.1 – Position au sol des réflexions multiples intervenant sur un bâtiment

Toutes les interactions doubles sont localisées au point O , quel que soit θ . En effet, si on considère le trajet $R - A - B - R$ et le trajet $R - O - R$, on voit que les longueurs $R - B$, $R - B'$ et $R - B''$ sont égales. Le triangle OAB est rectangle en O et M

est le milieu de $[AB]$. OB' est donc le milieu du segment $[BB'']$ et $\overline{B''A} = 2\overline{B'M}$ et $\overline{AM} = \overline{MB} = \overline{OM}$. Ce qui donne finalement : $\overline{RA} + \overline{AB} + \overline{BR} = 2\overline{RO}$.

Les interactions triples sont du type $R-A-B-A-R$, avec une réflexion spéculaire au point A. La contribution de cette interaction apparaît donc au point C. A se déplace sur toute la hauteur du mur, les interactions triples sont donc localisées au sol entre les points O et D.

Les différentes contributions sont alors projetées sur l'axe distance. Différents cas de figure peuvent se présenter, en fonction des dimensions du bâtiment et de l'angle d'incidence. Les deux cas les plus courants sont illustrés sur la figure IV.2.

IV.1.1.2 Forme du bâtiment dans l'image

Dans [Franceschetti 02], on considère qu'un bâtiment est constitué de surfaces planes et rugueuses. L'approche de KIRCHHOFF est utilisée pour calculer les expressions des champs rétrodiffusés, et en fonction de la rugosité de la surface, les calculs sont menés dans le cadre de l'optique géométrique ou physique.

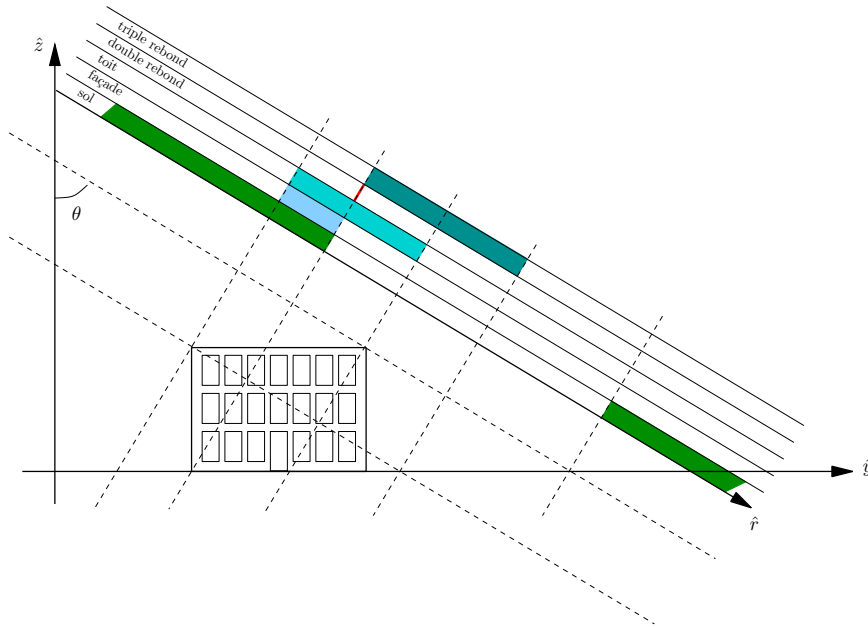
Les formulations proposées ont été étendues et adaptées de façon à pouvoir être utilisées pour simuler la réponse d'un bâtiment. Le toit et le sol sont considérés comme peu rugueux et les résultats utilisant une modélisation par l'optique physique sont donc retenus. La même approche est choisie pour le mur supposé lisse. Pour l'interaction double mur-sol, seule la réflexion spéculaire sur le mur est prise en compte, la réflexion par le sol étant calculée par le biais de l'optique physique, de même que pour l'interaction triple.

Les résultats de l'approche géométrique précédente sont utilisés pour définir l'emplacement des différentes contributions dans l'image radar. Pour chaque mécanisme, le niveau de réflectivité est alors calculé à l'aide du modèle électromagnétique, attribué à la zone correspondante et les différentes contributions sont combinées pour former l'image simulée. Les figures IV.3 et IV.4 comparent les résultats simulés et des exemples de réponses réelles dans le cas de bâtiments orientés de façon quelconque ou parallèlement à la trajectoire du radar.

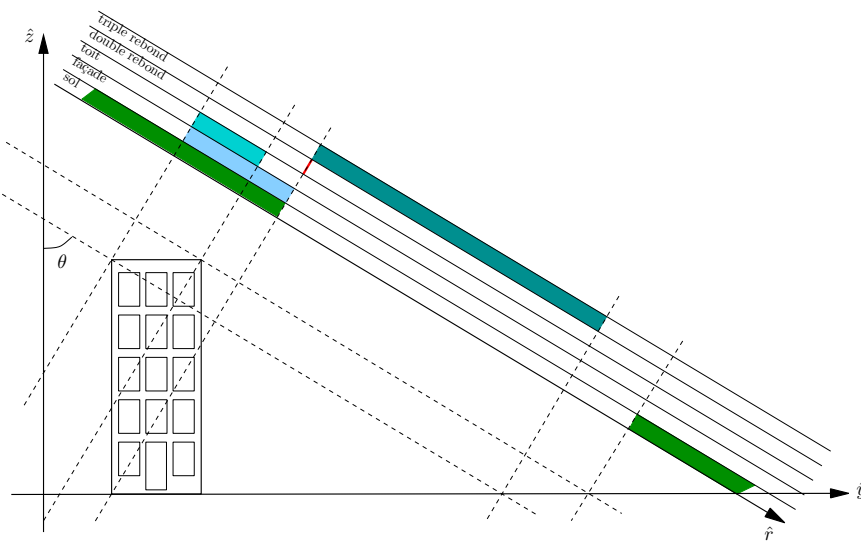
Les réponses simulées, comme celles mesurées, montrent l'importance de la contribution du mécanisme de double rebond (en forme de L dans IV.5). Sa réponse est concentrée dans le canal $hh - vv$ lorsqu'il est orienté parallèlement à la trajectoire du radar tandis qu'une contribution en polarisation croisée apparaît pour un bâtiment d'orientation quelconque comme le montre l'expression du vecteur cible dans la base de PAULI pour une cible canonique de type dièdre :

$$\mathbf{k}_{P_{\text{dièdre}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ \cos(2\psi) \\ \sin(2\psi) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

où ψ est l'orientation de l'axe principal du dièdre par rapport à la polarisation horizontale. Les résultats montrent quelques différences entre les réponses simulées et celles observées. Elles concernent principalement le toit dont la modélisation par une surface rugueuse est simplificatrice. L'allure générale du bâtiment est cependant bien rendue, et en particulier les distorsions géométriques liées à la technique d'imagerie : le phénomène de layover à l'avant du bâtiment, l'ombre radar à l'arrière. Dans les images de simulation, la réponse du mur, supposé lisse, est difficilement identifiable.

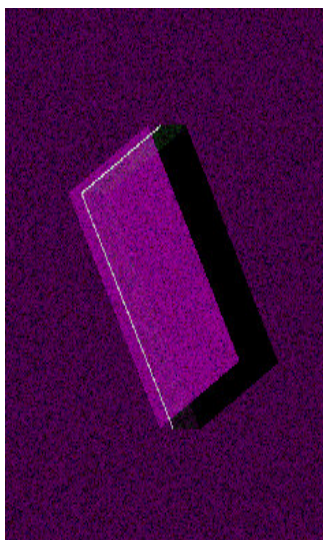


(a) Bâtiment large et bas

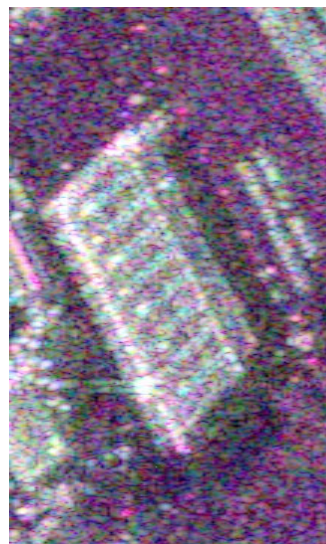


(b) Bâtiment étroit et haut

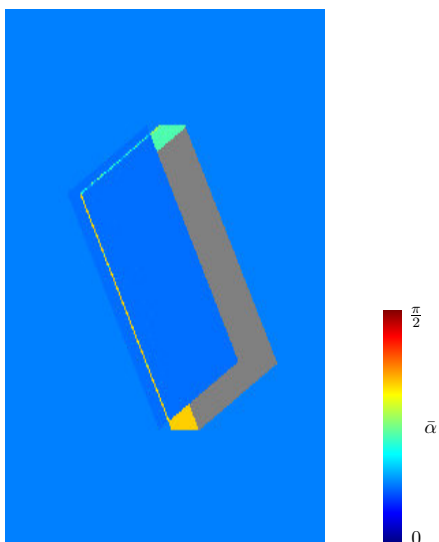
FIG. IV.2 – Réponse de bâtiments dans une image SAR



(a) Réponse simulée à partir du modèle (base de PAULI : $hh + vv$, $hh - vv$, hv)



(b) Exemple de réponse réelle (données E-SAR, site d'Oberpfaffenhoffen, base de PAULI : $hh + vv$, $hh - vv$, hv)

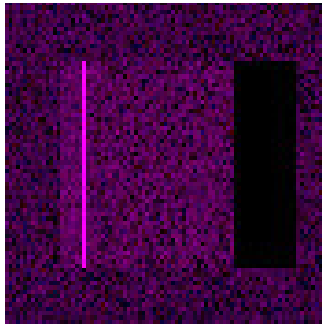


(c) Réponse simulée à partir du modèle (image de $\bar{\alpha}$)

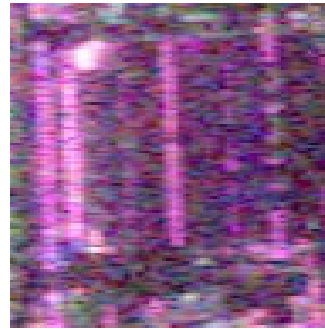


(d) Image optique (Ikonos)

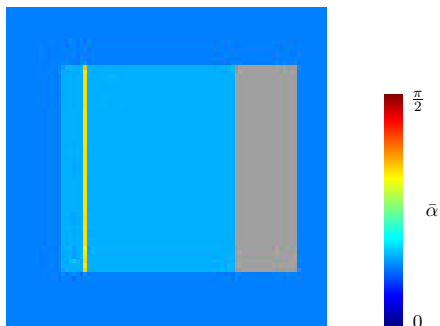
FIG. IV.3 – Réponse d'un bâtiment d'orientation quelconque



(a) Réponse simulée à partir du modèle (base de PAULI : $hh + vv$, $hh - vv$, hv)



(b) Exemple de réponse réelle (données E-SAR, site de Dresde, base de PAULI : $hh + vv$, $hh - vv$, hv)



(c) Réponse simulée à partir du modèle (image de $\bar{\alpha}$)

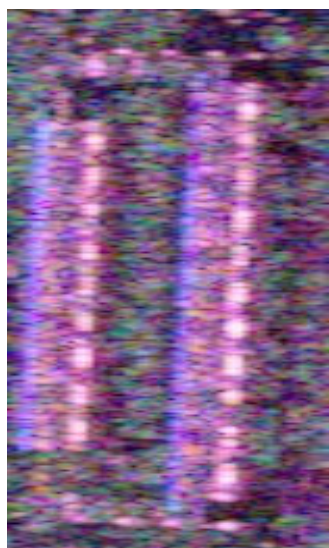


(d) Image optique [Mappy]

FIG. IV.4 – Réponse d'un bâtiment orienté parallèlement à la trajectoire du radar

La contribution du triple rebond est également peu perceptible, excepté lorsqu'elle intervient dans une zone d'ombre comme sur la figure IV.3(a).

La modélisation du bâtiment par un parallélépipède est une hypothèse forte. On rencontre en effet fréquemment des bâtiments dont le toit est constitué de pans inclinés, comme illustré sur la figure IV.5. Afin de généraliser le modèle, une extension à ce type de bâtiments a été développée. Des exemples de réponses simulées sont proposés en figure IV.6.



(a) Exemple de réponse réelle (données E-SAR, site de Dresde, base de PAULI : $hh + vv$, $hh - vv$, hv)



(b) Image optique [Mappy]

FIG. IV.5 – Cas d'un bâtiment orienté parallèlement à la trajectoire du radar et dont le toit comporte deux pans inclinés

De multiples configurations de toit sont possibles, on considère ici une structure symétrique : deux pans de mêmes dimensions et de pentes opposées. En fonction de la pente p (angle formé par la verticale et la normale au pan considéré), différents cas de figure peuvent se produire. Si la pente est faible, les deux pans sont vus par le radar comme schématisé sur la figure IV.7. Le phénomène de foreshortening entraîne un rétrécissement de la réponse du pan avant et un élargissement de la réponse du pan arrière comme illustré sur la figure IV.6(a). Pour des pentes plus forte, supérieure à l'angle d'incidence θ , le pan avant est affecté par le phénomène de layover. Le pan arrière n'est plus visible si $p > \frac{\pi}{2}$. Un cas intéressant se produit lorsque le toit possède une pente identique à l'angle d'incidence de l'onde. Toute la réponse du pan est alors concentrée dans une seule case distance, comme le montre la simulation de la figure IV.6(b). Le toit présente une réponse polarimétrique dominée par le canal $hh + vv$. Le toit est en effet modélisé par des surfaces planes qui présentent ce type de réponse (voir I.3).

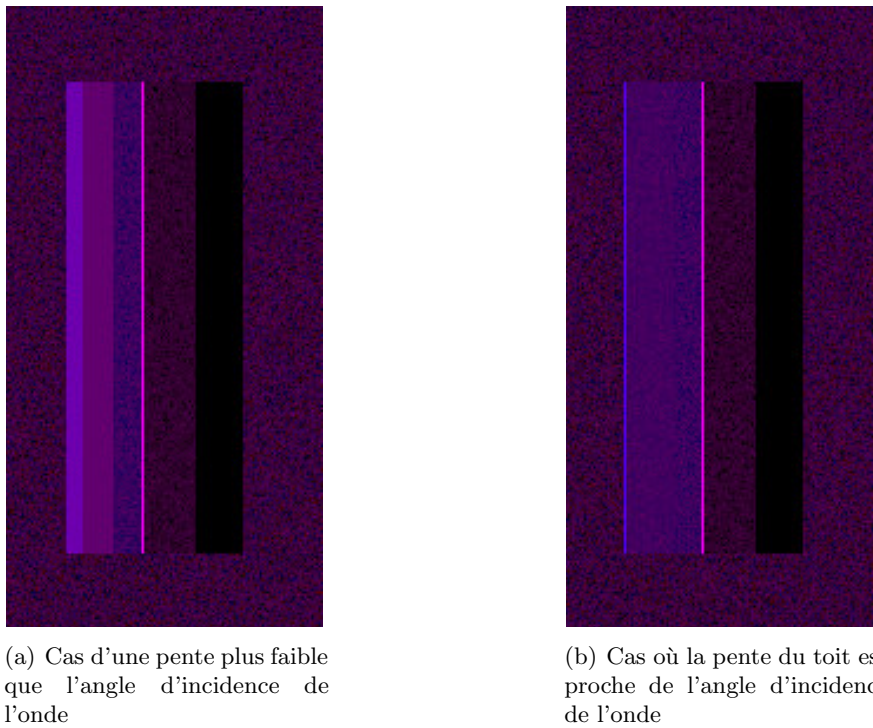


FIG. IV.6 – Réponse simulée d'un bâtiment (étroit et haut) orienté parallèlement à la trajectoire du radar et dont le toit comporte deux pans inclinés (base de PAULI)

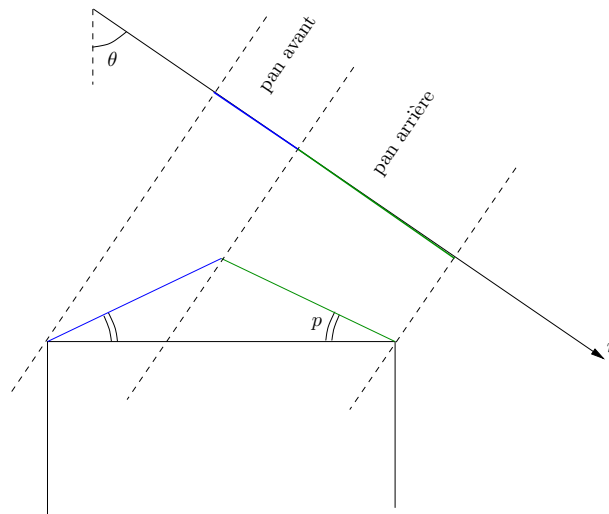


FIG. IV.7 – Emplacement des pans du toit dans l'image radar

Ces différents phénomènes sont identifiables sur les données réelles de la figure IV.5. On observe de plus une réponse assez forte de la façade du bâtiment. Ce comportement est mal pris en compte par la simulation. En effet, dans le cas de bâtiments de type hangar, l'hypothèse d'un mur lisse est réaliste. Elle l'est beaucoup moins dans le cas d'immeubles d'habitation. Dans ce dernier cas, on trouve fréquemment fenêtres et balcons, qui créent des structures à forte réflectivité.

IV.1.2 Identification de bâtiments

Les principales techniques de détection de bâtiments dans les images SAR utilisent des données à haute, voire très haute résolution [Tison 04, Tison 05, Stilla 05]. Le but recherché ici est la reconnaissance de bâtiments à partir de données à "moyenne" résolution, typiquement 1,5m en bande L. La dégradation de la résolution entraîne une identification plus délicate des phénomènes typiques des bâtiments, tels le layover ou l'ombre radar. De plus, le nombre de pixels occupés par les objets est réduit et donc le nombre de pixels utilisables pour la prise de décision, ce qui est d'autant plus critique lorsqu'un filtrage est nécessaire.

IV.1.2.1 Analyse de données mono-polarisation

La figure IV.8 présente des images SAR du site servant de support à cette étude. Il s'agit de données mesurées en bande L par le capteur E-SAR sur la ville de Dresde en Allemagne. Les résolutions en azimuth et distance sont de 0.75m et 1.5m respectivement. Les quatre canaux de polarisation sont disponibles et plusieurs acquisitions ont été réalisées avec des trajectoires de vol parallèles, permettant ainsi l'utilisation de techniques interférométriques multi-passes.



FIG. IV.8 – Image du site de Dresde en polarisation hh et vv

Il est possible d'identifier sur les images différentes parties : une importante zone construite au centre de l'image, une forêt sur la partie gauche et un fleuve sur la partie droite. Quelques zones de végétation sont également dispersées parmi les bâtiments mais plus difficilement distinguables. Il est d'ores et déjà possible de reconnaître cer-

tains bâtiments du fait de leur forte réflectivité. Il s'agit de bâtiments faisant face au radar et qui produisent de ce fait une forte rétrodiffusion due à l'existence d'une structure de type dièdre, comme illustré en IV.1.1. Cependant, les bâtiments dont l'orientation est quelconque ne présentent pas de réflectivité susceptible de les différencier de la forêt par exemple. Ce n'est que grâce à leurs formes géométriques particulières que l'observateur parvient à distinguer les zones construites de la forêt.

IV.1.2.2 Apport de la diversité de polarisation

L'information de polarisation, présentée sur la figure IV.9 sous la forme d'une image dans la base de PAULI, permet une meilleure interprétation physique des phénomènes de rétrodiffusion. Ainsi, les bâtiments à forte réflectivité identifiés dans la figure IV.8 possèdent une contribution forte dans la composante $hh - vv$, ce qui concorde avec l'idée qu'il s'agit d'une structure de type dièdre faiblement orientée par rapport au radar comme illustré dans la section IV.1.1.2.



FIG. IV.9 – Image polarimétrique du site de Dresde (base de PAULI : $hh + vv$, $hh - vv$, hv)

Sur les bâtiments d'orientation quelconque la contribution des termes de polarisation croisée devient plus importante. Leur comportement polarimétrique se rapproche donc de celui de la forêt, ce qui rend difficile la distinction des deux types de milieux.

L'utilisation de descripteurs polarimétriques plus évolués, comme par exemple la décomposition $H/A/\alpha$ (figure IV.10) de CLOUDE et POTTIER [Cloude 96] ne permet pas non plus une bonne distinction des bâtiments. L'entropie (figure IV.10(a)) est

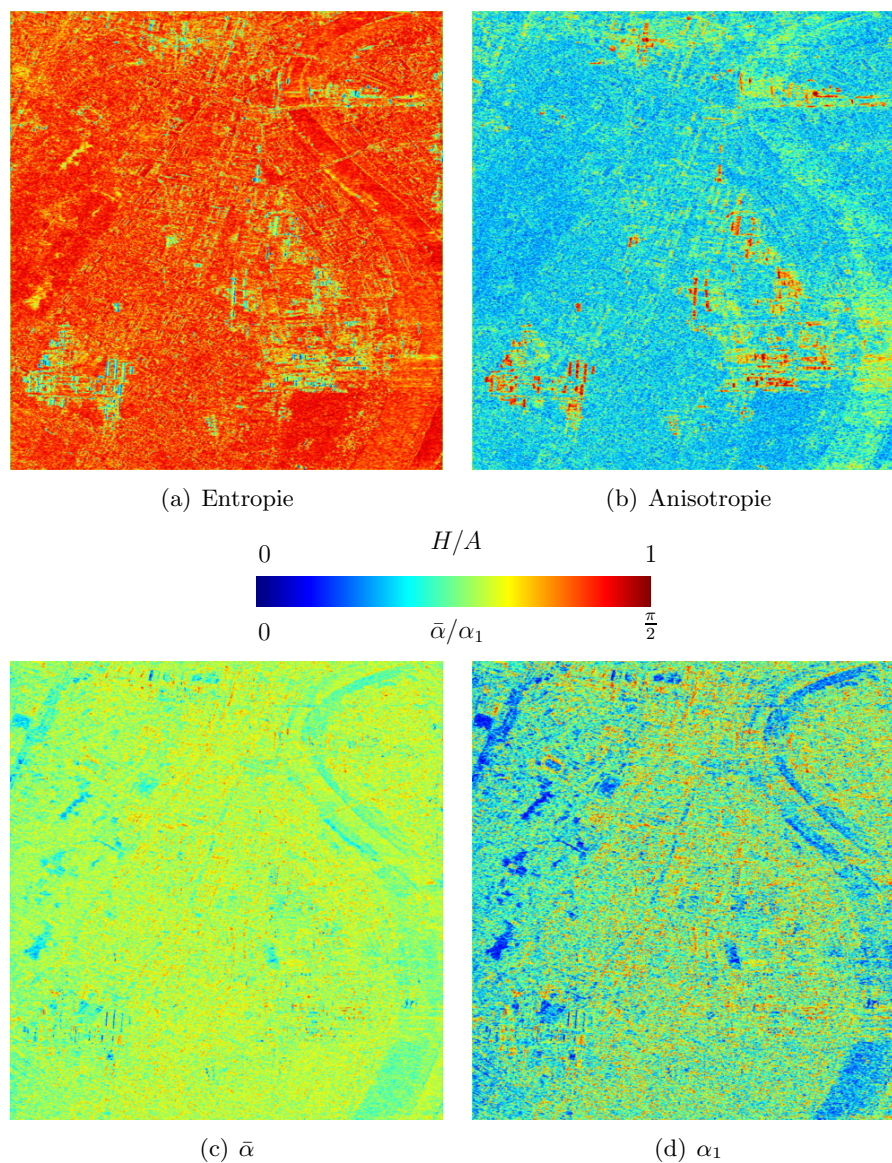


FIG. IV.10 – Image d'indicateurs polarimétriques sur le site de Dresde

saturée du fait de la grande complexité du milieu imagé, excepté sur les bâtiments faisant face au radar. L'angle polarimétrique $\bar{\alpha}$ (figure IV.10(c)) est donc inexploitable sur la plus grande partie de l'image. De même, l'anisotropie (figure IV.10(b)) n'est pas robuste à l'orientation des bâtiments puisqu'elle présente des valeurs faibles pour des

orientations quelconques et fortes quand l'orientation est parallèle à la trajectoire du porteur. L'angle α_1 , relatif au mécanisme correspondant à la première valeur propre de la matrice de covariance polarimétrique n'est pas significatif lorsque l'entropie est forte (pas de mécanisme prépondérant). L'observation de la figure IV.10(d) le confirme.

IV.1.2.3 Conclusion

Les bâtiments sont difficilement détectables dans une image SAR mono-polarisation. L'analyse polarimétrique apporte un supplément d'information qui permet une meilleure compréhension des phénomènes mis en jeu. Néanmoins, son intérêt pour l'identification des bâtiments reste limité.

IV.2 Analyse temps-fréquence de zones urbaines

IV.2.1 Approche continue

Dans le cadre de cette étude, le comportement temps-fréquence du signal SAR est étudié à l'aide de transformées linéaires. En effet, elles présentent l'avantage, dans le cas des signaux SAR, d'être plus facilement interprétables physiquement, pour les raisons suivantes :

- La nature du signal n'est pas modifiée par l'analyse. Dans le cadre des signaux SAR, cela signifie que le résultat de la transformée demeure un signal SAR cohérent, ce qui permet de mener sur la transformée, les mêmes analyses que sur le signal original (polarimétrie, interférométrie).
- Il n'apparaît pas d'interférences entre les différentes composantes du signal, comme on peut l'observer sur les transformées bilinéaires.

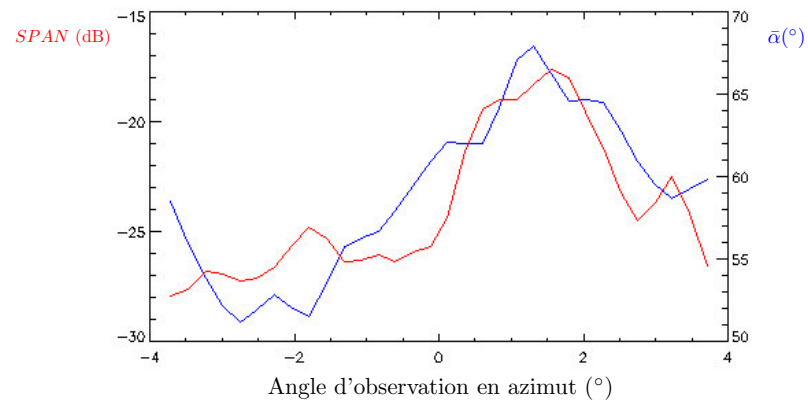
On utilise donc une transformée de FOURIER à court terme, ou STFT.

La STFT a été utilisée sur différents types de réflecteurs présents dans l'image de Dresde : un bâtiment parallèle à la trajectoire du radar, un bâtiment d'orientation quelconque et une zone de forêt. On choisit d'observer le comportement angulaire de ces différentes cibles et pour cela, on se restreint à une analyse temps-fréquence dans la direction azimut. Les paramètres présentés sont le *SPAN* et le paramètre polarimétrique $\bar{\alpha}$, qui sont calculés de la façon suivante :

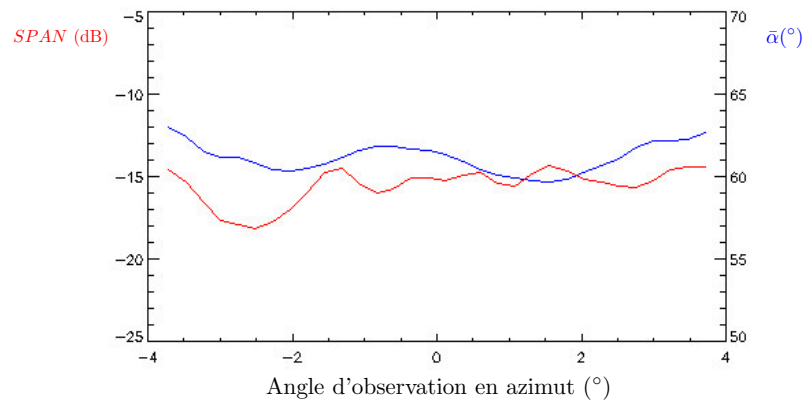
1. Calcul de la STFT dans la direction azimut pour chacun des points de la zone,
2. Pour chaque fréquence et chaque point, calcul des paramètres *SPAN* et $\bar{\alpha}$,
3. Pour chaque fréquence, calcul d'une valeur moyenne sur la zone considérée (empreinte du bâtiment ou zone de forêt).

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure IV.11.

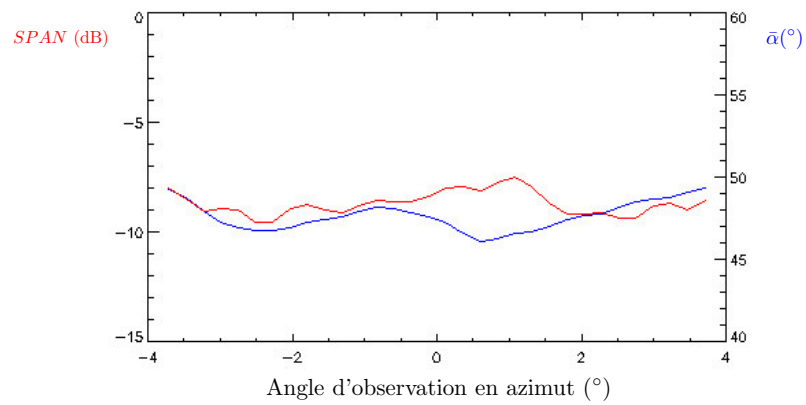
On voit clairement sur la figure IV.11(a) que la cible présente un comportement temps-fréquence non stationnaire en *SPAN* et $\bar{\alpha}$. Le caractère anisotrope observé sur le *SPAN* s'accompagne ici d'une variation similaire du paramètre $\bar{\alpha}$. De façon plus générale, on observe systématiquement un comportement anisotrope de l'énergie dû au diagramme de rayonnement extrêmement directionnel des structures de type dièdre. Les bâtiments présentant ces caractéristiques anisotropes sont ceux dont le pic du diagramme de rayonnement est contenu dans le lobe principal de l'antenne utilisée par le système SAR. Au niveau des descripteurs polarimétriques *H* ou $\bar{\alpha}$, le caractère



(a) Bâtiment parallèle à la trajectoire du porteur



(b) Bâtiment d'orientation quelconque



(c) Zone de forêt

FIG. IV.11 – Analyse TF continue dans la direction azimuth

anisotrope n'est pas systématiquement observé. En effet, on a alors un mécanisme dominant de type double rebond. Les variations de puissance de ce mécanisme, généralement dominant, n'entraînent pas de modification sensible de la distribution des probabilités des mécanismes polarimétriques (voir partie I.2.3.2). Les paramètres H ou $\bar{\alpha}$ étant basés sur ces probabilités, ils subissent en général des fluctuations négligeables. Néanmoins, il est vraisemblable que la faible variabilité parfois observée sur ces paramètres est plus le fait d'un manque de sensibilité de ces deux paramètres que d'une absence de fluctuation du comportement polarimétrique.

Les comportements représentés sur les figures IV.11(b) et IV.11(c) peuvent être considérés isotropes. Cette observation reflète le comportement général de ce type de cibles. Les structures de type trièdre, dièdre, plaque constituant les bâtiments possèdent une réflectivité isotrope ou tout au moins lentement variable lorsqu'ils sont vus "de côté". De même, les environnements naturels dont la réponse est formée de la somme d'un grand nombre de contributions peuvent être considérés comme isotrope.

Le caractère anisotrope constitue une indication intéressante pour la détection des bâtiments orientés parallèlement au radar. Par contre, il n'apporte pas d'amélioration pour la détection des bâtiments d'orientation quelconque, dont le comportement apparaît a priori stable.

IV.2.2 Approche en sous-images

Afin de confirmer les observations précédentes, on compare les intensités (base de PAULI) des sous-images formées à partir des données réelles et celles obtenues à partir de simulations basées sur le modèle, pour les deux types de bâtiments. Les résultats de cette analyse sont représentés sur les figures IV.12 et IV.13.

Les résultats, tant mesurés que simulés, mènent aux mêmes conclusions que l'analyse continue en ce qui concerne le caractère anisotrope des réponses des bâtiments. Les bâtiments orientés parallèlement à la trajectoire du radar présentent un comportement anisotrope. Celui-ci est principalement le fait de la contribution du double rebond, mais dans le cas de bâtiments dont le toit est constitué de pans orientés, une réponse anisotrope peut également être observée au niveau du toit du fait de la présence d'une structure de type plaque qui peut conduire à une réflexion spéculaire lors de la mesure par le radar.

IV.2.3 Comportement des environnements naturels

Le speckle, habituellement considéré comme un inconvénient pour l'utilisation des données SAR, peut être exploité dans le cadre temps-fréquence, pour permettre la caractérisation de la scène.

Le phénomène de speckle peut être interprété comme provenant de la sommation de multiples contributions à l'intérieur d'une cellule de résolution. Une cellule de résolution est un élément du plan radar dont les dimensions sont données par les résolutions en azimut et distance ($\delta_r \times \delta_a$). Dans le cas où le signal n'est pas sur-échantillonné, la cellule de résolution est assimilable à un pixel. Les différentes contributions sont sommées avec des retards variables dépendant de la répartition des diffuseurs au sein de la cellule de résolution, mais aussi de la configuration de mesure.

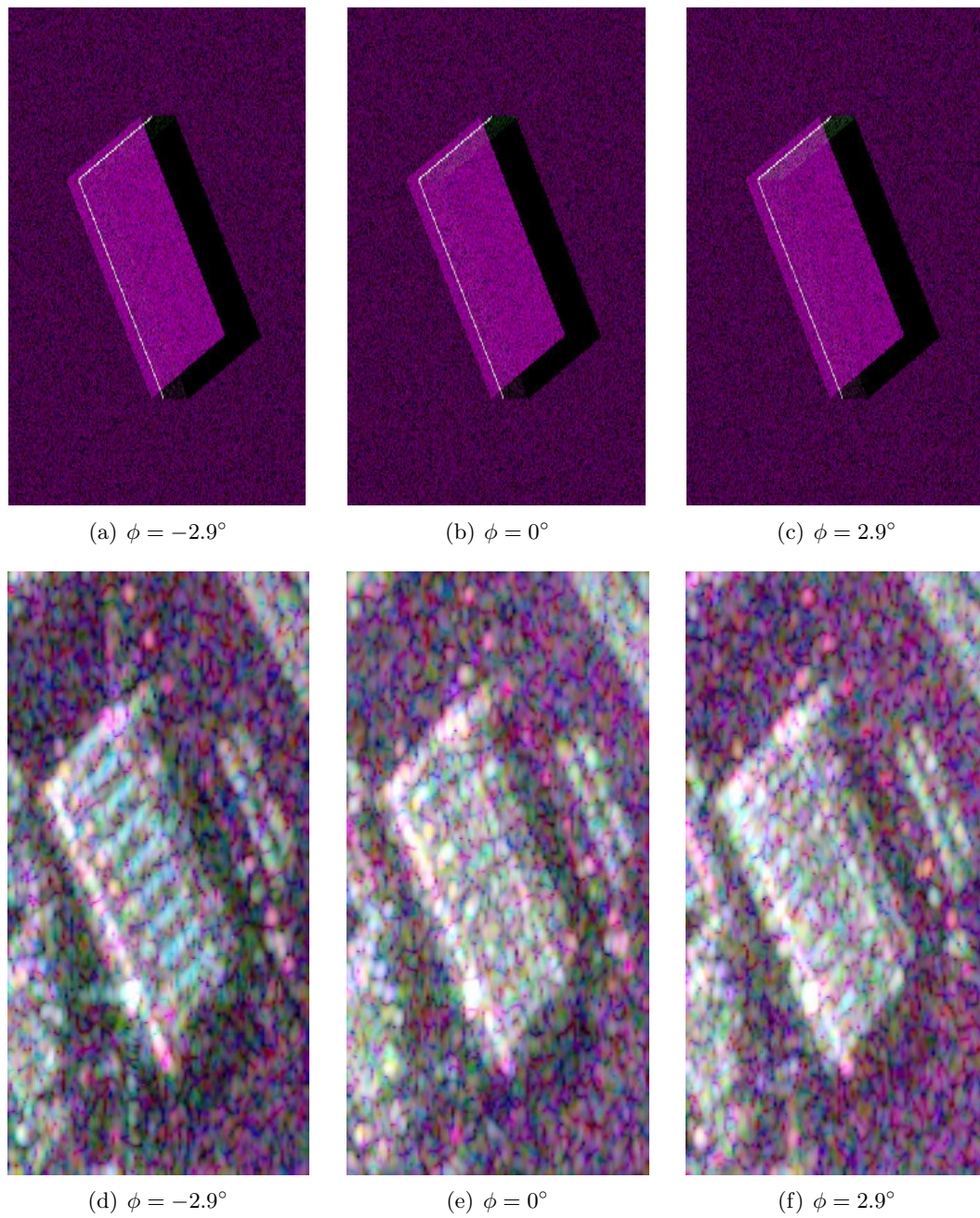


FIG. IV.12 – Réponses dans les sous-images en azimut d'un bâtiment d'orientation quelconque. ϕ est l'angle d'observation utilisé pour le calcul de la sous-image. Les images (a), (b) et (c) présentent les résultats obtenus en simulation, les images (d), (e) et (f) correspondent à des sous-images calculées sur les données du site d'Oberpfaffenhoffen

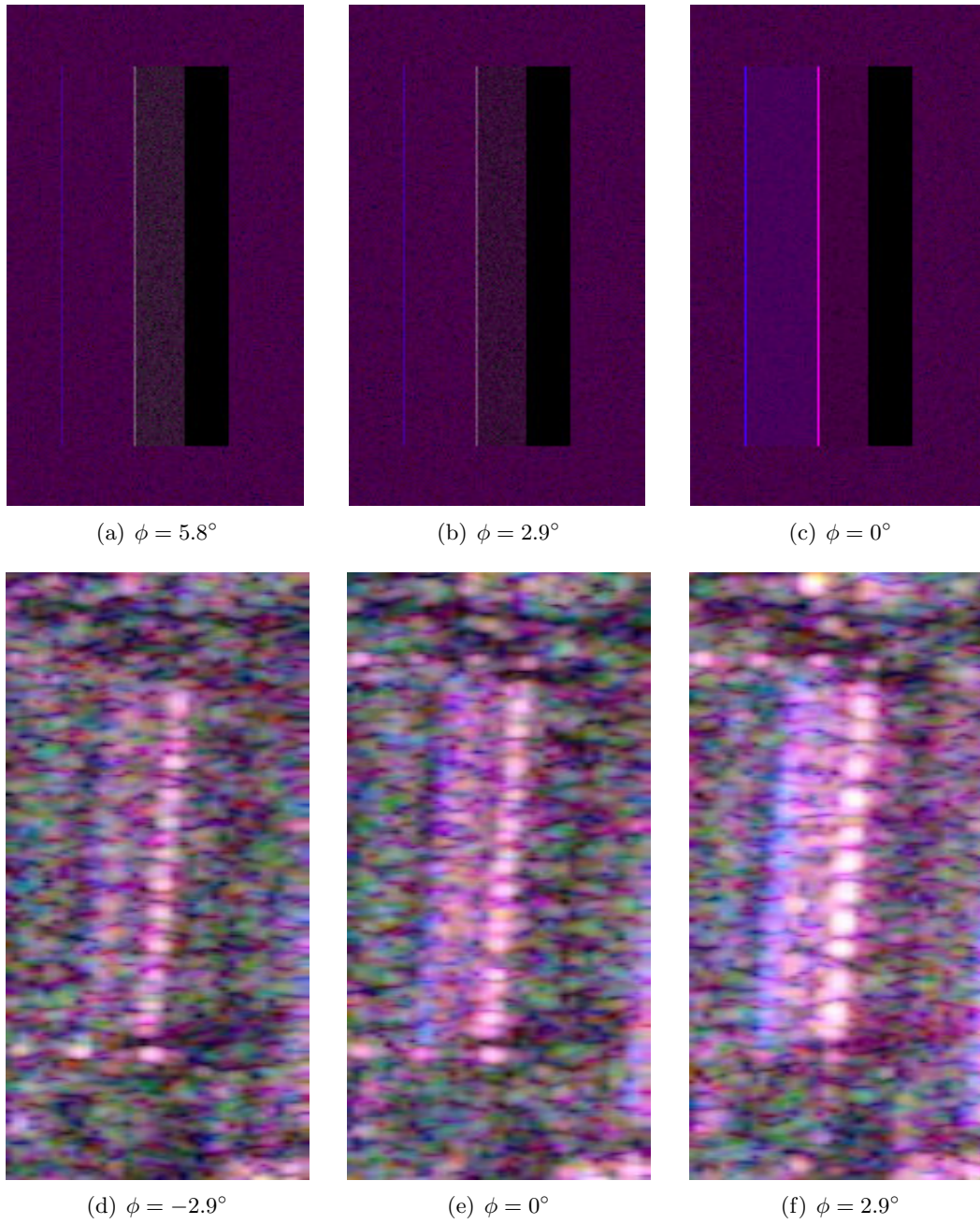


FIG. IV.13 – Réponses dans les sous-images en azimuth d'un bâtiment orienté parallèlement à la trajectoire du radar et dont le toit comporte deux pans inclinés. ϕ est l'angle d'observation utilisé pour le calcul de la sous-image. Les images (a), (b) et (c) présentent les résultats obtenus en simulation, les images (d), (e) et (f) correspondent à des sous-images calculées sur les données du site de Dresde

Cette dernière observation peut être mise à profit dans le cadre temps-fréquence. En effet, on a vu que les méthodes temps-fréquence permettent de connaître le comportement de la scène au voisinage d'angles et de fréquences particulières. Si on utilise une décomposition en sous-images par exemple, la modification des paramètres de mesure (angle et fréquence) entre les différentes sous-images conduit à une variation des retards affectés aux différentes contributions intervenant au sein de la cellule de résolution. On peut donc s'attendre à ce que les pixels dominés par le bruit de speckle aient un comportement instantané variable (incohérent) dans les différentes sous-images. Au contraire, lorsque la cellule de résolution contient une contribution dominante, la réponse associée présente vraisemblablement un comportement plus stable.

Si deux observations d'une même cellule de résolution dominée par le speckle pour des paramètres de mesure différents sont a priori très différentes, il n'en va pas de même du comportement moyen de la réflectivité. Les zones homogènes et dominées par le speckle, comme les environnements naturels (forêt, prairie), ont généralement une réflectivité moyenne indépendante de l'angle d'observation et de la fréquence d'illumination sur les plages de variation de ces paramètres utilisées pour former l'image SAR.

IV.2.4 Conclusion

L'analyse temps-fréquence des bâtiments dans l'image SAR a montré que leur réponse pouvait présenter un caractère anisotrope. Il est également possible d'imaginer, sur les cibles artificielles, des réponses fluctuant avec la fréquence d'illumination (phénomène de résonance lié à la géométrie d'un objet, ...). De façon générale, l'étude des non-stationnarités des réponses avec la fréquence et l'angle d'observation peut fournir une information utile en vue de détecter et de caractériser les cibles artificielles dans les images SAR.

Une autre observation intéressante pour l'étude des images SAR dans le cadre temps-fréquence est le comportement des environnements naturels. Il s'agit de cibles étendues dont la réponse est formée de la somme de multiples contributions et qui sont donc dominées par le bruit de speckle. De ce fait, les différentes observations d'une même cellule de résolution, conduites avec des paramètres différents, présentent un comportement incohérent. Au contraire, les cibles artificielles, dont la réponse domine au sein de la cellule de résolution, possède a priori un comportement stable. Il semble donc intéressant d'étudier l'évolution de la réponse d'une cellule de résolution en fonction des paramètres d'observation, ou plus précisément de mesurer la corrélation de la réponse dans le domaine fréquentiel.

IV.3 Modèle TF pour les images SAR

IV.3.1 Définition du modèle

Afin de caractériser les cibles dans les images SAR du point de vue de leur comportement temps-fréquence, un modèle adapté est proposé. Il s'appuie sur les observations précédentes concernant les notions de non-stationnarité et de corrélation. La réponse d'un point de l'image est notée $\mathbf{s}(\boldsymbol{\omega})$, où $\boldsymbol{\omega} = (\omega_{rg}, \omega_{az})$ indique la position en distance et azimut (position du centre de la fenêtre utilisée pour le calcul de la sous-image par

exemple). Cette réponse est décomposée de la façon suivante :

$$\mathbf{s}(\boldsymbol{\omega}) = \mathbf{t}(\boldsymbol{\omega}) + \mathbf{c}(\boldsymbol{\omega}) \quad (\text{IV.2})$$

Le signal est modélisé comme résultant de la somme de deux contributions :

- $\mathbf{t}(\boldsymbol{\omega})$ constitue la partie corrélée du signal. Elle peut être non stationnaire et éventuellement non centrée.

Dans la réponse de la scène, $\mathbf{t}(\boldsymbol{\omega})$ correspond à des cibles artificielles. Celles-ci peuvent présenter un comportement stationnaire (trièdres,...) ou non (anisotropie dans le cas de dièdres ou plaques, phénomènes de résonance en fréquence, ...).

- $\mathbf{c}(\boldsymbol{\omega})$ modélise la partie décorrélée du signal. C'est un signal aléatoire qui peut également être stationnaire ou non.

Le terme $\mathbf{c}(\boldsymbol{\omega})$ décrit les zones dans lesquelles plusieurs contributions interviennent. Des comportements stationnaires en puissance sont observés en général dans le cas de zones naturelles, du fait de la sommation d'un grand nombre de contributions. Certains environnements naturels peuvent néanmoins présenter un comportement non stationnaire, par exemple lorsque l'angle d'observation subit de grandes variations. Dans les environnements urbains, des comportements aléatoires fluctuants peuvent être observés sur des zones très riches en cibles artificielles non stationnaires (objets très complexes, contributions multiples dues au phénomène de layover, ...)

Dans un contexte d'image SAR de zones urbaines, le modèle temps-fréquence proposé permet une association simple entre les termes du modèle et le type de cible. Les bâtiments sont caractérisés par des signaux présentant un terme $\mathbf{t}(\boldsymbol{\omega})$ dominant tandis que le terme $\mathbf{c}(\boldsymbol{\omega})$ identifie en général un signal propre aux zones naturelles.

IV.3.2 Identification de la contribution dominante

IV.3.2.1 Exemple théorique à deux variables aléatoires

On se place ici dans un cas simple où l'on mesure deux signaux aléatoires monovariés : $s_1 = s(\boldsymbol{\omega}_1)$ et $s_2 = s(\boldsymbol{\omega}_2)$. En fonction du terme dominant dans (IV.2) et de sa nature stationnaire ou non, quatre cas sont possibles. Des exemples de réalisations de s_1 et s_2 sont donnés, dans le cas bidimensionnel, sur la partie gauche de la figure IV.14.

Afin de caractériser le signal s , on utilise les notions de stationnarité et de corrélation du signal. Dans le cas de deux signaux, on peut définir la puissance de chacun des signaux :

$$\sigma_1^2 = \langle |s_1|^2 \rangle \quad (\text{IV.3})$$

$$\sigma_2^2 = \langle |s_2|^2 \rangle \quad (\text{IV.4})$$

et la corrélation :

$$\gamma_{1,2} = \langle s_1 \cdot s_2^* \rangle \quad (\text{IV.5})$$

Par construction, les termes c_1 et c_2 sont décorrélés ($\langle c_1 \cdot c_2^* \rangle = 0$) et on suppose par ailleurs que c est indépendant de t . Dans ces conditions, (IV.3), (IV.4) et (IV.5)

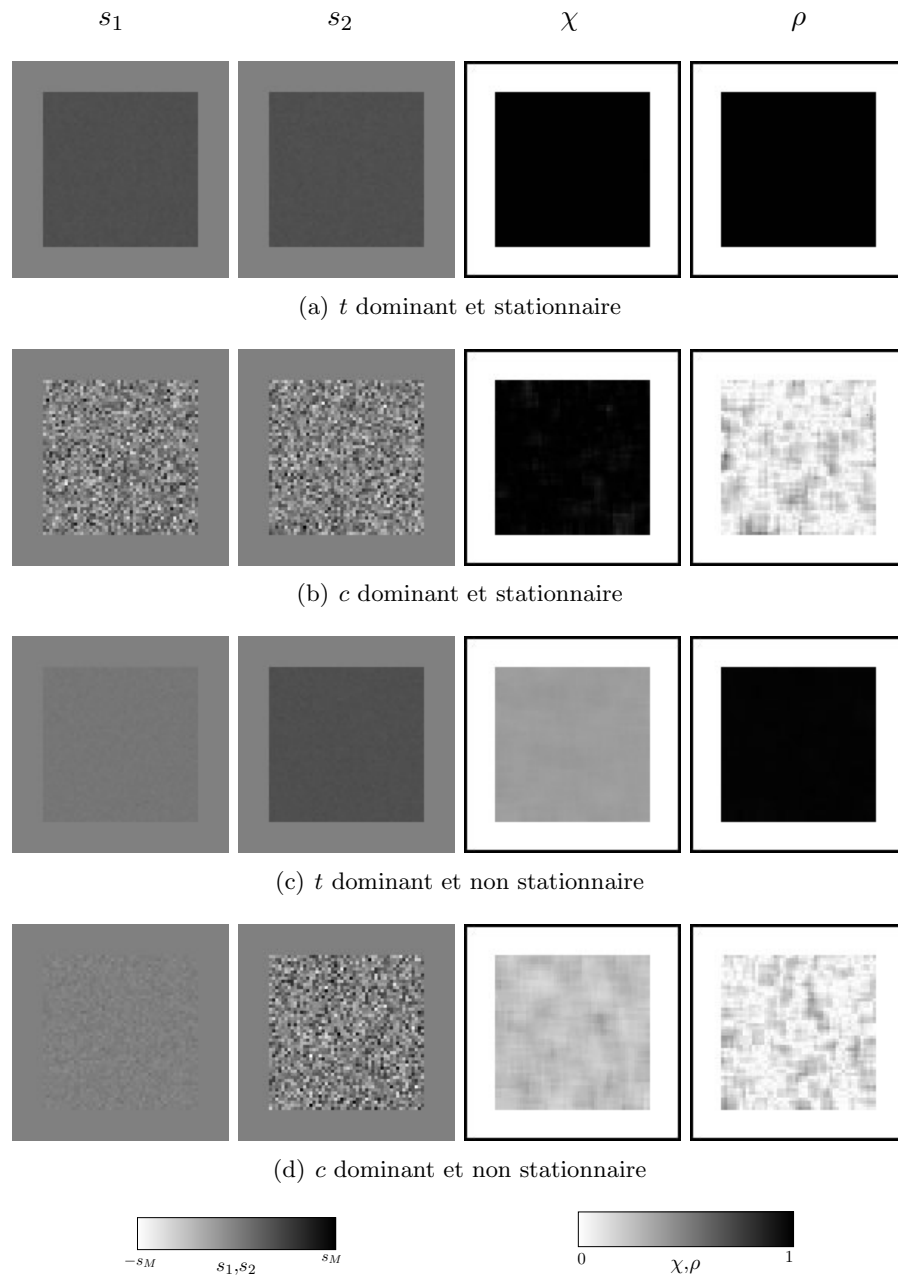


FIG. IV.14 – Exemple de signaux s et indicateurs de stationnarité et de corrélation associés

s'écrivent :

$$\sigma_1^2 = \langle |t_1|^2 \rangle + \langle |c_1|^2 \rangle \quad (\text{IV.6})$$

$$\sigma_2^2 = \langle |t_2|^2 \rangle + \langle |c_2|^2 \rangle \quad (\text{IV.7})$$

$$\gamma_{1,2} = \langle t_1 \cdot t_2^* \rangle \quad (\text{IV.8})$$

Un indicateur de stationnarité peut être obtenu en calculant :

$$\chi = 2 \frac{\sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2}}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \quad (\text{IV.9})$$

La corrélation peut être normalisée selon :

$$\rho_{1,2} = \frac{\langle t_1 \cdot t_2^* \rangle}{\sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2}} \quad (\text{IV.10})$$

Les valeurs des indicateurs χ et ρ sur les signaux s_1 et s_2 proposés sont affichées sur la partie droite de la figure IV.14. Le calcul des valeurs moyenne ($\langle \cdot \rangle$) est opéré dans le domaine spatial par application d'une fenêtre glissante.

La valeur de $\rho_{1,2}$ indique quel signal, de t ou c est dominant. En effet, (IV.10) peut se réécrire comme :

$$\rho_{1,2} = \frac{\langle t_1 \cdot t_2^* \rangle}{\sqrt{\langle |t_1|^2 \rangle \langle |t_2|^2 \rangle}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\langle |c_1|^2 \rangle}{\langle |t_1|^2 \rangle}\right) \left(1 + \frac{\langle |c_2|^2 \rangle}{\langle |t_2|^2 \rangle}\right)}} \quad (\text{IV.11})$$

t étant supposé corrélé, le premier terme est fort par construction. En fonction de la puissance relative des deux mécanismes, le deuxième terme fait chuter ou non cette valeur. La stabilité du terme dominant est mesurée par χ :

$$\chi \approx \begin{cases} 2 \frac{\sqrt{|t_1|^2 |t_2|^2}}{|t_1|^2 + |t_2|^2} & \text{si } t \text{ dominant} \\ 2 \frac{\sqrt{\langle |c_1|^2 \rangle \langle |c_2|^2 \rangle}}{\langle |c_1|^2 \rangle + \langle |c_2|^2 \rangle} & \text{si } c \text{ dominant} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Finalement, le type de signal observé peut être classé en fonction des valeurs des indicateurs χ et ρ , selon :

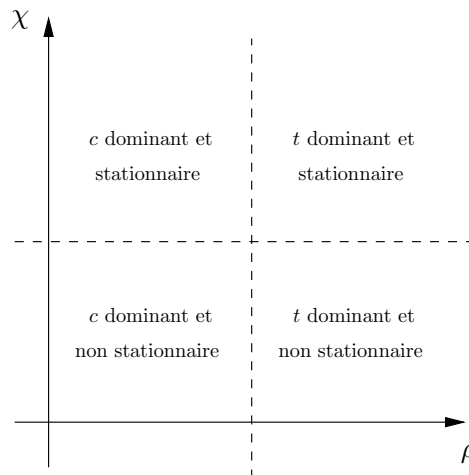


FIG. IV.15 – Principe de classification des signaux

IV.3.2.2 Application au cas des signaux SAR

Dans le cas de signaux SAR, on cherche à se rapprocher du cas présenté dans la section précédente. Pour cela on construit à partir de l'image initiale R sous-images. Pour un pixel donné, on dispose donc de R variables aléatoires correspondant à la valeur du pixel dans les R images. Afin d'éviter l'introduction d'un biais sur les indicateurs de corrélation et de stationnarité, on utilise des sous-images "indépendantes", c'est à dire formées à partir de portions du spectre ne se chevauchant pas.

Pour chacune de ces variables aléatoires on ne dispose que d'une seule réalisation. Il est donc nécessaire d'estimer les grandeurs statistiques par une moyenne spatiale sur un voisinage du pixel considéré.

L'utilisation d'une moyenne spatiale en lieu et place de l'espérance mathématique pose plusieurs problèmes. Le premier est que le calcul d'une moyenne spatiale suppose un comportement similaire des pixels du voisinage. C'est une hypothèse forte qui n'est pas toujours respectée. Afin d'éviter le mélange de comportements différents, il est possible de recourir à un filtrage adaptatif comme par exemple le filtre de LEE [Lee 80, Lee 99], qui adapte les paramètres de filtrage en fonction des statistiques locales de l'image (voir IV.5.4).

L'utilisation d'une moyenne spatiale a également des implications au niveau du calcul des sous-images [Souyris 03]. Considérons le cas d'un signal à une dimension (distance ou azimut), correspondant à la réponse d'un point dont le comportement est constant sur la bande de fréquence d'observation W . Son spectre prend la forme [Souyris 03, Scheiber 00] :

$$S(f) = S_0 \mathbb{1}_{[-\frac{W}{2}; \frac{W}{2}]}(f) \exp(-j2\pi f t_0) \quad (\text{IV.13})$$

où t_0 est la position temporelle du point et S_0 une constante complexe. On forme deux sous-images de largeur $\frac{W}{2}$ selon :

$$S_1(f) = S_0 \mathbb{1}_{[-\frac{W}{4}; \frac{W}{4}]}(f + \frac{W}{4}) \exp(-j2\pi f t_0) \quad (\text{IV.14})$$

$$S_2(f) = S_0 \mathbb{1}_{[-\frac{W}{4}; \frac{W}{4}]}(f - \frac{W}{4}) \exp(-j2\pi f t_0) \quad (\text{IV.15})$$

dont on déduit :

$$s_1(t) = S_0 \frac{W}{2} \text{sinc} \left(\frac{\pi W(t - t_0)}{2} \right) \exp(-j \frac{\pi}{2} W(t - t_0)) \quad (\text{IV.16})$$

$$s_2(t) = S_0 \frac{W}{2} \text{sinc} \left(\frac{\pi W(t - t_0)}{2} \right) \exp(+j \frac{\pi}{2} W(t - t_0)) \quad (\text{IV.17})$$

Si on souhaite calculer la covariance d'un tel signal on forme le produit hermitien :

$$s_1(t) \cdot s_2^*(t) = |S_0|^2 \frac{W^2}{4} \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi W(t - t_0)}{2} \right) \exp(-j\pi W(t - t_0)) \quad (\text{IV.18})$$

s étant un signal très stable dans le domaine fréquentiel, la covariance entre les deux sous-images doit être élevée. Or la modulation de phase due au dernier terme de (IV.18) entraîne une chute de la covariance estimée lorsqu'on calcule l'espérance à partir d'une moyenne spatiale. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire de compenser

la modulation de phase dans chacune des sous-images, ce qui peut se faire de façon équivalente en recalant les sous-spectres de façon à ce qu'ils possèdent des supports communs. Ce procédé est analogue à celui utilisé lors de la suppression de la phase de la terre-plate en interférométrie.

Enfin, les sous-images sont formées en pondérant le spectre par une fenêtre centrée sur les fréquences d'intérêt (section II.1.1.2). Les sous-spectres contiennent donc une grande proportion de valeurs nulles et les sous-images sont donc largement sur-échantillonnées. Ce sur-échantillonnage induit une corrélation spatiale du fouillis préjudiciable lorsqu'on utilise une moyenne spatiale comme estimateur de l'espérance mathématique.

Afin de solutionner les problèmes du recalage et de la corrélation du fouillis, une méthode alternative est proposée pour la formation des sous-images. Elle consiste simplement à ne conserver que la partie non nulle du sous-spectre sélectionné. Le nombre d'échantillons conservés est donc notablement réduit par rapport à la taille initiale des données. Les avantages de cette méthode de formation des sous-images sont :

- d'éviter l'introduction d'une corrélation forte entre les pixels voisins de l'image puisque le signal n'est plus sur-échantillonné,
- d'opérer automatiquement le recalage des spectres des sous-images,
- de diminuer sensiblement le volume de données à traiter,

Dans la suite, on fera référence à ce type de sous-images sous le terme "sous-images décimées".

IV.3.2.3 Comportement du speckle dans les sous-images

Afin de préciser de façon plus quantitative les affirmations de la partie IV.2.3, l'effet de la décomposition en sous-images proposée plus haut sur les différentes contributions intervenant dans une cellule de résolution est estimé ici. Pour cela, on suit une approche similaire à celle proposée dans [Souyris 03].

On se place dans l'hypothèse d'un signal non sur-échantillonné et on considère l'axe distance. L'image initiale est décomposée en N_{rg} sous-images, dont la résolution est dégradée d'autant et devient $N_{rg}\delta_{rg}$, où $\delta_{rg} = \frac{c}{2W}$ est la résolution initiale. Les sous-images sont formées avec une bande de largeur $\frac{W}{N_{rg}}$. On considère deux points A et B situés aux extrémités d'une cellule de résolution. Compte-tenu de la dégradation de la résolution, ces deux points sont distants de $N_{rg}\delta_{rg}$. Les distances R_A et R_B les séparant du radar vérifient donc : $R_B = R_A + N_{rg}\delta_{rg}$, comme indiqué sur la figure IV.16. On calcule les phases affectées à ces deux points, dans le cas le plus défavorable correspondant à deux sous-images, notées 1 et 2, formées à partir de sous-spectres contigus. Les fréquences centrales des sous-spectres (en distance) sont donc distantes

de $\frac{W}{2N_{rg}}$: $f_2 = f_1 + \frac{W}{2N_{rg}}$. Dans ces conditions, les phases dans les quatre cas s'écrivent :

$$\phi_{1,A} = -\frac{4\pi}{c} f_1 R_A \quad (\text{IV.19})$$

$$\phi_{1,B} = -\frac{4\pi}{c} f_1 (R_A + N_{rg} \delta_{rg}) \quad (\text{IV.20})$$

$$\phi_{2,A} = -\frac{4\pi}{c} \left(f_1 + \frac{W}{2N_{rg}} \right) R_A \quad (\text{IV.21})$$

$$\phi_{2,B} = -\frac{4\pi}{c} \left(f_1 + \frac{W}{2N_{rg}} \right) (R_A + N_{rg} \delta_{rg}) \quad (\text{IV.22})$$

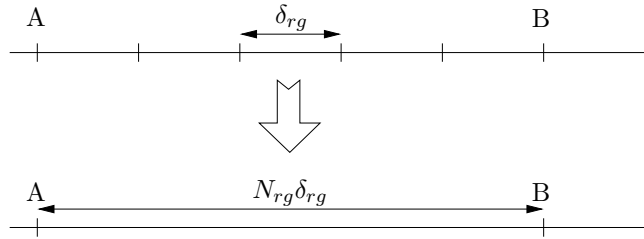


FIG. IV.16 – Modification de la distance entre pixels lors du calcul des sous-images décimées

Les différences de phase occasionnées par le changement de fréquence valent donc :

$$\Delta\phi_A = -\frac{4\pi}{c} \frac{W}{2N_{rg}} R_A \quad (\text{IV.23})$$

$$\Delta\phi_B = -\frac{4\pi}{c} \frac{W}{2N_{rg}} (R_A + N_{rg} \delta_{rg}) \quad (\text{IV.24})$$

Si la différence de phase est stable à l'intérieur de la cellule de résolution, la modification de la fréquence d'illumination se traduit simplement par l'introduction d'une phase sur la réponse globale du pixel. Au contraire, si la différence de phase varie à l'intérieur de la cellule de résolution, la sommation cohérente des contributions en sera modifiée. Or, entre les deux extrémités de la cellule, la différence de phase varie de :

$$\Delta(\Delta\phi) = -\frac{4\pi}{c} \frac{W}{2N_{rg}} N_{rg} \delta_{rg} = -\frac{2\pi}{c} W \delta_{rg} \quad (\text{IV.25})$$

soit en remplaçant δ_{rg} par son expression :

$$\Delta(\Delta\phi) = -2\pi \quad (\text{IV.26})$$

La différence de phase subit une rotation complète à l'intérieur du pixel, ce qui justifie la modification de la recombinaison des contributions et donc le caractère fluctuant de la réponse associée à la cellule de résolution.

Une interprétation géométrique peut également être menée dans le cas d'une décomposition sous-images dans la direction azimuth. On peut se référer à [Souyris 03] pour une étude dans le cas à deux sous-images.

IV.3.2.4 Approche à R sous-images

Dans la section IV.3.2.1, des indicateurs simples ont été présentés pour caractériser la stationnarité et la corrélation de deux variables aléatoires mono-dimensionnelles. Dans le cas des signaux SAR, l'information peut être multidimensionnelle, notamment dans le cas de données polarimétriques. On envisage de plus l'utilisation de R sous-images ce qui conduit à définir de nouveaux indicateurs de corrélation et de stationnarité.

Après formation des sous-images (M en distance, N en azimut), $R = M \times N$ échantillons sont disponibles pour chacun des pixels. Il convient donc d'étudier les variances et corrélations de ces R variables aléatoires, regroupées dans un vecteur cible temps-fréquence :

$$\mathbf{k}_{\text{TF}} = \begin{bmatrix} S(\omega_1) \\ S(\omega_2) \\ \vdots \\ S(\omega_R) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.27})$$

Pour cela, on forme la matrice de covariance associée :

$$\mathbf{C}_{\text{TF}} = \langle \mathbf{k}_{\text{TF}} \mathbf{k}_{\text{TF}}^\dagger \rangle = \begin{bmatrix} \gamma_{1,1} & \gamma_{1,2} & \cdots & \gamma_{1,R} \\ \gamma_{1,2}^* & \gamma_{2,2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \gamma_{1,R}^* & \cdots & & \gamma_{R,R} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

$$\text{où } \gamma_{i,j} = \langle S(\omega_i) \cdot S(\omega_j)^* \rangle$$

où l'espérance mathématique est estimée par une moyenne spatiale, symbolisée par l'opérateur $\langle \cdot \rangle$ et où \mathbf{k}^\dagger représente l'adjoint de \mathbf{k} (k transposé et conjugué).

Dans le cas polarimétrique, on forme un vecteur cible temps-fréquence polarimétrique à $3R$ éléments :

$$\mathbf{k}_{\text{TF-Pol}} = \begin{bmatrix} \mathbf{k}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{k}_R \end{bmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

$$\text{avec } \mathbf{k}_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{hh}(\omega_i) + S_{vv}(\omega_i) \\ S_{hh}(\omega_i) - S_{vv}(\omega_i) \\ 2S_{hv}(\omega_i) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.30})$$

et la matrice de covariance temps-fréquence polarimétrique ($3R \times 3R$) prend la forme :

$$\mathbf{C}_{\text{TF-Pol}} = \langle \mathbf{k}_{\text{TF-Pol}} \mathbf{k}_{\text{TF-Pol}}^\dagger \rangle = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{11} & \cdots & \mathbf{T}_{1R} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{T}_{R1} & \cdots & \mathbf{T}_{RR} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.31})$$

$$\text{où } \mathbf{T}_{ij} = \langle \mathbf{k}_i \mathbf{k}_j^\dagger \rangle \quad (\text{IV.32})$$

IV.4 Détection des pixels de comportement TF non stationnaire

La détection des pixels non stationnaires est basée sur l'étude des fluctuations de la variance du signal avec le paramètre ω .

IV.4.1 Cas polarimétrique

IV.4.1.1 Principe

Dans le cadre de données polarimétriques, les variances prennent la forme des matrices $\mathbf{T}_{\mathbf{ii}}$ situées sur la diagonale de la matrice $\mathbf{C}_{\mathbf{TF-Pol}}$. Il s'agit de matrices de cohérence polarimétriques estimées au voisinage de chacun des points. Afin de quantifier la stationnarité de la variance, il convient de mesurer la ressemblance des matrices $\mathbf{T}_{\mathbf{ii}}$ pour $i \in \{1, R\}$. Compte tenu du fait que ces matrices sont affectées par le bruit de speckle, $\mathbf{T}_{\mathbf{ii}}$ est une réalisation d'un processus aléatoire décrit par une loi de WISHART [Ferro-Famil 03b] :

$$p(\mathbf{T}_{\mathbf{ii}}) = \frac{n_i^{3n_i} |\mathbf{T}_{\mathbf{ii}}|^{n_i-3} \exp(-tr(n_i \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \mathbf{T}_{\mathbf{ii}}))}{K(n_i) |\boldsymbol{\Sigma}_i|^{n_i}} \quad (\text{IV.33})$$

où $tr(\mathbf{A})$ est la trace d'une matrice \mathbf{A} , n_i le nombre d'échantillons utilisés pour le calcul de la moyenne spatiale, $K(n_i)$ une constante de normalisation et $\boldsymbol{\Sigma}_i$ la matrice de cohérence polarimétrique vraie. La ressemblance des matrices $\mathbf{T}_{\mathbf{ii}}$ se mesure alors mathématiquement en testant l'hypothèse selon laquelle ces matrices relèvent de la même loi de probabilité, c'est à dire que :

$$\boldsymbol{\Sigma}_1 = \boldsymbol{\Sigma}_2 = \dots = \boldsymbol{\Sigma}_R \quad (\text{IV.34})$$

L'hypothèse de l'équation (IV.34) peut se tester à l'aide d'un rapport de maximum de vraisemblance [Ferro-Famil 03b] selon :

$$\Lambda = \frac{\prod_{i=1}^R |\mathbf{T}_{\mathbf{ii}}|^{n_i}}{|\mathbf{T}_{\mathbf{t}}|^{n_t}} \quad (\text{IV.35})$$

$$\text{où } \mathbf{T}_{\mathbf{t}} = \frac{\sum_{i=1}^R n_i \mathbf{T}_{\mathbf{ii}}}{\sum_{i=1}^R n_i} \text{ et } n_t = \sum_{i=1}^R n_i \quad (\text{IV.36})$$

Une forte valeur du rapport de vraisemblance Λ indique que l'hypothèse testée est valide, c'est à dire que les matrices $\mathbf{T}_{\mathbf{ii}}$ mesurées dans chacune des sous-images sont gouvernées par la même loi de probabilité. Λ atteint des valeurs faibles soit lorsque les lois de probabilité sont différentes (paramètres $\boldsymbol{\Sigma}_i$ différents), soit lorsque les matrices ne suivent pas une loi de WISHART.

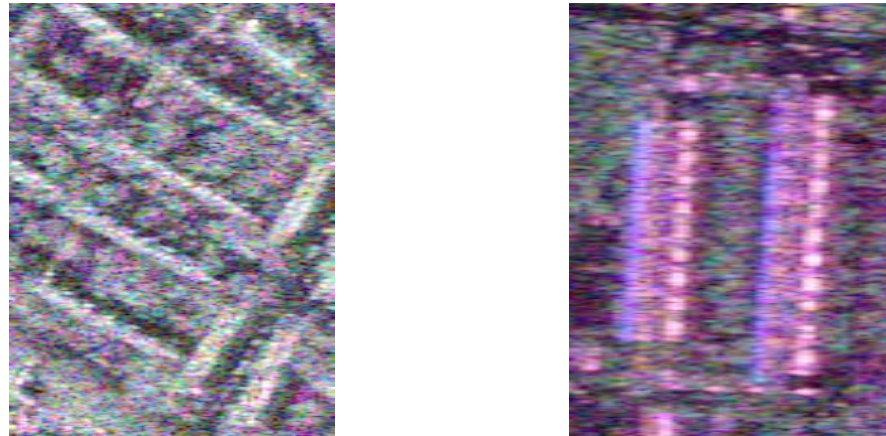
IV.4.1.2 Résultats

La figure IV.17 représente le paramètre Λ sur le site de Dresde. Deux exemples de bâtiments sont également proposés sur la figure IV.18.

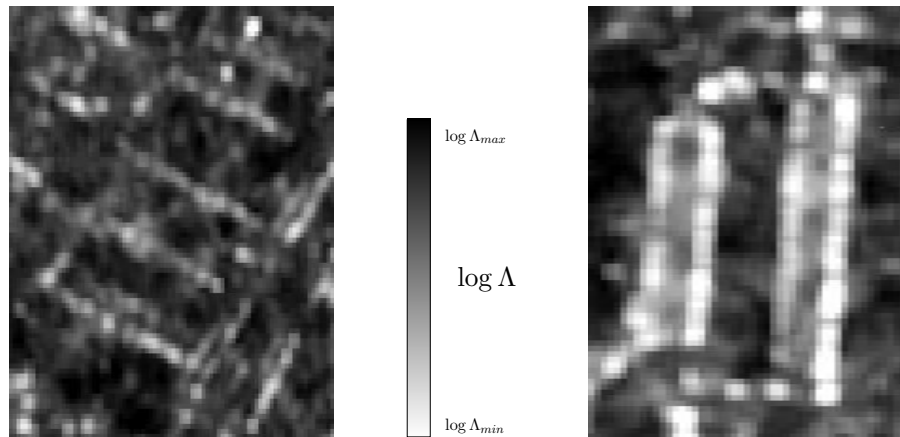
L'analyse des figures IV.17 et IV.18 montre que le comportement attendu est bien celui observé. En effet, sur les zones naturelles, dont le comportement est isotrope



FIG. IV.17 – Indicateur de stationnarité, site de Dresde, 4 sous-images en azimut



(a) Images de PAULI



(b) Tests de stationnarité

FIG. IV.18 – Comportement de l'indicateur de stationnarité sur deux types de bâtiment : orientation quelconque à gauche, orientation parallèle à la trajectoire du radar à droite

en angle et homogène en fréquence, Λ présente des valeurs fortes. Sur les bâtiments faisant face au radar, dont le comportement est hautement anisotrope, l'indicateur atteint logiquement ses valeurs les plus faibles. Les bâtiments d'orientation quelconque sont également distinguables, bien qu'ils présentent un contraste beaucoup plus faible que ceux orientés parallèlement à la trajectoire du radar, comme on peut le voir sur la figure IV.18. Il est vraisemblable que la chute de l'indicateur est due à des variations de paramètres polarimétriques liées aux termes de corrélation polarimétrique qui sont difficilement discernables à l'aide des paramètres H et $\bar{\alpha}$ ou du $SPAN$.

L'information de la figure IV.17 peut être seuillée de façon à produire une classification en pixels stationnaires et pixels non stationnaires. La figure IV.19 présente le résultat d'un seuillage appliqué au test de stationnarité de la figure IV.17.

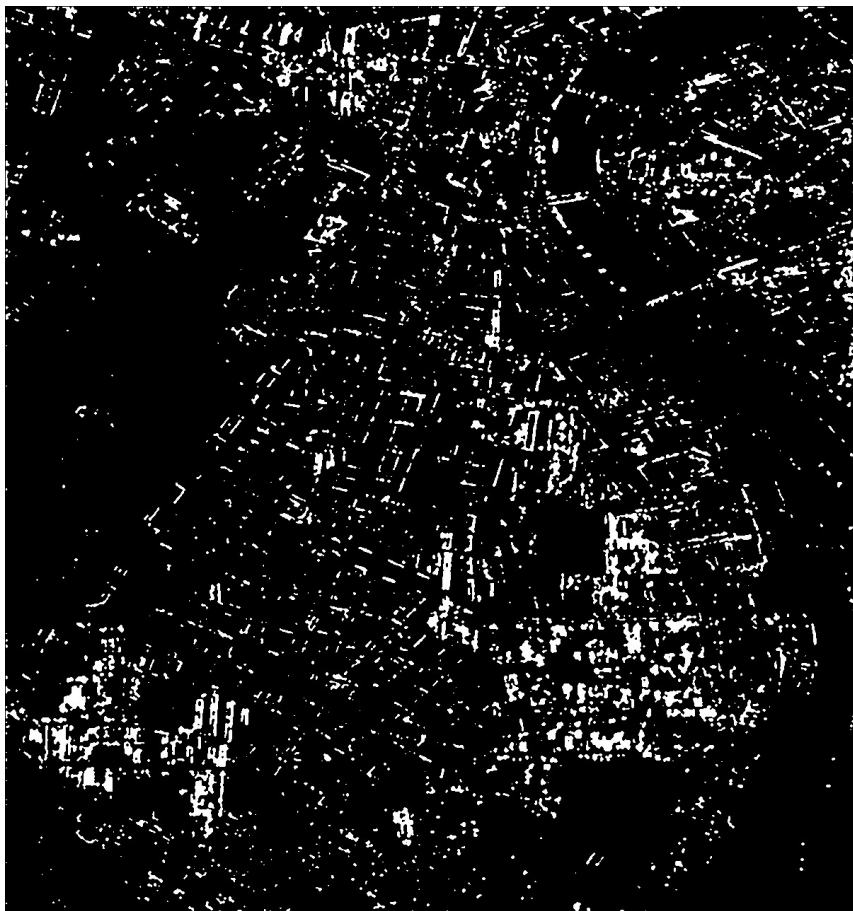


FIG. IV.19 – Détection des pixels non stationnaires

Les bâtiments orientés parallèlement à la trajectoire du radar y sont particulièrement bien identifiés. Les contours de certains bâtiments d'orientation quelconque sont également conservés. Les zones naturelles sont par contre détectées comme stationnaires.

Dans le cas où n_i est identique dans les différentes sous-images ($n_i = n$), le rapport de vraisemblance peut être modifié pour prendre une forme plus classique en écrivant :

$$\Xi = \Lambda^{\frac{1}{n_i}} = \frac{\left| \prod_{i=1}^R \mathbf{T}_{ii} \right|^{\frac{1}{R}}}{\left| \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \mathbf{T}_{ii} \right|} \quad (\text{IV.37})$$

(IV.37) s'apparente en effet à un indicateur de type moyenne géométrique sur moyenne arithmétique. En plus de sa forme plus classique, il présente l'avantage de prendre ses valeurs entre 0 et 1.

IV.4.2 Restriction au cas d'une seule polarisation

IV.4.2.1 Coefficient de stationnarité mono-polarisation

Le détecteur proposé dans le cadre d'une acquisition polarimétrique peut s'appliquer, avec une efficacité moindre, sur des données mono-polarisation. Dans ce cas, la matrice de cohérence polarimétrique se réduit au calcul de l'intensité. Un indicateur simple peut être dérivé de l'indicateur proposé dans le cas polarimétrique :

$$\Xi_m = \frac{\sqrt[R]{\prod_{i=1}^R I_i}}{\frac{1}{R} \sum_{i=1}^R I_i} \quad (\text{IV.38})$$

$$\text{où } I_i = |S_{pq}(\boldsymbol{\omega}_i)|^2 \quad (\text{IV.39})$$

et permet d'obtenir des résultats du type de ceux présentés sur la figure IV.20.

Dans la polarisation choisie (hh), les pixels détectés comme anisotropes sont clairement localisés sur les bâtiments orientés parallèlement à la trajectoire du radar. Les zones de faible réflectivité, et notamment le fleuve, apparaissent également majoritairement non-stationnaires. Cela est vraisemblablement dû à la présence d'interférences lors de l'acquisition des données par le radar. Dans les zones de faible réflectivité, ces interférences ne sont plus négligeables devant la réponse de la scène. Par nature, il s'agit de phénomènes non stationnaires. Ces interférences sont visibles sur les sous-images et créent une fluctuation d'intensité qui fait donc chuter Ξ_m .

IV.4.2.2 Non-stationnarité en polarisation partielle

Il est possible d'appliquer l'approche mono-polarisation sur chacun des canaux d'une mesure polarimétrique. La figure IV.22 présente une composition colorée des indicateurs de non-stationnarité sur chacun des canaux de la base de PAULI.

Il apparaît logiquement que les zones non stationnaires coïncident avec les bâtiments orientés parallèlement à la trajectoire du radar. On peut de même vérifier que pour la majorité d'entre eux, la non-stationnarité est due à un phénomène de type double rebond caractérisé par une couleur rouge-rose dans l'image de PAULI. Néanmoins, on identifie également d'autres comportements parmi les pixels non stationnaires :

- une réponse dans le canal hv pour un pont (partie supérieure droite) et une voie ferrée (partie supérieure gauche)
- des comportements de type simple rebond dans les zones de bâtiments faisant face au radar. L'analyse de la vérité terrain permet effectivement de mettre en évidence dans ces zones des structures propices à l'apparition de phénomènes

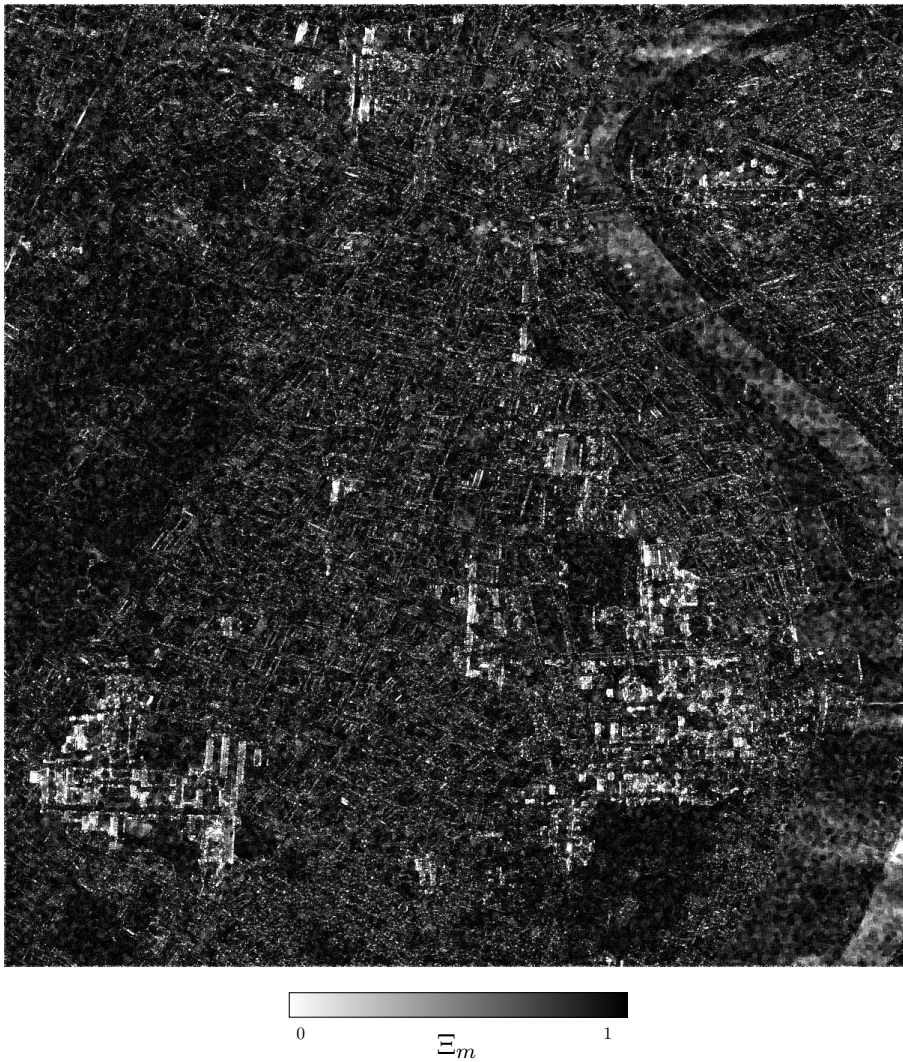


FIG. IV.20 – Indicateur de stationnarité dans le cas mono-polarisation : canal hh

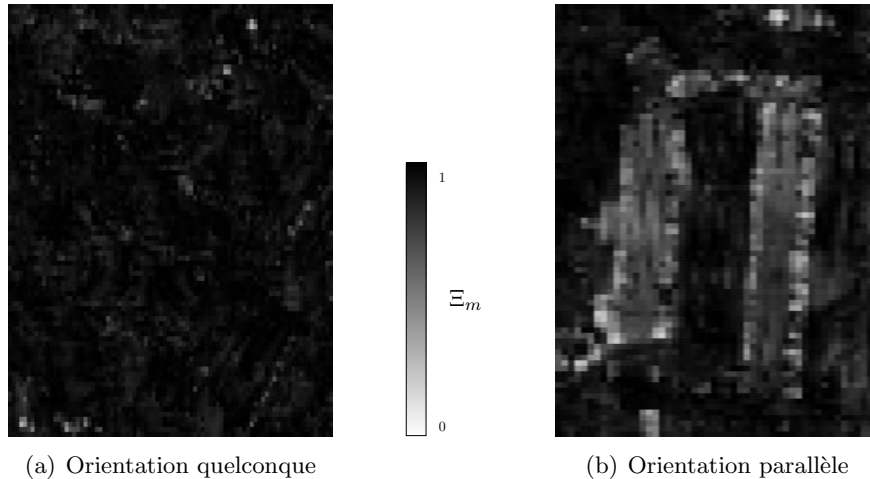


FIG. IV.21 – Comportement de l'indicateur de stationnarité en polarisation hh sur les deux types de bâtiments

de type réflexion de BRAGG ainsi que des pans de toit orientés vers le radar susceptibles d'occasionner des réflexions spéculaires, par nature très anisotropes.

L'indication de non stationnarité obtenue par une analyse canal par canal permet d'estimer la polarisation contenant le mécanisme non stationnaire. Néanmoins, l'efficacité d'une telle analyse est moindre que celle d'une analyse complètement polarimétrique, comme le montrent les figures IV.17 et IV.22. En effet, l'analyse en polarisation partielle se restreint à l'étude des termes diagonaux des matrices de cohérence polarimétrique. Dans l'analyse complètement polarimétrique, la matrice est considérée dans sa globalité ce qui permet de détecter également des non-stationnarités présentes dans les termes de corrélation polarimétrique.

IV.5 Détection des pixels à forte corrélation temps-fréquence

L'utilisation de la corrélation entre sous-images à des fins de détection de cible a été présentée dans [Souyris 03], avec l'intérêt supplémentaire de proposer une méthode tirant partie de l'apport d'information polarimétrique. Néanmoins, son principal inconvénient réside dans la limitation à 2 du nombre de sous-images exploitables. Dans cette partie, une extension au cas de R sous-images est proposée, d'abord dans un contexte mono-polarisation puis dans le cas de données polarimétriques.

IV.5.1 Cas Mono-polarisation

IV.5.1.1 Mesure de la corrélation à partir de la matrice de covariance temps-fréquence - Limitations

Dans le cas de données mono-dimensionnelles, la matrice de covariance temps-fréquence se met sous la forme donnée en (IV.28). [Zandona Schneider 05] propose



FIG. IV.22 – Composition colorée des indicateurs de stationnarité dans les trois canaux de la base de PAULI

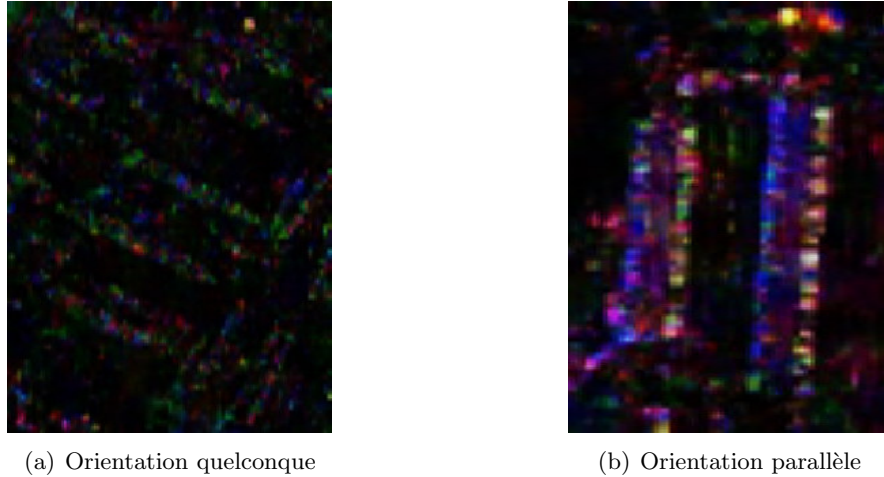


FIG. IV.23 – Comportement de l'indicateur de stationnarité par canal de PAULI sur les deux types de bâtiments

d'exploiter l'information contenue dans les valeurs propres de la matrice pour caractériser la structure de corrélation de la matrice. En effet, celles-ci dépendent fortement des coefficients de corrélation entre les sous-images. Cette relation, qui s'exprime clairement dans le cas de 2 sous-images, n'est pas explicite dans le cas général. On peut néanmoins percevoir cette dépendance au travers d'exemples simples :

- Dans le cas de sous-images totalement décorrélées, la matrice de covariance temps-fréquence est de structure diagonale :

$$\mathbf{C}_{\mathbf{TF}} = \begin{bmatrix} I_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & I_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \cdots & & I_R \end{bmatrix}$$

Les valeurs propres de la matrice sont donc directement accessibles. Dans le cas d'une cible stationnaire, l'intensité dans les différents canaux, qui figure sur la diagonale de la matrice de covariance) est sensiblement constante et le spectre des valeurs propres est donc plat.

- Dans le cas où la corrélation est forte et où la cible est stationnaire, la réponse est quasi identique dans les différentes sous-images et donc, $\gamma_{ij} = \gamma, \forall i, j$:

$$\mathbf{C}_{\mathbf{TF}} = \begin{bmatrix} \gamma & \cdots & \gamma \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma & \cdots & \gamma \end{bmatrix}$$

La décomposition en valeurs et vecteurs propres donne donc une seule valeur propre non nulle et un spectre de valeurs propres très hétérogène.

- Dans un cas intermédiaire, où les différentes sous-images sont partiellement corrélées avec un coefficient identique ρ pour chaque paire de signaux et une puissance égale dans chaque canal, la matrice de covariance temps-fréquence prend la forme :

$$\mathbf{C}_{\text{TF}} = I \begin{bmatrix} 1 & \rho & \cdots & \rho \\ \rho & 1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \rho & \cdots & & 1 \end{bmatrix},$$

Elle possède une valeur propre égale à $I(1 + (R - 1)\rho)$ et $R - 1$ valeurs propres égales à $I(1 - \rho)$, ce qui constitue un intermédiaire entre les deux exemples présentés plus haut.

L'allure du spectre de valeurs propres dépend donc du niveau de corrélation entre les différentes sous-images. L'approche utilisée dans [Zandona Schneider 05], présente néanmoins une limitation forte : l'existence de comportements non stationnaires entraîne une hétérogénéité du spectre des valeurs propres, dont on déduit qu'il existe une forte corrélation entre les sous-images. Or, ce phénomène est indépendant de la corrélation effective entre les sous-images et vient donc parasiter la mesure.

Par exemple, les matrices :

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \epsilon \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1+\epsilon}{2} & \frac{1-\epsilon}{2} \\ \frac{1-\epsilon}{2} & \frac{1+\epsilon}{2} \end{bmatrix}$$

possèdent les mêmes valeurs propres, 1 et ϵ . Pour $\epsilon \ll 1$, elles présentent pourtant des corrélations entre canaux nulles dans le cas de \mathbf{C}_1 et proche de 1 dans le cas de \mathbf{C}_2 .

IV.5.1.2 Normalisation

Afin de pallier ce problème, une normalisation préalable est effectuée [Leducq 05, Ferro-Famil 05b, Ferro-Famil 05a] : les vecteurs cibles temps-fréquence sont divisés par leur variance selon :

$$\hat{\mathbf{k}}_{\text{TF}} = \begin{bmatrix} \frac{S(\omega_1)}{\sqrt{\langle |S(\omega_1)|^2 \rangle}} \\ \frac{S(\omega_2)}{\sqrt{\langle |S(\omega_2)|^2 \rangle}} \\ \vdots \\ \frac{S(\omega_R)}{\sqrt{\langle |S(\omega_R)|^2 \rangle}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.40})$$

La matrice de covariance temps-fréquence normalisée prend alors la forme suivante :

$$\hat{\mathbf{C}}_{\text{TF}} = \langle \hat{\mathbf{k}}_{\text{TF}} \hat{\mathbf{k}}_{\text{TF}}^\dagger \rangle = \begin{bmatrix} 1 & \hat{\gamma}_{1,2} & \cdots & \hat{\gamma}_{1,R} \\ \hat{\gamma}_{1,2}^* & 1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \hat{\gamma}_{1,R}^* & \cdots & & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.41})$$

ce qui fait apparaître les coefficients de corrélation normalisés :

$$\hat{\gamma}_{i,j} = \frac{\langle S(\omega_i) \cdot S(\omega_j)^* \rangle}{\sqrt{\langle |S(\omega_i)|^2 \rangle \langle |S(\omega_j)|^2 \rangle}} \quad (\text{IV.42})$$

La matrice normalisée ne dépend plus que des coefficients de corrélation normalisés, ce qui solutionne le problème d'éventuelles non-stationnarités. Dans l'exemple proposé, les deux matrices s'expriment après normalisation comme :

$$\hat{\mathbf{C}}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } \hat{\mathbf{C}}_2 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1-\epsilon}{1+\epsilon} \\ \frac{1-\epsilon}{1+\epsilon} & 1 \end{bmatrix}$$

dont les valeurs propres sont respectivement $\{1, 1\}$ et $\{\frac{2}{1+\epsilon}, \frac{2\epsilon}{1+\epsilon}\}$. Le spectre des valeurs propres permet maintenant de différencier clairement une corrélation nulle et une très élevée.

IV.5.1.3 Cohérence temps-fréquence

Afin de quantifier l'hétérogénéité du spectre [Zandona Schneider 05] propose de calculer l'entropie du spectre des valeurs propres. Cet outil, bien qu'efficace, est mathématiquement difficile à exploiter. Un indicateur plus simple, du même type que celui utilisé pour l'indicateur de non-stationnarité est choisi. Il s'agit du rapport entre la moyenne géométrique et la moyenne arithmétique :

$$\frac{\sqrt[R]{\prod_{i=1}^R \lambda_i}}{\frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \lambda_i} \quad (\text{IV.43})$$

où $\{\lambda_i, i = 1, \dots, R\}$ est l'ensemble des valeurs propres de $\hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{TF}}$. Pour un spectre de valeurs propres plat ($\lambda_i = \lambda_j$), correspondant à une absence totale de corrélation, le rapport vaut 1, il s'annule dans le cas où l'une des valeurs propres est nulle, c'est à dire pour une corrélation totale. De plus, compte tenu de la forme particulière de la matrice $\hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{TF}}$, on a :

$$\frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \lambda_i = \frac{1}{R} \text{tr}(\hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{TF}}) = 1. \quad (\text{IV.44})$$

On choisit donc de quantifier la corrélation temps-fréquence par la grandeur :

$$\rho_{TF} = 1 - \sqrt[R]{\prod_{i=1}^R \lambda_i} = 1 - \left| \hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{TF}} \right|^{\frac{1}{R}} \quad (\text{IV.45})$$

Par analogie avec le domaine de l'interférométrie, on nomme ce paramètre cohérence temps-fréquence. ρ_{TF} varie par construction entre 0 et 1, les valeurs faibles désignant des pixels dont les sous-images sont décorrélées, les valeurs élevées révélant une forte corrélation.

IV.5.1.4 Résultats

La figure IV.24 présente une image du paramètre ρ_{TF} calculé sur le site de Dresde dans le canal *hh*.

L'indicateur de corrélation construit possède bien les propriétés escomptées. Il prend des valeurs faibles sur les zones naturelles (forêts, prairies, fleuve, ...) ainsi que sur les zones de faible réflectivité dominée par le bruit (routes). En revanche, les bâtiments présentent des réponses à forte corrélation entre sous-images, plus particulièrement sur les contours, sur lesquels se concentrent les structures propres à produire des rétrodiffusions fortes et stables. L'avantage de cet indicateur pour la détection des



FIG. IV.24 – Cohérence temps-fréquence, site de Dresde, canal *hh*, 4 sous-images en azimut

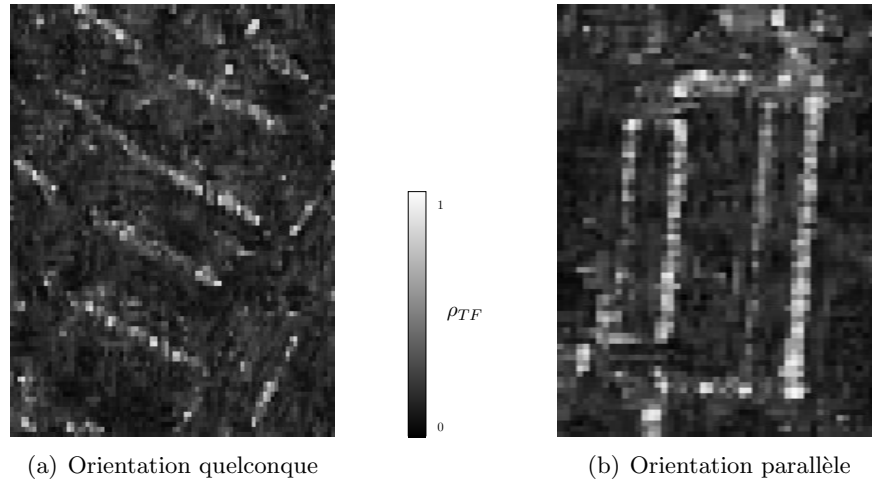


FIG. IV.25 – Comportement de ρ_{TF} en polarisation hh sur les deux types de bâtiments

bâtiments est sa robustesse vis à vis de leur orientation. En effet, bâtiments orientés parallèlement à la trajectoire du radar et bâtiments d'orientation quelconque sont détectés avec la même efficacité.

Cette dernière affirmation, contestable à la vue de la figure IV.24 est pleinement validée par la figure IV.26 qui présente une composition colorée des indicateurs ρ_{TF} correspondant à chacun des canaux de la base de PAULI.

Les bâtiments d'orientation quelconque y apparaissent clairement, principalement pour la polarisation hv comme expliqué dans la partie IV.1.2.2. Les bâtiments orientés parallèlement à la trajectoire du radar présentent un comportement corrélé dans les canaux $hh + vv$ et $hh - vv$. Hormis les bâtiments, la corrélation entre sous-images met en évidence d'autres structures, notamment des lampadaires, identifiables le long des rues dans la partie supérieure de l'image dans le canal $hh - vv$, double réflexion vraisemblablement due à une interaction avec le sol.

IV.5.2 Cas polarimétrique

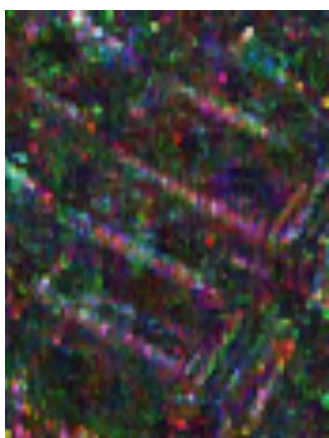
IV.5.2.1 Adaptation de l'indicateur au cas polarimétrique

Le calcul de l'indicateur de corrélation entre sous-images aux différents canaux de polarisation permet la détection et la caractérisation polarimétrique des principaux mécanismes stables présents dans la scène. Néanmoins, l'étude séparée de la corrélation dans les différents canaux de polarisation peut sous-évaluer certains comportements corrélés :

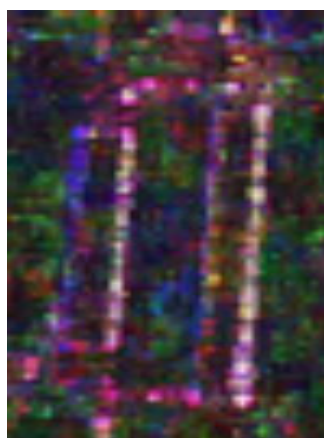
- Sur les cibles dont la réponse polarimétrique ne correspond pas à l'un des canaux choisis pour le calcul de la corrélation entre sous-images, le contraste entre la partie corrélée et la partie décorrélée n'est pas maximal, réduisant ainsi les possibilités de discrimination.
- Dans le cas de cibles présentant un comportement corrélé mais non stationnaire, on peut observer une variation de la réponse polarimétrique du mécanisme dans



FIG. IV.26 – Composition colorée des images de ρ_{TF} obtenues sur chacun des canaux de la base de PAULI



(a) Orientation quelconque



(b) Orientation parallèle

FIG. IV.27 – Comportement de ρ_{TF} par canal de PAULI sur les deux types de bâtiments

les différentes sous-images. Le caractère corrélé de la réponse est donc perdu lors d'une étude mono-polarisation.

L'extension au cas de données polarimétriques a donc pour but de pallier ces deux problèmes.

La solution choisie consiste à généraliser au cas de R sous-images les procédés d'optimisation polarimétrique, développés dans le cadre de l'interférométrie polarimétrique dans [Cloude 98] et dans celui de la corrélation entre sous-images dans [Souyris 03]. Cette généralisation s'obtient en étendant la normalisation proposée dans le cas d'images mono-polarisation aux données polarimétriques. Le but de la normalisation étant de s'affranchir des fluctuations des comportements polarimétriques du signal dans les différentes sous-images, on procède à la normalisation de la matrice de covariance $\mathbf{C}_{\mathbf{TF-Pol}}$ en blanchissant chacun des vecteurs cibles polarimétriques qui composent le vecteur cible temps-fréquence polarimétrique. Après blanchiment celui-ci s'écrit :

$$\hat{\mathbf{k}}_{\mathbf{TF-Pol}} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{11}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{k}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{T}_{RR}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{k}_R \end{bmatrix} \quad (\text{IV.46})$$

où \mathbf{k}_i et \mathbf{T}_{ii} ont été définis en (IV.30) et (IV.32). La matrice de covariance temps-fréquence polarimétrique prend alors la forme :

$$\hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{TF-Pol}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{\Gamma}_{1,2} & \cdots & \mathbf{\Gamma}_{1,R} \\ \mathbf{\Gamma}_{2,1} & \mathbf{I} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{\Gamma}_{R,1} & \cdots & \cdots & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.47})$$

$$\text{où } \mathbf{\Gamma}_{ij} = \mathbf{T}_{ii}^{-1/2} \mathbf{T}_{ij} \mathbf{T}_{jj}^{-1/2} \quad (\text{IV.48})$$

La cohérence temps-fréquence polarimétrique est alors calculée de la même façon que dans le cas mono-polarisation par :

$$\rho_{TF-Pol} = 1 - \left| \hat{\mathbf{C}}_{\mathbf{TF-Pol}} \right|_{3R}^{\frac{1}{3R}} \quad (\text{IV.49})$$

La mise en œuvre d'une matrice de covariance temps-fréquence polarimétrique permet de solutionner les deux problèmes mentionnés plus haut. Pour illustrer le comportement de la corrélation temps-fréquence dans le cas de polarisations ne coïncidant pas avec la base choisie pour l'expression des signaux, considérons le cas d'une cible dont la matrice de covariance temps-fréquence s'exprime dans la base de Pauli par :

$$\mathbf{C}_{\mathbf{TF-Pol}P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Il s'agit d'une cible dont la réponse présente une corrélation forte dans le canal $hh+vv$ et nulle dans les autres canaux de la base de Pauli. Les matrices de covariance temps-fréquence mono-polarisation sont des sous-matrices de la matrice polarimétrique, obtenues en ne conservant que les lignes et colonnes correspondant à la polarisation choisie :

$$\mathbf{C}_{\mathbf{TF}hh+vv} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{\mathbf{TF}hh-vv} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{\mathbf{TF}hv} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

et conduisent aux cohérences temps-fréquence suivantes :

$$\rho_{TFhh+vv} = 1, \rho_{TFhh-vv} = 0, \rho_{TFhv} = 0.$$

Dans la base lexicographique, on a :

$$\mathbf{C}_{\mathbf{TF-Pol}L} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

D'où,

$$\mathbf{C}_{\mathbf{TF}hh} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{\mathbf{TF}hv} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{\mathbf{TF}vv} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix},$$

et

$$\rho_{TFhh} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}, \rho_{TFhv} = 0, \rho_{TFvv} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Selon que la base choisie pour le calcul des corrélations temps-fréquence correspond ou non au mécanisme corrélé, on peut observer une concentration ou une dilution de l'information de corrélation. Sous la forme matricielle polarimétrique par contre, quelle que soit la base choisie, les valeurs propres de la matrice sont identiques car issues de matrices semblables. Dans le cas présent, le spectre des valeurs propres est $\{2; 1; 1; 1; 1; 0\}$ et la corrélation temps-fréquence vaut donc 1. Sous sa forme polarimétrique, l'indicateur de corrélation entre sous-images est donc plus robuste, car indépendant de la base de polarisation choisie.

Le cas d'un mécanisme dont la réponse corrélée change de polarisation dans les différentes sous-images peut être illustré par l'étude de la matrice de covariance temps-fréquence polarimétrique à $R = 2$ suivante :

$$\mathbf{C}_{\mathbf{TF-Pol}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Une corrélation forte existe entre le canal $hh + vv$ dans la première sous-image et le canal $hh - vv$ dans la deuxième. Une étude canal par canal conduit à éliminer tous les termes de corrélation croisée intra et inter sous-images. Les matrices de covariance temps-fréquence par canal sont toutes de la forme :

$$\mathbf{C}_{\mathbf{TF}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

et les cohérences temps-fréquence associées sont donc nulles. Prise dans sa globalité, la matrice possède le spectre de valeurs propres $\{2; 1; 1; 1; 1; 0\}$ et une corrélation temps-fréquence donc égale à 1. A l'instar des techniques en polarisation partielle qui ne permettent pas d'obtenir d'aussi bons résultats qu'avec des techniques utilisant toute l'information polarimétrique, l'analyse des corrélations entre sous-images canal par canal constitue une version sous-optimale de l'analyse de la matrice de covariance temps-fréquence polarimétrique.

Cependant, l'utilisation de la matrice $\mathbf{C}_{\text{TF-Pol}}$, si elle permet de prendre en compte l'influence des corrélations croisées entre sous-images, introduit également ces corrélations à l'intérieur même d'une sous-image. Considérons par exemple la matrice de covariance temps-fréquence polarimétrique suivante :

$$\mathbf{C}_{\text{TF-Pol}} = \begin{bmatrix} 1 & \rho & 0 & \gamma & \gamma\rho & 0 \\ \rho^* & 1 & 0 & \gamma\rho^* & \gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \gamma^* & \gamma^*\rho & 0 & 1 & \rho & 0 \\ \gamma^*\rho^* & \gamma^* & 0 & \rho^* & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

L'information de corrélation entre sous-images, γ , est polluée par l'information de corrélation polarimétrique, ρ . En effet, le calcul des valeurs propres de la matrice donne :

$$\{1; 1; (1 + |\rho|)(1 + |\gamma|); (1 + |\rho|)(1 - |\gamma|); (1 - |\rho|)(1 + |\gamma|); (1 - |\rho|)(1 - |\gamma|)\}$$

d'où,

$$\rho_{\text{TF-Pol}} = 1 - \sqrt[6]{(1 + |\rho|)^2(1 + |\gamma|)^2(1 - |\rho|)^2(1 - |\gamma|)^2}.$$

La normalisation opérée par blanchiment des vecteurs cibles polarimétrique solutionne le problème puisque :

$$\hat{\mathbf{C}}_{\text{TF-Pol}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \gamma & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \gamma^* & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma^* & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

et

$$\rho_{\text{TF-Pol}} = 1 - \sqrt[6]{1 - |\gamma|^4}.$$

IV.5.2.2 Résultats

Le calcul de la cohérence temps-fréquence polarimétrique sur les données du site de Dresde conduit au résultat de la figure IV.28. Comparativement à l'indicateur mono-polarisation (figure IV.24), le nombre de structures détectées est évidemment plus important. Par rapport à la version "partiellement polarimétrique" de la figure IV.26, on note un meilleur contraste, résultat du caractère adaptatif de la version totalement polarimétrique, adaptation aux états de polarisations quelconques ainsi qu'aux changements de polarisation du mécanisme corrélé entre les sous-images.

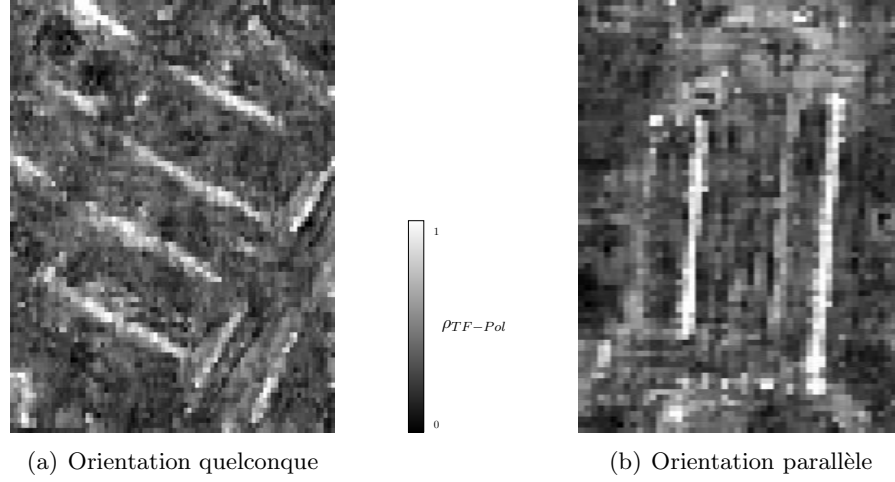
IV.5.3 Interprétation des vecteurs propres de la décomposition

Bien qu'elle produise des résultats de détection moins bons, l'utilisation de la méthode mono-polarisation canal par canal présente l'avantage de permettre une visualisation liée au comportement polarimétrique du mécanisme corrélé, ce que ne permet pas a priori la cohérence temps-fréquence polarimétrique. Afin de pallier ce problème, il est possible de mettre à profit l'information contenue dans les vecteurs propres issus de la décomposition. Ceux-ci peuvent être vus comme la concaténation de R vecteurs cibles, c'est à dire un vecteur cible $\boldsymbol{\kappa}_i$ par sous-image :

$$\hat{\mathbf{v}}_i = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\kappa}_{i1} \\ \vdots \\ \boldsymbol{\kappa}_{iR} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.50})$$



FIG. IV.28 – Cohérence temps-fréquence polarimétrique, site de Dresde, 4 sous-images en azimut

FIG. IV.29 – Comportement de ρ_{TF-Pol} sur les deux types de bâtiments

Le vecteur propre $\hat{\mathbf{v}}_i$ représentant le mécanisme le plus corrélé est celui associé à la plus forte valeur propre, $\hat{\mathbf{v}}_1$. La prise en compte de ces R vecteurs cibles, chacun associé à une sous-image, permet de connaître le comportement polarimétrique du mécanisme de rétrodiffusion dans les différentes sous-images.

Cependant, la normalisation a modifié l'information physiquement interprétable contenue dans la matrice $\hat{\mathbf{C}}_{TF-Pol}$. Les vecteurs propres de $\hat{\mathbf{C}}_{TF-Pol}$ ne sont pas ceux de \mathbf{C}_{TF-Pol} . Il est donc nécessaire de procéder à une transformation inverse des vecteurs propres de la matrice $\hat{\mathbf{C}}_{TF-Pol}$. Celle-ci étant hermitienne, elle peut s'écrire :

$$\hat{\mathbf{C}}_{TF-Pol} = \sum_{i=1}^{3R} \lambda_i \hat{\mathbf{v}}_i \hat{\mathbf{v}}_i^\dagger \quad (IV.51)$$

Elle est déduite de la matrice de covariance temps-fréquence par :

$$\hat{\mathbf{C}}_{TF-Pol} = \mathbf{W} \mathbf{C}_{TF-Pol} \mathbf{W}^\dagger \quad (IV.52)$$

$$\text{où } \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{11}^{-1/2} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{T}_{22}^{-1/2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \cdots & \cdots & \mathbf{T}_{RR}^{-1/2} \end{bmatrix} \quad (IV.53)$$

$$(IV.54)$$

En utilisant (IV.51) et (IV.52), et en notant que \mathbf{W} est hermitienne, on obtient :

$$\mathbf{C}_{TF-Pol} = \mathbf{W}^{-1} \left(\sum_{i=1}^{3R} \lambda_i \hat{\mathbf{v}}_i \hat{\mathbf{v}}_i^\dagger \right) \mathbf{W}^{-1} \quad (IV.55)$$

$$= \sum_{i=1}^{3R} \lambda_i \left(\mathbf{W}^{-1} \hat{\mathbf{v}}_i \hat{\mathbf{v}}_i^\dagger \mathbf{W}^{-1} \right) \quad (IV.56)$$

Pour être interprétables, les vecteurs propres de $\hat{\mathbf{C}}_{\text{TF-Pol}}$ doivent donc être transformés selon :

$$\mathbf{v}_i = \mathbf{W}^{-1}\hat{\mathbf{v}}_i \quad (\text{IV.57})$$

Chaque vecteur propre, \mathbf{v}_i , peut alors être décomposé en R vecteurs cibles polarimétriques, $\{\mathbf{T}_{\text{jj}}^{-1/2}\kappa_{ij}, j = 1 \dots R\}$, permettant de caractériser le mécanisme considéré dans les différentes sous-images.

Le vecteur propre associé à la valeur propre la plus forte n'est significatif que sur les cibles dont la cohérence temps-fréquence est forte. En effet, sur les cibles de faible cohérence, la matrice $\hat{\mathbf{C}}_{\text{TF-Pol}}$ tend vers l'identité et les vecteurs propres perdent tout sens physique.

La figure IV.30 présente une image de PAULI du premier vecteur propre. Afin de ne conserver que les pixels significatifs, l'image est pondérée par le résultat de cohérence temps-fréquence polarimétrique, $\rho_{\text{TF-Pol}}$. Le premier vecteur propre (de taille $3R$) est formé de R vecteurs cibles, un seul de ceux-ci a donc été choisi.

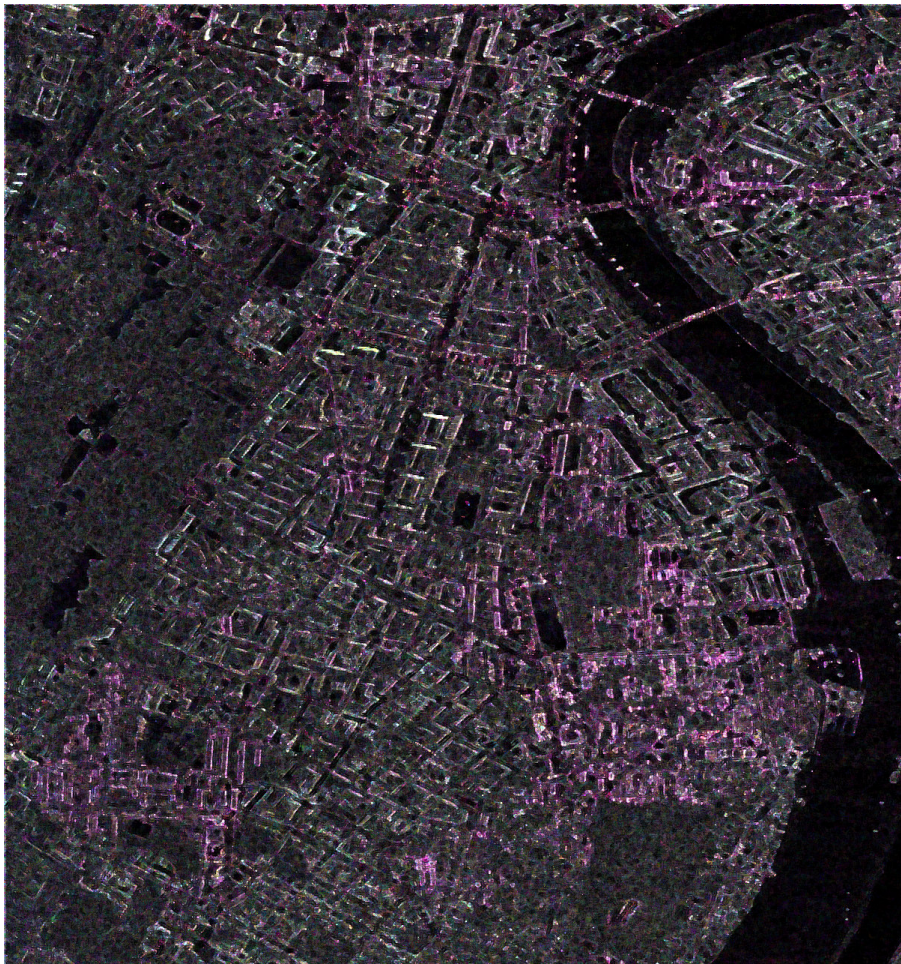


FIG. IV.30 – Image de PAULI du premier vecteur propre dans l'une des sous-images, pondérée par $\rho_{\text{TF-Pol}}$.

L'information disponible sur la figure IV.30 concorde avec celle observée sur la figure IV.26. On observe cependant que l'image du premier vecteur propre permet une meilleure discrimination des bâtiments, notamment dans la partie inférieure de l'image. Cette amélioration est évidemment due au caractère optimal de l'indicateur polarimétrique mentionné plus haut. La figure IV.30 présente également une coloration moins marquée. Il est vraisemblable que cela est dû à l'optimisation polarimétrique réalisée par le blanchiment. L'application d'une méthode mono-polarisation canal par canal a en effet tendance à favoriser les mécanismes les plus proches des canaux de polarisation de la base choisie, d'où une idéalisation du résultat. La méthode polarimétrique au contraire permet une description plus exacte et donc moins idéale du mécanisme. L'image correspondante apparaît donc moins "colorée".

IV.5.4 Influence du filtrage

L'utilisation d'une décomposition en valeurs et vecteurs propres de $\hat{\mathbf{C}}_{\text{TF-Pol}}$ pose le problème de la singularité matricielle. La détection des réponses anisotropes utilise des matrices 3×3 et ne nécessite donc pas un filtrage important pour assurer un bon conditionnement. Au contraire, pour la détection des réponses cohérentes, il est nécessaire de filtrer un nombre d'échantillons important. L'existence de singularités dans la matrice $\hat{\mathbf{C}}_{\text{TF-Pol}}$ entraîne l'apparition de valeurs propres nulles, et donc la saturation de l'indicateur de cohérence.

Le filtre de LEE utilisé effectue une pondération entre la valeur du pixel considéré, y , et la valeur moyennée sur le voisinage du point, \bar{y} [Lee 99] :

$$\hat{x} = k y + (1 - k)\bar{y} \quad (\text{IV.58})$$

$$\text{avec } k = \frac{\text{var}(y) - \bar{y}^2 \sigma_n^2}{\text{var}(y)(1 + \sigma_n^2)} \quad (\text{IV.59})$$

où \hat{x} est la valeur estimée, $\text{var}(y)$ est la variance du signal estimée sur le voisinage et σ_n^2 est la variance du bruit multiplicatif (reliée au nombre de vue équivalent des données). La pondération favorise la contribution initiale du pixel lorsque le contraste est élevé ($k \rightarrow 1$) et la valeur moyennée lorsque le contraste est faible ($k \rightarrow 0$). Pour des forts contrastes, la matrice tend à se singulariser et la cohérence tend vers 1. Plus précisément, la singularité devient probable lorsqu'à la fois le nombre k est proche de 1 et que le contraste est positif, c'est à dire que le pixel considéré est de valeur supérieure à son voisinage (dans le cas contraire l'influence de k est contrebalancée par la faiblesse de y par rapport à \bar{y}).

Afin de tester cette hypothèse l'indicateur suivant est construit :

$$\xi = k\eta \quad \text{avec } \eta = \frac{y - \bar{y}}{y + \bar{y}} \quad (\text{IV.60})$$

La figure IV.31 compare les résultats de détection obtenus avec cet indicateur et avec $\rho_{\text{TF-Pol}}$.

Les résultats obtenus sont similaires. Néanmoins, ce résultat n'est pas étonnant puisque les cibles cohérentes sont principalement des bâtiments qui par nature possèdent un contraste fort.

L'utilisation du filtrage de LEE entraîne donc une surestimation des réponses cohérentes puisque les cibles dotées d'un fort contraste sont invariablement détectées

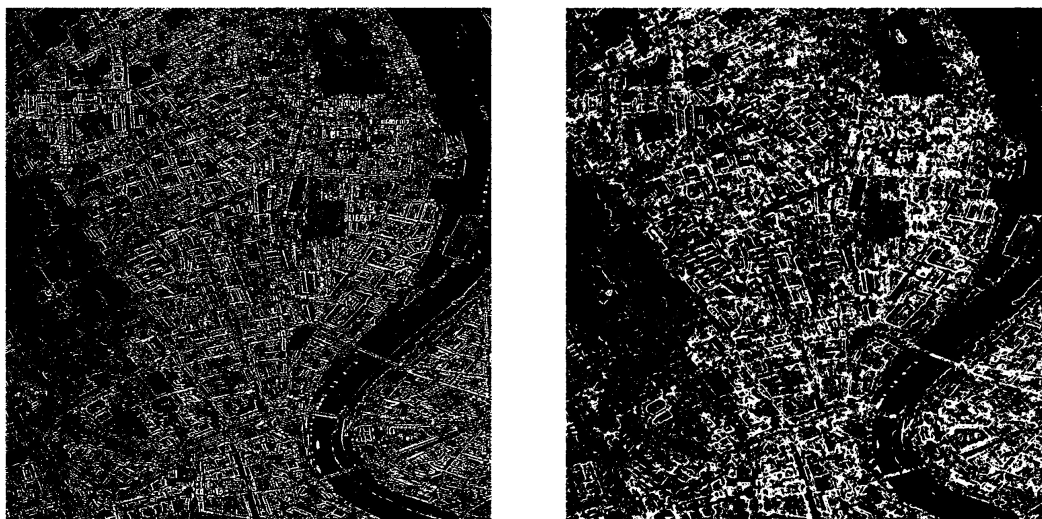
(a) Détection des pixels à partir de ξ (b) Détection des pixels à partir de ρ_{TF-Pol}

FIG. IV.31 – Résultat de détection construit à partir du span seul

comme cohérentes. Ce problème est inhérent aux méthodes d'estimation de cohérence en milieux hétérogènes, mais est accentué par le filtre de LEE. Afin d'en minimiser l'influence, le résultat précédent peut être affiné en testant de nouveau les pixels sélectionnés. Une cohérence temps-fréquence calculée en forçant k à 0 est alors utilisée. Le résultat de ce post-traitement est présenté sur la figure IV.32. On peut voir que de nombreuses détections isolées sont éliminées lors du post-traitement. k peut prendre des valeurs élevées également sur les bâtiments ce qui explique que certaines réponses de bâtiments puissent également être éliminées.

IV.6 Application à la caractérisation d'environnements urbains

Les concepts de stationnarité et de cohérence temps-fréquence se sont montrés adaptés pour identifier les cibles artificielles dans les images SAR, éventuellement polarimétriques. Ils ont l'intérêt d'étudier des aspects différents du signal et sont donc potentiellement complémentaires. Par ailleurs, ce sont des notions porteuses de sens physique, ce qui ouvre des possibilités pour l'interprétation des mécanismes de rétro-diffusion intervenant lors de la mesure SAR.

IV.6.1 Complémentarité stationnarité/cohérence temps-fréquence pour la détection de cibles artificielles

Les mesures de stationnarité et de cohérence dans le domaine temps-fréquence, permettent une détection efficace des cibles artificielles dans les images SAR, tout en faisant appel à des caractéristiques différentes des signaux. Il paraît donc intéressant d'envisager une analyse conjointe de la stationnarité et de la cohérence.

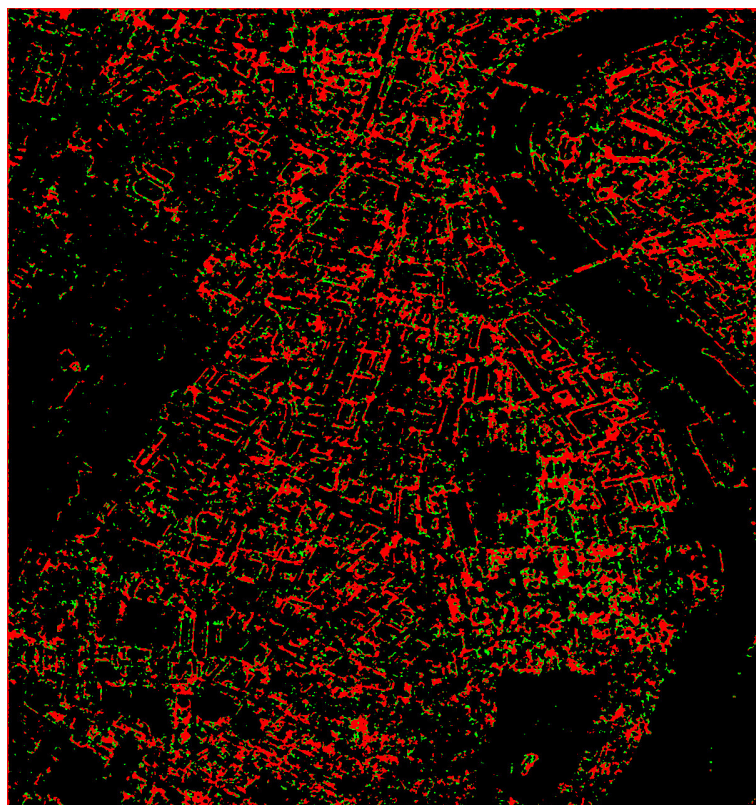


FIG. IV.32 – Test des pixels cohérents en forçant k à 0 : pixels conservés en rouge, pixels éliminés en vert

La fusion des deux informations peut prendre la forme d'une classification. Les deux indicateurs sont alors seuillés pour donner deux images binarisées dont la réunion produit une classification à 4 labels :

- Les pixels cohérents et stationnaires sont caractérisés par ρ_{TF-Pol} et Ξ élevés. Ils correspondent à un terme $\mathbf{t}(\boldsymbol{\omega})$ dominant dans le modèle (IV.2).
- Les pixels cohérents et non stationnaires (ρ_{TF-Pol} élevé et Ξ bas), sont également décrits par le terme $\mathbf{t}(\boldsymbol{\omega})$, mais possèdent un comportement polarimétrique fluctuant.
- Les pixels non cohérents (ρ_{TF-Pol} faible) et stationnaires (Ξ élevé) sont caractérisés par un terme $\mathbf{c}(\boldsymbol{\omega})$ dominant dans (IV.2).
- Les pixels non cohérents et non stationnaires (ρ_{TF-Pol} et Ξ faibles) présentent également un terme $\mathbf{c}(\boldsymbol{\omega})$ dominant, mais une forte variabilité.

La figure IV.33 présente le résultat de la classification obtenue en fusionnant les informations de cohérence et de stationnarité établies sur les données du site de Dresde.

L'allure générale du résultat de classification confirme l'efficacité des indicateurs proposés pour l'identification des cibles artificielles dans l'image. De plus, l'observation de l'histogramme bidimensionnel démontre leur complémentarité. On remarque en effet des différences sensibles entre les classifications en stationnaire/non stationnaire d'une part et cohérent/non cohérent d'autre part, différences qui sont porteuses d'information sur la physique du mécanisme de rétrodiffusion :

- les zones naturelles sont associées aux pixels non cohérents mais stationnaires (en vert). Elles peuvent être décrites par un bruit de speckle, et leur comportement aléatoire leur confère une faible cohérence temps-fréquence. Par contre le comportement moyen est stationnaire. Sont également comptabilisés dans cette classe, les pixels des zones de faible réflectivité, tels les toits plats, les routes, le fleuve, sur lesquels le bruit (provenant du système lui même ou résultant des influences des lobes secondaires des pixels voisins) est dominant.
- La classe des pixels cohérents et stationnaires (en blanc) regroupe la majorité des bâtiments d'orientation quelconque. Ceux-ci sont en effet constitués de réflecteurs dont la réponse est forte et domine le fouillis radar et dont la structure possède une réponse électromagnétique constante sur la bande de fréquence utilisée et sur le domaine angulaire d'illumination.
- Les bâtiments orientés parallèlement à la trajectoire du radar sont détectés comme cohérents mais non stationnaires. Les réflecteurs présents sur ces bâtiments sont effectivement observés au voisinage d'angles pour lequel leur comportement est très anisotrope (structures de type dièdre ou surfaces planes pour des angles voisins des angles de réflexion spéculaire par exemple). D'autres bâtiments, d'orientation quelconque sont également identifiés comme cohérents et non stationnaires. Il s'agit vraisemblablement de bâtiments portant des réflecteurs anisotropes sur leur façade ou leur toit.
- La dernière classe (en rouge) est celle des pixels non cohérents et non stationnaires. La figure IV.33 montre qu'il s'agit majoritairement de pixels localisés à proximité des bâtiments orientés parallèlement au radar. Plus précisément Les pixels concernés correspondent à des zones de layover, pour lesquelles les contributions de plusieurs parties du bâtiment (en l'occurrence façade, toit et sol situé

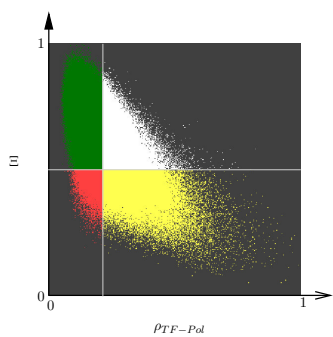


FIG. IV.33 – Classification des pixels selon leur comportement temps-fréquence. (Haut) Résultat sur le site de Dresde : pixels cohérents et stationnaires en blanc, cohérents et non stationnaires en jaune, non cohérents et stationnaires en vert et non cohérents et non stationnaires en rouge. (Bas) Histogramme associé.

en avant du bâtiment) interviennent dans la même cellule de résolution. Le phénomène de layover existe également sur les bâtiments d'orientation quelconque. Néanmoins, on peut penser que les réflecteurs présents sur la façade et le toit possèdent une réflectivité plus faible dans ce cas. De plus, du fait de l'orientation des bâtiments, la zone concernée par le layover est d'extension plus faible et donc plus facilement masquée par les contributions de l'arête du toit ou de la structure dièdre formée par le sol et le mur.

IV.6.2 Complémentarité avec l'interférométrie

L'interférométrie SAR est une technique utilisant deux images mesurées pour des angles d'incidence très légèrement différents. Si s_1 et s_2 sont les deux signaux mesurés, on forme la cohérence interférométrique :

$$\gamma = \frac{\langle s_1 \cdot s_2^* \rangle}{\sqrt{\langle |s_1|^2 \rangle \langle |s_2|^2 \rangle}} \quad (\text{IV.61})$$

dont la phase peut être reliée à l'altitude du contributeur dont la réponse a été mesurée et le module renseigne sur la stabilité du mécanisme lors des deux acquisitions. Pour une approche complète de la technique, on peut se référer à [Bamler 98]. Une extension de l'interférométrie au cas de données polarimétriques (PolInSAR) a été proposée et notamment un procédé d'optimisation de la cohérence (procédé que nous avons adapté au cadre temps-fréquence). Cette approche, décrite dans [Cloude 98, Papathanassiou 99] conduit aux résultats présentés sur la figure IV.34.

Les cohérences interférométriques optimales, comme la cohérence temps-fréquence, présentent des valeurs élevées sur les cibles artificielles. Cependant, elles sont également fortes sur certains environnements naturels, notamment sur les surfaces. Sur les forêts par contre, seule la cohérence polarimétrique optimale la plus forte, correspondant au mécanisme du sol, est significative. Finalement, sur les zones de très faible réflectivité (fleuve, routes), dominées par le bruit, toutes les cohérences optimales sont faibles.

L'utilisation de la cohérence interférométrique pour la détection des bâtiments est donc difficile. On peut notamment observer dans la figure IV.34 des zones de forte cohérence interférométrique dans le coin inférieur gauche de l'image, ainsi qu'au milieu de l'image (légèrement sur la droite) et à droite près du fleuve. Ces zones correspondent à des milieux naturels comme le montre le résultat de classification de la figure IV.33.

L'information temps-fréquence peut donc intervenir pour discriminer les deux types de réponse, en complément de l'information PolInSAR, cette dernière étant utile pour la distinction des différents types d'environnement naturel : forêt, prairie, étendue d'eau. La figure IV.35 donne les résultats de la classification temps-fréquence proposée et d'une classification basée sur l'information PolInSAR [Ferro-Famil 03a], illustrant ainsi la complémentarité des deux approches.

IV.6.3 Application à la cartographie automatique

Le résultat de l'analyse temps-fréquence peut être exploité pour localiser les bâtiments dans la scène. A titre d'exemple, les premiers résultats d'une analyse conduite sur le résultat de la classification sont présentés ici.



FIG. IV.34 – Composition colorée des cohérence PolInSAR optimales : γ_{opt1} , γ_{opt2} , γ_{opt3}

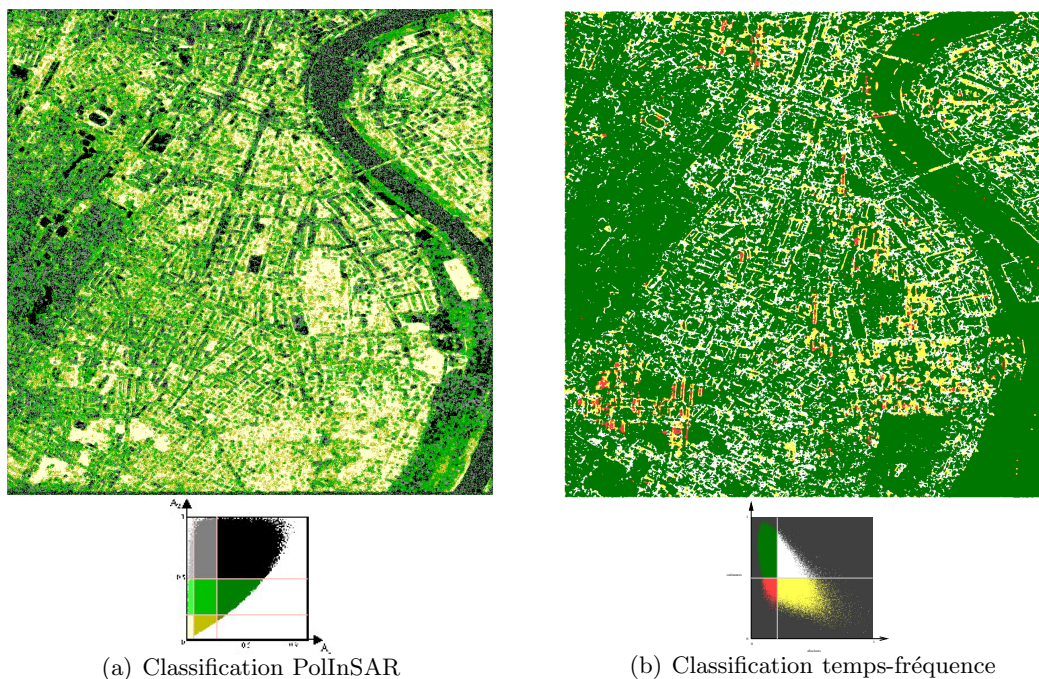


FIG. IV.35 – Comparaison de classifications PolInSAR et temps-fréquence

L'information de classification est binarisée et tous les pixels correspondant à des cibles artificielles, c'est à dire n'appartenant pas à la classe des pixels non cohérents et stationnaires sont conservés. On recherche dans cette image les structures en forme de L en utilisant une transformée de HOUGH généralisée. Le L est défini par la longueur de ses deux branches et son orientation dans l'image. Les deux branches sont supposées orthogonales dans la scène, on effectue ensuite une projection de la forme dans le plan radar.

La procédure utilisée pour estimer la position des bâtiments est présentée sur l'algorithme 3. Le résultat obtenu est donné sur La figure IV.36.

IV.6.4 Complémentarité avec la polarimétrie - Application à la caractérisation des bâtiments

L'information temps-fréquence peut être complétée par l'exploitation des caractéristiques polarimétriques. En particulier, l'angle polarimétrique α est utile pour caractériser les cibles artificielles. La figure IV.37 présente une image de l'angle α_1 calculé sur les cibles artificielles, superposée à une image de SPAN. Sont considérés comme correspondant à des cibles artificielles, les pixels présentant un comportement cohérent et/ou stationnaire. L'angle α_1 est calculé à partir des matrices de cohérence polarimétrique, moyennées sur des cluster, c'est à dire sur des ensembles de pixels voisins appartenant à la même classe.

Afin de fournir une estimation du type d'interaction électromagnétique, la carte des angle α_1 mesurés est binarisée avec un seuil de $\frac{\pi}{4}$. Les valeurs d'angle supérieures au seuil sont associées à des mécanismes de type double réflexion tandis que les va-



FIG. IV.36 – Localisation de bâtiments par reconnaissance de forme dans la carte des pixels artificiels : composition colorée du *SPAN* en vert et de l'emplacement estimé des bâtiments en rouge

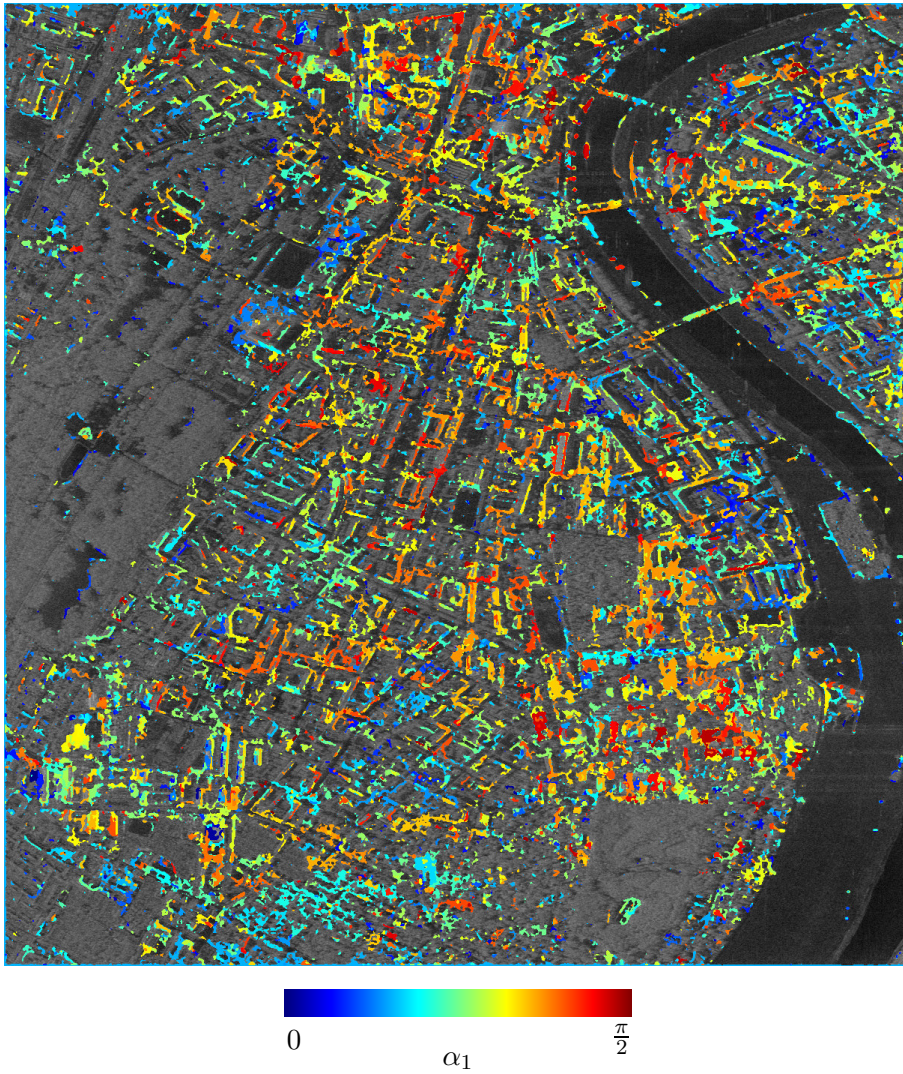


FIG. IV.37 – Paramètre α sur les cibles artificielles superposé au SPAN

Algorithme 3 Détection de forme en L dans le résultat de classification TF**Entrées:** Une donnée binaire (carte des pixels artificiels) : $M(x, y)$ Calcul du gradient complexe de M : $G_M = \frac{dM}{dx} + i \frac{dM}{dy}$ Initialisation d'une carte de corrélation $\gamma(x, y) = 0$ **pour** toutes les orientations **faire** **pour** différentes longueurs des 2 branches **faire**

Définition de la forme, projection dans le plan radar et calcul de son gradient complexe

 Calcul de la corrélation avec le gradient complexe de la donnée initiale $\rho(x, y)$ **pour** tous les points (x, y) de l'image **faire** **si** $\rho(x, y) > \gamma(x, y)$ **alors** $\gamma(x, y) = \rho(x, y)$ Sauvegarde des paramètres de la forme actuelle dans $\mathbf{P}(x, y)$ **fin si** **fin pour** **fin pour**Sélection des points les plus représentatifs à partir de $\gamma(x, y)$ (choix des points où la valeur de la corrélation est élevée et qui sont des maxima locaux).Construction d'une image des empreintes à partir de $\mathbf{P}(x, y)$ sur les points sélectionnés.

leurs inférieures sont supposées correspondre à des interactions simples ou triples. Les réflexions simples ou triples, caractérisées par des angles α_1 proches peuvent être distinguées par leur comportement temps-fréquence. En effet, les structures de type trièdre ont un comportement angulaire qui peut être considéré comme stable sur une large plage angulaire. À l'inverse, les interactions simples, qui peuvent être dues à des réflexions spéculaires ou à des mécanismes de type BRAGG présentent un caractère fortement anisotrope. Parmi les pixels dont l'angle α_1 est faible, les pixels classés comme non stationnaires sont donc supposés correspondre à une cible de type surface et les pixels classés comme stationnaires à une cible de type trièdre. La figure IV.38 présente le résultat de la classification sur le site de Dresde.

La classification fait apparaître une majorité de comportement de type dièdre. Cette observation semble logique, puisque les structures formées par l'association des murs et des sols leur faisant face dominant dans les paysages urbains, en nombre et en taille. Les structures de type trièdre sont principalement visibles dans les zones où les bâtiments sont orientés de façon quelconque. Au contraire, les mécanismes de simple réflexion apparaissent plus particulièrement dans les zones où sont localisés les bâtiments orientés perpendiculairement à l'axe radar. Parmi ceux-ci, les cibles étendues peuvent être associées à des mécanismes de type BRAGG et les réponses localisées à des réflexions de surfaces. En effet, ces dernières correspondent à des surfaces illuminées dont tous les points contribuent à la même case distance. Les figures IV.39 et IV.40 présentent deux exemples de mécanisme de simple réflexion anisotrope observés sur l'image de Dresde.

Le bâtiment observé sur la figure IV.39, possède un toit formant une structure périodique. Pour certaines configurations d'illumination, la périodicité spatiale en pro-

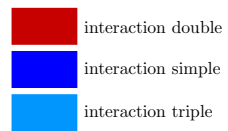
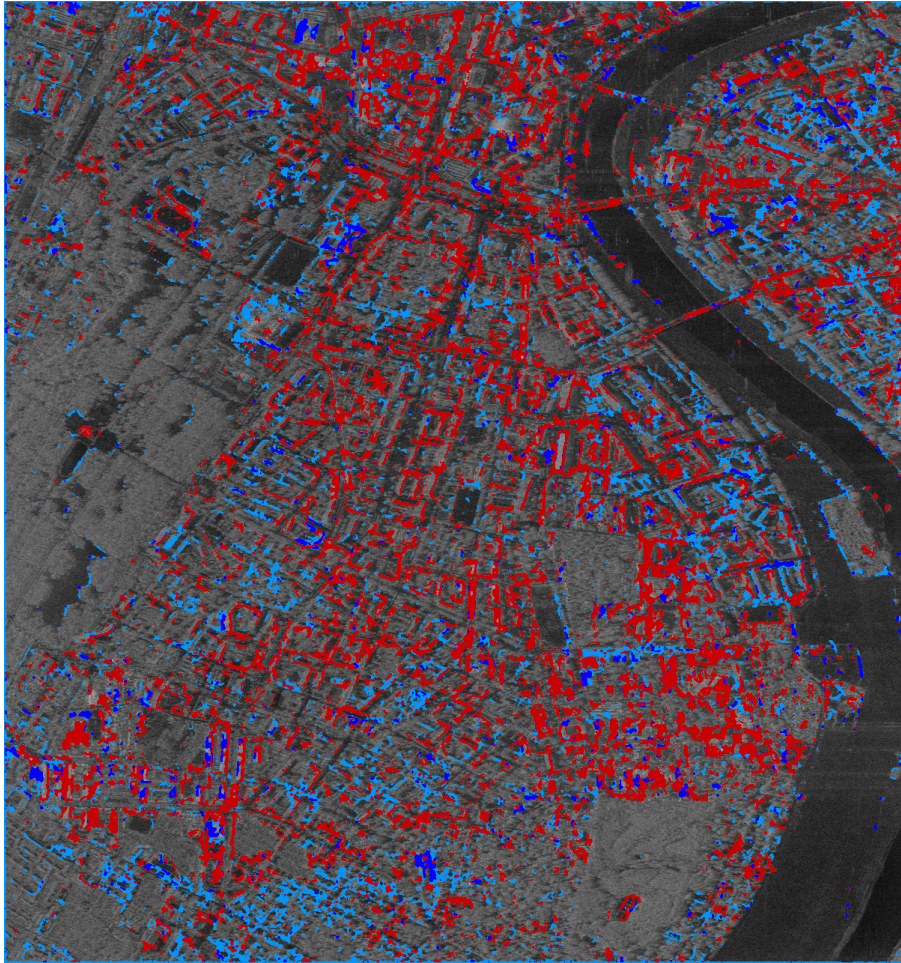
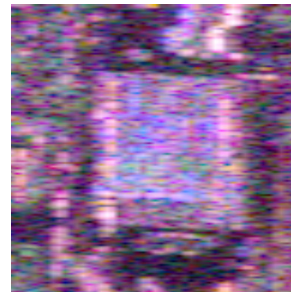


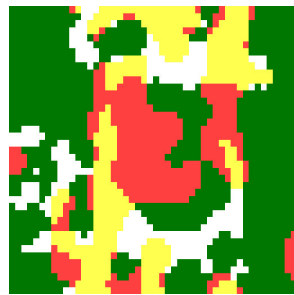
FIG. IV.38 – Classification des cibles artificielles



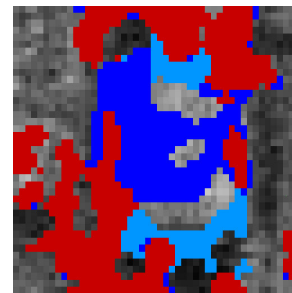
(a) Image optique [Mappy]



(b) Image de Pauli



(c) Classification TF



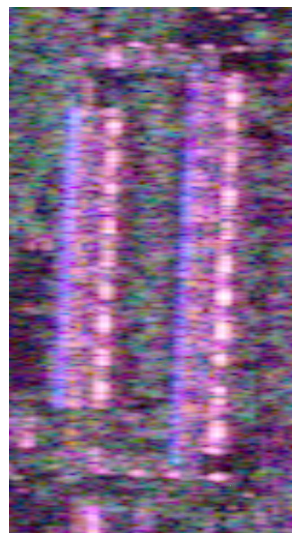
■ interaction double
■ interaction simple
■ interaction triple

(d) Classification par mécanisme

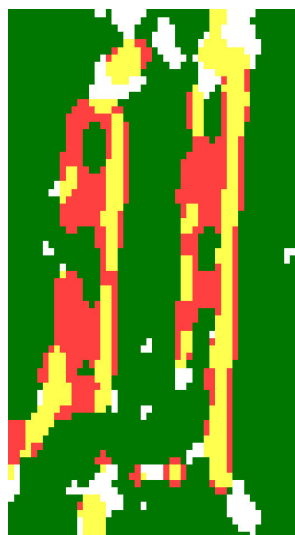
FIG. IV.39 – Détail d'une zone contenant une réflexion de BRAGG



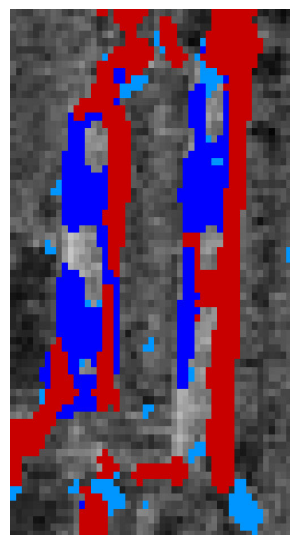
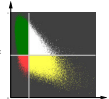
(a) Image optique [Mappy]



(b) Image de Pauli



(c) Classification TF



(d) Classification par mécanisme

■ interaction double
■ interaction simple
■ interaction triple

FIG. IV.40 – Détail d'une zone contenant des réflexions spéculaires

jection sur l'axe distance coïncide avec un multiple de la longueur d'onde du radar, ce qui entraîne la création d'interférences constructives et donc une puissance rétrodiffusée élevée. Sur la figure IV.40, on peut remarquer la présence de toits dont l'un des côtés est orienté en direction du radar. La pente est telle qu'il existe un angle d'observation pour lequel le toit est perpendiculaire à l'axe radar. Là encore, l'interférence constructive des contributions des différentes parties de la surface du toit entraîne une forte réflectivité pour cette configuration particulière.

L'analyse conjointe des comportements TF et polarimétriques sur l'image IV.40 permet une bonne compréhension de l'image SAR. Il s'agit d'un cas typique de layover. Les toits, identifiables par le comportement de type surface, apparaissent dans l'image en avant de la base des bâtiments, matérialisée dans l'image par la double réflexion causée par l'interaction sol-mur comme illustré dans la section IV.1.1. La connaissance de l'emplacement dans l'image des différentes parties du bâtiment est précieuse pour l'estimation de certaines de leurs caractéristiques. Par exemple, il est possible d'exploiter cette information pour calculer la hauteur de la construction. Dans le cas des bâtiments de la figure IV.39, deux méthodes ont été mises en œuvre. Une solution consiste à estimer la hauteur par des considérations géométriques, en utilisant les caractéristiques de la géométrie de la mesure et la distance séparant les réponses du toit et de la base du bâtiment. Dans le cas où l'on dispose de données interférométriques, cette estimation peut être affinée en exploitant la phase interférométrique. Il est de plus possible de mettre à profit les caractéristiques polarimétriques, pour utiliser l'information interférométrique dans un canal adapté ($hh + vv$ pour le toit et $hh - vv$ pour le sol). Les hauteurs estimées par ces deux méthodes sont de 20 et 23 mètres respectivement, ce qui, en l'absence de vérité terrain, paraît vraisemblable.

IV.7 Conclusion

Ce chapitre a présenté une approche temps-fréquence pour l'étude des zones urbaines dans les images SAR de résolution moyenne.

La réponse d'un environnement urbain est tout d'abord présentée, à l'échelle d'un bâtiment puis à l'échelle de la scène. Afin d'identifier les bâtiments, une étude de leur comportement temps-fréquence, ainsi que de celui des environnements naturels est menée. Elle conduit à définir le principe d'une analyse basée sur les notions de stationnarité et de cohérence temps-fréquence. L'analyse est réalisée à partir d'une décomposition des données en sous-images disjointes. L'information utilisée prend alors la forme d'une matrice de covariance temps-fréquence.

Des indicateurs de stationnarité et de cohérence sont alors proposés, dans le cas de données mono-polarisation ou dans le cas d'images polarimétriques. La cohérence temps-fréquence permet d'identifier les mécanismes dont la réponse est corrélée dans les différentes sous-images qui peuvent être associés à des cibles artificielles. La stationnarité fournit une indication supplémentaire permettant de caractériser l'évolution de la puissance du mécanisme en fonction des paramètres d'observation (fréquence et angle).

La fusion des informations des deux indicateurs permet de classer les réponses de la scène en quatre catégories : cibles naturelles, cibles artificielles stables, cibles artificielles fluctuantes, interactions multiples entre cibles artificielles. Outre la distinction

entre zones naturelles et cibles artificielles, l'information de classification permet une meilleure interprétation des mécanismes de rétrodiffusion sur les bâtiments puisque, dans le cadre de données acquises sur un environnement urbain, les différentes classes de cibles artificielles identifient respectivement, les bâtiments orientés parallèlement à la trajectoire du radar, ceux orientés de façon quelconque et les zones de layover.

Finalement, plusieurs applications peuvent tirer partie de la classification temps-fréquence. Elle peut être utilisée pour réaliser une cartographie des zones urbaines, aider à la caractérisation des bâtiments ou servir d'information a priori dans la mise en place d'autres traitements, polarimétriques et interférométriques notamment.

La solution proposée est adaptée aux données SAR "moyenne résolution", dont elle exploite les propriétés. L'acquisition de données SAR dans les bandes P ou L nécessite en effet une ouverture angulaire importante, ce qui accentue la sensibilité des réponses à la fréquence en azimut. Pour des bandes de fréquence plus élevée, C ou X par exemple, l'ouverture angulaire est réduite et donc l'efficacité d'une décomposition en azimut également.

On peut par contre envisager, avec l'augmentation de la bande transmise, l'apparition de comportements fréquentiels plus intéressants, qui viendront compenser la sensibilité angulaire moindre. Pour les données issues de système spatio-portés, l'ouverture angulaire de l'antenne est plus faible. Il paraît donc peu probable de pouvoir observer des comportements anisotropes. En revanche, la cohérence reste a priori exploitable.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion

Le sujet de ces travaux de thèse était l'utilisation de traitements temps-fréquence pour la caractérisation d'images SAR polarimétriques. Deux applications sont apparues particulièrement intéressantes : l'analyse des objets mobiles et l'étude des environnements urbains. De façon générale, il s'agit de cibles artificielles, qui mettent en défaut les hypothèses traditionnellement utilisées en SAR et présentent de ce fait des réponses particulières.

Le premier chapitre a introduit les concepts de base de l'imagerie radar et de la polarimétrie. Une approche originale a été proposée pour le calcul de la réponse d'une cible ponctuelle puis sa focalisation, dans le but de mettre en avant l'information contenue dans le spectre de la réponse. On montre en effet que ce dernier est une image du comportement de la réflectivité de la cible, la valeur du spectre pour un couple de fréquences données (en distance et azimuth) pouvant être reliée à la valeur de la réflectivité de la cible pour une fréquence d'illumination et un angle d'observation particuliers. La formulation proposée permet également de mettre en évidence la forme en "queue de comète" dans le cas d'une cible stationnaire.

Les concepts de base de la polarimétrie radar ont également été introduits. A partir de l'onde polarisée, représentée sous la forme du vecteur de JONES, la modification du signal rétrodiffusé peut être modélisée de façon cohérente, à travers la matrice de SINCLAIR, ou incohérente par les matrices de covariances et de cohérence polarimétrique. L'accent a été mis sur l'interprétation physique de l'information polarimétrique. La matrice de SINCLAIR est utile pour la caractérisation de cibles ponctuelles. Les représentations incohérentes permettent également une description des environnements naturels, notamment grâce à l'emploi du théorème de décomposition de CLOUDE et POTTIER.

Le deuxième chapitre a présenté les principales transformées temps-fréquence et leurs applications en imagerie SAR. Les transformées temps-fréquence peuvent être classées en deux familles.

Les transformées linéaires ou décompositions atomiques peuvent s'exprimer comme la projection du signal sur une famille de fonctions. Deux méthodes existent pour construire cette famille. Les méthodes telles que la transformée de GABOR procèdent par translation temporelle et fréquentielle d'une fonction de référence. Les transfor-

mées en ondelette opèrent par translation temporelle et compression/dilatation de la fonction de référence. L'inconvénient des transformées linéaires est que leurs résolutions en temps et fréquence sont gouvernées par l'inégalité d'HEISENBERG-GABOR.

Les transformées bilinéaires sont des distributions d'énergie du type de la transformée de WIGNER-VILLE. Ces transformées permettent de lever le problème de l'inégalité d'HEISENBERG-GABOR. En contrepartie, les transformées bilinéaires sont affectées par des termes d'interférence. De plus la nature du signal est modifiée par la transformée, ce qui rend délicat l'utilisation des traitements SAR classiques sur le résultat de la transformée, et notamment des traitements polarimétriques.

Les observations faites nous ont conduit à privilégier les méthodes de type transformées de GABOR. En effet, elles possèdent les avantages suivant :

- conservation de la nature cohérente du signal SAR qui garantie la compatibilité du résultat de la transformée avec les traitements SAR habituels,
- pas d'apparition de termes d'interférence
- interprétation aisée du résultat dans le cadre du SAR par conservation de la notion de fréquence, ce qui permet comme montré dans le premier chapitre, une mise en relation simple avec les paramètres physiques de la mesure.

Le troisième chapitre a concerné l'application de méthodes temps-fréquence à l'étude et la refocalisation de cibles mobiles. Dans un premier temps, une approche temps-fréquence graphique a été introduite pour illustrer et quantifier les phénomènes mis en jeu. L'utilisation de décompositions temps-fréquence linéaires a permis d'estimer les paramètres du mouvement de la cible et de proposer une première méthode de refocalisation. Cette approche a surtout mis en évidence la forme de chirp de la réponse en azimuth de la cible dans le cas d'un mouvement de translation uniforme.

Une méthode exploitant cet a priori a donc été proposée. Elle est basée sur l'utilisation de la transformée de FOURIER fractionnaire. L'emploi d'un modèle permet à la méthode de fonctionner avec des rapports signal à environnement plus faibles qu'avec des approches basées sur les décompositions temps-fréquence linéaires.

Finalement une extension de la problématique des cibles mobiles au cas des objets présentant de plus une réflectivité fluctuante avec l'angle d'observation ou la fréquence d'illumination a été envisagée. Un modèle de cible a été proposé et couplé à un algorithme de Matching-Pursuit. Cette méthode permet d'extraire du signal les contributions les plus significatives, chacune de ces contributions étant associée à une cible définie selon le modèle. Il est ainsi possible d'estimer le comportement des principaux contributeurs de la cible tant au niveau des paramètres de mouvement que de ceux de réflectivité. La méthode a été validée sur des données simulées et réelles. Elle permet d'accéder à une connaissance plus complète des mécanismes de rétrodiffusion propres à chaque contributeurs et ainsi d'en déduire certaines caractéristiques de la cible.

Le dernier chapitre a présenté une méthodologie pour la détection et la caractérisation des cibles artificielles. Elle s'appuie sur l'étude du signal SAR dans un cadre temps-fréquence, pour lequel un modèle simple est proposé.

Les notions de cohérence et de stationnarité dans le cadre temps-fréquence ont été définies et exploitées pour caractériser le signal par rapport au modèle. Des indicateurs ont été introduits de façon à quantifier la cohérence et la stationnarité temps-

fréquence, dans une configuration mono-polarisation, mais aussi dans le cas de données complètement polarimétriques.

Finalement, la fusion des deux informations a conduit à une classification des réponses présentes dans la scène en quatre catégories. Cette classification permet non seulement de distinguer les cibles artificielles des zones naturelles, mais elle fournit de plus une information sur le type d'interaction subie par l'onde dans le cas de cibles artificielles.

La carte des pixels correspondant à des cibles artificielles peut être exploitée à des fins de cartographie, notamment par l'utilisation d'a priori géométriques sur la forme des bâtiments. La caractérisation temps-fréquence des bâtiments fournit une information supplémentaire dont il est possible de tirer partie dans le cadre d'analyses polarimétriques ou interférométriques notamment.

Perspectives

Les perspectives ouvertes par l'utilisation de méthodes temps-fréquence en imagerie SAR sont nombreuses. Concernant les applications envisagées dans le cadre de ces travaux, les axes suivants peuvent notamment être mentionnés pour l'analyse de cibles mobiles :

- Un modèle de cible plus précis pourrait permettre de lever le problème de sous-détermination intervenant dans l'inversion des paramètres physiques à partir des paramètres des atomes.
- Il serait utile de rechercher une méthode plus rapide pour la sélection des atomes, peut-être sous-optimale. Une fusion avec l'approche par transformée de FOURIER fractionnaire semble prometteuse.
- Le principe d'analyse par Matching-Pursuit pourrait être avantageusement exploité sur les données non synthétisées (avec peut-être plus de facilité pour identifier conjointement les vitesses en distance et azimuth) ou sur les données holographiques pour la création de modèle de points brillants.

L'analyse des environnement urbains pourrait être complétée par :

- une étude plus complète des phénomènes liés à l'estimation des matrices de covariance temps-fréquence par moyenne spatiale et la mise en place de traitements aval pour pallier le problème de la sur-détection des pixels cohérents mentionné dans la section IV.5.4.
- la définition théorique d'un seuil à partir d'un critère du type taux de fausse alarme constant, en lieu et place de l'approche empirique actuelle.
- une exploitation des vecteurs propres de la décomposition de la matrice de covariance temps-fréquence polarimétrique normalisée ($\hat{\mathbf{C}}_{\text{TF-Pol}}$). Différentes utilisations de ces vecteurs propres peuvent être examinées : étude de la variabilité des vecteurs cibles polarimétriques dans les différentes sous-images afin d'analyser d'éventuelles non-stationnarités, optimisation de procédure polarimétriques ou interférométriques tirant partie de l'information contenue dans les mécanismes les plus cohérents, ...
- Mise en place de traitements différenciés par classes. Les résultats de la classification temps-fréquence peuvent être mis à profit pour adapter l'analyse au type de réponse observée : utilisation de l'information pleine résolution sur les pixels

stationnaires, choix de la sous-image la plus adaptée dans le cas de pixels non stationnaires, exploitation de l'information contenue dans les vecteurs propres correspondant au mécanisme le plus cohérent, ...


- Application des outils développés à d'autres domaines. On peut imaginer d'employer la cohérence et la stationnarité pour traiter d'autres signaux multidimensionnels. On peut envisager en particulier, l'utilisation de l'indicateur de cohérence pour l'analyse des signaux utilisés en interférométrie différentielle, en interférométrie "multi-baseline" ou avec des mesures multi-fréquentielles.

Bibliographie

- [Almeida 94] L. B. Almeida. *The fractional Fourier transform and time-frequency representations*. IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, no. 11, pages 3084–3091, November 1994.
- [Bamler 98] R. Bamler & P. Hartl. *Synthetic aperture radar interferometry*. Inverse Problems, vol. 14, no. 4, pages 1–54, August 1998.
- [Barbarossa 90] S. Barbarossa & A. Farina. *A novel procedure for detecting and focusing moving objects with SAR based on the Wigner-Ville distribution*. Proc. IEEE Int. Radar Conf., pages 44–50, 1990.
- [Bertrand 94] J. Bertrand, P. Bertrand & J.-P. Ovarlez. *Frequency-directivity scanning in laboratory radar imaging*. Int J. Imaging Systems and Technology, vol. 5, pages 39–51, 1994.
- [Boerner 92] W. M. Boerner. *Direct and inverse method in radar polarimetry*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, Boston, New York, London, 1992.
- [Boerner 95] W. M. Boerner, E. Lueneburg, H. Mott, Z. H. Czyz, J. J. Van Zyl, P. Dubois, S. R. Cloude, M. Tanaka, Y. Yamagushi & A. I. Kozlov. *Formulation of unique sets of polarimetric radar scattering matrices for the forward propagation (similarity) versus backward scattering (con-similarity) arrangements and the developpement of associated optimal polarimetric contrast enhancement coefficients*. Proc. JIPR3, Nantes, France, 1995.
- [Bultan 99] A. Bultan. *A four-parameter atomic decomposition of chirplets*. IEEE Trans. Signal Processing, vol. 47, no. 3, pages 731–745, March 1999.
- [Cafforio 91] C. Cafforio & C. Prati. *SAR data focusing using seismic migration techniques*. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 27, no. 2, pages 194–207, March 1991.
- [Cameron 96] W. L. Cameron, N. N. Youssef & L. K. Leung. *Simulated polarimetric signatures of primitive geometrical shapes*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 34, no. 3, pages 793–803, May 1996.

- [Chen 02] V. C. Chen & H. Ling. Time-frequency transforms for radar imaging and signal analysis. Artech House, Boston, London, 2002.
- [Cloude 96] S. R. Cloude & E. Pottier. *A Review of Target Decomposition Theorems in Radar Polarimetry*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 34, no. 2, pages 498–518, 1996.
- [Cloude 97] S. R. Cloude & E. Pottier. *An entropy based classification scheme for land applications of polarimetric SAR*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 35, no. 1, pages 68–78, January 1997.
- [Cloude 98] S. R. Cloude & K. P. Papathanassiou. *Polarimetric SAR interferometry*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 36, no. 5, pages 1551–1565, September 1998.
- [Dahon 04] C. Dahon. *Contribution à l'analyse polarimétrique d'un couvert forestier*. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2004.
- [Datcu 96] M. Datcu. *The multiresolution approach in SAR interferometry*. Proc. Fringe, 1996.
- [De Grandi 04] G. De Grandi, D. Hoekman, J. S. Lee, D. Schuler & T. Ainsworth. *A wavelet multiresolution technique for polarimetric texture analysis and segmentation of SAR images*. Proc. IGARSS, September 2004.
- [Ferro-Famil 00] L. Ferro-Famil. *Télétection multi-fréquentielle et multi-temporelle d'environnements naturels à partir de données SAR polarimétriques*. Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2000.
- [Ferro-Famil 03a] L. Ferro-Famil, E. Pottier & J. S. Lee. *Unsupervised classification of natural scenes from polarimetric interferometric SAR data*. Frontiers of remote sensing information processing, pages 105–137. World Scientific Publishing, Singapore, 2003.
- [Ferro-Famil 03b] L. Ferro-Famil, A. Reigber & E. Pottier. *Scene characterization using subaperture polarimetric SAR data*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 41, no. 10, pages 2264–2276, October 2003.
- [Ferro-Famil 05a] L. Ferro-Famil, P. Leducq & E. Pottier. *Time-Frequency analysis of complex scenes : application to urban remote sensing*. CNES-DLR Workshop, 2005.
- [Ferro-Famil 05b] L. Ferro-Famil, P. Leducq, A. Reigber & E. Pottier. *Extraction of information from the time-frequency Pol-inSAR response of anisotropic scatterers*. Proc. IGARSS, 2005.
- [Ferro-Famil 05c] L. Ferro-Famil, A. Reigber & E. Pottier. *Nonstationary natural media analysis from polarimetric SAR data using a two-dimensional time-frequency decomposition approach*. Can. J. Remote Sensing, vol. 31, no. 1, pages 21–29, 2005.

- [Flandrin 98] P. Flandrin. Temps-fréquence. Traitement du signal. Hermes, Paris, France, 2ème édition, 1998.
- [Franceschetti 02] G. Franceschetti, A. Iodice & D. Riccio. *A canonical problem in electromagnetic backscattering from buildings*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 40, no. 8, pages 1787–1801, August 2002.
- [Franceschetti 03] G. Franceschetti, A. Iodice, D. Riccio & G. Ruello. *SAR raw signal simulation for urban structures*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 41, no. 9, pages 1986–1994, September 2003.
- [Freeman 98] A. Freeman & S. L. Durden. *A three-component scattering model for polarimetric SAR Data*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 36, no. 3, pages 963–973, May 1998.
- [Gatelli 94] F. Gatelli, A. M. Guarnieri, F. Parizzi, P. Pasquali, C. Prati & F. Rocca. *Wavenumber shift in SAR interferometry*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 32, no. 4, pages 855–865, July 1994.
- [Goldstein 87] R. M. Goldstein & H. A. Zebker. *Interferometric radar measurement of ocean surface currents*. Nature, vol. 127, pages 707–709, 1987.
- [Grassin 97] S. Grassin. *Analyse temps-fréquence des signaux discrets – Application aux images*. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 1997.
- [Huynen 70] J. R. Huynen. *Phenomenological theory of radar targets*. Thèse de Doctorat, Rotterdam, 1970.
- [Jao 01] J. K. Jao. *Theory of synthetic aperture radar of a moving target*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 39, no. 9, pages 1984–1992, September 2001.
- [Kirscht 99] M. Kirscht. *Detection and focused imaging of moving objects evaluating sequece of single look SAR images*. Proc. fourth International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition, pages 393–400, 1999.
- [Kirscht 02] M. Kirscht. *Detection and imaging of arbitrarily moving targets with single-channel SAR*. Proc. RADAR, pages 280–285, October 2002.
- [Klemm 02] R. Klemm. Principles of space-time adaptive processing. The Institution of Electrical Engineers, London, United Kingdom, 2002.
- [Leducq 04a] P. Leducq, L. Ferro-Famil & E. Pottier. *Analysis of moving and non-stationary objects in polarimetric SAR images using Matching-Pursuit*. Proc. RADAR, October 2004.
- [Leducq 04b] P. Leducq, L. Ferro-Famil & E. Pottier. *Matching-pursuit based analysis of fluctuating scatterers in polarimetric SAR images*. Proc. IGARSS, September 2004.

- [Leducq 04c] P. Leducq, L. Ferro-Famil & E. Pottier. *Time-frequency analysis of moving and non-stationary objects in polarimetric SAR images*. Proc. EUSAR, May 2004.
- [Leducq 04d] P. Leducq, T. Landeau, P. Le Traon, L. Ferro-Famil & E. Pottier. *A method to insert objects in a polarimetric SAR signal*. Proc. RADAR, October 2004.
- [Leducq 05] P. Leducq & L. Ferro-Famil et E. Pottier. *Analyse d'images SAR polarimétriques au moyen d'outils temps-fréquence*. Proc. GRETSI, Septembre 2005.
- [Lee 80] J. S. Lee. *Digital image enhancement and noise filtering by use of local statistics*. IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., pages 165–168, 1980.
- [Lee 99] J. S. Lee, M. R. Grunes & G. De Grandi. *Polarimetric SAR speckle filtering and its implication for classification*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 37, no. 5, pages 2363–2373, September 1999.
- [Lueneburg 95] E. Lueneburg. *Principles of radar polarimetry*. IEI-CE Trans. on Electronics, Special Issue on Electromagnetics, no. 10, pages 1339–1345, 1995.
- [López-Martínez 05] C. López-Martínez, X. Fàbregas & E. Pottier. *Wavelet transform based interferometric SAR coherence estimator*. IEEE Signal Processing Letters, vol. 12, no. 12, pages 831–834, December 2005.
- [Madsen 89] S. N. Madsen. *Estimating the doppler centroid of SAR data*. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 25, no. 2, pages 134–140, March 1989.
- [Mallat 93] S. G. Mallat & Z. Zhang. *Matching pursuit with time-frequency dictionaries*. IEEE Trans. Signal Processing, vol. 41, no. 12, pages 3397–3415, December 1993.
- [Mann 95] S. Mann & S. Haykin. *The chirplet transform : physical considerations*. IEEE Trans. Signal Processing, vol. 43, no. 11, pages 2745–2761, November 1995.
- [Mappy] <http://www.mappy.com> , 2006.
- [Marques 05] P. A. C. Marques & J. M. B. Dias. *Velocity estimation of fast moving targets using a single SAR sensor*. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 41, no. 1, pages 75–89, January 2005.
- [Moreira 95] J. R. Moreira & W. Keydel. *A new MTI-SAR approach using reflectivity displacement method*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 33, no. 5, pages 1238–1244, September 1995.
- [Muirhead 82] R. J. Muirhead. *Aspect of multivariate statistical theory*. Willey, New York, 1982.

- [Novak 93] L. M. Novak, M. C. Burl & W. W. Irving. *Optimal polarimetric processing for enhanced target detection*. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 29, no. 1, pages 234–244, January 1993.
- [Odegard 95] J. E. Odegard, H. Guo, M. Lang, C. S. Burrus, R. O. Wells, Jr., L. M. Novak & M. Hiatt. *Wavelet Based SAR Speckle Reduction and Image Compression*. Proc. SPIE Conference on Wavelet Applications, volume 2487, pages 259–271, Orlando, FL, 1995.
- [Papathanassiou 99] K. P. Papathanassiou. *Polarimetric SAR Interferometry*. Thèse de Doctorat, Technical University Graz, 1999.
- [Pottier 92] E. Pottier & J. Saillard. *Fondement mathématique de la polarimétrie et son application au domaine radar*. Annales des Télécommunications, vol. 47, no. 7-8, pages 314–336, 1992.
- [Raney 71] R. K. Raney. *Synthetic aperture imaging radar and moving targets*. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 7, pages 499–505, May 1971.
- [Reigber 05] A. Reigber & L. Ferro-Famil. *Interference Suppression in Synthesized SAR Images*. IEEE Letters Geosci. Remote Sensing, vol. 2, no. 1, pages 45–49, January 2005.
- [Ródenas 97] J. A. Ródenas & R. Garello. *Wavelet analysis in SAR ocean image profiles for internal wave detection and wavelength estimation*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 35, no. 4, pages 933–945, July 1997.
- [Ródenas 98] J. A. Ródenas & R. Garello. *Internal wave detection and location in SAR images using wavelet transform*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 36, no. 5, pages 1494–1507, September 1998.
- [Scheiber 00] R. Scheiber & A. Moreira. *Coregistration of interferometric SAR images using spectral diversity*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 38, no. 5, pages 2179–2191, September 2000.
- [Soumekh 99] M. Soumekh. *Synthetic aperture radar signal processing with matlab algorithms*. Wiley-Interscience, New York, USA, 1999.
- [Souyris 03] J.-C. Souyris, C. Henry & F. Adragna. *On the use of complex SAR image spectral analysis for target detection : assessment of polarimetry*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 41, no. 12, pages 2725–2734, December 2003.
- [Stilla 05] U. Stilla, U. Soergel, U. Thoennessen & A. Brenner. *Potential and limits for reconstruction of buildings from high resolution SAR data of urban areas*. Proc. URSI GA, 2005.
- [Sun 02] H. B. Sun, G. S. Liu, H. Gu & W. M. Su. *Application of the fractional Fourier transform to moving target detection in*

- airborne SAR*. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 38, no. 4, pages 1416–1424, October 2002.
- [Tello 05] M. Tello, C. López-Martínez & J. Mallorquí. *A novel algorithm for ship detection in SAR imagery based on the wavelet transform*. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 2, no. 2, pages 201–205, April 2005.
- [Tison 04] C. Tison. *Interferometrie RSO a haute resolution en milieu urbain : application au calcul de MNS urbain*. Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Telecommunication, 2004.
- [Tison 05] C. Tison, F. Tupin, J. M. Nicolas & H. Maître. *Validation of a feature fusion scheme for urban DEM retrieval from high resolution SAR interferogram*. Proc. IGARSS, Juillet 2005.
- [Torresani 95] B. Torresani. *Analyse continue par ondelettes*. Savoirs actuels. EDP Sciences, 1995.
- [Touzi 02] R. Touzi & F. Charbonneau. *Characterization of target symmetric scattering using polarimetric SARs*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 40, no. 11, pages 2507–2516, November 2002.
- [Ulaby 81] F. T. Ulaby, R. K. Moore & A. K. Fung. *Microwave remote sensing*, volume 1. Artech House, Boston, London, 1981.
- [Vasile 04] G. Vasile, E. Trouvé, M. Ciuc & V. Buzuloiu. *General adaptive-neighborhood technique for improving synthetic aperture radar interferometric coherence estimation*. J. Opt. Soc. Am. A, vol. 21, no. 8, pages 1445–1464, August 2004.
- [Vignaud 96] L. Vignaud. *Imagerie micro-ondes des scènes instationnaires*. Thèse de Doctorat, Université Paris 6, 1996.
- [Yin 02] Q. Yin, S. Qian & A. Feng. *A fast refinement for adaptive gaussian chirplets decomposition*. IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50, no. 6, pages 1298–1306, June 2002.
- [Zandona Schneider 05] R. Zandona Schneider, K. Papathanassiou, I. Hajnsek & A. Moreira. *Analysis of coherent scatterers over urban areas*. Proc. PolInSAR, 2005.
- [Zeng 01] Z. Zeng & I. G. Cumming. *SAR image data compression using a tree-structured wavelet transform*. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 39, no. 3, pages 1298–1306, March 2001.

Annexe

Tests de stationnarité et de cohérence appliqués à différents jeux de données



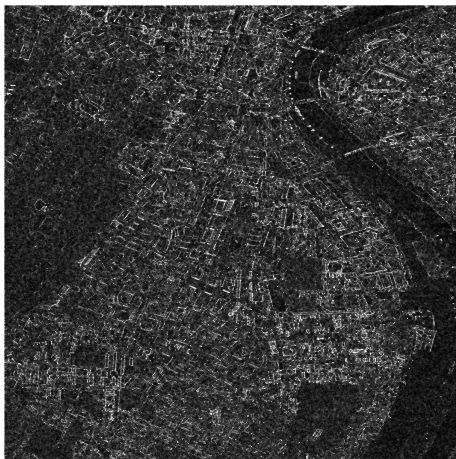
(a) Image de PAULI ($hh + vv$, $hh - vv$, hv)



(b) Indicateur de non stationnarité : canal vv



(c) Indicateur de non stationnarité polarimétrique



(d) Indicateur de cohérence : canal vv



(e) Indicateur de cohérence polarimétrique

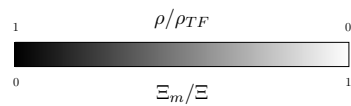


FIG. 41 – Passe Ouest-Est



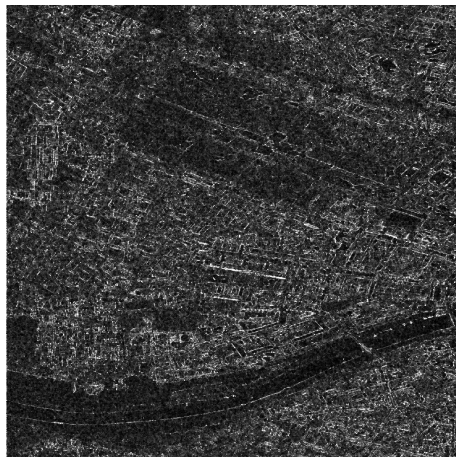
(a) Image de PAULI ($hh + vv$, $hh - vv$, hv)



(b) Indicateur de non stationnarité : canal vv



(c) Indicateur de non stationnarité polarimétrique



(d) Indicateur de cohérence : canal vv



(e) Indicateur de cohérence polarimétrique

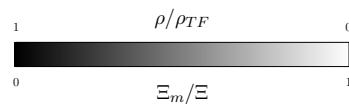
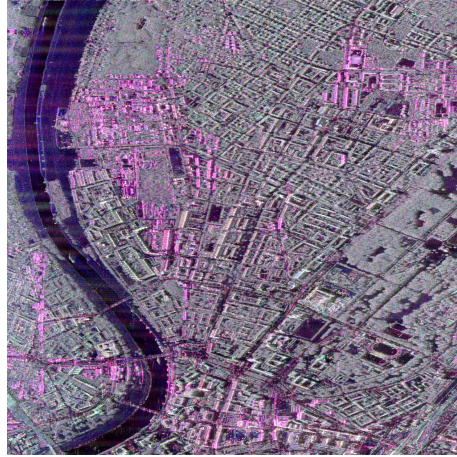
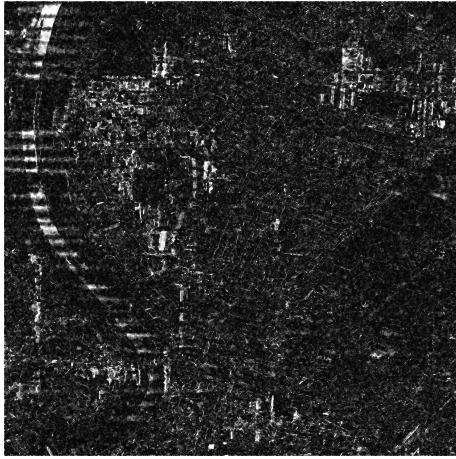


FIG. 42 – Passe Sud-Nord

(a) Image de PAULI ($hh + vv$, $hh - vv$, hv)(b) Indicateur de non stationnarité : canal vv 

(c) Indicateur de non stationnarité polarimétrique

(d) Indicateur de cohérence : canal vv 

(e) Indicateur de cohérence polarimétrique

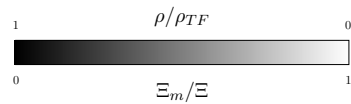


FIG. 43 – Passe Est-Ouest

Résumé

Ces travaux concernent l'utilisation de méthodes temps-fréquence pour l'étude des images SAR polarimétriques au travers de deux applications.

La réponse des cibles mobiles est étudiée. Sa forme particulière conduit à une méthode de détection et refocalisation basée sur la transformée de Fourier fractionnaire. La problématique est étendue au cas des cibles possédant de plus une réflectivité dépendant des paramètres d'illumination (angle et fréquence). Une approche basée sur une modélisation de la cible et sur l'algorithme de Matching-Pursuit est présentée.

La détection des bâtiments dans les images SAR de zones urbaines en bande L est abordée dans le cadre temps-fréquence. Les notions complémentaires de stationnarité et de cohérence sont exploitées pour produire une classification temps-fréquence, permettant d'identifier les environnements naturels et différents types de cibles artificielles. Des applications à la cartographie et à la caractérisation de bâtiments sont proposées.

Mots-clefs : Télédétection, radar à ouverture synthétique (SAR), polarimétrie, analyse temps-fréquence, environnements urbains, cibles mobiles.

Summary

This work concerns the analysis of polarimetric SAR images using time-frequency methods. Two applications are presented.

A study of moving target response behaviour leads to the definition of an adapted detection and refocusing method, based of the fractional Fourier transform. An extension of the approach to the case of targets which reflectivity is varying with frequency and observation angle is then considered. A method based on the Matching-Pursuit algorithm is proposed.

Building detection in polarimetric SAR images at L-band is studied in the time-frequency framework. The proposed approach uses time-frequency stationarity and correlation information to derive a classification of urban areas responses. Natural media and different types of man-made targets are identified. Applications of time-frequency classification results to cartography or building characterization are presented.

Keywords : Remote sensing, synthetic aperture radar (SAR), polarimetry, time-frequency analysis, urban areas, moving target.