

La République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Saad Dahleb Blida 1



Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales (IAES)
Département Etudes Spatiales

Mémoire de fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme de **Master**
En : **Aéronautique**
Option : **Télécommunications Spatiales**

THEME

***Analyse des Décompositions Polarimétriques des Images
Radar à Synthèse d'Ouverture***

Proposé et dirigé par :
Mr Azmedroub Boussad

Réalisé par :
Mr Bensella Samir
Mr Herrama Abdennour

Soutenue le 08 Juillet 2021, devant le jury composé de :

| | | | | |
|-----|-------------------|-----|------|-------------------|
| Mr | Tahraoui Sofiane | MCB | IAES | <i>Présidente</i> |
| Mr | Azmedroub Boussad | MCB | IAES | <i>Encadreur</i> |
| Mme | Mouffok Lila | MCA | IAES | <i>Examineur</i> |

Promotion : 2020/2021

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu tout puissant de nous avoir donné le courage, la force et la volonté d'accomplir ce travail.

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir ce jour sans l'aide et l'encadrement de M. Azmedroub Boussad, on le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.

Nous remercions également le président et les membres du jury qui nous feront l'honneur de juger notre travail.

Enfin, j'adresse mes remerciements à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu pendant cette période.

Dédicace :

A mes chers parents, Et toute ma famille, À ma très chère sœur

Et mes deux frères.

Que Dieu leurs pardonne et leurs accorde sa miséricorde.

À tous ceux qui m'ont soutenu et m'ont encouragé depuis mes premiers

pas dans cette vie.

Je dédie ce modeste travail, en espérant qu'il soit à la hauteur de

leurs attentes.

Dédicace :

A mes chers parents, Et toute ma famille, Et mes Trois frères.

Que Dieu leurs pardonne et leurs accorde sa miséricorde.

À tous ceux qui m'ont soutenu et m'ont encouragé depuis mes premiers

pas dans cette vie.

Je dédie ce modeste travail, en espérant qu'il soit à la hauteur de

leurs attentes.

Résumé

L'objectif de notre travail de recherche est l'analyse des décompositions polarimétriques des images radar à synthèse d'ouverture. Avec l'utilisation des images SAR polarimétriques pour le développement des méthodes de décomposition.

Le travail comporte trois parties :

Dans une première partie, d'une manière générale, le principe du radar à synthèse d'ouverture ou SAR en anglais (Synthetic Aperture Radar), en configuration monostatique seulement. Nous insisterons sur les algorithmes de formation d'images SAR et des notions de base de la polarimétrie SAR qui présentent notamment les différentes représentations de l'information vectorielle liées aux champs électromagnétiques rétrodiffusés (vecteurs de Jones, matrice de rétrodiffusion de cohérence polarimétrique, et de covariance polarimétrique).

Ensuite, nous avons parlées sur les deux décompositions polarimétriques essentielles à savoir la décomposition cohérente et la décomposition non cohérente. Ce Projet de fin d'étude Master est basé sur les décompositions non cohérentes on utilisant la décomposition de Freeman (trois composants), Yamaguchi (quatre composants) et la décomposition H/Alpha.

Le *but* de ces décompositions est la caractérisation des types de diffuseurs présents dans une image SAR polarimétrique.

Finalemnt, ce travaille ce termine par une présentation des différents résultats obtenus après l'application des algorithmes de traitement polarimétrique développés et nous discuterons de deux méthodes d'analyse, à savoir qualitative (qui est basé sur les remarques visuelles) et quantitative (qui est basé sur des valeurs numérique de chaque puissance de diffusion par rapport a une région illuminé).

Abstract

The objective of our research is to analyze the polarimétrique decompositions of synthetic aperture radar images. With the use of planimetric SAR images for the development of these decompositions methods.

The work has three parts:

In the first part, in general terms, the principle of Synthetic Aperture Radar or SAR in English (Synthetic Aperture Radar), in monostatique configuration only. We will focus on SAR image formation algorithms and the basics of SAR polarimetry which present in particular the different representations of vector information related to backscattered electromagnetic fields (Jones vectors, polarimétrique coherence backscatter matrix, and polarimétrique covariance).

Next, we talked about the two essential polarimétrique decompositions namely the coherent decomposition and the non-coherent decomposition. This master thesis work is based on the non-coherent decomposition using the decomposition of Freeman (three components), Yamaguchi (four components) and the H / Alpha decomposition.

The purpose of these decompositions is the characterization of the types of diffusers present in a polarimétrique SAR image.

Finally, this work ends by presenting the different results obtained by the different polarimétrique processing algorithms developed and we will discuss two methods of analysis, namely qualitative (which is based on visual remarks) and quantitative (which is based on numerical values. of each scattering power with respect to an illuminated region).

ملخص

الهدف من عملنا البحثي هو تحليل التحليلات الاستقطابية لصور الرادار ذات الفتحة التركيبية. باستخدام صور معدل الامتصاص النوعي الاستقطابية لتطوير طرق التحلل.

يتكون العمل من ثلاثة أجزاء :

في الجزء الأول، بشكل عام، مبدأ الرادار ذي الفتحة التركيبية في التكوين الأحادي فقط، سنركز على خوارزميات التكوين لصور الرادار ذي الفتحة التركيبية و المفاهيم الأساسية لقياس استقطاب الرادار ذي الفتحة التركيبية. و التي تقدم بشكل خاص التمثيلات المختلفة لمعلومات المتجهات المتعلقة بالمجالات الكهرومغناطيسية المتناثرة (شعاع جون، مصفوفة التناسق و التغاير) .

بعد ذلك، تحدثنا عن اثنين من التحليلات القطبية الأساسية وهما التحلل المتماسك والتحلل غير المتماسك. يعتمد مشروع تخرجنا للماجستير على التحلل غير المتماسك باستخدام تحلل فريمان (ثلاثة مكونات) ، و ياماغوتشي (أربعة مكونات) و أخيراً تحلل (ألفا / h) .

الهدف من هذه التحليلات هو توصيف أنواع الناشرات الموجودة في صور الرادار ذي الفتحة التركيبية.

أخيراً، ينتهي هذا العمل بعرض للنتائج المختلفة التي تم الحصول عليها بعد تطبيق خوارزميات المعالجة القطبية المطورة وسناقش طريقتين للتحليل وهما النوعي (الذي يعتمد على الملاحظات المرئية) والكمي (الذي يعتمد على القيم العددية لكل قوة نثر بالنسبة إلى المنطقة المضيئة).

Table des matières

| | |
|--|-----------|
| CHAPITRE 1 : Imagerie SAR | 3 |
| 1 Introduction | 3 |
| 2 Caractéristiques et Formation de l'image SAR | 3 |
| 2.1 Caractéristiques de l'image SAR..... | 3 |
| 2.2 Radar à synthèse d'ouverture de (SAR)..... | 7 |
| 2.2.1 Prise de vue..... | 8 |
| 3.2 Principe de formation de l'image SAR..... | 8 |
| 2.4 Les paramètres d'opération d'un RSO polarimétrique : bref aperçu | 9 |
| 2.4.1 Fréquences d'émission | 10 |
| 2.4.2 Diversité des polarisations | 10 |
| 2.4.3 Géométrie d'acquisition | 11 |
| 2.4.4 Résolution | 16 |
| 2.4.4.1 Résolution en portée oblique et en portée au sol | 16 |
| 2.4.4.2 Résolution azimutale | 18 |
| 2.5 Interprétation de l'image SAR | 20 |
| 2.6 Statistiques de l'image SAR..... | 20 |
| 2.7 Filtrage des images SAR | 21 |
| 3 Notions fondamentales sur la polarimétrie | 22 |
| 3.1 Polarimétrie : Notion de base | 22 |
| 3.2 Description des ondes électromagnétiques | 23 |
| 3.2.1 Propagation des ondes électromagnétiques | 23 |
| 3.2.2 Polarisation d'une onde monochromatique | 26 |
| 3.2.3 Ellipse de polarisation | 28 |
| 3.2.4 Vecteur de Jones | 30 |
| 3.3 Rétrodiffusion..... | 30 |
| 3.3.1 Matrices de diffusion | 30 |
| 3.3.2 Matrices de covariance ($[C_3]$) et de cohérence ($[T_3]$) | 31 |
| 4 Conclusion | 33 |
| CHAPITRE 2: DECOMPOSITION POLARIMETRIQUE SAR | 34 |
| 1 Introduction | 34 |

| | |
|--|-----------|
| 2 Décompositions cohérentes | 34 |
| 2.1 Décomposition de Pauli..... | 35 |
| 3 Décompositions incohérentes..... | 36 |
| 3.1 Décomposition de Freeman-Durden..... | 36 |
| 3.1.1 Diffusion volumique | 36 |
| 3.1.2 Doubles rebonds | 38 |
| 3.1.3 Diffusion surfacique | 39 |
| 3.1.4 Interprétation de la décomposition de Freeman-Durden | 40 |
| 3.1.5 Conclusion | 43 |
| 3.2 Décomposition Yamaguchi | 43 |
| 3.2.1 Rotation de la matrice de cohérence selon le concept de deysing | 46 |
| 3.2.2 Décomposition a quatre composants..... | 48 |
| 3.3 Décomposition polarimétrique H/A/α | 51 |
| 4 conclusion..... | 54 |
| CHAPITRE 3: RESULTATS ET ANALYSE DES DECOMPOSITIONS SAR | 55 |
| 1 Introduction | 55 |
| 2 Présentation des donnés utilisés | 55 |
| 3 Analyse des résultats..... | 56 |
| 3.1 Analyse qalitative | 56 |
| 3.1.1 Décomposition de Freeman-Durden..... | 57 |
| 3.1.2 Décomposition Yamaguchi..... | 58 |
| 3.1.3 Décomposition H/Alpha | 60 |
| 3.1.3.1 Entropie (H)..... | 60 |
| 3.1.3.2 Alpha (α)..... | 61 |
| 3.2 Analyse quantitative..... | 63 |
| 3.2.1 Décomposition de Freeman-Durden..... | 63 |
| 3.2.2 Décomposition Yamaguchi..... | 65 |
| 4 conclusion..... | 66 |
| Conclusion Générale..... | 68 |
| Bibliographie | 69 |

Liste des abréviations

RS1 RADARSAT-1

RS2 RADARSAT-2

RSO Radar à synthèse d'ouverture

RSOPOL Radar à synthèse d'ouverture polarimétrique

SIEF Système d'information éco forestière (du Québec, 1: 20 000)

SLC Données complexes à visée simple (Single look complexe)

SVM Machine à vecteur de support (support vector machine)

TSVM Target scattering vector model

R_x Réception (du signal radar)

T_x Transmission (du signal radar)

$T_x R_x$ Antenne de transmission-Réception

RSO / SAR : Radar à Synthèse d'Ouverture / Synthetic Aperture Radar.

CSAR : Classique SAR.

SARSES : SAR à Sous Espace Signal.

SARSESIO : SAR à Sous Espace Signal et Interférence Orthogonale.

OBSAR : Oblique SAR.

FoPen : Foliage Penetration.

BSA : Backscattering Alignment.

RSB / SNR : Rapport Signal à Bruit / Signal to Noise Ratio.

ROC : Receive Operating Characteristic.

SVD : Singular Value Decomposition.

Organismes:

SONDRA : Supélec ONERA NUS DSTA Research Alliance.

ONERA : Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales.

NUS : National University of Singapore.

DSTA : Defence and Science Technology Agency.

DGA : Direction Générale de l'Armement.

Liste des figures :

| | |
|--|----|
| Figure 1.1: Schéma d'une séquence d'impulsions | 4 |
| Figure 1.2 : Pénétration du signal Radar | 5 |
| Figure 1.3 : Spectre électromagnétique | 5 |
| Figure 1.4: Première image SAR acquise, en 1957 | 7 |
| Figure 1.5 : Géométrie de la visée latérale du SAR | 8 |
| Figure 1.6: Schéma d'un système SAR | 9 |
| Figure 1.7: Différentes configurations de polarisation du capteur ALOS-PALSAR adapté.. | 11 |
| Figure 1.8: Géométrie d'acquisition des données RSO opérant en mode «strip-map» | 12 |
| Figure 1.9 : Géométrie d'acquisition du RSO PALSAR du satellite ALOS | 14 |
| Figure 1.10 : Modes d'acquisition du satellite RADARSAT-2 | 14 |
| Figure 1.11: Résolution en distance | 17 |
| Figure 1.12 : Contributions des diffuseurs dans la cellule de résolution | 21 |
| Figure 1.13: Onde électromagnétique et ellipse de polarisation | 27 |
| Figure 1.14: Propagation d'une onde électromagnétique (Vecteur champ électrique) | 27 |
| Figure 1.15: Ellipse de polarisation | 29 |
| Figure 2.1: Organigramme de la décomposition de Freeman-Durden | 42 |
| Figure 2.2 : La décomposition en quatre composantes de la diffusion des puissances P_s P_d P_v et P_c | 46 |
| Figure 2.3 : Algorithme de décomposition de puissance de diffusion à quatre composantes utilisant une matrice de cohérence tournée | 50 |
| Figure 2.4: Images issues de la décomposition H/A/α | 53 |
| Figure 2.5: Plan H/ α pour l'identification des mécanismes de diffusion | 54 |
| Figure 3.1 : Représentation coloré RVB de l'image SAR de la région de San Francisco | 55 |
| Figure 3.2 : Image optique Google earth de la région d'étude (Sanfrancisco) | 56 |
| Figure 3.3 : Image de décomposition Freeman codée par couleur de la zone de Sanfrancisco utilisant AIRSAR..... | 57 |
| Figure 3.4 : codage couleur RVB | 59 |

| | |
|--|----|
| Figure 3.5 : <i>Image de décomposition Yamaguchi codée par couleur de la zone de Sanfrancisco utilisant AIRSAR.....</i> | 59 |
| Figure 3.6 : <i>Image de l'entropie (H) de la décomposition h/alpha.....</i> | 61 |
| Figure 3.7 : <i>Types de diffuseurs en fonction de α</i> | 62 |
| Figure 3.8 : <i>Image d'alpha (α) de la décomposition/alpha.....</i> | 62 |
| Figure 3.9 : <i>Pourcentage des puissances de la décomposition de Freeman dans les quatre patches.....</i> | 64 |
| Figure 3.10 : <i>Pourcentage des puissances de la décomposition de Yamaguchi dans les quatre patches.....</i> | 66 |

Liste des tableaux :

| | |
|---|-----------|
| Tableau 1.1 : <i>Bandes micro-ondes (déjà utilisées ou couramment utilisées en télédétection).....</i> | <i>4</i> |
| Tableau 1.2 : <i>Principales caractéristiques des faisceaux RADARSAT-2 en mode polarimétrique fin (FQ).....</i> | <i>15</i> |
| Tableau 2.1 : <i>Matrice de diffusion de quelques cibles canonique</i> | <i>34</i> |
| Tableau 3.1 : <i>Pourcentage des puissances de diffusion dans chaque patches Pour la décomposition de Freeman.....</i> | <i>64</i> |
| Tableau 3.2 : <i>Pourcentage des puissances de diffusion dans chaque patches Pour la décomposition de Yamaguchi.....</i> | <i>65</i> |

Introduction Générale

La télédétection radar a connu un formidable essor ces dernières décennies grâce à la conception et à la réalisation de systèmes multi-polarisations et multi-fréquentiels utilisant le principe de compression de l'onde reçue. Ils permettent d'obtenir des données possédant une grande résolution spatiale traduisant les propriétés électromagnétiques des milieux naturels observés.

Ces systèmes radars constituent un atout concurrentiel par rapport aux systèmes multi spectraux, car en tant que systèmes actifs, ils peuvent fonctionner indépendamment des conditions d'illumination ainsi que des conditions atmosphériques. Ces systèmes radars polarimétriques peuvent être :

Spatiaux, comme les radars SIR-C (JPL, USA), X-SAR (DLR, Allemagne), ou ENVISAT (ESA, UE), embarqués à bord d'un satellite ;

Aéroportés, comme les radars E-SAR (DLR, Allemagne), AIRSAR (JPL, USA), RAMSES (ONERA, France), PISAR (NASDA - CRL, Japon), CONVAIR (Environnement Canada, Canada), embarqués à bord d'avion.

Le Radar à Synthèse d'ouverture, appelé Synthetic Aperture Radar (SAR) en anglais est un système d'imagerie radar qui permet d'atteindre en pratique des résolutions spatiales élevées. Ceci en fait est la base de tous les systèmes d'acquisition d'images radar à l'heure actuelle. Un système SAR fonctionne en émettant une onde électromagnétique en direction du sol et en mesurant à la fois la phase et l'amplitude du signal de retour (appelé signal rétrodiffusé). Les données ainsi mesurées sont donc complexes. De plus, dû à la propriété de polarisation des ondes électromagnétiques, des systèmes SAR appelés PolSAR (pour Polarimétrie SAR) sont capables d'émettre et de recevoir des ondes polarisées orthogonalement à la fois en émission et en réception. Pour chaque cellule de résolution du système radar, on dispose ainsi de plusieurs mesures grâce aux différentes combinaisons possibles de polarisation, contenues dans une matrice appelée matrice de diffusion. En raison de la nature aléatoire de l'environnement observé par un radar, où des modifications dans l'espace ou dans le temps, qui peut intervenir de manière très rapide, le signal rétrodiffusé est représenté par une variable

aléatoire. Traditionnellement, pour des radars disposant d'une faible résolution, chaque cellule de résolution contient un très grand nombre de réflecteurs sur lesquels l'onde provenant du radar va venir se réfléchir. Le signal mesuré pour cette cellule de résolution est donc la somme des signaux élémentaires sur chacun des réflecteurs présents au sein de la cellule. Comme ce nombre est important, le Théorème Central Limite implique que le signal rétrodiffusé est distribué selon une loi gaussienne. Ainsi, les données SAR polarimétriques sont généralement modélisées par une loi gaussienne complexe multivariée. Ces données polarimétriques contiennent les relations entre les différents canaux de polarisation qui peuvent être reliées à des informations physiques sur la scène imagée. Pouvoir analyser ces relations permet de remonter aux processus physiques se déroulant lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un objet et ainsi de pouvoir caractériser cet objet. La nature aléatoire de ces interactions peut être étudiée en considérant les moments du second ordre des données, à savoir leur matrice de covariance. Comme il a été mentionné précédemment, les images SAR polarimétriques peuvent être utilisées pour de nombreuses applications et en particulier, pour la classification de l'occupation des sols. Ainsi, la classification des images SAR polarimétriques est un domaine de recherche très actif. Deux approches principales sont apparues dans la littérature correspondante.

Le document est organisé comme suit :

Le premier chapitre constitue une synthèse bibliographique de traitement de l'imagerie SAR et sera consacré aussi aux notions de base de la polarimétrie SAR.

Dans le deuxième chapitre on parle sur les deux types des décompositions (cohérentes et non cohérentes) et nous exposerons les méthodes de décompositions non cohérentes notamment la décomposition de Freeman-Durden et Yamaguchi (quatre composantes) et H/alpha.

Et enfin, dans le troisième chapitre, nous présenterons les résultats obtenus par l'application des différentes méthodes étudiées et développées dans le cadre de notre travail et nous terminerons, par une conclusion générale de ce travail.

Chapitre 1 : Imagerie SAR

1 Introduction

Ce chapitre présente, d'une manière générale, le principe du radar à synthèse d'ouverture ou SAR en anglais (Synthétique Aperture Radar), en configuration monostatique seulement. Nous insisterons sur les algorithmes de formation d'images SAR et sur certains traitements polarimétriques usuellement appliqués à ces images. Cette présentation nous permettra d'introduire une nouvelle approche pour former des images SAR que nous utiliserons tout au long de notre étude. Les images SAR sont générées à partir de la synthèse des données reçues plusieurs approches pour générer les images SAR sont possibles[1].

2 Caractéristiques et Formation de l'image SAR

2.1 Caractéristiques de l'image SAR

Un radar (Radio Détection And Ranging) désigne tout système constitué par un dispositif d'émission et de réception (antenne émettrice et réceptrice) permettant de déterminer la distance et la vitesse d'un objet en utilisant des ondes radio. (Quand l'antenne de réception est au même endroit que l'antenne d'émission, le système radar est dit monostatique. C'est le cas des systèmes radars embarqués sur satellites ou aéroportés. Les caractéristiques en fréquence et en polarisation du signal sont contrôlées à l'émission comme à la réception.) L'antenne radar émet et reçoit des signaux à une fréquence f (fréquences porteuses), sous la forme d'une séquence, de durée $1/PRF$ (Pulse Repetition Frequency), d'impulsion de durée (τ) Figure 1.1. Les fréquences les plus souvent utilisées vont de 300 MHz à 30 GHz, ce qui correspond à des longueurs d'onde de 1 cm à 1m. On utilise couramment une lettre pour désigner une bande de fréquences tableau 1.1. Pour caractériser la propagation de l'onde électromagnétique radar, il est nécessaire de préciser la direction de son champ électromagnétique par rapport au plan d'incidence (la polarisation), et la direction de propagation de l'onde (angle d'incidence)[2].

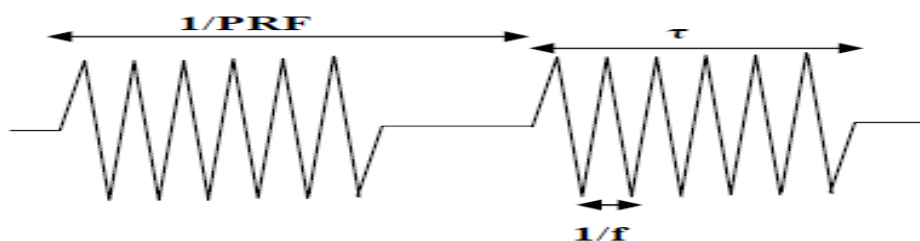


Figure 1.1: Schéma d'une séquence d'impulsions [2]

| Désignation des bandes | Fréquences | Longueurs d'onde |
|--|--------------|------------------|
| Bande UHF (Note 1) | 300–1000 MHz | 100 |
| Bande L | 1-2 GHz | 30 |
| Bande S | 2-4 GHz | 15 |
| Bande C | 4-8 GHz | 7.5 |
| Bande X | 8-12 GHz | 3.75 |
| Bande Ku | 12-18 GHz | 2.5 |
| Bande K | 18-27 GHz | 1.67 |
| Bande Ka | 27-40 GHz | 11.1 |
| Note 1 : Dans les Ultra Hautes Fréquences (UHF) la sous-bande 420 MHz-450 MHz (71-75 cm) est aussi appelée bande P | | |

Tableau 1.1 : Bandes micro-ondes (déjà utilisées ou couramment utilisées en télédétection)

Source : IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands (1984) [1]

Pour une surface donnée, les longueurs d'onde longues peuvent pénétrer plus profondément que les longueurs d'onde courtes. Par exemple dans une forêt Figure 1.2, les bandes C et X apportent une information sur le feuillage et les petites branches de la canopée. En bande L et P, la pénétration est plus importante et les diffuseurs dominants sont les grosses branches et les troncs ; dans ce cas, l'onde peut atteindre le sol et être réfléchi[2].

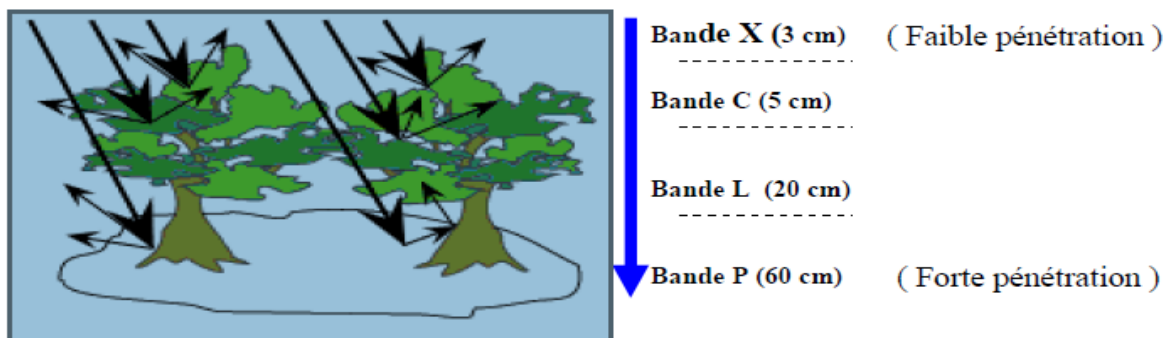


Figure 1.2 : Pénétration du signal Radar[2]

Mais de nombreuses autres applications sont possibles dans un grand nombre de domaines. Une de ces applications est l'imagerie radar : au lieu d'utiliser la lumière visible pour imager une zone (comme dans l'imagerie optique classique), on utilise des ondes électromagnétiques de fréquences beaucoup plus courtes, les ondes radio voir Figure 1.3. Ce système actif fonctionne à n'importe quelle heure du jour et de la nuit puisque la source d'illumination est le radar lui-même. Certaines bandes de fréquence permettent aussi de traverser la couche nuageuse, permettant ainsi de faire des acquisitions par temps couvert [3]

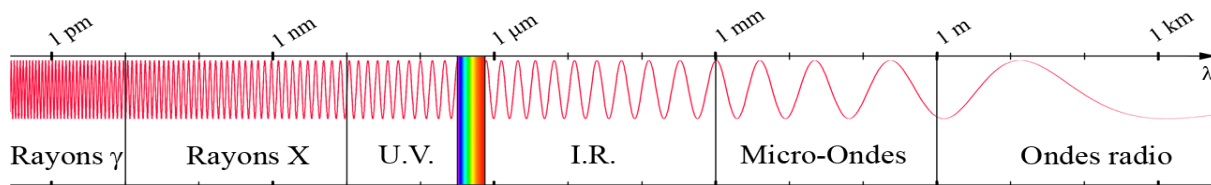


Figure1. 3 : Spectre électromagnétique [3]

Le signal radar est constitué de deux grandeurs : l'amplitude et la phase.

- **Amplitude :**

L'information d'amplitude permet de déduire l'énergie rétrodiffusée par une surface Élémentaire. Cette énergie ou intensité s'exprime par la section efficace radar. Cette grandeur peut être directement exploitée quand la cellule de résolution contient un diffuseur prépondérant (cible ponctuelle), comme par exemple un coin de réflexion métallique installé en vue de la calibration. Par contre, dans les couverts végétaux, le nombre de diffuseurs dans une cellule de résolution est important et aucun n'est réellement prédominant (cible

distribuée). L'énergie rétrodiffusée résulte alors de l'interférence des ondes diffusées par chaque diffuseur. Les images d'amplitude représentent la réponse du terrain à l'onde hyperfréquence émise par le radar, sous forme de niveau d'énergie déterminée par le module du signal complexe. La radiométrie du pixel dépend des paramètres propres au radar à savoir la longueur d'onde, la polarisation, l'angle d'incidence, et les paramètres liés à la nature du sol tels que l'humidité, la rugosité et l'inclinaison de la surface [2].

• Phase :

La deuxième grandeur physique qui constitue le signal complexe d'une onde radar est la phase. L'information qu'elle contient est extrêmement riche, et utilisée dans les études polarimétriques et interférométriques. La phase mesurée (φ) représente la somme des phases essentielles suivantes :

- une *phase propre* généralement inaccessible car elle dépend de paramètres, Tels que la pénétration des ondes et la constante diélectrique.
- une *phase géométrique* qui représente le temps de trajet aller-retour t entre l'antenne et la cible.
- une *phase instrumentale* qui est celle produite par le système électronique d'émission et de réception (temps de réponse des amplificateurs et autres dispositifs électroniques).
- une *phase de bruit* introduite par les conditions atmosphériques[2] .

La phase totale est alors donnée par :

$$\varphi = \varphi_{\text{propre}} + \varphi_{\text{geom}} + \varphi_{\text{instrm}} + \varphi_{\text{bruit}} \quad (1.1)$$

φ_{instrm} : est une phase indésirable supposée constante.

φ_{propre} : est une phase caractéristique de la scène, supposée constante.

φ_{bruit} : est une phase supposée faible.

φ_{geom} : est la phase géométrique donnée par :

$$\varphi_{\text{geom}} = 2\pi \cdot f_0 \cdot t = \frac{4\pi \cdot R}{\lambda} \quad (1.2)$$

OU :

$f_o = \frac{c}{\lambda}$: La fréquence du radar. λ : la longueur d'onde correspondante.

C: La vitesse de la lumière. **R** : La distance radar-cible.

La phase φ_{geom} n'est connue que modulo 2π .

2.2 Radar à synthèse d'ouverture de (SAR)

Le Radar à Synthèse d'Ouverture (RSO), appelé (Synthetic Aperture Radar (SAR)) en anglais, est un système d'imagerie radar d'un porteur aérien ou satellitaire muni d'une antenne et d'un système d'acquisition et de traitement des signaux rétrodiffusés par la surface terrestre permettant d'améliorer grandement la résolution en azimut par rapport à un système radar imageur classique. Les premiers systèmes SAR ont été développés au début des années 50 et les premières images acquises à la fin de cette décennie[3].

Le système SAR permet d'utiliser le déplacement du porteur pour simuler une antenne virtuelle de longueur très importante afin d'affiner la résolution de l'image le long de la trace (en Azimut) [2]

La Figure 1.4 montre la première image SAR acquise par l'Université du Michigan en 1957, grâce à des lampes à mercures. Ce n'est qu'avec l'avènement du laser et des avancées en informatique et en électronique que la qualité des images s'est améliorée. Depuis le lancement de SEASAR, le premier SAR numérique embarqué sur un satellite, en 1978, les systèmes SAR ont permis d'apporter une quantité importante d'information pour l'étude de la Terre[3].

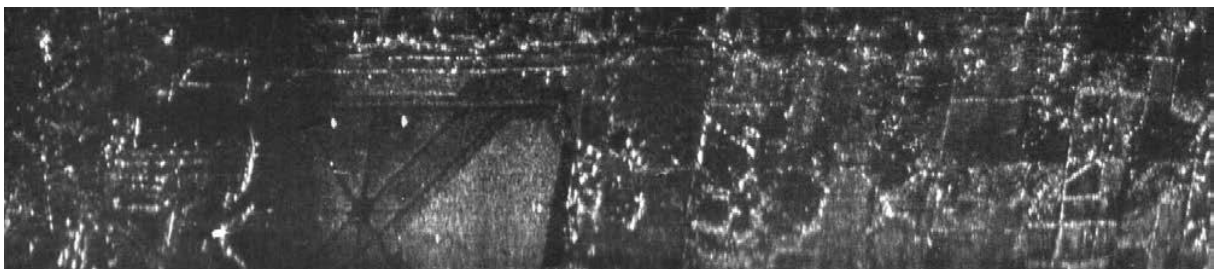


Figure 1.4: Première image SAR acquise, en 1957 [3]

2.2.1 Prise de vue

La géométrie de la prise de vue du SAR est donnée par la Figure 1.5 La direction perpendiculaire à la trajectoire du satellite est appelée *portée* ou *distance* (range, en anglais):

- La portée proximale (Near range, en anglais): correspond au point de l'image le plus près du *Nadir*.
- La portée distale (Far range, en anglais): correspond au point de l'image le plus loin du nadir.

La direction parallèle à la trajectoire du satellite est appelée *azimutale*.

L'*axe d'altitude* forme un trièdre direct avec les deux axes des directions. Le plan formé par le vecteur de la vitesse du porteur et la direction de pointage de l'antenne s'appelle *plan oblique*. La trace au sol du lobe d'antenne décrit une bande d'observation appelée *fauchée* [2].

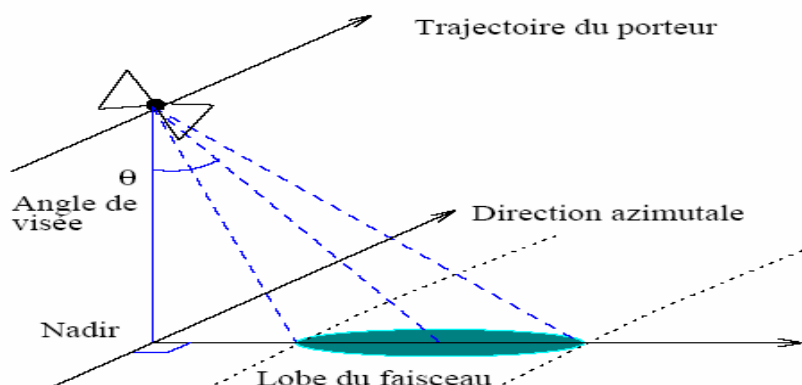


Figure 1.5 : Géométrie de la visée latérale du SAR [2]

2.3 Principe de formation de l'image SAR

Les impulsions émises par l'antenne du radar SAR sont réfléchies par la cible après un temps de propagation proportionnel à la distance antenne-cible. Le signal radar reçu est le résultat de l'interaction de l'onde émise avec l'ensemble des points au sol. Cette interaction est déterminée par l'intensité et par la polarisation de l'onde rétrodiffusée vers l'antenne. La même antenne sert alternativement à l'émission et à la réception des ondes grâce à un dispositif (rotateur ou circulateur) qui permet à l'antenne de commuter d'un mode à l'autre. Elle envoie des impulsions de durée τ vers le sol, avec une inclinaison déterminée par rapport

à la verticale pour éviter que deux points symétriques par rapport à la perpendiculaire ne soient confondus en un seul point dans le système imageur et à la fréquence PRF.

L'image brute radar ainsi constituée est un tableau *temps-distance* où le temps est représenté par le cadencement des impulsions et la distance par la position d'un écho sur la ligne [2].

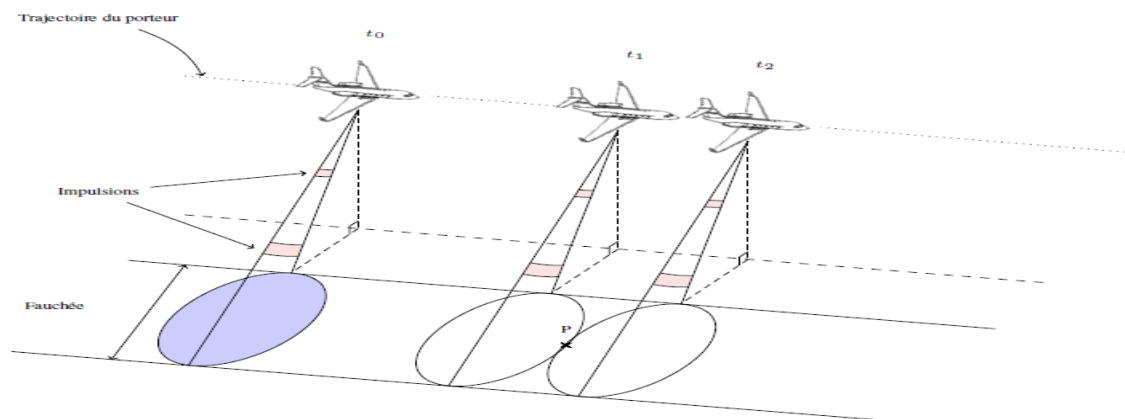


Figure 1.6 : Schéma d'un système SAR [3]

Un radar imageur fonctionne en émettant des ondes électromagnétiques dans une direction donnée, généralement vers le sol. La surface illuminée diffuse l'onde incidente dans toutes les directions, dont la direction d'émission. La partie qui est réémise vers le radar est enregistrée et traitée afin de former l'image radar. On appelle cette partie le signal rétrodiffusé. La (Figure 1.6) présente, de manière schématisée, le fonctionnement d'un système SAR. Un porteur-avion ou satellite se déplace selon une trajectoire donnée et illumine une zone du sol [3].

2.4 Les paramètres d'opération d'un RSO polarimétrique :

L'opération de tout RSO est caractérisée par quatre paramètres de base : la fréquence (ou l'équivalent de la longueur d'onde) des ondes émises, la configuration de polarisation (émission/réception), la position du faisceau lors de l'acquisition de données ainsi que la résolution spatiale. Nous décrirons ces paramètres en mettant l'accent sur les différences entre un RSO polarimétrique et les autres RSO [1].

2.4.1 Fréquences d'émission

Les RSO de télédétection mis en orbite depuis les années 1990 opèrent à une seule fréquence dans les micro-ondes. Les micro-ondes (ou hyperfréquences) couvrent un large spectre de longueurs d'onde, allant des ondes millimétriques aux ondes centimétriques, divisé en bandes de radiofréquences (Tableau 1.1). La plupart des RSO satellitaires émettent en bande C et L. Plus récemment des RSO émettant en bande X ont été aussi mis en orbite. Les deux RSO d'intérêt dans cette recherche opèrent à 5.405 GHz ou 5.6 cm (bande C; RS2) et à 1.27 GHz ou 23.6 cm (bande L; ALOS-PALSAR) [1].

2.4.2 Diversité des polarisations

La plupart des RSO satellitaires mis en orbite jusqu'au milieu des années 90 émettaient des impulsions micro-ondes avec une polarisation linéaire (horizontale ou verticale) et isolaient la composante horizontale ou verticale de l'onde lors de la réception du signal provenant de la surface terrestre. Ces satellites étaient donc dotés d'une antenne à configuration unique en Transmission (Tx) et réception (Rx) soit en polarisation horizontale [HH, ex. Seasat, RADARSAT-1 (bande C), JERS-1 (L)] ou verticale [VV, ex. ERS-1 (C) & ERS-2 (C)]. L'un des premiers fut le satellite Envisat-ASAR (bande C) qui pouvait opérer en polarisation duale. Ce dernier pouvait transmettre en polarisation horizontale ou verticale et recevait ensuite le signal selon ces deux configurations (Tx : H ou V, Rx : H & V). Enfin, certains satellites sont dotés d'un mode d'acquisition en configuration quadruple (ex. TerraSAR-X(X), RADARSAT-2 (C), ALOSPALSAR (L)) pour lesquels les polarisations horizontale et verticale sont transmises et reçues. C'est cette dernière configuration qui est d'intérêt dans cette recherche. La Figure 1.7 montre à titre d'exemple les différentes façons d'opérer du capteur PALSAR à bord du satellite ALOS selon la configuration de polarisation. À chaque émission d'impulsion, indiquée par une flèche sur cette figure, correspond une ligne de balayage du terrain; balayage qui se base sur la mesure du temps aller-retour des signaux (voir : *Géométrie d'acquisition*). Pour empêcher que des signaux provenant d'une ligne de balayage arrivent au radar après l'émission de la prochaine impulsion (ambiguïtés en portée) il faut ajuster la longueur d'une ligne de balayage (fauchée) en fonction de la fréquence de répétition des impulsions. On comprend que pour obtenir une ligne de balayage en quasi-

synchronisme en polarisation quadruple, la fréquence d'émission d'impulsions (PRF) doit être doublée par rapport à une opération en polarisation simple et conséquemment la fauchée doit être la moitié de celle en polarisation simple [1].

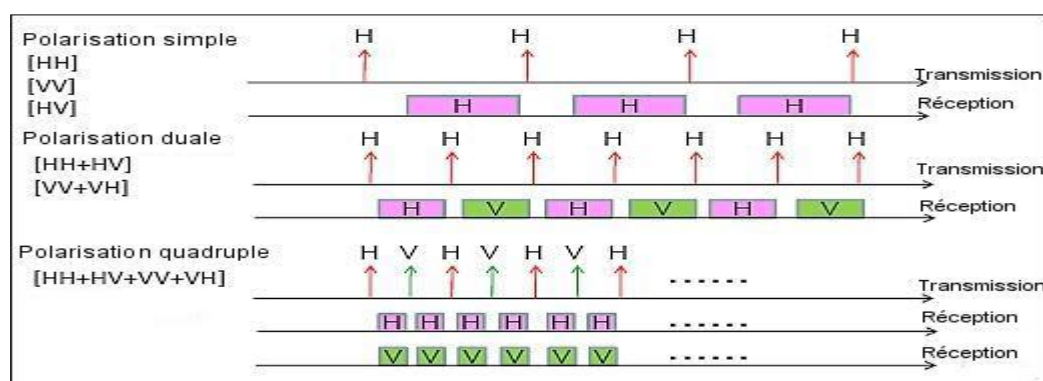


Figure 1.7 : Différentes configurations de polarisation du capteur ALOS-PALSAR adapté

Source : d'eoPORTAL (2012), Satellite Mission database, Alos-2

<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/a/alos-2>

2.4.3 Géométrie d'acquisition

Un RSO acquiert ses données sur la surface visée par balayage du terrain. L'émetteur microondes génère des impulsions de courte durée (quelques microsecondes) et de forte puissance (pic à quelques 2 à 5 kW) avec une certaine fréquence de répétition (PRF). À chaque émission d'impulsion, une ligne de balayage est créée. L'antenne du RSO joue le rôle d'un transducteur permettant au rayonnement émis de passer d'une propagation guidée dans une ligne de transmission à une propagation dans l'espace libre tout en demeurant concentré à l'intérieur d'un faisceau et vice-versa. Les caractéristiques géométriques du faisceau (forme et ouverture angulaire) ainsi que la distance d'opération du radar définissent la géométrie d'une ligne de balayage (longueur de la fauchée et largeur). La Figure 1.8 présente schématiquement les caractéristiques du faisceau et de la ligne de balayage lors d'une opération typique d'un RSO satellitaire. Prenant comme exemple RS2 opérant à une portée de 1000 km de la Terre

avec son antenne de 15m x 1.5m, nous pouvons constater que la largeur d'une ligne de balayage sera de 4 km environ tandis que sa fauchée sera de l'ordre d'une cinquantaine de kilomètres. Pour ALOS, les différences en taille de l'antenne (8.9 m x 3.1 m) et en longueur d'onde par rapport à RS2, résulteront pour la même portée à des lignes de balayage d'une fauchée de quelques 90 kilomètres et d'une largeur d'une trentaine de kilomètres environ. Comme nous le verrons plus loin le RSO tire avantage de cette largeur en émettant des impulsions à une cadence appropriée pour obtenir des lignes de balayage après traitement qui peuvent être d'une largeur métrique (résolution azimutale). Tel que mentionné, la longueur de la fauchée est finalement définie par le temps disponible pour échantillonner les signaux de retour entre deux émissions d'impulsions successives, fonction du nombre des canaux de polarisation échantillonnés [1].

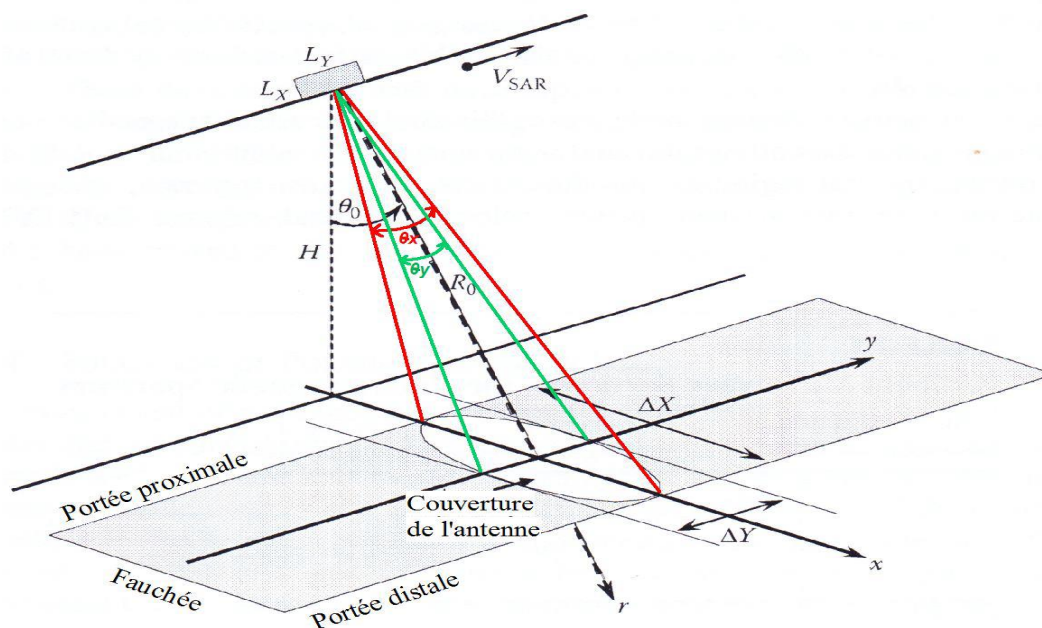


Figure 1.8 : Géométrie d'acquisition des données RSO opérant en mode «strip-map»

Source : adapté de Lee et Pottier (2009)

Antenne rectangulaire ($L_y \times L_x$) :

Les ouvertures angulaires du faisceau dans les directions parallèle (direction azimutale) et transversale (direction en portée oblique) à la trajectoire de vol sont respectivement :

$$\theta_y \approx \frac{\lambda}{L_y} \quad \text{Et} \quad \theta_x \approx \frac{\lambda}{L_x} \quad (1.3)$$

Où :

λ Est la longueur d'onde.

La largeur et la longueur d'onde d'une ligne de balayage sont respectivement :

$$\Delta Y \approx R_0 \theta_y \quad \text{et} \quad \Delta X \approx \frac{R_0 \theta_x}{\cos \theta_0} \quad (1.4)$$

Où :

θ_0 Est l'angle de visée du radar et R_0 correspond à la portée médiale du faisceau.

Les RSO ont des antennes composées la plupart de temps par des alignements de radiateurs élémentaires. En modulant d'une façon appropriée la phase du signal qui alimente chaque radiateur, il est possible de générer des faisceaux radar dirigés selon des angles différents vers la surface terrestre. Tous les RSO modernes ont cette capacité de modifier (électroniquement) la position du faisceau et acquièrent leurs données en différents modes (strip-map, spotlight, ScanSAR, etc.). Les Figure 1.9 et 1.10 illustrent les différents modes d'acquisition des données par ALOS-PALSAR et RS2. L'acquisition de données polarimétriques se fait dans les deux cas uniquement en mode «strip-map». Dans ce mode le faisceau demeure dans un plan perpendiculaire à la trajectoire de vol et l'angle de visée du faisceau demeure fixe pour une acquisition de données spécifique (Figure 1.8). Nous pouvons modifier l'angle de visée d'une acquisition à l'autre par télécommande. Quant à l'orientation du faisceau par rapport au Nord, vu l'orbite héliosynchrone des satellites, la trace au sol de l'orbite est à nos latitudes d'une dizaine de degrés vers l'est (orbite descendante) ou vers l'ouest (orbite ascendante) du méridien central de la scène visée. Il est à noter que certains RSO comme celui de RS2 sont dotés d'une capacité de déplacer leur antenne afin de viser un territoire se trouvant à l'est ou à l'ouest de leur orbite Figure 1.10 [1].

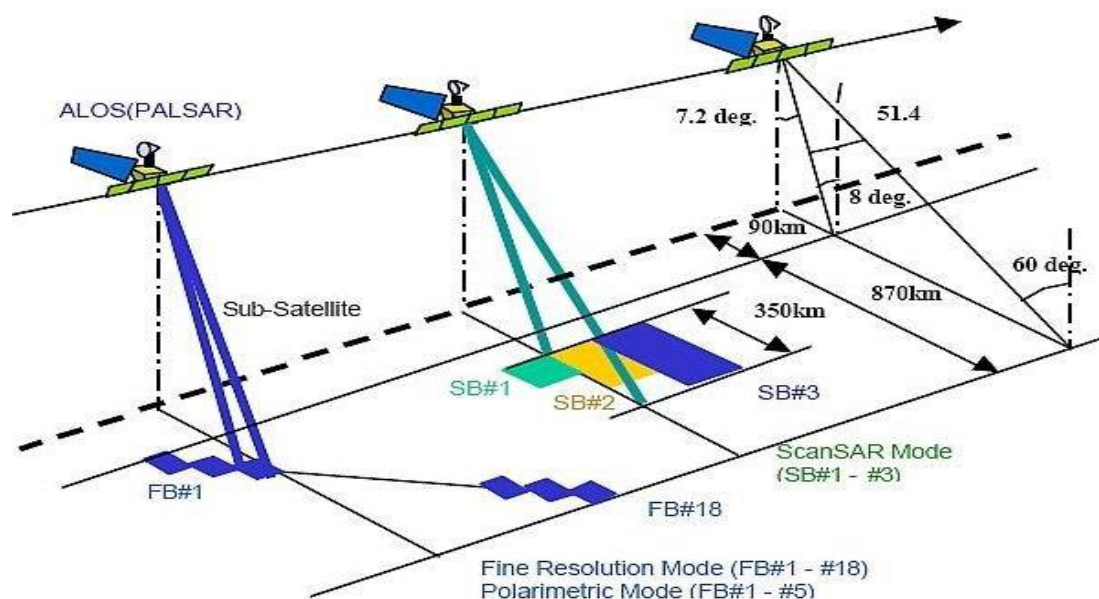


Figure 1.9 : Géométrie d'acquisition du RSO PALSAR du satellite ALOS

Source : JAXA-EORC (1997)

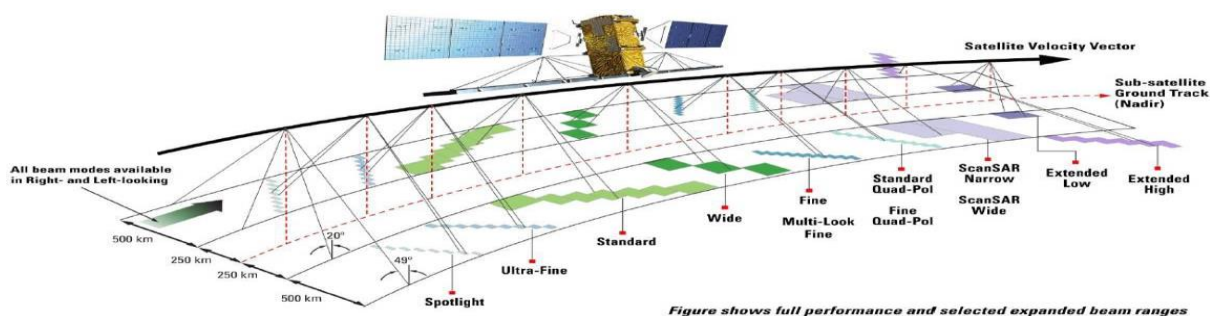


Figure 1.10 : Modes d'acquisition du satellite RADARSAT-2

Source : MDA (2009); RADARSAT-2 Product description

Comme nous pouvons le constater par la Figure 1.9, ALOS-PALSAR acquière de données polarimétriques à une seule résolution (d'une trentaine de mètres au sol) selon cinq-angles d'incidence (FB#1-FB#5) variant de 80 à 300. RS2 offre pour sa part une plus grande gamme d'angles d'incidence pour l'acquisition de données polarimétriques (Figure 1.10). Ces données sont offertes selon deux résolutions différentes soit d'une trentaine de mètres (mode standard) ou d'une dizaine de mètres au sol (mode fin). Seul le mode fin nous a intéressés dans cette étude [1].

| Beam | Near Inc. Ang(°) | Farr Inc. Ang(°) | Near range res.(m) | Far range res.(m) | Beam | Near Inc. Ang(°) | Farr Inc. Ang(°) | Near range res. (m) | Far range res. (m) |
|-------------|------------------|------------------|--------------------|-------------------|-------------|------------------|------------------|---------------------|--------------------|
| FQ1 | 18.4 | 20.4 | 16.5 | 14.9 | FQ17 | 36.4 | 38.0 | 8.8 | 8.5 |
| FQ2 | 19.7 | 21.7 | 15.2 | 14.0 | FQ18 | 37.4 | 38.9 | 8.6 | 8.3 |
| FQ3 | 20.9 | 22.9 | 14.6 | 13.4 | FQ19 | 38.3 | 39.8 | 8.4 | 8.1 |
| FQ4 | 22.1 | 24.1 | 13.8 | 12.7 | FQ20 | 39.2 | 40.7 | 8.2 | 8.0 |
| FQ5 | 23.4 | 25.3 | 13.1 | 12.2 | FQ21 | 40.2 | 41.6 | 8.1 | 7.8 |
| FQ6 | 24.6 | 26.4 | 12.5 | 11.7 | FQ22 | 41 | 42.4 | 7.9 | 7.7 |
| FQ7 | 25.7 | 27.6 | 12 | 11.2 | FQ23 | 41.9 | 43.3 | 7.8 | 7.6 |
| FQ8 | 26.9 | 28.7 | 11.5 | 10.8 | FQ24 | 42.8 | 44.1 | 7.7 | 7.5 |
| FQ9 | 28.0 | 29.8 | 11.1 | 10.5 | FQ25 | 43.6 | 44.9 | 7.5 | 7.4 |
| FQ10 | 29.1 | 30.9 | 10.7 | 10.1 | FQ26 | 44.4 | 45.7 | 7.4 | 7.3 |
| FQ11 | 30.2 | 32.0 | 10.3 | 9.8 | FQ27 | 45.2 | 46.5 | 7.3 | 7.2 |
| FQ12 | 31.3 | 33.0 | 10.0 | 9.5 | FQ28 | 46.0 | 47.2 | 7.2 | 7.1 |
| FQ13 | 32.4 | 34.0 | 9.7 | 9.3 | FQ29 | 46.8 | 48 | 7.1 | 7.0 |
| FQ14 | 33.4 | 35.1 | 9.4 | 9.1 | FQ30 | 47.5 | 48.7 | 7.1 | 6.89 |
| FQ15 | 34.4 | 36.0 | 9.2 | 8.8 | FQ31 | 48.3 | 49.4 | 7.0 | 6.8 |
| FQ16 | 35.4 | 37.0 | 9.0 | 8.6 | | | | | |

Tableau 1.2 : Principales caractéristiques des faisceaux RADARSAT-2 en mode polarimétrique fin (FQ)

Source : MDA (2009); RADARSAT-2 Product description

Le Tableau 1.2 donne les détails sur les angles d'incidence selon ce mode (FQ).

Compte tenu de contraintes imposées par la grande fréquence de répétition des impulsions Pour les opérations en quadruple polarisation, la fauchée n'est que de 30 km pour ALOS et de 25 km pour RS2. À titre de comparaison, la fauchée peut atteindre quelques 70 km lorsque ALOS opère en mode *strip-map* en polarisation simple ou duale, tandis que pour RS2 en résolution fine et en mode *strip-map*, la fauchée maximale est de 50 km en polarisation simple ou duale [1].

2.4.4 Résolution

La résolution spatiale est un point très important de tout système imageur. C'est la capacité d'un radar à séparer deux objets voisins selon une certaine distance. Si la résolution est suffisamment grande, les deux objets voisins seront placés dans deux cases de résolutions séparées. Sinon, ils seront situés dans la même case par combinaison de l'énergie réfléchie par les deux objets.

Cependant, la résolution est directement liée à la durée des impulsions comprimées émises par le radar : pour augmenter la résolution, il faut réduire la durée des impulsions ou augmenter la bande émise du signal si les impulsions sont codées. Il est aussi nécessaire que ces impulsions aient une énergie élevée afin de minimiser les effets de bruit induits par les rayonnements naturels mais surtout les bruits de mesure inhérents au système radar et de pouvoir détecter les signaux émis : on cherche à maximiser le rapport signal sur bruit. La génération d'impulsions courtes à grande énergie étant trop complexe à réaliser en pratique, les impulsions utilisées sont plus longues et codées mais ont une énergie suffisamment grande [3].

2.4.4.1 Résolution en portée oblique et en portée au sol

Le balayage des objets à l'intérieur de la fauchée est obtenu par le front d'onde même. Le rayonnement se propageant à la vitesse de la lumière atteint dans un premier temps les objets au sol se trouvant à sa portée proximale et successivement dans le temps les objets se situant à des portées plus éloignées jusqu'à la portée distale Figure 1.8. Le temps de réception des signaux rétrodiffusés par les objets après émission, fonction du temps de parcours aller-retour des ondes, sert comme base de localisation des objets dans la direction transversale. Il est évident que la résolution dans la direction de la portée est fonction de la capacité du système de réception de distinguer dans le temps deux signaux provenant des objets rapprochés au sol.

L'intervalle de temps entre deux mesures ne peut être inférieur à la durée de l'impulsion (τ). Émettre une impulsion de très courte durée afin d'améliorer la résolution dans la direction transversale tout en maintenant une forte puissance du signal qui favorisera la réception d'un signal utile, devient pratiquement impossible. Pour contourner ce problème, les

RSO émettent une impulsion de longue durée avec modulation linéaire de la fréquence de part et d'autre de la fréquence d'émission f_0 (« chirp »). Le même objet au sol (dont la dimension en portée équivaut à la résolution souhaitée) envoie une série de signaux avec des fréquences légèrement différentes. Le RSO est capable de différencier ces signaux et de les préserver. Il s'ensuit un traitement spécial appelé *compression en portée* qui permet de générer à partir des signaux recueillis par élément de résolution «souhaitée» un seul signal qui aurait dû être recueilli si la durée de l'impulsion était beaucoup plus courte (Elachi et van Zyl, 2006). Si la largeur de bande du "chirp" est B (MHz) nous pouvons démontrer que la résolution en portée après compression est[1]:

$$\delta_r = \frac{c}{2B} \quad (1.5)$$

Où c est la vitesse de la lumière et le facteur 2 est pour tenir compte du fait que l'intervalle de temps entre deux mesures correspond au temps aller-retour du signal. La résolution en portée du RSO est donc indépendante de la distance qui le sépare de la surface et elle exprime la différence minimale des portées entre deux objets rapprochés pour qu'ils soient considérés comme des objets séparés au niveau du radar. La distance minimale entre ces deux objets au sol ou résolution en portée au sol (δ_x) est alors équivalente à :

$$\delta_x = \frac{\delta_r}{\sin(\theta)} \quad (1.6)$$

La distance radiale au sol R_d dépend de l'angle d'incidence θ et de τ . Elle est donc donnée par

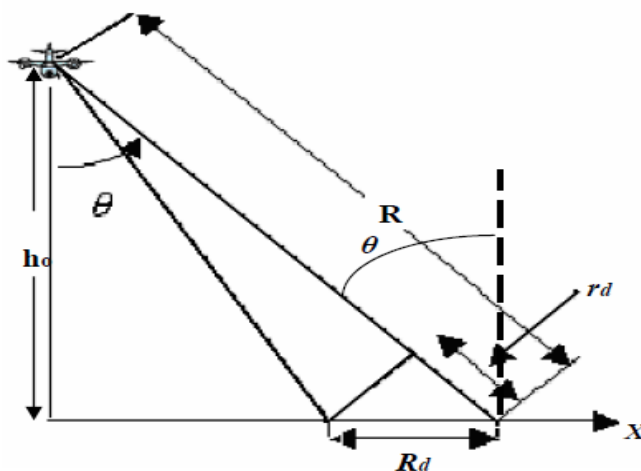


Figure 1.11 : Résolution en distance

2.4.4.2 Résolution azimutale

Dans la direction azimutale, tel que mentionné, la largeur d'une ligne de balayage (ce qui constitue la résolution azimutale) est de plusieurs kilomètres. Le RSO tire avantage de cette grande largeur pour synthétiser une ligne de balayage d'une largeur métrique au prix cependant d'un traitement postacquisition intensif. Sans rentrer dans les détails techniques de cette opération on peut l'expliquer d'une façon simple comme suit. Compte tenu de leur largeur, deux lignes de balayage successives ont un grand recouvrement. En effet pour une vitesse du satellite de 7km/sec et un PRF de 1500 impulsions par seconde on peut facilement calculer que deux lignes de balayage successives sont distantes d'environ 5 m au sol. Ceci constitue la largeur de ligne de balayage qui sera synthétisée après traitement comme si le radar portait une antenne (ouverture) de plusieurs kilomètres (équivalente à la largeur d'une ligne de balayage). Un objet de cette dimension de 5 m au sol est vu 1500 fois dans autant de lignes de balayages. À chaque fois cependant sa position par rapport au radar est légèrement différente. Ceci cause un léger changement de la fréquence des ondes reçues dû à l'effet Doppler. Le RSO possède la capacité de distinguer ce léger changement et ainsi de «positionner» chaque objet en fonction de sa fréquence Doppler à l'intérieur d'une ligne de balayage le long d'une portée quelconque. En d'autres mots, une matrice de signaux est générée par ligne de balayage. Les lignes de cette matrice correspondent aux différentes portées tandis que les colonnes, aux locus d'égale fréquence Doppler (iso-Doppler). Lors du traitement, le même objet est reconnu selon sa portée et sa position Doppler dans les 1500 lignes de balayage successives et les signaux compressés pour synthétiser l'«image» de l'objet à une ligne de balayage qui correspond à sa position zéro de Doppler (l'objet se trouvait vis-à-vis le radar). La synthèse d'ouverture nécessite tout d'abord l'émission des signaux cohérents, en d'autres termes, la fréquence de répétition des impulsions et la phase de chaque impulsion sont soigneusement contrôlées. Il en est de même lors de la réception et le traitement postacquisition des signaux. On peut prouver qu'à limite (RSO pleinement focalisé) la résolution azimutale équivaut à la moitié de la longueur de l'antenne et elle donc indépendante de la portée [1] :

$$\delta_y = \frac{L_y}{2} \quad (1.7)$$

La composante horizontale ou verticale du signal isolée par le radar lors de la réception peut s'écrire sous une forme simplifiée comme suit [1] :

$$A = A_0 \cos p + jA_0 \sin p \quad (1.8)$$

Où A_0 est l'amplitude du signal et p est l'angle de phase. Tous les RSO satellitaires séparent et quantisent (souvent en 4 ou 6 bits) les composantes cosinusoïdale (en phase I) et sinusoïdale (en quadrature de phase Q) du signal. Pour réaliser cette opération on compare le signal reçu à une paire de signaux de référence générés par l'oscillateur local (LO) qui est responsable de la synchronisation des opérations du capteur. L'un des signaux de référence est en phase avec le LO (0°) alors que le second sera en quadrature par rapport à LO (90°) (Raney, 1998). Le signal radar est alors traité comme un nombre complexe ce qui est nécessaire pour l'addition cohérente de plusieurs échos pour, entre autres, augmenter la résolution en azimuth. Les données radar après compression en portée et en azimuth sont offertes par configuration de polarisation sous forme de deux matrices I et Q selon un format dit «*Single Look Complexe*».

La géométrie d'origine (portée oblique-Zéro Doppler) est préservée. Nous pouvons ainsi générer des images de magnitude du signal [1] :

$$\text{Magnitude} = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (1.9)$$

Ou de la phase utile dans les opérations d'interférométrie [1] :

$$\text{Phase} = \tan^{-1} \left(\frac{Q}{I} \right) \quad (1.10)$$

À l'aide de coefficients d'étalonnage approprié, les données sur la magnitude peuvent être converties en coefficients de rétrodiffusion (σ°). Cette conversion implique au préalable la prise en considération du patron de l'antenne ainsi que de l'angle d'incidence local du faisceau [1].

2.5 Interprétation de l'image SAR

Une image SAR est composée de points juxtaposés les uns à côté des autres. Chaque élément de l'image (pixel) est défini par son intensité dans l'image. La valeur de l'intensité du pixel est proportionnelle au rapport de l'intensité reçue sur l'intensité émise en direction de la surface, on parle de rétrodiffusion radar. Elle correspond à la somme cohérente des réponses de chaque diffuseur élémentaire situé dans la cellule de résolution. Autrement dit, elle dépend des interférences qui se créent entre ces réponses. Les interférences donnent à l'image un effet de chatoiement (speckle). Des techniques adaptées permettent de filtrer correctement ce bruit [5]. L'interprétation des images radar part du principe que plus la surface est rugueuse, plus l'intensité du pixel sera forte. Inversement, plus une surface sera lisse (routes, eaux calmes) à l'échelle des longueurs d'onde employées, plus l'onde radar sera diffusée dans la direction opposée au capteur (réflexion spéculaire) et la surface apparaîtra sombre. La végétation apparaît grise car rugueuse à l'échelle des ondes centimétriques. Les surfaces inclinées (flanc de montagne par exemple) vers le radar vont avoir une réponse très forte alors que celles non éclairées seront noires. Des doubles réflexions peuvent être engendrées par des surfaces lisses et les diffuseurs réfléchissants (immeubles, troncs d'arbres) [2].

2.6 Statistiques de l'image SAR

Le SAR produit des images dégradées par un bruit appelé speckle [5]. Ce bruit correspond aux distorsions radiométriques de l'image. Il est dû à la recombinaison en amplitude et en phase des signaux provenant de la multitude des éléments diffuseurs ayant une taille non négligeable devant la longueur d'onde λ dans une cellule de résolution au sol Figure 1.12. En effet, lorsque l'onde radar est émise en direction de la cible, celle-ci renvoie non pas une seule onde mais plusieurs ondes qui interfèrent au niveau du radar de façon destructive ou constructive, ce qui donne l'aspect 'poivre et sel' à l'image. Le speckle a les caractéristiques d'un bruit multiplicatif. Ce phénomène rend difficile l'extraction de l'information thématique. La réduction ou l'élimination de ce bruit facilite l'exploitation des images SAR. A cet effet, de nombreuses méthodes de réduction du speckle ont été étudiées. Généralement, le speckle est modélisé comme étant un bruit multiplicatif statistiquement

indépendant du signal. La réponse d'une cellule de résolution est la somme de N réponses de cibles ponctuelles aléatoirement réparties dans la cellule, notée :

$$S_i = A_i \exp(j\varphi_i) \quad (1.11)$$

Où l'amplitude A_i et la phase φ_i sont un ensemble de variables aléatoires indépendantes entre elles et suivent une loi uniforme sur $[0, 2\pi]$, la réponse de la cellule est:

$$s = \sum_{i=1}^N A_i \exp(j\varphi_i) = A \exp(j\varphi) = A_1 + jA_2 \quad (1.12)$$

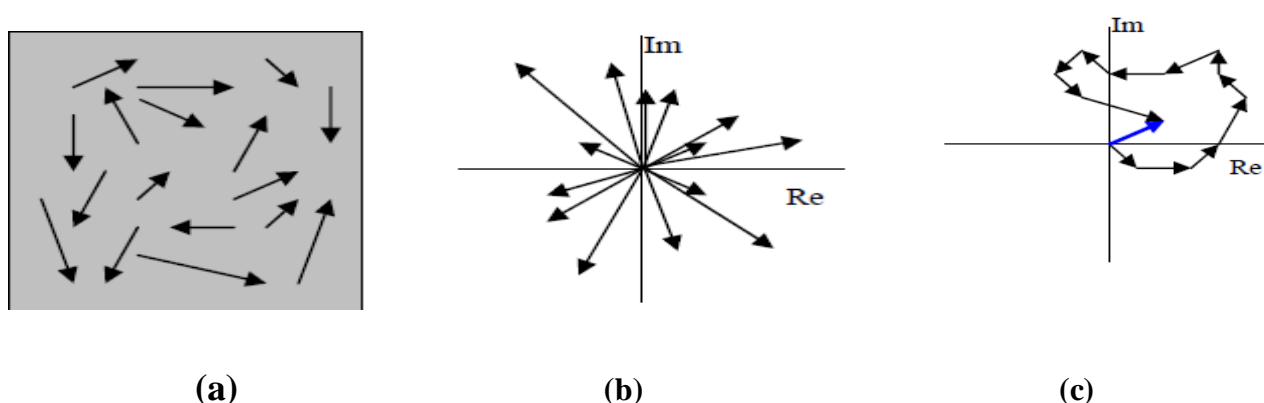


Figure 1.12 : Contributions des diffuseurs dans la cellule de résolution.

(a) Distribution de N différents diffuseurs.

(b) Toutes les réponses traduites à la même origine.

(c) Les contributions s'additionnent en phase, la flèche bleue indique la résultante [2].

2.7 Filtrage des images SAR

Les méthodes de filtrage des images SAR ont pour but de réduire le speckle tout en évitant de dégrader l'image par un lissage excessif. La dégradation radiométrique due au Speckle rend difficile la séparation de deux cibles homogènes, de coefficients de rétrodiffusion différents. En pratique, il n'existe pas de filtre idéal répondant à toutes les exigences, mais certains filtres s'en rapprochent. Les trois méthodes de filtrage du speckle sont :

- Méthode 'multivues ou multi-looks' : Il y'a deux techniques pour cette méthode, la première est une technique spectrale qui permet de réduire la variance du speckle d'un facteur N au détriment de la résolution spatiale de l'image originale. La deuxième technique est une technique spatiale qui consiste à acquérir une image

pleine résolution SLC et à effectuer un moyennage de N pixels adjacents pour former une image basse résolution avec atténuation du speckle.

- Méthode ‘Multi-fréquence, Multi-polarisation’ : Plusieurs filtres ont été développés [6] dont le plus connu est celui de *Lee* ‘Edge-aligned nonsquare windows’ qui utilise la matrice de covariance et les statistiques locales pour une zone homogène.
- Méthodes spatiales : Ces méthodes se subdivisent en deux familles, la première comporte les méthodes heuristiques qui permettent de réduire le speckle sans tenir compte de son caractère multiplicatif et sans connaissance à priori de ses lois de probabilité. La deuxième famille comporte les méthodes homomorphiques qui sont fondées sur le caractère multiplicatif du speckle [2].

3. Notions fondamentales sur la polarimétrie

3.1 Polarimétrie : Notion de base

La télédétection SAR polarimétrique est l’étude de la réponse électromagnétique d’une cible à un signal SAR incident polarisé [2].

La polarimétrie radar n’est pas concernée par la propagation de l’onde mais seulement par l’état final de sa polarisation lors de la réception. Dans ce qui suit, nous présenterons une synopsis de la théorie sur les descripteurs de l’état de polarisation dans le contexte général d’une onde ÉM (polarimétrie de l’onde) ainsi que dans le contexte particulier des mesures d’un radar polarimétrique (polarimétrie de diffusion) [3].

La polarimétrie radar est l’étude de l’effet d’une cible ou d’un milieu naturel sur l’état de polarisation d’une onde incidente. Les caractéristiques physiques d’une cible donnée, dont la constante diélectrique, la géométrie et la taille de ses composantes vont affecter la polarisation d’une onde rétrodiffusée. La polarimétrie cherche à interpréter le signal reçu par un capteur radar polarimétrique pour en retirer de l’information sur la structure physique de la cible observée. Cette section décrit brièvement le principe de polarisation d’une onde ainsi que quelques méthodes de représentation du signal polarimétrique [3].

3.2 Description des ondes électromagnétiques

3.2.1 Propagation des ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique est la représentation ondulatoire d'un rayonnement électromagnétique, phénomène qui se manifeste par la présence d'un champ électrique couplé à un champ magnétique. La propagation des ondes électromagnétiques est régie par les équations de Maxwell, qui décrivent le comportement des champs électrique et magnétique dans l'espace et au cours du temps. Ces équations sont les suivantes [3] :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r}, t) = - \frac{\partial \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (1.13)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{J}_T(\vec{r}, t) + \frac{\partial \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (1.14)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D}(\vec{r}, t) = \rho(\vec{r}, t) \quad (1.15)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B}(\vec{r}, t) = 0 \quad (1.16)$$

Avec \vec{r} le vecteur de position (le point de l'espace où sont évaluées les différentes quantités), t l'instant où sont évaluées les différentes quantités, $\vec{E}(\vec{r}, t)$ le champ électrique, $\vec{H}(\vec{r}, t)$ le champ magnétique, $\vec{D}(\vec{r}, t)$ l'induction électrique, $\vec{B}(\vec{r}, t)$ l'induction magnétique, $\vec{J}_T(\vec{r}, t)$ la densité de courant et $\rho(\vec{r}, t)$ la densité de charge libre. $\vec{\nabla}$ C'est l'opérateur nabla, $\vec{\nabla} \wedge \vec{X}$ l'opérateur rotationnel et $\vec{\nabla} \cdot \vec{X}$ l'opérateur divergence.

La densité de courant $\vec{J}_T(\vec{r}, t) = \vec{J}_S(\vec{r}, t) + \vec{J}_C(\vec{r}, t)$ est composée de deux termes :

$\vec{J}_S(\vec{r}, t)$ est un terme induit par la présence de sources dans le milieu.

$\vec{J}_C(\vec{r}, t) = \sigma \vec{E}(\vec{r}, t)$ dépend de la conductivité σ du milieu.

Les relations entre champs et inductions sont les suivantes :

$$\vec{D}(\vec{r}, t) = \varepsilon \vec{E}(\vec{r}, t) + \vec{P}(\vec{r}, t) \quad (1.17)$$

$$\vec{B}(\vec{r}, t) = \mu (\vec{H}(\vec{r}, t) + \vec{M}(\vec{r}, t))$$

Avec $\vec{P}(\vec{r}, t)$ le vecteur de polarisation, $\vec{M}(\vec{r}, t)$ le vecteur aimantation, ϵ la permittivité du milieu et μ la perméabilité du milieu.

Si le milieu est linéaire, homogène et isotrope, alors

$$\vec{P}(\vec{r}, t) = \vec{M}(\vec{r}, t) = \vec{J}_s(\vec{r}, t) = \vec{0} \quad (1.18)$$

Les Eqs. (1-1.15), (1-1.17) et (1-1.18) impliquent la relation suivante :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{\rho(\vec{r}, t)}{\epsilon} \quad (1.19)$$

On dispose de la relation de calcul vectoriel suivante :

$$\vec{\nabla} \wedge [\vec{\nabla} \wedge \vec{X}] = \vec{\nabla} [\vec{\nabla} \cdot \vec{X}] - \Delta \vec{X} \quad (1.20)$$

Avec \vec{X} un vecteur quelconque et Δ l'opérateur Laplacien. En appliquant la relation de l'Eq (1-1.20) au vecteur champ électrique $\vec{E}(\vec{r}, t)$ et d'après les Eqs. (1.13) et (1.19), on obtient l'équation de propagation suivante :

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}, t) - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} = \frac{\vec{\nabla} \rho(\vec{r}, t)}{\epsilon} \quad (1.21)$$

Avec $\vec{\nabla}$ l'opérateur gradient.

On suppose de plus que le milieu est libre de charges, i.e. ($\frac{\vec{\nabla} \rho(\vec{r}, t)}{\epsilon} = 0$) L'Eq (1-1.21) devient alors :

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}, t) - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} = 0 \quad (1.22)$$

Une solution de l'Eq (1.21) particulièrement adaptée à l'étude de la polarisation est l'onde plane monochromatique. On peut alors simplifier grandement l'étude de l'équation de

propagation en considérant le vecteur champ électrique $\vec{E}(\vec{r}, t)$ comme la partie réelle du vecteur complexe $\underline{\vec{E}}(\vec{r}, t)$ défini de la manière suivante :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \underline{E}_0 \exp(j(\omega t - \vec{k} \vec{r})) = \underline{\vec{E}}(\vec{r}) \exp(j\omega t) \quad (1.23)$$

Avec $\underline{\vec{E}}_0$ l'amplitude complexe du vecteur $\underline{\vec{E}}(\vec{r}, t)$, \vec{k} le vecteur d'onde et ω la pulsation de l'onde.

L'Eq (1.22) peut donc s'écrire de la manière suivante :

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}) + \omega^2 \mu \varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\varepsilon \omega}\right) \vec{E}(\vec{r}) = 0 \quad (1.24)$$

On définit l'amplitude complexe du vecteur d'onde \vec{k} , notée k , par :

$$k = \sqrt{\omega^2 \mu \varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\varepsilon \omega}\right)} = \beta - j\alpha \quad (1.25)$$

On peut représenter le champ électrique dans une base orthogonale $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ telle que $\vec{k} = \vec{z}$. Ceci permet

D'exprimer le vecteur $\underline{\vec{E}}(\vec{r})$ de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \underline{\vec{E}}(\vec{r}) &= \underline{\vec{E}}_0 \exp(-j \vec{k} \vec{r}) \\ \Rightarrow \underline{\vec{E}}(z) &= \underline{\vec{E}}_0 \exp(-\alpha z - j\beta z) \quad \text{avec } E_{0z} = 0 \end{aligned} \quad (1.26)$$

Car le vecteur d'onde est orthogonal au vecteur champ électrique.

Dans le domaine temporel, l'Eq (1.26) devient :

$$\vec{E}(z, t) = \begin{bmatrix} E_{0x} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \\ E_{0y} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - kz + \delta_y) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Le terme en α est un terme d'atténuation commun à toutes les composantes du vecteur, il n'est donc pas relié à la polarisation de l'onde. On peut donc considérer $\alpha = 0$. L'évolution spatiale d'une onde plane monochromatique au cours du temps est donc donnée par :

$$\vec{E}(z, t) = \begin{bmatrix} E_{0x} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \\ E_{0y} \cos(\omega t - kz + \delta_y) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

3.2.2 Polarisation d'une onde monochromatique

Dans le vide, le développement des équations de Maxwell pour une onde monochromatique aboutit à la définition d'une onde plane Transverse Electromagnétique (TEM), où les deux composantes (électrique et magnétique) sont toujours perpendiculaires l'une par rapport à l'autre et elles oscillent avec la même phase .

D'une manière générale une onde plane monochromatique, avec une amplitude complexe constante, propageant dans la direction du vecteur d'onde \vec{K} à la forme suivante :

$$\vec{E}(\vec{r}) = \underline{\vec{E}}_0 e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}} \quad (1.29)$$

avec $\underline{\vec{E}}(\vec{r}) \cdot \vec{k} = 0$

Le champ électrique peut être représenté dans une base orthogonale $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ définie de manière que $\vec{k} = \vec{z}$ à cet effet l'expression du champ électrique devient [8] :

$$\vec{E}(z, t) = \begin{bmatrix} E_x(z, t) \\ E_y(z, t) \\ E_z(z, t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{0x} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \\ E_{0y} \cos(\omega t - kz + \delta_y) \\ E_z = 0 \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

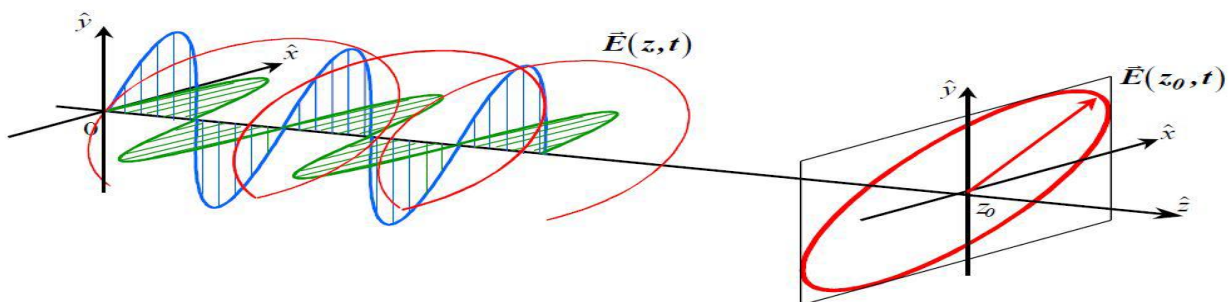


Figure 1.13: Onde électromagnétique et ellipse de polarisation

Source : Lopez-Martinez et al. (2005) [1].

Où E_{0x} et E_{0y} représentent les amplitudes des oscillations linéaires monochromatiques des Composantes orthogonales du vecteur électrique, k est le nombre d'onde [1].

ω Désigne la pulsation de l'onde, reliée à sa fréquence f par $\omega = 2\pi f$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde dans le vide, $\lambda = \frac{c}{f}$ Est la longueur d'onde, et c la célérité de la lumière dans le vide, δ_x et δ_y sont les phases absolues des composants du champs électrique $E_x(z, t)$ et $E_y(z, t)$ a l'origine $t=0$ Et $z=0$ [8].

La Figure 1.14 donne une représentation générale d'une onde plane monochromatique lors de sa propagation [8].

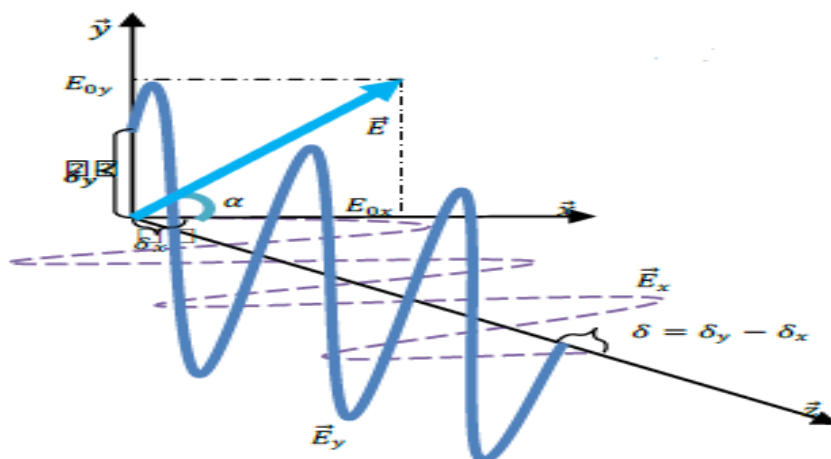


Figure 1.14 : Propagation d'une onde électromagnétique (Vecteur champ électrique)

3.2.3 Ellipse de polarisation

À une position quelconque dans l'espace z_0 le vecteur du champ électrique décrit dans le temps une ellipse appelée ellipse de polarisation. En effet en éliminant les termes liés à la propagation des ondes (1.30) nous obtenons l'équation d'une ellipse :

$$\left(\frac{E_x}{E_{0x}}\right)^2 - 2 \frac{E_x E_y}{E_{0x} E_{0y}} \cos(\delta) + \left(\frac{E_y}{E_{0y}}\right)^2 = \sin^2(\delta) \quad (1.31)$$

Où $\delta = \delta_y - \delta_x$

Un meilleur aperçu du lien entre l'état de polarisation et la structure (géométrie) d'une cible est obtenu en utilisant l'ellipse de polarisation et la sphère de Poincaré. En passant d'une représentation analytique à une représentation géométrique de l'onde rétrodiffusée et en éliminant le terme de propagation de l'onde ÉM [7] :

$$\left(\frac{E_H}{a_H}\right)^2 + \left(\frac{E_V}{a_V}\right)^2 - 2 \frac{E_H E_V}{a_H a_V} \cos \delta = \sin^2 \delta \quad (1.32)$$

La présente le déplacement du point $E_H E_V$ qui décrit une ellipse autour de l'axe de propagation du signal. La forme de l'ellipse de polarisation sera déterminée par son orientation (ψ) et son ellipticité (χ) alors que sa taille, correspondant à l'amplitude, est donnée par la longueur de ses semi-axes a et b . L'ellipticité correspond à l'aplatissement de l'ellipse soit [7]:

$$\tan \alpha = \frac{a_V}{a_H} \text{ et } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \quad (1.33)$$

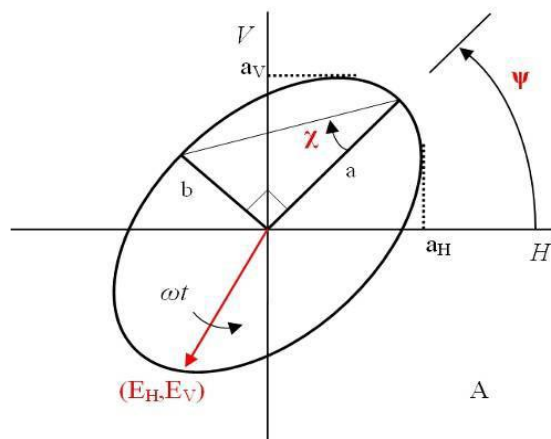
$$a^2 + b^2 = a_H^2 + a_V^2 \quad (1.34)$$

Alors que l'orientation et l'ellipticité sont obtenues par :

$$\sin 2\chi = (\sin 2\alpha) \sin \delta \text{ et } -\frac{\pi}{4} \leq \chi \leq \frac{\pi}{4} \quad (1.35)$$

$$\tan 2\psi = (\tan 2\alpha) \cos \delta \text{ et } 0 \leq \psi \leq \pi \quad (1.36)$$

Tous les états possibles de polarisation peuvent être représentés par une association appropriée des deux paramètres angulaires ψ et χ représentables sur la sphère de Poincaré. Cette sphère permet également de représenter les paramètres de Stokes qui furent le premier moyen ayant servi à la description de l'état de polarisation d'une onde au moyen de quantités observables.



Ellipse de polarisation

Figure 1.15: Ellipse de polarisation

Les angles d'orientation et d'ellipticité de l'ellipse de polarisation correspondent à :

$$\sin 2\chi = s_3(s_1^2 + s_2^2 + s_3^2)^{-1} \text{ et } \tan 2\psi = \frac{s_2}{s_1} \quad (1.37)$$

La représentation en puissance de l'onde polarisée en fonction des quatre paramètres de Stokes est la suivante :

$$S_0 = a_H^2 + a_V^2, S_1 = a_H^2 - a_V^2, S_2 = 2a_H - 2a_V \cos \delta, S_3 = 2a_H - 2a_V \sin \delta \quad (1.38)$$

L'élément S_0 représente la puissance totale de l'onde. L'élément S_1 représente la différence en énergie entre les deux composantes orthogonales de l'onde. Les éléments S_2 et S_3 représentent conjointement le déphasage entre les deux composantes orthogonales du champ électrique [1].

3.2.4 Vecteur de Jones

Le vecteur de Jones permet de représenter la polarisation d'une onde en utilisant le minimum d'information possible [5,11]. Le champ électrique décrit par l'Eq (1.30) s'écrit :

$$\vec{\underline{E}}(z, t) = \begin{bmatrix} E_{0x} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \\ E_{0y} \cos(\omega t - kz + \delta_y) \\ 0 \end{bmatrix} = \text{Re} \left\{ \begin{bmatrix} E_{0x} e^{j\delta_x} \\ E_{0y} e^{j\delta_y} \\ 0 \end{bmatrix} e^{-jkz} e^{j\omega t} \right\}$$

$$\vec{\underline{E}}(z, t) = \text{Re} \{ \vec{\underline{E}}(z) e^{j\omega t} \} \quad (1.39)$$

Le vecteur de Jones \underline{E} est donc défini par :

$$\underline{E} = \vec{\underline{E}}(z) \Big|_{z=0} = \begin{bmatrix} E_{0x} e^{j\delta_x} \\ E_{0y} e^{j\delta_y} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

Puisque le terme en z est nul.

On peut aussi l'écrire en fonction des caractéristiques de l'ellipse de polarisation :

$$\underline{E} = A e^{j\alpha} \begin{bmatrix} \cos \phi \cos \tau - j \sin \phi \sin \tau \\ \sin \phi \cos \tau + j \cos \phi \sin \tau \end{bmatrix}$$

$$\underline{E} = A e^{j\alpha} \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tau \\ j \sin \tau \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

3.3 Rétrodiffusion

3.3.1 Matrice de diffusion

Lorsqu'une onde électromagnétique se propage, elle peut rencontrer un objet et interagir avec celui-ci. Dans ce cas, une partie de l'énergie est absorbé par l'objet et le reste est réfléchi ou diffusé. Les propriétés de polarisation de l'onde réfléchie peuvent être

différentes de celles de l'onde incidente : si l'on peut mesurer ces changements, il est alors raisonnable d'imaginer pouvoir caractériser l'objet rencontré par l'onde incidente [8].

Le vecteur de Jones présenté dans la section précédente permet de caractériser l'état de polarisation d'une onde. On peut alors relier le vecteur de Jones de l'onde incidente E_I avec celui de l'onde réfléchie E_R grâce à la matrice de diffusion, aussi appelée matrice de Sinclair :

$$\underline{E}_R = \frac{e^{-jkr}}{r} S \underline{E}_I \quad (1.42)$$

Avec $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ la matrice de diffusion et les S_{ij} les coefficients de diffusion complexes[9]. Les éléments diagonaux de S sont appelés les coefficients co-polarisés (co-pol) car ils ont la même polarisation en émission et en réception. Les éléments non-diagonaux sont appelés cross-polarisés (cross-pol).

Dans cette thèse, la base de polarisation employée est la base de polarisation cartésienne horizontale verticale (H, V) car les images employées sont décrites dans cette base. On a alors:

$$S = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix}. \quad (1.43)$$

On se place aussi dans la configuration dite monostatique, où l'antenne d'émission sert aussi d'antenne de réception. La matrice de Sinclair est alors symétrique et les coefficients cross-pol égaux : $S_{HV} = S_{VH}$ [3].

3.3.2 Matrices de covariance ($[C_3]$) et de cohérence ($[T_3]$)

La matrice de cohérence $[T_3]$ permet de mesurer la corrélation entre les composantes du champ électrique pendant un intervalle de temps t contrairement à la matrice $[S_3]$. De plus, la matrice de cohérence (ou de covariance) permet de calculer une moyenne d'ensemble $\langle \dots \rangle$ sur plusieurs cellules de résolution (pixels) contiguës pour la réduction du bruit inhérent aux images polarimétriques.

Une meilleure compréhension sur la manière d'extraire l'information physique de la matrice complexe de diffusion a été possible grâce à l'introduction du vecteur cible (\vec{k}) obtenu par la vectorisation ($v(*)$) de la matrice complexe de rétrodiffusion[9] :

$$\vec{k} = V([S_2]) = \frac{1}{2} \text{Tr}([S_2]\Psi) \quad (1.44)$$

Où Ψ représente une base de projection orthonormée composée d'un ensemble de matrices complexes de taille 2x2 obtenues par le produit interne Hermitien. Deux bases sont couramment employées en polarimétrie radar soit la base lexicographique ($\{\Psi L\}$) et la base de Pauli ($\{\Psi P\}$) Ces bases comportent quatre matrices orthogonales pour la vectorisation de la matrice $[S_2]$ ce nombre est cependant réduit à trois pour une configuration radar monostatique car la symétrie de $[S_2]$ est présumée $S_{HV} = S_{VH}$ La base de Pauli mène $\{\Psi P\}$ à la construction de la matrice de cohérence $[T_3]$.[9] Soit la base de Pauli :

$$\{\Psi P\} = \left\{ \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (1.45)$$

On obtient de la vectorisation de la matrice $[S]$ le vecteur de Pauli (vecteur cible k) :

$$\vec{K}_t = \frac{1}{\sqrt{2}} [S_{hh} + S_{vv}, S_{hh} - S_{vv}, 2S_{hv}]^T \quad (1.46)$$

Et la matrice de cohérence est générée par le produit externe du vecteur cible avec sa conjuguée transposée:

$$[T_3] = \langle \vec{k}_t \cdot \vec{k}_t^* \rangle$$

$$[T_3] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \langle |S_{hh} + S_{vv}|^2 \rangle & \langle (S_{hh} + S_{vv})(S_{hh} + S_{vv})^* \rangle & 2\langle (S_{hh} + S_{vv})S_{hv}^* \rangle \\ \langle (S_{hh} - S_{vv})(S_{hh} + S_{vv})^* \rangle & \langle |S_{hh} - S_{vv}|^2 \rangle & 2\langle (S_{hh} - S_{vv})S_{hv}^* \rangle \\ 2\langle S_{hv}(S_{hh} + S_{vv})^* \rangle & 2\langle S_{hv}(S_{hh} + S_{vv})^* \rangle & 4\langle |S_{hv}|^2 \rangle \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

indique une moyenne d'ensemble spatiale ou temporelle sous l'hypothèse que le médium est homogène [9].selon la même procédure, la matrice de covariance $[C_3]$ est obtenue par la vectorisation de la matrice $[S_2]$ par la base lexicographique ($\{\Psi L\}$) :

$$\{\Psi_L\} = \left\{ 2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, 2\sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, 2 \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (1.48)$$

Donnant le vecteur lexicographique :

$$\vec{k}_c = [S_{hh}, \sqrt{2}S_{hv}, S_w]^T \quad (1.49)$$

À partir duquel la matrice de covariance $[C_3]$ sera obtenue par :

$$[C_3] = \vec{k}_c \cdot \vec{k}_c^T = \begin{bmatrix} \langle |S_{hh}|^2 \rangle & \sqrt{2}\langle S_{hh}S_{hv}^* \rangle & \langle S_{hh}S_{wv}^* \rangle \\ \sqrt{2}\langle S_{hv}S_{hh}^* \rangle & 2\langle |S_{hv}|^2 \rangle & \sqrt{2}\langle S_{hv}S_{wv}^* \rangle \\ \langle S_wS_{hh}^* \rangle & \sqrt{2}\langle S_{wv}S_{hv}^* \rangle & \langle |S_w|^2 \rangle \end{bmatrix} \quad (1.50)$$

L'apparition des facteurs 2 , $\sqrt{2}$ ou $2\sqrt{2}$ provient de la nécessité de garder la norme des vecteurs indépendante du choix de la base de vectorisation et égale à la puissance totale de la matrice $[S_2]$ (i.e. le *span*) mesurée par sa trace [10] Notons que les matrices de covariance et de cohérence contiennent la même information, il est ainsi possible de passer de l'une à l'autre sans pertes d'information au moyen d'une transformation unitaire.

4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné quelques notions sur l'imagerie SAR, et nous avons aussi présenté les outils mathématiques généraux permettant d'étudier le comportement d'une cible ou d'un milieu vis-à-vis d'une onde électromagnétique se propageant avec une polarisation définie dans un milieu quelconque.

Chapitre 2: Décomposition polarimétrique SAR

1 Introduction

Dans ce chapitre on va présenter les types de la décomposition polarimétrique. On commence par les décompositions cohérentes, Pauli. Pour abordé ensuite trois décompositions incohérentes. La décomposition de Freeman, avec trois composantes, basées sur le modèle physique. La décomposition de Yamaguchi avec quatre composantes des puissances de diffusion, et en termine par la décomposition H/A/alpha.

2 Décompositions cohérentes

Les décompositions cohérentes ont pour objectif d'exprimer les éléments de la matrice de Sinclair d'un diffuseur particulier en tant que combinaison des réponses de diffuseurs dits purs. Pour appliquer ces décompositions, on suppose qu'un pixel de l'image contient un unique diffuseur déterministe plus éventuellement du bruit.

La décomposition de S en une combinaison de matrices S_i associées à des mécanismes de diffusion d'objets canoniques ou à d'autres mécanismes de diffusion élémentaire s'écrit :

$$S = \sum_{i=1}^K C_i S_i \quad (2.1)$$

| Diffuseur Canonique | Matrice de Sinclair | Interprétation du mécanisme de diffusion |
|--|---|--|
| Trièdre | $\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$ | Simple rebond (réflexion impaire) |
| Dièdre (orienté à 0°) | $\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$ | Double rebond (réflexion paire) |
| Hélice (ou dièdre orienté à 45°) | $\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$ | Dépolarisation |

Tableau 2.1 : Matrice de diffusion de quelques cibles canonique

Où les c_i représentent le poids des matrices S_i dans la décomposition de S . Notons que dans la plupart des décompositions, les matrices S_i sont orthogonales de telle manière qu'un

phénomène de diffusion ne soit contenu que dans une des matrices S_i . Les décompositions de S sont multiples; nous focaliserons ici sur la décomposition de Pauli, qui est à la base de la plupart des traitements polarimétriques.

2.1 Décomposition de Pauli

La base de Pauli s'écrit :

$$B_P = \{S_{P1}, S_{P2}, S_{P3}, S_{P4}\}$$

$$B_P = \left\{ \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & j \\ -j & 0 \end{pmatrix} \right\} \quad (2.2)$$

Dans la configuration monostatique, le principe de réciprocité peut être appliqué ($S_{HV} = S_{VH}$).

La décomposition de la matrice de Sinclair S dans la base de Pauli est donc :

$$S = I_{P1}S_{P1} + I_{P2}S_{P2} + I_{P3}S_{P3} \quad (2.3)$$

où les coefficients complexes d'intensité I_{P1} , I_{P2} et I_{P3} sont donnés par :

$$I_{P1} = S_{HH} + S_{VV} \quad , \quad I_{P2} = S_{HH} - S_{VV} \quad , \quad I_{P3} = S_{HV} \quad (2.4)$$

La décomposition de Pauli peut être interprétée soit en termes de contributions d'éléments canoniques, soit en termes de mécanismes de diffusion élémentaire. En effet, on constate que le premier élément de la base de Pauli S_{P1} est la matrice de diffusion du trièdre du tableau 2.1. En plus d'être un élément canonique, le trièdre est aussi représentatif d'un mécanisme de diffusion élémentaire, le simple rebond. Le même commentaire s'applique aux autres éléments de la base de Pauli. S_{P2} est la matrice de diffusion du dièdre orienté à 0° qui représente le mécanisme de diffusion élémentaire du double rebond. Enfin, la matrice S_{P3} est la matrice de diffusion d'un dièdre orienté à 45° représentant le mécanisme de diffusion de dépolarisation [10].

3 Décompositions incohérentes

Les décompositions incohérentes sont basées sur la matrice de covariance C , ou sur la matrice de cohérence T .

3.1 Décomposition de Freeman-Durden

La décomposition de Freeman-Durden exprime la matrice de covariance par une contribution de trois mécanismes de diffusion [10],[11].

- Diffusion volumique où les diffuseurs de type tronc d'arbre sont modélisés par un ensemble de dipôles orientés arbitrairement.
- Diffusion à double rebond modélisée par le mécanisme canonique de type dièdre.
- Diffusion de surface ou simple modélisée par le modèle de diffusion surfacique du premier ordre de Bragg.

3.1.1 Diffusion volumique

La diffusion volumique à partir des troncs d'arbre est modélisée par une diffusion d'un nuage de diffuseurs cylindriques orientés arbitrairement. La matrice de diffusion d'un dipôle élémentaire orienté horizontalement est donnée par [10].

$$[s] = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix}_{a \gg b} \quad (2.5)$$

Cette matrice est exprimée dans une base orthogonale linéaire (\hat{x}, \hat{y}) . Sont des coefficients de rétrodiffusion complexes. La matrice de diffusion d'un dipôle horizontal tourné par un angle ψ autour de l'axe de visé du radar devient :

Supposant que ces diffuseurs sont orientés arbitrairement au tour de l'axe de visée RADAR, les statistiques du deuxième ordre donnent la matrice de covariance suivante :

$$\begin{aligned}
 \langle S_{hh} S_{hh}^* \rangle &= |a|^2 I_1 + |b|^2 I_2 + 2\Re\{ab^*\} I_4 \\
 \langle S_{hh} S_{hv}^* \rangle &= (a - b)^*(a I_5 + b I_6) \\
 \langle S_{hv} S_{hv}^* \rangle &= |b - a|^2 I_4 \\
 \langle S_{hh} S_{vv}^* \rangle &= (|a|^2 + |b|^2) I_4 + ab^* I_1 + a^* b I_2 \\
 \langle S_{vv} S_{vv}^* \rangle &= |a|^2 I_2 + |b|^2 I_1 + 2\Re\{ab^*\} I_4 \\
 \langle S_{hv} S_{vv}^* \rangle &= (b - a)(a^* I_6 + b^* I_5)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos^4(\psi) p(\psi) d\psi & I_2 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin^4(\psi) p(\psi) d\psi \\
 I_3 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2(2\psi) p(\psi) d\psi \equiv 4I_4 & I_4 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2(\psi) \cos^2(\psi) p(\psi) d\psi \\
 I_5 &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos^3(\psi) \sin(\psi) p(\psi) d\psi & I_6 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin^3(\psi) \cos(\psi) p(\psi) d\psi
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Dans la supposition que la densité de probabilité de l'angle d'orientation suit une loi uniforme ($p(\psi) = \frac{1}{2\pi}$), on obtient :

$$I_1 = I_2 = \frac{3}{8}, \quad I_3 = \frac{1}{2}, \quad I_4 = \frac{1}{8}, \quad I_5 = I_6 = 0 \tag{2.8}$$

Dans le cas d'un nuage de dipôles ($b \rightarrow 0$), on aboutit à la matrice de covariance suivante :

$$\langle [C]_v \rangle_\psi = \frac{f_v}{8} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 1 \\ 0 & 2 & 0 \\ 1 & 0 & 3 \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

D'où f_v correspond à la contribution de la diffusion volumique[12].

La diffusion volumique provenant des troncs d'arbre est modélisée par un ensemble de dipôles fins orienté arbitrairement. La matrice de diffusion d'un dipôle élémentaire orienté horizontalement est exprimée dans la base linéaire orthogonale (\vec{h}, \vec{v}) comme suit :

$$s = \begin{bmatrix} R_h & 0 \\ 0 & R_v \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

Quand il s'agit d'un dipôle très fin cette expression devient :

$$s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Maintenant, si on considère un ensemble de dipôles orienté arbitrairement caractérisé par la matrice de diffusion donnée précédemment et dans la supposition de l'angle d'orientation suit une distribution uniforme, la matrice de covariance d'un ensemble de dipôles fin est modélisée comme suit [10] :

$$[C]_v = f_v \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/3 \\ 0 & 2/3 & 0 \\ 1/3 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Où f_v correspond à la contribution de la diffusion volumique dans la composante $|s_{vv}|^2$. La matrice de covariance est de rang égal à 3. Ainsi, la diffusion volumique est impossible à caractérisée par une seule matrice de diffusion d'une cible pure [13].

3.1.2 Doubles rebonds

Freeman-Durden correspond à la double réflexion. Dans ce cas, un réflecteur de type dièdre est employé pour modéliser le processus de diffusion. Le dièdre lui-même n'est pas considéré conducteur parfait. Ainsi, on considère la surface verticale avec des coefficients de réflexion R_{th} et R_{tv} qui correspondent respectivement aux polarisations horizontale et verticale. Bien que la surface horizontale présente les coefficients R_{gh} et R_{gv} pour ces deux dernières polarisations.

En plus, deux phases pour les polarisations horizontale et verticale sont considérées. Ils sont données par γ_h et γ_v respectivement. Les deux phases γ_h et γ_v contiennent des atténuations ou des effets de changement de phase. la matrice de diffusion d'un dièdre s'écrit alors d'une manière [11] généralisé comme :

$$[s] = \begin{bmatrix} e^{j2\gamma_h} R_{gh} R_{th} & 0 \\ 0 & e^{j2\gamma_v} R_{gv} R_{tv} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Cette matrice de diffusion nous donne la matrice de covariance du mécanisme de diffusion de type double rebond. Après la normalisation par rapport à S_{vv} , cette matrice de covariance sera écrite [14] comme suit :

$$[C]_d = f_d \begin{bmatrix} |\alpha_d|^2 & 0 & \alpha_d \\ 0 & 0 & 0 \\ \alpha_d^* & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

D'où :

$$\alpha_d = e^{j2(\gamma_h - \gamma_v)} \frac{R_{gh} R_{th}}{R_{gv} R_{tv}} \quad (2.15)$$

Où f_d à la contribution du processus de diffusion de type double rebond dans la composante $|s_{vv}|^2$ [15].

$$f_d = |R_{gv} R_{tv}|^2 \quad (2.16)$$

On peut remarquer que, la matrice de covariance $[C]_d$ à un rang égale à (1)[12].

3.1.3 Diffusion surfacique

La troisième composante de la décomposition de Freeman-Durden est la diffusion surfacique qui est modélisée par la diffusion de surface de Bragg du premier ordre. Ce mécanisme de diffusion est représenté par la matrice de diffusion suivante.

$$[S] = \begin{bmatrix} R_h & 0 \\ 0 & R_v \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Les coefficients de réflexion pour les ondes polarisées horizontalement et verticalement sont données par [16] :

$$R_h = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}} \quad (2.18)$$

$$R_v = \frac{(\epsilon_r - 1)\{\sin^2 \theta_i - \epsilon_r(1 + \sin^2 \theta_i)\}}{\epsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}$$

Où, θ_i est l'angle d'incidence local, ϵ_r est la constante diélectrique relative de la surface (permittivité) Par conséquent, la matrice de covariance qui correspond à cette composante diffusant est donne par:

$$[C]_S = f_S \begin{bmatrix} |\beta_S|^2 & 0 & \beta_S \\ 0 & 0 & 0 \\ \beta_S^* & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Où f_S correspond à la contribution de la diffusion surfacique dans le composant $|s_{VV}|^2$.

$$f_S = |R_v|^2, \quad \beta_S = \frac{R_h}{R_v} \quad (2.20)$$

Comme dans le cas de mécanisme de diffusion de type double rebond, la matrice $[C]_S$ est de rang égal à 1, elle est donc complètement représentée par le mécanisme de diffusion donné par (2.19). Cependant, la décomposition de Freeman-Durden exprime la matrice de covariance $[C]$ comme suit :

$$[C] = [C]_v + [C]_d + [C]_s \quad (2.21)$$

Sous l'hypothèse que les processus de diffusion volumique, double réflexion, et surfacique ne sont pas corrélés, les statistiques du deuxième ordre du processus global n'est autre que la somme des statistiques du deuxième ordre des mécanismes élémentaires. Ainsi, le modèle pour le processus global se résume par :

$$[C] = \langle [C]_v \rangle_\psi + [C]_d + [C]_s = \begin{bmatrix} f_s |\beta_S|^2 + f_d |\alpha_d|^2 + \frac{3f_v}{8} & 0 & f_s \beta_S + f_d \alpha_d + \frac{f_v}{8} \\ 0 & \frac{2f_v}{8} & 0 \\ f_s \beta_S^* + f_d \alpha_d^* + \frac{f_v}{8} & 0 & f_s + f_d + \frac{3f_v}{8} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

3.1.4 Interprétation de la décomposition de Freeman-Durden

Le terme f_v correspond à la contribution de la diffusion volumique de la matrice de covariance finale $[C]$. Cependant, la puissance diffusée par cette composante est écrite de la manière suivante [17] :

$$P_v = 8f_v/3 \quad (2.23)$$

A partir (2-1.13) on peut déduire que la puissance diffusée par le composante double rebond de la matrice par l'expression.

$$P_d = f_d(1 + |\alpha_d|^2) \quad (2.24)$$

Finalement, la puissance diffusée de la composante [18] surfacique est :

$$P_s = f_s(1 + |\beta_s|^2) \quad (2.25)$$

A partir (2.23), (2.24) et (2.25) on remarque que la décomposition de Freeman-Durden conserve la puissance totale diffusé :

$$SPAN = |S_{hh}|^2 + |S_{hv}|^2 + |S_{vv}|^2 = P_v + P_d + P_s \quad (2.26)$$

La décomposition de Freeman-Durden présentée par l'équation (2.22) contient cinq paramètres indépendants $\{f_v, f_d, f_s, \alpha_d \text{ et } \beta_s\}$ et seulement quatre équations. Par conséquent, d'autre hypothèses doivent être prises en considérations pour déterminer ces paramètres

En premier lieu, la composante est obtenue directement à partir de :

$$\langle S_{hv} S_{hv}^* \rangle = \frac{2f_v}{8} \quad (2.27)$$

D'où :

$$\begin{aligned} \langle S_{hh} S_{hh}^* \rangle &= f_s |\beta_s|^2 + f_d |\alpha_d|^2 \\ \langle S_{hh} S_{vv}^* \rangle &= f_s \beta_s + f_d \alpha_d \\ \langle S_{vv} S_{vv}^* \rangle &= f_s + f_d \end{aligned} \quad (2.28)$$

Généralement, la solution peut être obtenue par la fixation de l'une des inconnues. En se basant sur le signe de la partie réelle $\langle S_{hh} S_{vv}^* \rangle$, un des diffuseurs de type double rebond ou surface est considéré comme étant dominant.

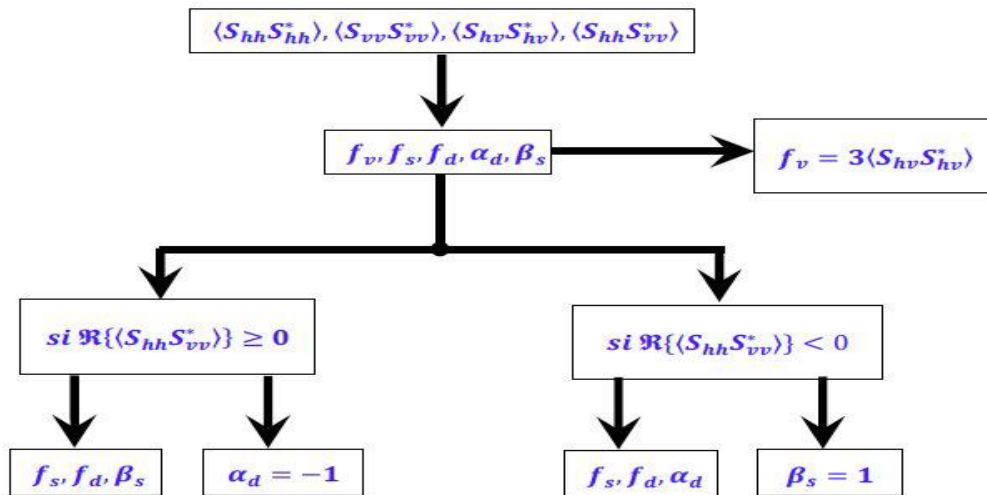


Figure 2.1: Organigramme de la décomposition de Freeman-Durden.

On distingue deux cas de figure :

- Si $\Re\{\langle S_{hh}S_{vv}^* \rangle\} \geq 0$; la diffusion surfacique est dominante est le paramètre $\alpha_d = -1$.
- Si $\Re\{\langle S_{hh}S_{vv}^* \rangle\} < 0$; la diffusion de type double rebond est dominante est le paramètre $\beta_s = 1$.

Alors les contributions f_d, f_s et les paramètres α_d et β_s sont estimés à partir des mesures effectuées par le radar.

Le schéma de la figure illustré les différents étapes de la décomposition.

L'avantage de l'approche proposée par Freeman-Durden est qu'elle est basée sur l'aspect physique de la diffusion polarimétrique. Contrairement aux autres modèles qui sont purement mathématiques, ce modèle peut être utilisé pour déterminer, en premier lieu, le mécanisme de diffusion dominant qui améliore la compréhension des données polarimétriques. Ce modèle basé sur trois mécanismes de rétrodiffusion peut s'avérer utile pour fournir des caractéristiques permettant de discriminer les différents types de couverture de sol et aider à déterminer l'état de surface actuel.

Bien que cette décomposition soit toujours applicable, elle impose deux contraintes importantes qui limitent son application. La première est que le modèle à trois composantes

n'est pas toujours applicable. La deuxième est que les coefficients de corrélation $\langle S_{hh}S_{hv}^* \rangle = \langle S_{hv}S_{vv}^* \rangle = 0$ qui est la symétrie de réflexion.

3.1.5 Conclusion

Les méthodes de décomposition non cohérentes présentent un outil très puissant pour la caractérisation des données multi polarimétriques. L'avantage majeur de ces approches est leur capacité de caractériser des cibles partiellement ou complètement dépolarisantes. La décomposition de Cloude–Pottier est basée sur un fondement mathématique solide, les paramètres statistiques nous donnent la possibilité de caractériser un nombre important de mécanismes de diffusion. La décomposition de Freeman-Durden est basée sur un fondement purement physique, les modèles de mécanismes de diffusion adoptés sont extraits d'une manière empirique, ce qui a fait la force de cette méthode de décomposition. Bien évidemment, ces approches possèdent des inconvénients. Le point faible de l'approche de Cloude-Pottier est son aspect purement mathématique qui ignore les caractéristiques physiques des différents processus de diffusion. Cependant, l'inconvénient majeur de la décomposition de Freeman-Durden est sa limite d'application.

3.2 Décomposition de Yamaguchi

Base sur une matrice de cohérence mesure Si l'ensemble de données de matrice de diffusion de la zone de pixels d'imagerie est acquis, la matrice de cohérence correspondante peut être créée, qui conserve les statistiques du second ordre de polarimétrie informations. La moyenne d'ensemble de la matrice de cohérence est donnée comme:

$$\langle [T] \rangle = \langle k_P k_P^\dagger \rangle \quad (2.29)$$

Où \dagger dénote une conjugaison et une transposition complexes, désigne la moyenne d'ensemble, et le vecteur de Pauli est défini comme:

$$k_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{HH} + S_{VV} \\ S_{HH} - S_{VV} \\ 2S_{HV} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Chapitre 2 : Décomposition polarimétrique SAR

Ensuite, la matrice de cohérence mesurée peut être étendue en quatre sous-matrices qui correspondent à la diffusion de surface, diffusion double rebond, diffusion volumique et hélice mécanismes de diffusion

$$\langle [T] \rangle = f_s \langle [T] \rangle_{\text{surface}} + f_d \langle [T] \rangle_{\text{double}} + f_v \langle [T] \rangle_{\text{vol}} + f_c \langle [T] \rangle_{\text{helix}} \quad (2.31)$$

Où f_s , f_d , f_v et f_c sont les coefficients d'expansion à être déterminé. Ces quatre [19] termes ont été dérivés sur la base du modèles [20] de diffusion physique .La matrice d'expansion pour la diffusion de surface est :

$$\langle [T] \rangle_{\text{surface}} = \begin{bmatrix} 1 & \beta^* & 0 \\ \beta & |\beta|^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, |\beta| < 1 \quad (2.32)$$

Pour la diffusion à double rebond, la matrice d'expansion est donné par :

$$\langle [T] \rangle_{\text{bouble}} = \begin{bmatrix} |\alpha|^2 & \alpha & 0 \\ \alpha^* & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, |\alpha| < 1 \quad (2.33)$$

Où α et β sont des inconnues à déterminer. Pour la diffusion volumique, nous employons l'un des suivants matrices selon la balance de magnitude de $\langle |S_{HH}|^2 \rangle$ et $\langle |S_{VV}|^2 \rangle$.

$$\langle [T] \rangle_{\text{vol}} = \frac{1}{30} \begin{bmatrix} 15 & 5 & 0 \\ 5 & 7 & 0 \\ 0 & 0 & 8 \end{bmatrix}$$

pour $10 \log(\langle |S_{VV}|^2 \rangle / \langle |S_{HH}|^2 \rangle) < -2 \text{dB}$ (2.34)

$$\langle [T] \rangle_{\text{vol}} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

pour $|10 \log(\langle |S_{VV}|^2 \rangle / \langle |S_{HH}|^2 \rangle)| < 2 \text{dB}$ (2.35)

$$\langle [T] \rangle_{\text{vol}} = \frac{1}{30} \begin{bmatrix} 15 & -5 & 0 \\ -5 & 7 & 0 \\ 0 & 0 & 8 \end{bmatrix}$$

pour $10 \log(\langle |S_{VV}|^2 \rangle / \langle |S_{HH}|^2 \rangle) > 2 \text{dB}$ (2.36)

La matrice d'expansion de diffusion en hélice, qui prend en compte de la condition de symétrie de non-réflexion, est

$$\langle [T] \rangle_{\text{hélice}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \pm j \\ 0 & \mp j & 1 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Les puissances de diffusion correspondantes (la diffusion de surface puissance P_s , la puissance de diffusion du double rebond P_d , le volume la puissance de diffusion P_v et la puissance de diffusion de l'hélice P_c) sont directement obtenu [20] à partir des coefficients de dilatation de ces matrices lorsqu'elles sont appliquées à la décomposition. La décomposition tient compte d'un déséquilibre de la puissance de canal corporalisée, $\langle |S_{HH}|^2 \rangle$ et $\langle |S_{VV}|^2 \rangle$. Pour le cas de $|10 \log(\langle |S_{VV}|^2 \rangle / \langle |S_{HH}|^2 \rangle)| < 2 \text{ dB}$, les expressions de la puissance deviennent :

$$P_c = f_c = 2 |\text{Im} \langle S_{HV}^\mp (S_{HH} - S_{VV}) \rangle| \quad (2.38)$$

$$P_v = f_v = 4T_{33} - 2P_c = 8 \langle |S_{HV}|^2 \rangle - 2P_c \quad (2.39)$$

$$P_s = f_s (1 + |\beta|^2) \quad (2.40)$$

$$P_d = f_d (1 + |\alpha|^2) \quad (2.41)$$

Il convient de noter ici que la contribution P_v est principalement déterminée par la composante T_{33} comme on le voit en (2.39), qui sont essentiellement identique à la composante HV à polarisation croisée. L'algorithme de décomposition de puissance de diffusion à quatre composantes, introduit dans et inclus dans, présente les avantages suivants :

1. Mise en œuvre simple.
2. Le temps de calcul est relativement faible car des [19] calculs simples ne sont requis que ([10]Raney) .
3. Les puissances décomposées [21] correspondent à des mécanismes de diffusion physique, c'est-à-dire la diffusion de surface P_s , la diffusion à double rebond P_d , la diffusion volumique P_v , la diffusion en hélice (polarisation circulaire) P_c .

4. Les images de sortie codées par couleur sont directement reconnaissables et faciles à comprendre.

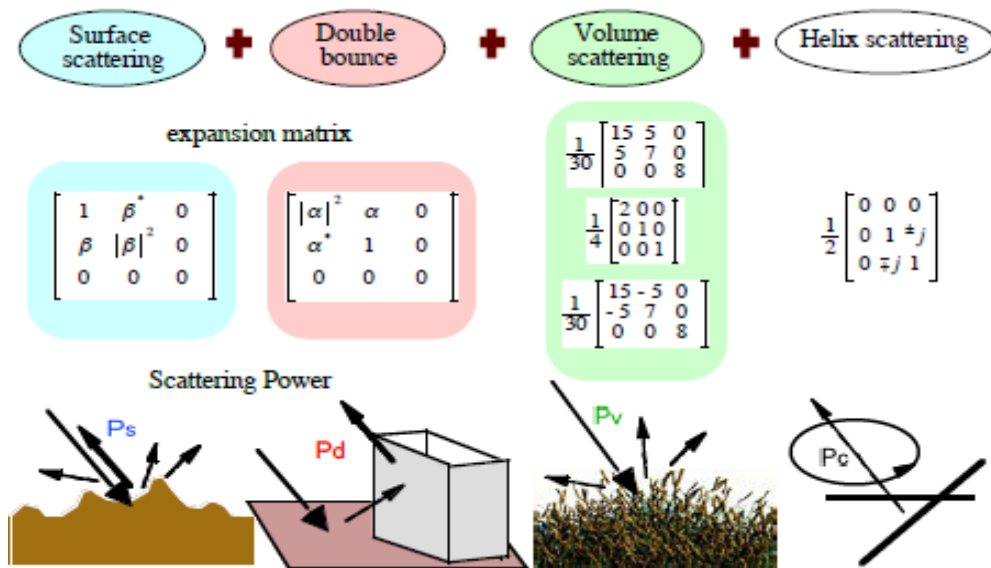


Figure 2.2 : La décomposition en quatre composantes de la diffusion des puissances

$$P_s \ P_d \ P_v \ \text{et} \ P_c$$

3.2.1 Rotation de la matrice de cohérence

Dans les observations radar réelles, la direction d'orientation des objets sous imagerie n'est pas nécessairement orthogonale à l'éclairage radar, et la direction d'orientation dans le plan transversal ne coïncide pas nécessairement avec le système de coordonnées radar (H et V). À des fins de classification ou de décomposition, il est souhaitable d'employer une méthodologie unifiée pour tous les objets sous imagerie. Nous utilisons le concept de minimisation de la composante HV à polarisation croisée également connue sous le nom de Deysing ou Deorientation [18]. Ceci peut être réalisé en multipliant la matrice de rotation unitaire par la matrice de rotation $[R_P(\theta)]$ sans perte de généralité. Étant donné que la rotation de la matrice de cohérence peut être effectuée facilement à l'aide de formulations mathématiques, nous profitons respectivement de la matrice de cohérence mesurée [22].

En supposant que la matrice de cohérence mesurée soit :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Alors la matrice de cohérence après rotation par angle peut être obtenu par

$$[T(\theta)] = [R_p(\theta)][T][R_p(\theta)]^\dagger \quad (2.43)$$

$$[R_p(\theta)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ 0 & -\sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Où nous désignons les éléments de la matrice de cohérence tournée comme

$$[T(\theta)] = \begin{bmatrix} T_{11}(\theta) & T_{12}(\theta) & T_{13}(\theta) \\ T_{21}(\theta) & T_{22}(\theta) & T_{23}(\theta) \\ T_{31}(\theta) & T_{32}(\theta) & T_{33}(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Rotation T_{33}

Maintenant, nous allons minimiser le terme de polarisation croisée dans (2.45)

Comme prévu à partir de l'éq (2.39). C'est la même chose que la minimisation du terme T_{33} dans (2.45). T_{33} Peut être écrit selon (2.43) comme [23]:

$$T_{33}(\theta) = T_{33} \cos^2 2\theta - \text{Re}(T_{23}) \sin 4\theta + T_{22} \sin^2 2\theta \quad (2.46)$$

Le dérivé par rapport à θ est :

$$T'_{33}(\theta) = 2(T_{22} - T_{33}) \sin 4\theta - 4\text{Re}(T_{23}) \cos 4\theta \quad (2.47)$$

Par conséquent, l'angle de rotation peut être dérivé de :

$$T'_{33}(\theta) = 0 \quad (2.48)$$

Cela conduit à l'expression suivante pour l'angle de rotation.

$$\tan 4\theta = \frac{2\text{Re}(T_{23})}{T_{22}-T_{33}} = \frac{4\text{Re}\langle S_{HV}(S_{HH}-S_{VV}) \rangle}{(|S_{HH}-S_{VV}|^2)-4(|S_{HV}|^2)} \quad (2.49)$$

$$2\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2\text{Re}(T_{23})}{T_{22}-T_{33}} \right) \quad (2.50)$$

L'expression (2.50) est de la même forme que la phase du coefficient de corrélation [29] sur la base de polarisation circulaire et [24] qui est également utilisé pour l'estimation de la pente de surface. Après [25] cette rotation, les éléments de la matrice de cohérence devenir [22] :

$$T_{11}(\theta) = T_{11} \quad (2.51)$$

$$T_{23}(\theta) = j\text{Im}(T_{23}), T_{32}(\theta) = -j\text{Im}(T_{23}) \quad (2.52)$$

$$T_{12}(\theta) = T_{12} \cos 2\theta + T_{13} \sin 2\theta, T_{21}(\theta) = T_{12}^*(\theta) \quad (2.53)$$

$$T_{13}(\theta) = -T_{12} \sin 2\theta + T_{13} \cos 2\theta, T_{31}(\theta) = T_{13}^*(\theta) \quad (2.54)$$

$$T_{22}(\theta) = T_{33} \cos^2 2\theta + T_{22} \sin^2 2\theta + \text{Re}(T_{23}) \sin 4\theta \quad (2.55)$$

$$T_{33}(\theta) = T_{33} \cos^2 2\theta + T_{22} \sin^2 2\theta - \text{Re}(T_{23}) \sin 4\theta \quad (2.56)$$

Ces Eqs. (2.51)- (2.56) montrent comment les composants sont redistribués avec précision. On comprend en termes diagonaux que T_{33} diminue de $\text{Re}(T_{23}) \sin 4\theta$ et que T_{22} augmente du même montant, tandis que T_{11} reste le même [26].

Il convient également de noter que T_{23} devient purement imaginaire, ce qui correspond exactement au modèle de diffusion en hélice (2.37) pour la condition de symétrie de non-réflexion en tant que paramètre invariant en roulis [25].

3.2.2 Décomposition a quatre composants

Un nouvel algorithme de décomposition à quatre composants est présenté dans cette section. L'algorithme de décomposition est montré dans l'organigramme de la figure 3. Premièrement, une cohérence tournée la matrice $[T(\theta)]$ est créée par (2.51) et (2.56) en

utilisant l'angle de rotation (2.50). L'étape suivante consiste à appliquer les quatre composants décomposition à la matrice de cohérence [27] tournée $[T(\theta)]$ et à calculer les puissances de diffusion. La puissance de diffusion de l'hélice P_c est dérivée à la première étape, ensuite la diffusion volumique la puissance P_v est déterminée en fonction de la grandeur équilibre de la composante coporalisée HH par rapport à VV. L'état de branchement du l'équilibre de magnitude peut être exprimé comme suit:

$$10\log \left[\frac{\langle |b|^2 \rangle}{\langle |a|^2 \rangle} \right] \Rightarrow 10\log \left[\frac{T_{11}(\theta) + T_{22}(\theta) - 2\text{Re}(T_{12}(\theta))}{T_{11}(\theta) + T_{22}(\theta) + 2\text{Re}(T_{12}(\theta))} \right] \quad (2.57)$$

En termes d'éléments de matrice de cohérence.

Une fois P_c et P_v déterminés, P_s et P_d peuvent être obtenus par la puissance restante (puissance totale TP - P_c - P_v). La branche la condition C_0 est utilisée pour déterminer quelle puissance de diffusion (P_s ou P_d) est dominant basé sur le signe de $\text{Re}(S_{HH}S_{VV}^*)$ l'expression de la condition de branchement C_0 peut être écrite en termes d'éléments de matrice de cohérence comme :

$$C_0 = T_{11}(\theta) - T_{22}(\theta) - T_{33}(\theta) + P_c \quad (2.58)$$

Si le signe est trouvé, il est simple d'obtenir P_s et P_d . En cas de puissance négative, la condition physique que tous les pouvoirs doivent être positifs s'applique aux deux pouvoirs lors de la finale étape de l'algorithme de la figure 2.3. Notez que tous les termes sont dérivable directement des éléments de la matrice de cohérence.

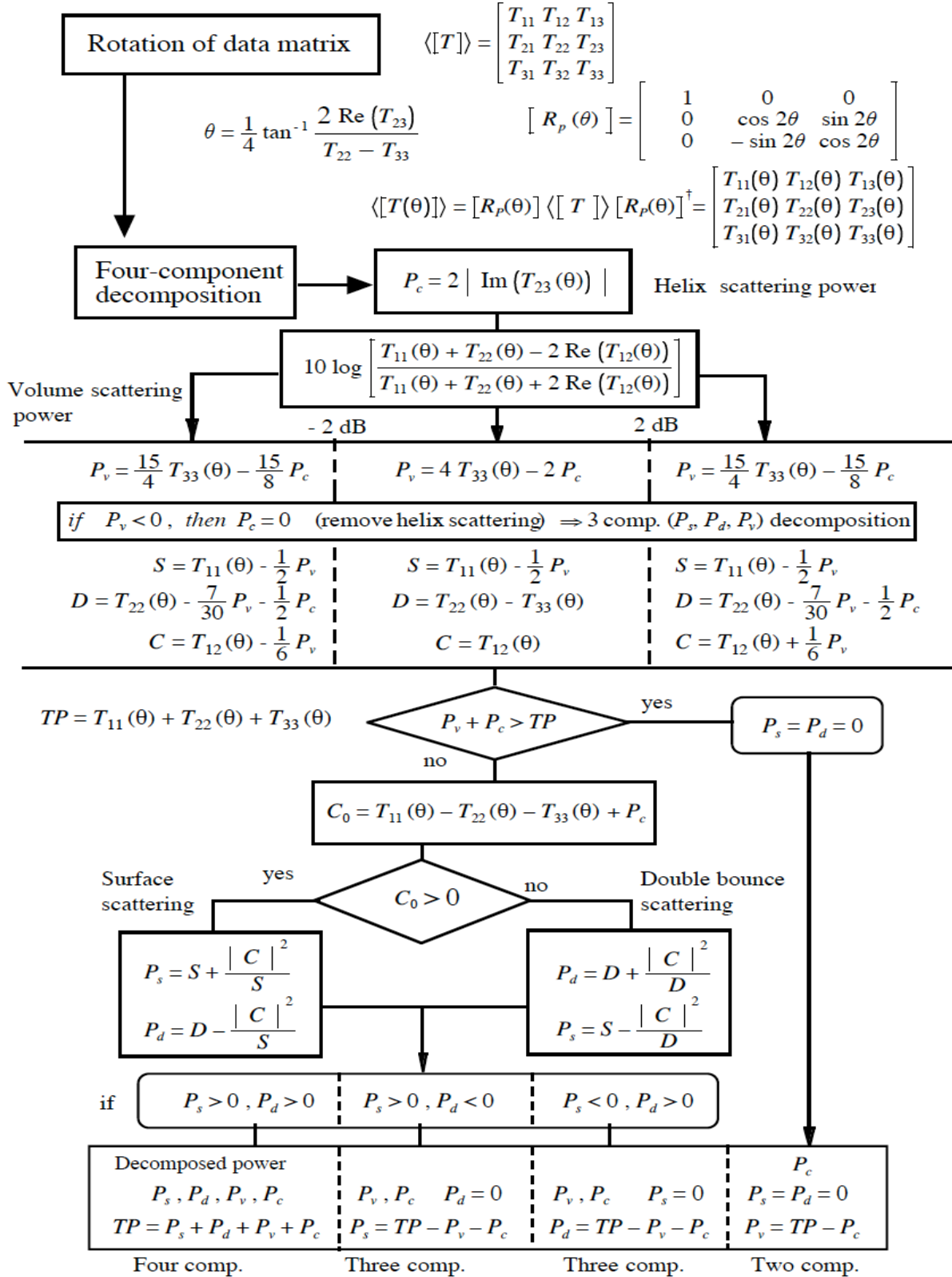


Figure 2.3 : Algorithme de décomposition de puissance de diffusion à quatre composantes utilisant une matrice de cohérence tournée

3.3 Décomposition polarimétrique H/A/alpha(α)

Pour développer les traitements polarimétriques et notamment la décomposition H/A/ α , on introduit le vecteur cible. Le vecteur cible est la vectorisation de la matrice de Sinclair ou de ses décompositions. Ainsi, le vecteur cible k_p issu de la décomposition de Pauli de S s'écrit :

$$k_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH} + S_{VV} \\ S_{HH} - S_{VV} \\ 2S_{HV} \end{pmatrix} \quad (2.59)$$

Comme la matrice de Sinclair ne peut pas caractériser les diffuseurs distribués, leurs comportements polarimétriques sont caractérisés par la matrice de cohérence T , [10]:

$$T = E(k_p k_p^\dagger) = \begin{pmatrix} E((S_{HH} + S_{VV})(S_{HH} + S_{VV})^*) & E((S_{HH} + S_{VV})(S_{HH} - S_{VV})^*) & 2E((S_{HH} + S_{VV})S_{HV}^*) \\ E((S_{HH} - S_{VV})(S_{HH} + S_{VV})^*) & E((S_{HH} - S_{VV})(S_{HH} - S_{VV})^*) & 2E((S_{HH} - S_{VV})S_{HV}^*) \\ 2E(S_{HV}(S_{HH} + S_{VV})^*) & 2E(S_{HV}(S_{HH} - S_{VV})^*) & 4E(S_{HV}S_{HV}^*) \end{pmatrix} \quad (2.60)$$

La décomposition H/A/ α repose sur la décomposition en valeurs propres de la matrice de cohérence T qui s'exprime :

$$T = \sum_{i=1}^3 \lambda_i v_i v_i^\dagger \quad (2.61)$$

Où v_i sont les vecteurs propres de T associés aux valeurs propres λ_i avec $\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3$. La décomposition H/A/ α consiste alors à associer des mécanismes de diffusion à chaque vecteur propre. Les vecteurs propres peuvent être paramétrés sous la forme :

$$v_i = (\cos(\alpha_i) \sin(\alpha_i) \cos(\beta_i) e^{j\delta_i} \sin(\alpha_i) \sin(\beta_i) e^{j\gamma_i}) \quad (2.62)$$

Où les angles α_i , β_i , δ_i et γ_i caractérisent les mécanismes de diffusion associés au i^{eme} vecteur propre.

A partir de la décomposition en valeurs propres de T, on calcule trois paramètres scalaires. Ces paramètres permettent de caractériser le diffuseur distribué et sont

utilisés ensuite en classification. Ces paramètres sont l'entropie H, l'anisotropie A et l'angle α .

- **Entropie H** : elle permet de déterminer le caractère aléatoire du processus de diffusion.

$$H = - \sum_{i=1}^3 P_i \log_3(P_i) \quad (2.63)$$

Où les $p_i = \frac{\lambda_i}{\sum_{i=1}^3 \lambda_i}$ sont les probabilités associées aux valeurs propres λ_i de T. L'entropie H varie entre 0 et 1.

- Si H tend vers 0, le mécanisme de diffusion associé à la valeur propre la plus grande est le plus dominant.
 - Si H tend vers 1, il n'y a pas de mécanismes de diffusion dominants ; on considère que le mécanisme de diffusion est aléatoire. Entre 0 et 1, le mécanisme de diffusion du diffuseur est une combinaison des mécanismes indépendants de diffusion pondérés par les valeurs propres λ_i et associés aux vecteurs propres v_i .
- **Anisotropie** : elle est un paramètre complémentaire à l'entropie et permet de déterminer l'importance relative des mécanismes de diffusion secondaires (associés aux valeurs propres λ_2 et λ_3).

$$A = \frac{\lambda_2 - \lambda_3}{\lambda_2 + \lambda_3} \quad (2.64)$$

- **Angle α** : il décrit physiquement le mécanisme de diffusion.

$$\alpha = \sum_{i=1}^3 P_i \alpha_i \quad (2.65)$$

L'angle α varie de 0° à 90° . Quand α est petit, le mécanisme de diffusion correspond au simple rebond ; pour α proche de 45° , le mécanisme de diffusion est volumique comme par exemple pour la végétation. Pour α proche de 90° , le mécanisme de diffusion correspond au double rebond.

La décomposition $H/A/\alpha$ permet de déterminer le mécanisme de diffusion prédominant et son importance à travers les paramètres H/A et permet de caractériser ce mécanisme par l'angle α . Un exemple d'images issues de cette décomposition est présenté sur la Figure 2.4. Sur l'image de l'entropie, les zones de forte intensité en rouge correspondent à des zones où un mécanisme de diffusion est prépondérant comme dans les zones forestières ; sur l'image de l'angle α , la mer apparaît en bleu ce qui veut dire que le mécanisme de diffusion majoritaire est de type simple rebond alors que les zones urbaines sont en rouge pour un mécanisme de diffusion de type double rebond. Enfin, l'image de l'anisotropie nous renseigne l'importance des mécanismes de diffusion secondaires ; la mer est en bleu pour des mécanismes de diffusion secondaires faibles alors que dans les zones urbaines en rouge, les mécanismes de diffusion secondaires sont plus importants.

Il est possible d'utiliser la décomposition $H/A/\alpha$ pour faire de la classification non supervisée. A partir de l'entropie et de l'angle α , on définit le plan H/α divisé en neuf zones différentes qui permettent

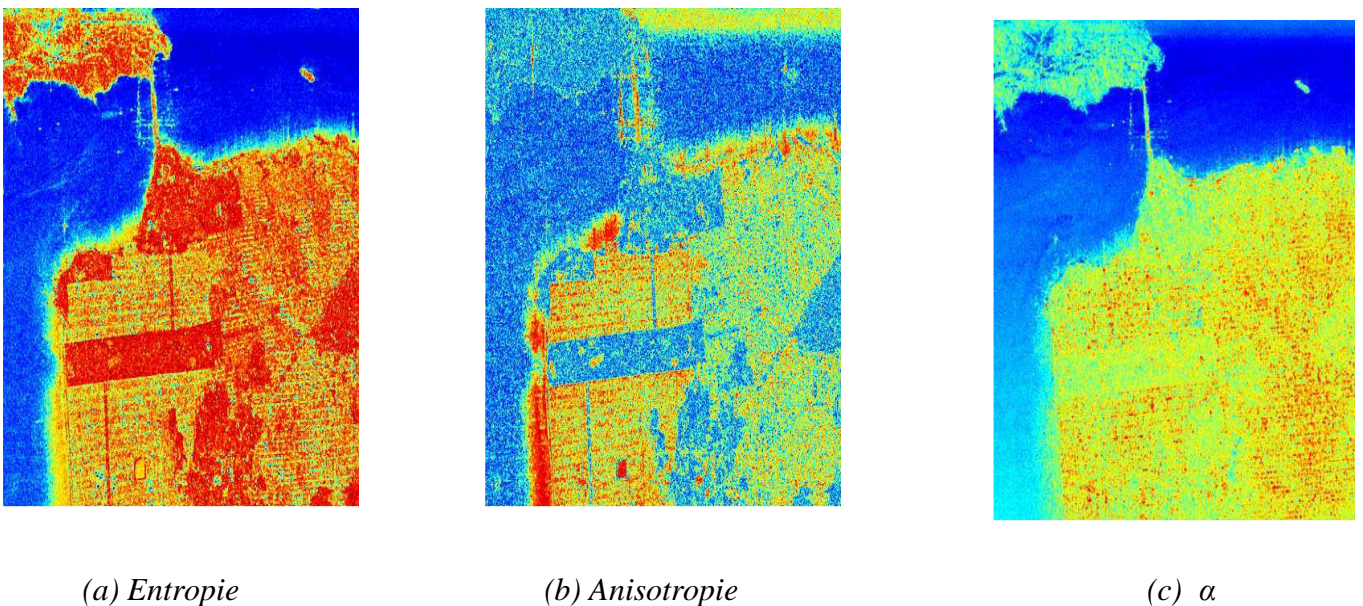


Figure 2.4: Images issues de la décomposition $H/A/\alpha$ [10].

D'identifier le mécanisme de diffusion. La classification H/α est représentée sur la Figure 2.8. Chaque pixel peut être repéré sur le plan H/α et selon la zone dans laquelle il se trouve, on peut le classifier.

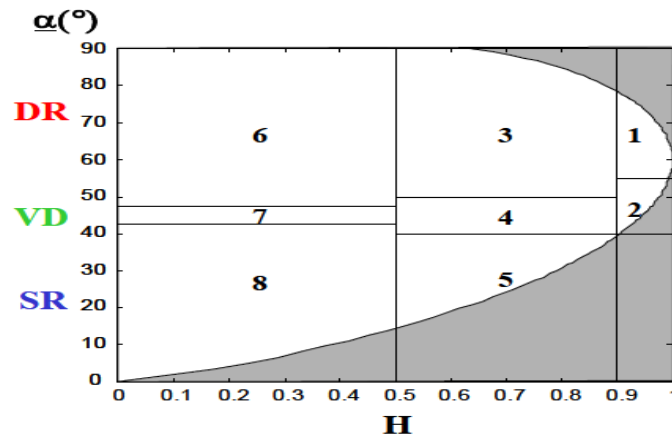


Figure 2.5: Plan H/α pour l'identification des mécanismes de diffusion [28].

D'autres classifications basées sur la décomposition en valeurs propres de T ont été développées dans la classification H/α exploitent l'entropie, l'angle α dans [28] la classification H/α Wishart exploite l'entropie et l'angle α supposant en plus que la matrice de cohérence T suit la distribution de Wishart.

4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les différentes décompositions polarimétriques, nécessaires à l'analyse et à la classification des images SAR polarimétriques. Les décompositions cohérentes et non cohérentes ont été développées et les différentes représentations de chaque méthode sont discutées. Nous sommes intéressés à la décomposition non cohérente qui base sur la matrice de covariance C et la matrice de cohérence T . Nous avons calculé les différents paramètres qui représentent les mécanismes de diffusion et nous avons présenté trois techniques de décompositions " Freeman-durden, Yamaguchi, la décomposition polarimétriques $H/A/\alpha$ ".

Chapitre 3 : Résultats et Analyse des Décompositions SAR

1 introduction

Nous présentons, dans ce chapitre les différents résultats obtenus par les différents algorithmes de traitement polarimétrique développés. Les discussions et les critiques de chaque méthode de décomposition sont aussi décrits en mettant l'accent sur leur efficacité quant à la description des types de diffusions qui se modélisent par l'interaction de l'onde radar et la cibles au sol.

2 Présentation des données utilisés

Dans cette dernière partie nous allons présenter les résultats obtenus par l'application des différents algorithmes développés dans le cadre de ce travail, sur un type d'images radar polarimétriques et couvrant la région de Sanfrancisco. En effet, le premier jeu de données est formé d'images AIRSAR. Cette image est acquise sur la région de Sanfrancisco en bande C, de dimensions en (azimut x range est de 1024 x 900 (largeur : 1024 pixels et hauteur 900 pixels)). La figure 3.1 illustre la décomposition colorée de l'image SAR de la zone d'étude, et la figure 3.2 donne l'image optique de la ville de Sanfrancisco.



Figure 3.1 : *Représentation coloré RVB de l'image SAR de la région de San Francisco*

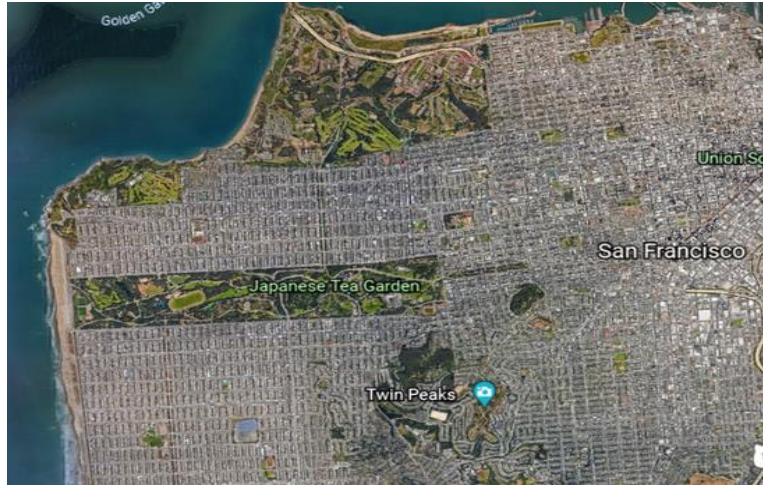


Figure 3.2 : *Image optique Google earth de la région d'étude (Sanfrancisco)*

3 Analyse des résultats :

Il existe différentes méthodes d'analyse d'images pour des ensembles de données entièrement polarimétriques [3]-[8]. Les méthodes représentatives et fondamentales sont basées sur une analyse incohérente traitant de la moyenne d'ensemble de plusieurs pixels retenant les statistiques de second ordre de l'information polarimétrique. La méthode la plus fréquemment utilisée est la H-Alpha-Anisotropie développée par Cloude et Pottier [3]-[5] basée sur les valeurs propres de la matrice de cohérence. La seconde est la méthode de décomposition en puissance de diffusion [6]-[8] basée sur des modèles de diffusion physique, qui a d'abord été développée par A. Freeman et S. Durden [6]. Le présent article étend les travaux antérieurs de la décomposition à quatre composantes [8] et utilise une rotation de la matrice de cohérence pour une décomposition d'image polarimétrique à synthèse d'ouverture radar (POLoSAR) et une classification des diffuseurs plus précises.

Dans cette partie nous discuterons de deux méthodes d'analyse, à savoir l'analyse qualitative (qui est basé sur les remarques visuelles) et l'analyse quantitative (qui est basé sur des valeurs numérique de chaque puissance de diffusion par rapport a une région illuminé).

3.1 Analyse qualitative :

dans cette section on va présenté les résultats d'analyse visuelles sur les couleurs des puissance et les autres coefficients des décomposition polarimétrique.

3.1.1 Décomposition de Freeman :

La décomposition de Freeman-Durden exprime la matrice de covariance par une contribution de trois mécanismes de diffusion. Diffusion volumique où les diffuseurs de type tronc d'arbre sont modélisé par un ensemble de dipôles orientés arbitrairement. Diffusion double rebond dans les zones urbaine et diffusion surfacique dans les surfaces lisse comme les surfaces d'eau.

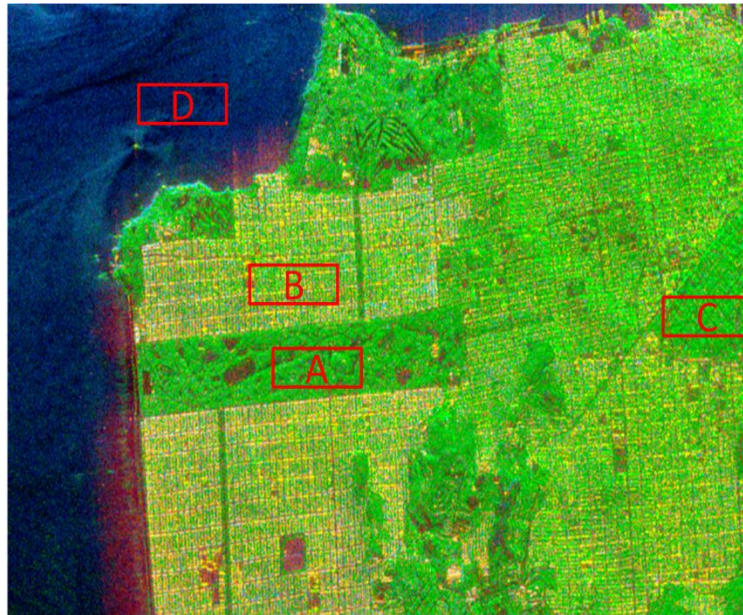


Figure 3.3 : Image de décomposition Freeman codée par couleur de la zone de San Francisco utilisant AIRSAR.

La figure 3.3 montre l'image de la décomposition colorée RVB des puissances de la décomposition de Freeman. Tel que la puissance double rebond P_d prend la couleur rouge, la puissance volumique P_v prend la couleur verte et la puissance surfacique prend la couleur bleu. Pour l'interprétation des résultats de cette décomposition, on a sélectionné quatre patches, chaque patch représente une classe de la surface terrestre.

- **Patch A :** une zones avec de la végétation et des forêts.
- **Patch B :** une zone urbaine non orientée, les façades des bâtiments sont perpendiculaire à la ligne de vue du radar.
- **Patch C :** une zone urbaine orientée, les façades des bâtiments sont orienté par rapport à la ligne de vue du radar.
- **Patch D :** un océan.

D'après les résultats des couleurs de l'image de la figure 3.3, on déduit que la décomposition de Freeman a bien donné les mécanismes dominants dans les forêts et les surfaces d'eau (Patches A, et D). Mais pour les zones urbaines on n'a pas obtenu une puissance double rebond dominante (Patches B et C).

Pour les zones urbaines non orientées (patch B), on remarque la présence de la couleur jaune et la couleur rose. On se basant sur les cercles des couleurs (figure 3.2) on déduit que dans cette région la couleur rose indique la présence de deux types de diffusion double rebond (rouge) plus le surfacique (bleu). La couleur jaune indique un mélange entre la diffusion double rebond (rouge) et la diffusion volumique (vert). Ces deux résultats peuvent être expliqués par le fait que dans les régions urbaines il y a aussi la présence des surfaces et des fois des diffuseurs volumiques, mais qui ne sont pas dominants par rapport au double rebond.

Le problème dans cette décomposition et dans la zone urbaine orientée (patch D) où on remarque la domination de la diffusion volumique, qui prend la couleur verte.

On conclue que la décomposition de Freeman est bonne pour l'étude des forêts qui sont dominées par la diffusion volumique, mais elle n'est pas adéquate pour l'étude des zones urbaines.

3.1.2 Décomposition de Yamaguchi :

La décomposition de Yamaguchi est une amélioration de celle de Freeman. C'est une méthode de décomposition qui intervient sur la matrice de cohérence [T] pour avoir à la sortie quatre coefficients des puissances de diffusion (P_v, P_s, P_d, P_c). Ces puissances de diffusion sont calculées très facilement et sont utilisées pour composer des images en couleur avec un codage couleur RVB voir figure 3.4. Chaque couleur représente une diffusion de puissance [le rouge pour la puissance de double rebond P_d (double bounce scattering), le Vert pour la puissance de diffusion en volume P_v (volume scattering), le Bleu pour la puissance de diffusion en surface P_s (surface scattering)].

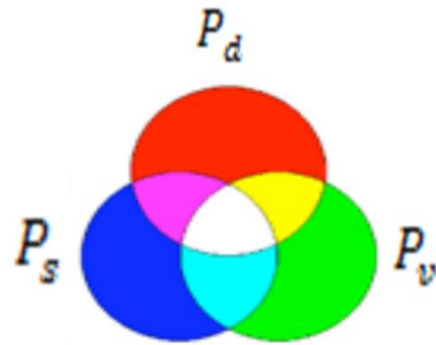


Figure 3.4 : codage couleur RVB



Figure 3.5 : Image de décomposition Yamaguchi codée par couleur de la zone de San Francisco utilisant AIRSAR.

La figure 3.5 illustre le Résultat de la décomposition de Yamaguchi de la zone de San Francisco avec des patches choisis, chaque patch représente un mécanisme spécifique comme suit :

Patch A : le vert montre la diffusion volumique. Étant donné que la composante de polarisation croisée est créée par une diffusion multiple dans ces structures aléatoires, formé par les branches des végétations.

Patch B : illustre les zones urbaines où il y a deux mécanismes de diffusion dominants, le surfacique P_s et le double rebond P_d , elles sont coloré comme « rose », cette couleur est le mélange entre le rouge et le bleu qui représentent les deux puissances de diffusion P_s et P_d .

Patch C : c'est une zone urbaine orientée, ça veut dire que les façades des bâtiments ne sont pas perpendiculaire par rapport à la ligne de vue du radar qui subit une diffusion volumique (la domination de type de diffusion c'est le volumique).

Patch D : cette zone contient une surface ouverte « océan » elle est colorée par le bleu qui implique la domination de mécanisme de diffusion surfacique.

Une comparaison visuelle entre le résultat de la décomposition de Freeman (figure 3.3) et celle de Yamaguchi (figure 3.5) démontre que la décomposition de Yamaguchi donne de meilleurs résultats visuels avec une discrimination entre les classes de la surface terrestre. Cette amélioration apparaît spécialement dans les zones urbaines (patches B et C). Ce qui implique que la décomposition de Yamaguchi est la plus adéquate pour l'étude des zones urbaines.

3.1.3 Décomposition de H/α :

3.1.3.1 Entropie(H) :

Décrit le caractère aléatoire du phénomène de rétrodiffusion. H varie entre 0 et 1, l'entropie nulle indique que la cible observée est pure et la rétrodiffusion est déterministe (prévisible). Ceci se traduit par la présence d'une seule valeur propre non nulle. Le caractère aléatoire de la cible observée est défini par une entropie égale à 1. Cette cible est caractérisée par un processus de diffusion d'un bruit qui dépolairise complètement l'onde incidente.

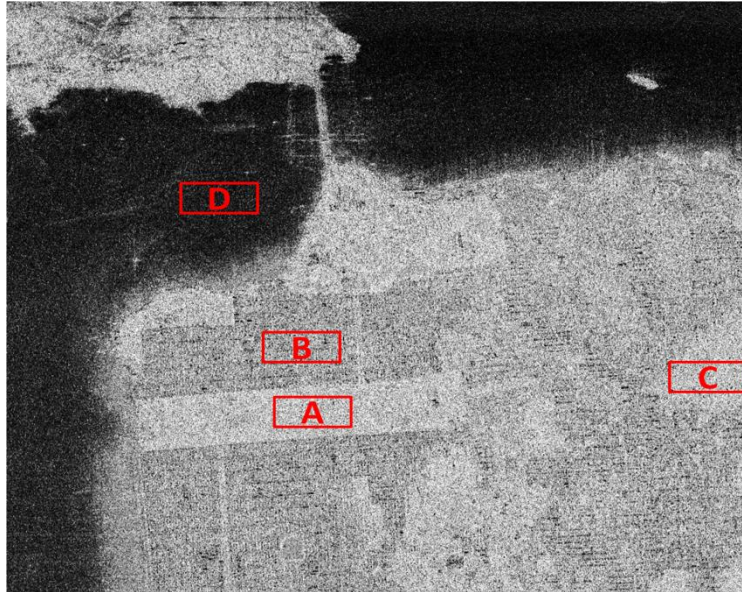


Figure 3.6 : Image de l'entropie (H) de la décomposition h/α .

Patch A : l'entropie montre une couleur blanche, ce qui implique que la valeur de H est proche de 1. Donc il y a présence de plusieurs types de diffusion. Dans la théorie on a vu qu'il y a trois diffuseurs canoniques, ainsi dans le patch A tous ces types de diffusion sont présents. Pour voir la supériorité d'un type de diffusion par rapport à un autre on doit interpréter la valeur de α , ce qu'on va voir dans la section suivante.

Patch B : le contraste de la couleur blanche est inférieur à celle du patch A donc $H = 0.5$. Donc, la zone urbaine donne un mélange entre deux types de diffusion.

Patch C : zone urbaine orientée apparaît comme le patch A, une confusion entre les zones forestières et les zones urbaines orientées et à cause de l'orientation de ces dernières par rapport à la ligne de vue du radar.

Patch D : dans cette zone l'entropie $H = 0$. Donc, la surface de l'océan présente un seul type de diffusion.

3.1.3.2 Alpha(α) :

La gamme de variations possibles dans les mécanismes de diffusion peut être représentée par la variation de l'angle α , comme indiquée sur la figure 3.7.

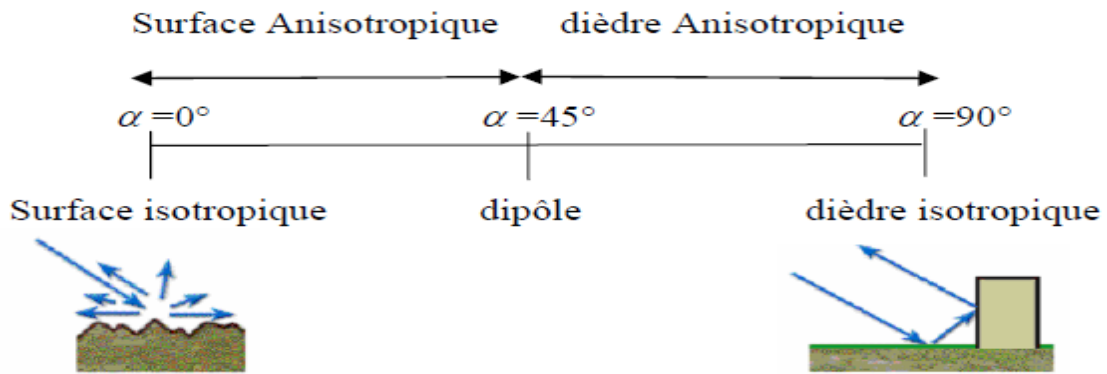


Figure 3.7 : Types de diffuseurs en fonction de α

Cet angle est continu avec une gamme utile de $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$, et est associé au type de mécanisme de diffusion.

Pour les valeurs intermédiaires de α nous pouvons représenter les mécanismes anisotropiques où $|S_{hh}|$ et $|S_{vv}|$ sont différentes (comme ils le sont pour $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$).

Pour $\alpha=45^\circ$ nous avons un diffuseur de type dipôle horizontal où l'un des coefficients co-polarisés de la matrice de diffusion est nul.

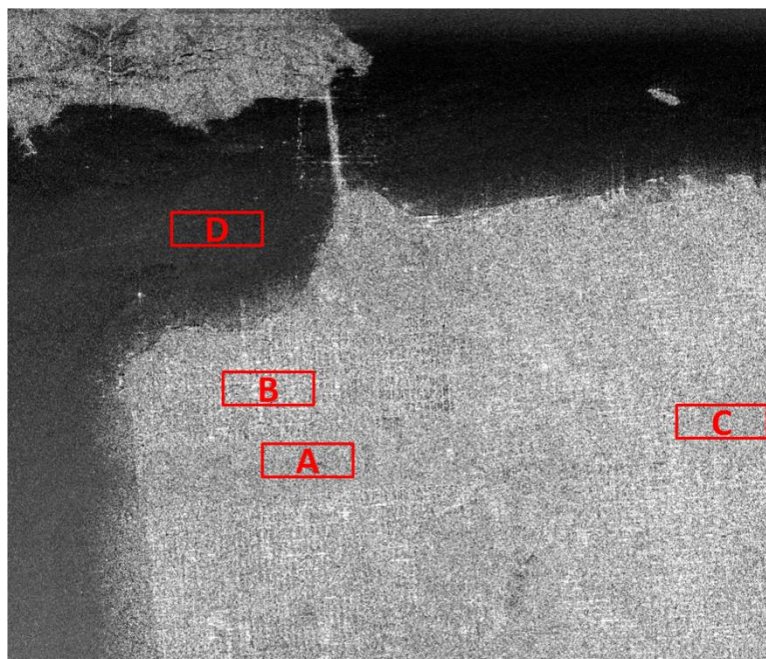


Figure 3.8 : Image d' α de la décomposition h/α .

La figure 3.8 représente la valeur de α dans la décomposition H/α avec des niveaux de gris, si la couleur est noir donc la valeur de α est proche de zéro ce qui implique que le type de diffusion est surfacique, comme on peut voir dans le patch D. Si la couleur est blanche

donc la valeur d'alpha est proche de 90° , ce qui fait que le type de diffusion est double rebond, comme dans la région indiqué par le patch B. si la couleur est entre le blanc et le noir donc la valeur d'alpha est autour de 45° .

3.2 Analyse quantitative :

Dans cette section on va présenter les résultats d'analyse numérique avec une comparaison entre les pourcentages des puissances des décompositions polarimétriques dans les quatre patches sélectionnés correspondant aux classes de la surface terrestre, pour découvrir la diffusion la plus dominante dans chaque région.

On a créé un programme matlab qui calcule les puissances et compare entre elles, pour donner les pourcentages de chaque type de diffusion.

3.2.1 Décomposition de Freeman-Durden :

Après la décomposition de Freeman, on a calculé les valeurs des pourcentages des pixels avec la puissance de diffusion diminuant par rapport au nombre des pixels totale dans le patch.

La table 3.1 contient les résultats quantitatifs pour la décomposition de Freeman. Pour une bonne analyse on a représenté les résultats de cette table sous forme de secteurs de pourcentage pour chaque patch, comme indiqué dans la figure 3.

Le patch A est dominé par la diffusion volumique dans plus de 80% des pixels.

Le patch D est dominé par la diffusion surfacique avec un pourcentage de plus de 98%. Dans ces deux patches (A et D) la décomposition de Freeman donne de bons résultats, parce que la puissance dominante résultante est la même que celle de la théorie. Mais pour les deux autres patches (B et C) des zones urbaines les résultats ne sont pas compatibles avec la théorie. On remarque que pour le patch C la puissance volumique domine avec plus de 88% ce qui fait que cette décomposition considère que cette zone contient plus d'arbres que la zone A, ce qui n'est pas vrai. Même dans le patch B qui est une zone urbaine non orientée qui ne pose pas d'ambiguïté, Freeman donne une domination de la diffusion volumique avec une valeur de 57%. Donc à partir de ces résultats on confirme des conclusions de l'analyse qualitative. La décomposition de Freeman est non adéquate pour l'étude des zones urbaines, mais par contre elle donne de bons résultats dans les zones forestières et les océans ainsi que les surfaces d'eau.

| | PD | PV | PS |
|---------|---------|---------|---------|
| Patch A | 9.8113 | 80.1509 | 10.0377 |
| Patch B | 30.3086 | 57.5926 | 12.0988 |
| Patch C | 6.0012 | 88.8295 | 5.1693 |
| Patch D | 0.0639 | 1.0217 | 98.9144 |

Tableau 3.1 : Pourcentage des puissances de diffusion dans chaque patches Pour la décomposition de *Freeman*.

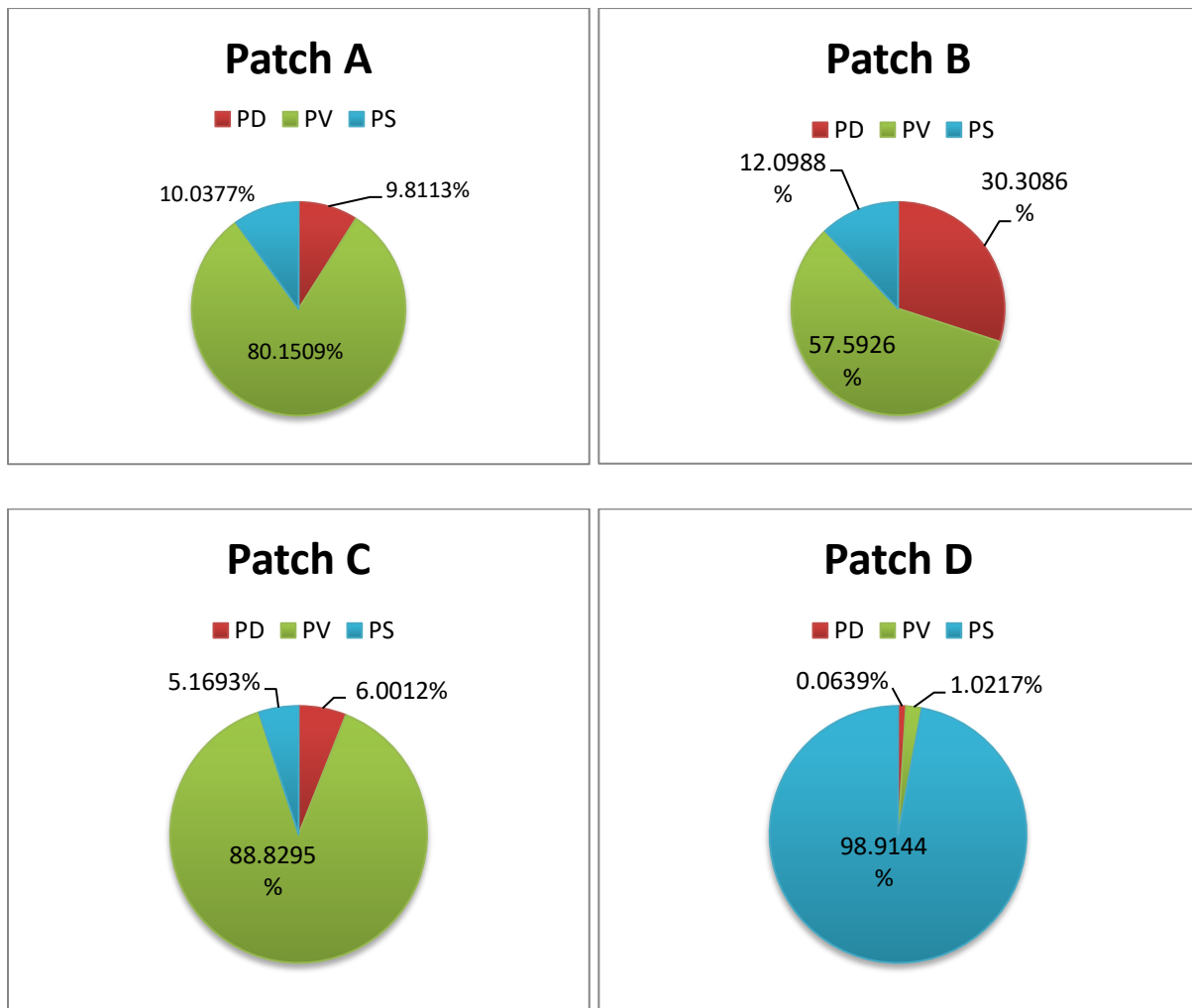


Figure 3.9 : Pourcentage des puissances de la décomposition de *Freeman* dans les quatre patches

3.2.2 Décomposition de Yamaguchi :

La Table 3.2 donne les mesures quantitative des puissances de la décomposition de Yamaguchi pour les quatre patches. Ces mesures sont illustre dans la figure 3.10.

Une analyse sur la figure 3.10, montre que la décomposition de Yamaguchi donne une puissance de diffusion dominante adéquate, par rapport à l'étude théorique, dans les zones surfacique (patch D) avec une puissance surfacique dominante de plus de 99%. Dans les zones urbaine non orienté (patch B) une puissance double rebond dominante avec une valeur de 58%. Ces résultats sont meilleurs que ceux de la décomposition de Freeman. Une autre amélioration est dans les zones urbaine orienté (patch C) où les résultats de Yamaguchi sont meilleur que ceux de Freeman. Le volumique à diminué pour laisser la place à l'augmentation de la diffusion en double rebond.

L' inconvénient de la décomposition de Yamaguchi est dons la caractérisation des forêts, où la décomposition de Freeman donne de meilleur résultats.

En conclusion la décomosition de Yamaguchi est meilleur que celle de Freeman pour l'étude des zones urbaines et les zones surfacique mais pour les forêts Feeman est meilleur.

| | PD | PV | PS | PC |
|----------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Patch A | 19.7736 | 50.8679 | 26.1132 | 3.2453 |
| Patch B | 58.0864 | 13.8889 | 27.3457 | 0.6790 |
| Patch C | 18.5977 | 59.7148 | 18.3007 | 3.3868 |
| Patch D | 0 | 0.3193 | 99.6807 | 0 |

Tableau 3.2 : *Pourcentage des puissnace de diffusion dans chaque patches Pour la décomposition de **Yamaguchi**.*

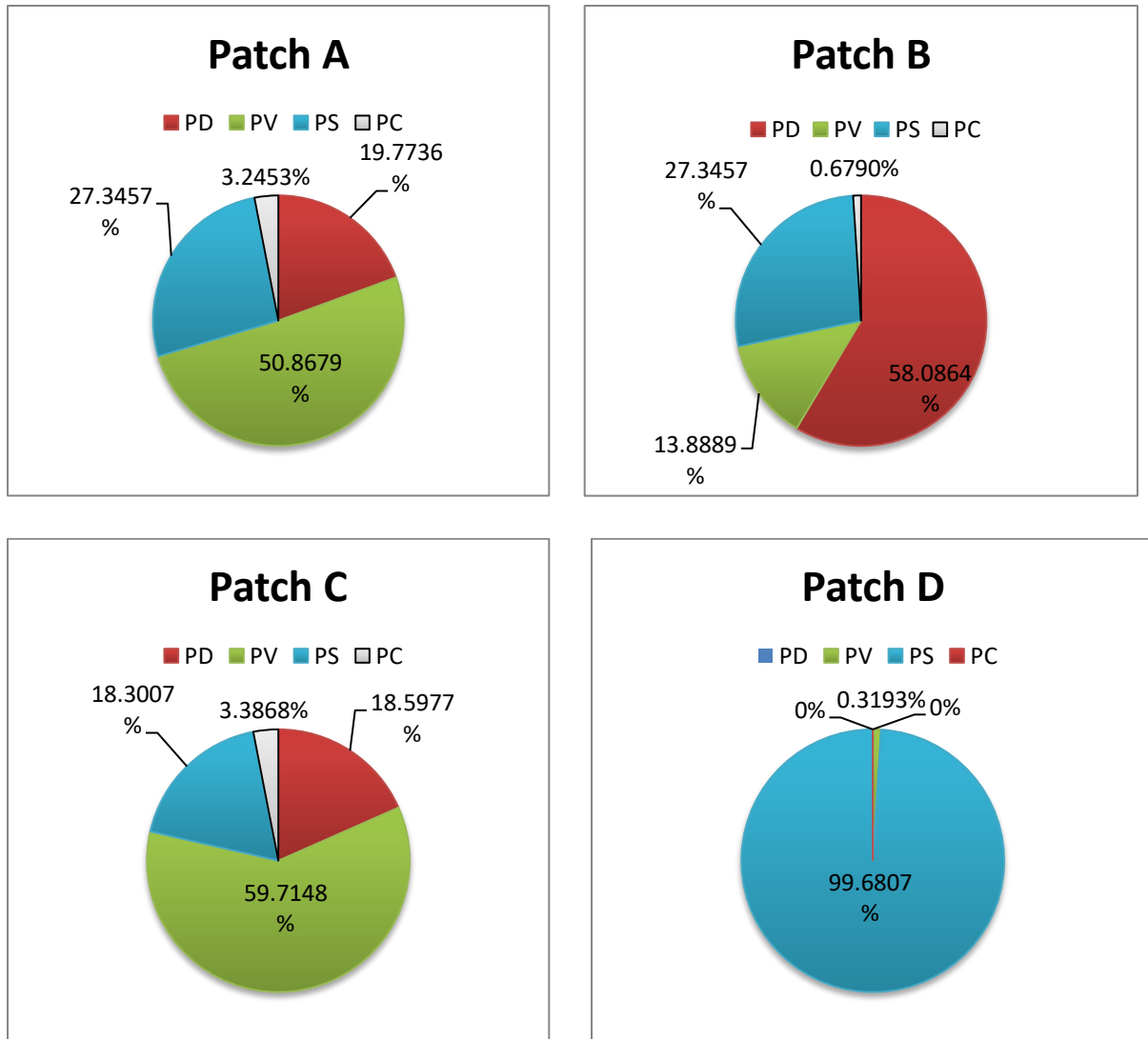


Figure 3.10 : Pourcentage des puissances de la décomposition de Yamaguchi dans les quatre patches

4. Conclusion

Ce chapitre contient les résultats de trois décompositions polarimétrique appliqué sur une image SAR de la région de Sanfrancisco. L'image SAR utilisé contient les quatre polarisation de la matrice de diffusion.

La première décomposition est H/alpha qui est une décomposition polarimétrique basé sur un modèle mathématique elle peut être utilisé pour l'interprétation des classes de la surface terrestre en utilisant le plan H/alpha.

La deuxième décomposition est celle de Freeman. Elle est basé sur un modèle physique de trois diffuseur canonique (double rebond, volumique et surfacique). Freeman donne de

meilleur résultats dans les zones forestières et les zones surfaciques, mais elle n'est pas adéquate pour l'étude des zones urbaines.

La troisième décomposition est la décomposition de Yamaguchi qui est basé sur un modèle de la matrice de cohérente de quatre types de diffuseurs canonique (Double rebond, volumique, surfacique et hélicoïde). Yamaguchi est meilleur que freeman dans l'interprétation des zones urbaine et surfacique. Mais pour les forêts Yamaguchi ne donne pas de bon résultats.

Yamaguchi a amélioré les résultats dans les zones urbaines orienté, mais le problème reste posé, donc les recherches sont ouverte dans ce sensé pour une éventuelle future proposition d'une nouvelle décomposition qui résoudra ce problème.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons étudié et mis en œuvre différentes méthodes de décompositions des données quadri-polarimétriques et compactes, le but de notre travail est la caractérisation des cibles au sol par l'extraction de la contribution de chaque mécanisme de diffusion canonique dans le processus de diffusion

Nous nous sommes attachés dans un premier temps à mettre en évidence l'apport de l'imagerie SAR polarimétrique à l'interprétation physique et mathématique de la rétrodiffusion des cibles.

Dans la deuxième partie, nous nous sommes intéressés à la décomposition de la diffusion d'une onde électromagnétique dans la cellule de résolution d'une image SAR pour la caractérisation des thèmes au sol. A cet effet, les modélisations cohérente et non cohérente ont été décrites, en vue de dégager les principaux mécanismes de diffusion dans une cible donnée. Cette modélisation a été testée sur des images radar polarimétriques acquises dans la bande C couvrant une zone située en USA.

Dans le troisième chapitre on a présenté les résultats de trois décompositions incohérentes. Les décompositions de Freeman, Yamaguchi et H/Alpha. On a présenté une analyse qualitative des couleurs de la décomposition coloré des résultats des décompositions, suivi d'une analyse quantitative sur les pourcentages des pixels avec les puissances dominantes dans chaque classe de la surface terrestre. Cette analyse nous a permis de conclure que la décomposition de Freeman est meilleur pour l'étude des zones forestières mais elle n'est pas ne donne pas de bon résultats dans les zones urbaines. Alors, que la décomposition de Yamaguchi est meilleur dans les zones urbaines et elle a des inconvénients dans les zones forestières.

Une perspective pour les prochains projets de recherche dans ce domaine est le développement d'autre type de décomposition, avec une possibilité de proposer des décompositions avec plus d'autres composantes qui prendront en compte le problème des zones urbaines orientées. Une autre possibilité est de proposer des décompositions hybrides basés sur un modèle mélange entre les modèles physique et mathématique.

Bibliographie

- [1] G. Gosselin, L'utilisation de la polarimétrie radar et de la décomposition de Touzi pour la caractérisation et la classification des physiologies végétales des milieux humides: le cas du Lac Saint-Pierre. Université de Montréal (Canada), 2013.
- [2] B. Souissi, « Caractérisation de l'état de surface et optimisation de la cohérence interférométrique par utilisation de la polarimétrie radar », PhD Thesis, 2005.
- [3] P. Formont, « Outils statistiques et géométriques pour la classification des images SAR polarimétriques hautement texturées », PhD Thesis, Rennes 1, 2013.
- [4] A. Zaim, « Décompositions polarimétriques des images radar SAR associées aux signatures polarimétriques des cibles au sol », PhD Thesis, 2010.
- [5] J.S. Lee, 'Speckle analysis and soothing of SAR images,' Computer graphics and image processing vol. 17, pp. 24-32, 1981
- [6] J.S. Lee, 'Digital image enhancement and noise filtering by use of local statistics,' IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence, 2,2, pp. 165- 168, sep. 2002
- [7] Raney, R.K., Freeman, T., Hawkins, R.W., Bamler, R (1994). A Plea for Radar Brightness. Proceedings of the International Geoscience and Remote Sensing Symposium. 8-11 August 1994, Pasadena, CA, USA. Vol.2, p.1090-1092.
- [8] A. Kostinski and W. Boerner, "On foundations of radar polarimetry," IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 34, no. 12, pp. 1395–1404, 1986
- [9] J.-S. Lee and E. Pottier, Polarimetric Radar Imaging, From Basics to Applications. CRC Press, 2009.
- [10] CLOUDE, S., R., and POTTIER, E., 1996, "A Review of Target.

chapitre02:

- [11] A. Freeman et S. L. Durden, « A three-component scattering model for polarimetric SAR data », IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 36, no 3, p. 963–973, 1998.
- [12] CRISP, D., J., 2003, « The State-of-the-Art in Ship Detection in Synthetic Aperture Radar Imagery », Intelligence, Surveillance and Reconnaissance Division Information Sciences Laboratory, Australia, 115p.

- [13] FREEMAN, A., and DURDEN, S. L., 1998, "A three-component scattering model for polarimetric SAR Data". IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 36, no. 3, pages 963-973, May 1998.
- [14] J. Yang, Y. Yamaguchi, J.-S. Lee, R. Touzi, and W.-M. Boerner, "Applications of polarimetric SAR," J. Sensors, vol. 2015, May 2015, Art. no. 316391.
- [15] M. Duquenoy, J.-P. Ovarlez, L. Ferro-Famil, E. Pottier, et L. Vignaud, « Scatterers characterisation in radar imaging using joint time–frequency analysis and polarimetric coherent decompositions », IET Radar Sonar Navig., vol. 4, no 3, p. 384–402, 20
- [16] R. Touzi, « A review of speckle filtering in the context of estimation theory », IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 40, no 11, p. 2392–2404, 2002.
- [17] Lee, J.S., Schuler, D.L., Ainsworth, T.L., Krogager, E., Kasilingam, D., Boerner, W.M (2002). On the Estimation of Radar Polarization Orientation Shifts Induced by Terrain Slopes. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. Vol.40, no.1, p.30-41.
- [18] D. J. Crisp, « The state-of-the-art in ship detection in synthetic aperture radar imagery », Defence Science And Technology Organisation Salisbury (Australia) Info ..., 2004.
- [19] Y. Yamaguchi, T. Moriyama, M. Ishido, and H. Yamada, "Four-component scattering model for polarimetric SAR image decomposition," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 43, no. 8, pp.
- [20] Y. Yajima, Y. Yamaguchi, R. Sato, H. Yamada, W. -M. Boerner, "POLARSAR image analysis of wetlands using a modified four-componentscattering power decomposition," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 46, no. 6, pp. 1667-1773, 2008
- [21] [Online]. Available: <http://www.palsar.ersdac.or.jp/e/index.shtml>
- [22] Y. Yajima, Y. Yamaguchi, R. Sato, H. Yamada, W. -M. Boerner, "POLARSAR image analysis of wetlands using a modified four-component scattering power decomposition," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 46, no. 6, pp. 1667-1773, 2008
- [23] A. Kim, J. Fisher, A.S. Wilsky, and P. Viola, "Nonparametric estimation of aspect dependance for.

Bibliographie

[24] R. Touzi, "A review of speckle filtering in the context of estimation theory," IEEE Trans. on Geosci.

[25] A. Sharma and R.L. Moses, "Matched subspace detectors for discrimination of targets from trees.

[26] J. R. Huynen, Phenomenological theory of radar targets, Ph.D Thesis, University of Technology, Delft, The Netherlands, 1970

[27] T. Rastello, Synthèse des Méthodes d'Inversion dans le Domaine de Fourier.

[28] J.S. Lee, M.R. Grunes, T.L. Ainsworth, L.J. Du, D.L. Schuler, and S.R. Cloude, "Unsupervised.