

Table des matières

Introduction	1
PARTIE 1 – Fondements	7
CHAPITRE 1 – Concepts fondamentaux	9
1.1. Imagerie SAR	9
1.1.1. Configuration géométrique du SAR	10
1.1.2. Résolution d'un SAR	10
1.2. Polarimétrie SAR	12
1.2.1. Propagation des ondes électromagnétiques	12
1.2.2. Polarisation d'une onde	13
1.2.2.1. Système cartésien.....	13
1.2.2.2. Ellipse de polarisation	14
1.2.2.3. Vecteur de Jones	14
1.2.2.4. Vecteur de Stokes	16
1.2.3. Matrice de diffusion pour la caractérisation de cibles simples	17
1.2.3.1. Matrice de diffusion	18
1.2.3.2. Vecteur de rétrodiffusion	19
1.2.3.3. Matrices de covariance et de cohérence	20
1.2.4. Propriétés de symétrie	20
1.2.4.1. Symétrie de réflexion	20
1.2.4.2. Symétrie de rotation	21
1.2.4.3. Symétrie azimutale.....	23
1.3. Interférométrie SAR.....	24
1.3.1. Géométrie et principes de base	24
1.3.1.1. Hauteur du réflecteur.....	24
1.3.1.2. Notion de phase interférométrique	25
1.3.2. Cohérence interférométrique	28
1.4. Interférométrie SAR polarimétrique	29
1.4.1. Vecteurs interférométriques	30
1.5. Conclusion	31
1.6. Références	32
CHAPITRE 2 – Polarimétrie compacte	35
2.1. Polarimétrie complète – Rappels	36
2.2. Contraintes du SAR polarimétrique satellitaire	37
2.2.1. Dimensionnement d'un système SAR.....	38
2.2.1.1. Largeur de la fauchée et PRF	38
2.2.1.2. Taux de données acquises	38
2.2.1.3. Ambiguïtés	39
2.2.2. Effets ionosphériques.....	41
2.3. Polarimétrie compacte.....	43
2.3.1. Mode $\pi/4$	44
2.3.2. Mode $\pi/2$	46
2.3.3. Mode hybride.....	50
2.3.4. Conclusion.....	52
2.4. Interférométrie SAR polarimétrique compacte	53
2.4.1. Vecteurs de rétrodiffusion interférométriques	53
2.4.2. Région de cohérence compact-PolInSAR.....	54
2.5. Algorithmes d'inversion de la hauteur des rétrodiffuseurs	56
2.5.1. Modèle Random Volume over Ground (RVoG)	56
2.5.2. Adaptation du modèle RVoG et effets ionosphériques en C-PolInSAR	59
2.5.3. Algorithme de reconstruction de la matrice F-PolInSAR.....	60
2.6. Conclusion	60
2.7. Références	62

PARTIE 2 – Rotation de Faraday	65
CHAPITRE 3 - Rotation de Faraday - Définition	67
3.1. Propagation des ondes à travers l'ionosphère	67
3.2. Algorithmes d'estimation de la rotation de Faraday	70
3.2.1. Contenu total en électrons (TEC).....	70
3.2.2. Perturbations magnéto-ioniques en polarisations circulaires.....	70
3.2.3. Rotation de Faraday	72
3.2.3.1. Effets de la rotation de Faraday	72
3.2.3.2. Détection de la rotation de Faraday	73
3.2.3.3. Estimation et correction de la rotation de Faraday	75
3.2.3.4. Suppression de l'ambiguïté.....	76
3.2.3.5. Estimation de la rotation de Faraday sur données spatiales	78
3.2.3.6. Cas du mode de polarimétrie compacte	79
3.3. Conclusion	80
3.4. Références	81
CHAPITRE 4 – Coefficient de conformité	83
4.1. Classifications existantes	83
4.1.1. Classification de Cloude-Pottier ou H/α	84
4.1.2. Modèle de Freeman-Durden	85
4.1.3. Classification de Yamaguchi	85
4.1.4. Synthèse.....	85
4.2. Vecteur de rétrodiffusion compact.....	85
4.3. Coefficient de conformité	87
4.3.1. Définition.....	87
4.3.2. Détermination de seuils.....	88
4.3.2.1. Choix du seuil t_1 – première approche	89
4.3.2.2. Détermination des deux seuils t_1 et t_2 - deuxième approche	92
4.3.2.3. Etude de la phase de $\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle$	94
4.3.2.4. Evolution de μ sur des parcelles d'âge différent	96
4.3.3. Evaluation du coefficient de conformité pour différents types de rétrodiffusion.....	97
4.3.3.1. Sols nus.....	97
4.3.3.2. Prairies	98
4.3.3.3. Forêts	99
4.3.3.4. Vignes	100
4.3.3.5. Vergers.....	102
4.3.3.6. Maraîchages.....	103
4.3.3.7. Grandes cultures.....	104
4.3.3.8. Synthèse	104
4.4. Comparaison avec des classifications existantes	106
4.4.1. Identification des sols nus seuls.....	107
4.4.1.1. Comparaison de μ avec $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$	107
4.4.1.2. Comparaison de μ avec $\frac{\sigma_{HV}^0}{\sigma_{VV}^0}$	108
4.4.1.3. Comparaison de μ avec $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$	110
4.4.2. Influence de la rotation de Faraday.....	111
4.5. Conclusion	113
4.6. Références	114
CHAPITRE 5 – Rotation de Faraday - Estimation	117
5.1. Estimation de la rotation de Faraday en polarimétrie compacte	117
5.1.1. Mode $\pi/2$ avec réceptions circulaires	117
5.1.2. Mode $\pi/2$ avec réceptions linéaires H et V	119
5.1.3. Evaluation sur données.....	120
5.1.3.1. Processus.....	120
5.1.3.2. Estimation par CP1 sur données aéroportées RAMSES.....	123
5.1.3.3. Estimation par CP2 sur données aéroportées RAMSES.....	123
5.1.3.4. Estimation par CP3 sur données aéroportées RAMSES.....	124
5.1.3.5. Conclusion.....	125

5.1.3.6. Estimation sur données spatiales en bande L	125
5.2. Conclusion	127
5.3. Références	128
PARTIE 3 - Applications	129
CHAPITRE 6 – Applications PolSAR	131
6.1. Humidité des sols	132
6.1.1. Algorithme de Oh	133
6.1.2. Algorithme de Dubois	134
6.1.3. Estimation de l'humidité avec des données en polarimétrie compacte	136
6.1.3.1. Adaptation de l'algorithme de Dubois aux données CP	136
6.2. Biomasse	142
6.2.1. Coefficients de rétrodiffusion CP et biomasse aérienne des forêts	145
6.2.2. Biomasse estimée et biomasse mesurée	147
6.3. Conclusion	152
6.4. Références	154
CHAPITRE 7 – Application PolInSAR	157
7.1. Algorithmes existants	157
7.1.1. Application du modèle RVoG à la polarimétrie compacte	157
7.1.2. Pseudo-reconstruction de la matrice F-PolInSAR	160
7.1.2.1. Algorithme de pseudo-reconstruction de l'information F-PolInSAR	160
7.2. Optimisation de l'inversion de hauteur pour estimation en C-PolInSAR	161
7.2.1. Contour de la région de cohérence F-PolInSAR	161
7.2.2. Contour de la région de cohérence C-PolInSAR	163
7.2.3. Inversion de hauteur	164
7.2.4. Application sur différents types de forêt et capteurs	171
7.3. Conclusion	172
7.4. Références	174
CHAPITRE 8 - Etalonnage	175
8.1. Définition de l'étalonnage	175
8.2. Etalonnage itératif	177
8.3. Etalonnage direct	178
8.3.1. Méthode de Quegan	178
8.3.2. Méthodes de Freeman	178
8.4. Etalonnage d'un système en polarimétrie compacte	179
8.4.1. Approche de Freeman	180
8.4.2. Etalonnage d'un système en polarimétrie compacte dont l'émission est parfaite	181
8.4.2.1. Cas aéroporté	181
8.4.2.2. Cas spatial	183
8.4.3. Méthodes directes	185
8.5. Conclusion	186
8.6. Références	188
CHAPITRE 9 – Données brutes	189
9.1. Construction de la polarimétrie compacte à partir des données brutes	189
9.2. Conclusion	195
9.3. Références	196
Conclusion	197
Perspectives	201
Annexe A	203
Annexe B	213
Bibliographie	225

Index des Figures

Fig.1.1 : Configuration géométrique d'une acquisition SAR.....	10
Fig.1.2 : Paramètres de l'ellipse de polarisation	14
Fig.1.3 : Réflexion d'une onde par un objet.....	18
Fig.1.4 : Représentation de la symétrie de réflexion par rapport à l'axe de visée du radar ...	21
Fig.1.5 : Représentation de la symétrie de rotation par rapport à l'axe de visée du radar.....	23
Fig.1.6 : Géométrie d'une acquisition SAR interférométrique	24
Fig.1.7 : Géométrie utilisée pour le calcul de la phase de la terre plate.....	26
Fig.1.8 : Géométrie utilisée pour le calcul de la phase topographique et de la hauteur d'ambiguïté	27
Fig.1.9 : Exemple d'Interférogramme (données RAMSES, bande X)	28
Fig.1.10 : Représentation schématique de la polarimétrie, de l'interférométrie et de l'interférométrie SAR polarimétrique.....	29
Fig.2.1: Schéma du principe d'émission en polarimétrie complète dans la base {H ; V}	36
Fig.2.2 : Représentation de Pauli {R;V;B} = {S _{HH} -S _{VV} ;2*S _{HV} ;S _{HH} +S _{VV} }, Image RAMSES, bande P, St Germain d'Estreuil	37
Fig.2.3 : Géométrie radar représentant la fauchée	38
Fig.2.4 : Représentation de l'ambiguïté en azimuth.....	40
Fig.2.5 : En haut, représentation de l'ambiguïté en distance dans le cas spatial. En bas, représentation de la solution, i.e. périodes inter-impulsions plus longues.....	40
Fig.2.6 : Représentation de l'effet Faraday sur une polarisation rectiligne.....	42
Fig.2.7 : Prédications de la rotation de Faraday sur un trajet unique	42
Fig.2.8 : (a) Représentation FP {R;V;B}={S _{HH} -S _{VV} ;2*S _{HV} ;S _{HH} +S _{VV} } et (b) CP _{π/4} {R;V;B}={ $\vec{k}_{1,\pi/4} - \vec{k}_{2,\pi/4}$; $\vec{k}_{1,\pi/4}$; $\vec{k}_{2,\pi/4}$ }.	46
Fig.2.9 : Schéma de l'effet de la rotation de Faraday sur des ondes polarisées linéairement et circulairement.....	47
Fig.2.10 : Histogrammes 2-D présentant les performances de reconstruction des canaux HH, VV et HV	48
Fig.2.11 : Comportement des signatures σ_{HV}^0 et σ_{VV}^0 originales (a) et reconstruites (b) en présence de rotation de Faraday.....	49
Fig.2.12 : (a) Représentation FP {R;V;B}={S _{HH} -S _{VV} ;2*S _{HV} ;S _{HH} +S _{VV} } et CP _{π/2} (b){R;V;B}={ $\vec{k}_{RH} + \vec{k}_{RV}$; \vec{k}_{RH} ; \vec{k}_{RV} } et (c) {R;V;B}={ \vec{k}_{RR} ; $\vec{k}_{RR} + \vec{k}_{RL}$; \vec{k}_{RL} }.....	50
Fig.2.13 : Architecture générique d'un SAR opérant en mode hybride	52
Fig.2.14 : (a) Image FP de la baie de San Francisco acquise par le radar AIRSAR du JPL. (b) Décomposition m-δ à partir de la CL-pol simulée.....	52

Fig.2.15 : Représentations des modes de polarimétrie compacte avec la polarisation d'émission en rouge et celles de réception en bleu	53
Fig.2.16 : Image RAMSES sur la forêt de Nezer, bande P (à gauche). Représentation de la région de cohérence F-PolInSAR en bleu et C-PolInSAR en jaune correspondant à la région d'intérêt sélectionnée	56
Fig.2.17 : Modèle de ligne pour la cohérence.....	57
Fig.2.18 : Représentation du choix de la phase topographique du sol.....	58
Fig.2.19 : Représentation de la sélection de la cohérence volumique	58
Fig.3.1 : (a) Distribution globale de la rotation de Faraday exprimée en degrés, en bande P. (b) Distribution globale de la rotation de Faraday (degrés) en bande P avec une erreur d'ambiguïté de $\pm\pi/2$	77
Fig.3.2 : Rotation de Faraday estimée et TEC calculé le long d'une fauchée PALSAR acquise au nord de Gakona, en Alaska.....	78
Fig.4.1 : Représentation de différents spectres de probabilités apparentes P_k	84
Fig.4.2 : Valeurs du seuil t_1 en fonction de β	91
Fig.4.3 : (a) Représentation de Pauli $\{R;V;B\}=\{S_{HH}-S_{VV};2*S_{HV};S_{HH}+S_{VV}\}$ de l'image acquise par le radar RAMSES en bande P sur la zone de St Germain d'Esteuil. (b) Coefficient de conformité avec $t_1=0,73$	91
Fig.4.4 : Valeurs de β sur les sols nus identifiés grâce au modèle de Freeman-Durden.....	92
Fig.4.5 : Valeurs de μ sur des zones pré-sélectionnées par H/α sur les données RAMSES acquises sur la zone de St Germain d'Esteuil en bande P.	93
Fig.4.6 : μ vs $\alpha = \arg\langle M_{RH}M_{RV}^* \rangle$	95
Fig.4.7 : Schématisation de la classification μ vs $\alpha = \arg\langle M_{RH}M_{RV}^* \rangle$	95
Fig.4.8 : (a) Image Google Earth de la zone étudiée. (b) Représentation $\{R;V;B\}=\{S_{HH};S_{HV};S_{VV}\}$. (c) Classification $\mu + \alpha$	96
Fig.4.9 : Valeurs de μ selon l'âge des arbres	97
Fig.4.10 : Image FP $\{R;V;B\}=\{S_{HH};S_{HV};S_{VV}\}$ acquise par le radar SETHI en bande L sur la zone de Garons.	97
Fig.4.11 : Valeurs de μ sur des sols nus	98
Fig.4.12 : Exemples de sols nus.....	98
Fig.4.13 : Valeurs de μ sur des prairies	99
Fig.4.14 : Exemples de prairies jeunes.....	99
Fig.4.15 : Exemples de prairies.....	99
Fig.4.16 : Valeurs de μ sur des forêts.....	100
Fig.4.17 : Exemples de forêts.....	100
Fig.4.18 : Valeurs de μ sur des vignes	101

Fig.4.19 : Valeurs de μ sur différents types de vignes	101
Fig.4.20 : (a) Vignes « arrachées » et (b) vignes très jeunes.....	101
Fig.4.21 : Exemples de vignes - palissages	102
Fig.4.22 : Valeurs de μ sur des vergers.....	102
Fig.4.23 : Vergers très jeunes	102
Fig.4.24 : Exemples de vergers matures	103
Fig.4.25 : Valeurs de μ sur des maraîchages	103
Fig.4.26 : Exemples de maraichages	103
Fig.4.27 : Valeurs de μ sur des grandes cultures	104
Fig.4.28 : Zones de « grandes cultures » de blé.....	104
Fig.4.29 : Valeurs minimales, maximales et moyennes de μ sur les différents types de rétrodiffusion	105
Fig.4.30 : Corrélation entre la hauteur de la végétation et le coefficient de conformité	105
Fig.4.31 : Comparaison du coefficient de conformité (b) avec la classification de Cloude-Pottier ou H/α (a) et Freeman-Durden (c). Données RAMSES, bande P, St Germain d'Estreuil	107
Fig.4.32 : Comparaison du coefficient de conformité (a) avec $\sigma_{HV}^0 / \sigma_{VV}^0$ (b).....	108
Fig.4.33 : Comparaison du coefficient de conformité (a) avec $\underline{\sigma}_{HV}^0 / \underline{\sigma}_{VV}^0$ (b)	109
Fig.4.34 : Comparaison du coefficient de conformité (a) avec $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$ (b).....	110
Fig.4.35 : Comportement de σ_{HV}^0 et σ_{VV}^0 en présence de rotation de Faraday	111
Fig.4.36 : Comportement de $\underline{\sigma}_{HV}^0$ et $\underline{\sigma}_{VV}^0$ en présence de rotation de Faraday	112
Fig.4.37 : Comportement de $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$ en présence de rotation de Faraday	112
Fig.4.38 : Comportement de μ en présence de rotation de Faraday.....	113
Fig.5.1 : Organigramme schématisant le processus d'estimation de la rotation de Faraday	121
Fig.5.2 : Données RAMSES, bande P. (a) Représentation $\{R;V;B\}=\{S_{HH}-S_{VV};2*S_{HV};S_{HH}+S_{VV}\}$. (b) Mêmes données avec une rotation de Faraday de 100° $\{R;V;B\}=\{S_{HH}-S_{VV};2*S_{HV};S_{HH}+S_{VV}\}$. (c) Modèle de Freeman-Durden sur ces mêmes données non perturbées, $\{R;V;B\}=\{P_d;P_v;P_s\}$. (d) Modèle de Freeman-Durden sur ces mêmes données perturbées par une rotation de Faraday de 100° , $\{R;V;B\}=\{P_d;P_v;P_s\}$	122
Fig.5.3 : Données PALSAR, bande L. (a) Représentation $\{R;V;B\}=\{S_{HH}-S_{VV};2*S_{HV};S_{HH}+S_{VV}\}$. (b) Mêmes données avec une rotation de Faraday de 30° $\{R;V;B\}=\{S_{HH}-S_{VV};2*S_{HV};S_{HH}+S_{VV}\}$. (c) Modèle de Freeman-Durden sur ces mêmes données non perturbées, $\{R;V;B\}=\{P_d;P_v;P_s\}$. (d) Modèle de Freeman-Durden sur ces mêmes données perturbées par une rotation de Faraday de 30° , $\{R;V;B\}=\{P_d;P_v;P_s\}$	122

Fig.5.4 : Estimation de la rotation de Faraday grâce à l'Equation (5.7).....	123
Fig.5.5 : Estimation de la rotation de Faraday grâce à l'Equation (5.14).....	124
Fig.5.6 : Estimation de la rotation de Faraday grâce à l'Equation (5.13).....	125
Fig.5.7 : Estimation de la rotation de Faraday avec des données full-pol	126
Fig.5.8 : Estimation de la rotation de Faraday avec des données compact-pol	126
Fig.6.1 : Humidité du sol estimée versus humidité du sol mesurée in situ	136
Fig.6.2 : Comparaison des signatures FP et CP.....	137
Fig.6.3 : (a) Représentation colorée $\{R;V;B\}=\{S_{HH};S_{HV};S_{VV}\}$, données RAMSES, bande L, acquises sur la zone du Moulin du Fâ. (b) Estimation de la constante diélectrique sur données FP. (c) Estimation de la constante diélectrique sur données CP.....	138
Fig.6.4 : Estimation de la constante diélectrique sur les données FP versus sur les données CP.....	138
Fig.6.5 : Estimation de la rugosité (kh) sur données FP (a) et CP (b).....	139
Fig.6.6 : Estimation de la rugosité sur les données FP versus sur les données CP	139
Fig.6.7 : Estimation de l'humidité sur données FP (a) et CP (b)	140
Fig.6.8 : Comparaison des estimations d'humidité avec des données FP et CP	141
Fig.6.9 : Comparaison de l'humidité des sols estimée en FP et en CP avec l'humidité mesurée in situ.....	142
Fig.6.10 : Biomasse (tonnes/ha) en fonction des coefficients de rétrodiffusion (dB) (a) σ_{HV} , (b) σ_{HH} , (c) σ_{HV} , (d) σ_{RR} et (e) σ_{RH}	146
Fig.6.11 : Biomasse estimée en fonction de la biomasse mesurée (en tonnes/ha) pour les canaux (a)HV, (b)HH, (c)HV, (d)HV et HV, (e)RR et (f)RH.....	148
Fig.6.12 : Biomasse estimée grâce aux régressions exponentielles des canaux HV, HV et RR	149
Fig.6.13 : Biomasse mesurée et estimée selon les régressions précédemment calculées sur les zones d'intérêt ayant fait l'objet des mesures in situ, pour les canaux HV, HV et RR....	150
Fig.6.14 : Biomasse estimée avec les coefficients de rétrodiffusion HV (a), RR (b) et RH(c) en utilisant la régression du canal HV comme référence, et comparaison avec l'estimation en HV.....	151
Fig.7.1 : (a) Mesures angulaires des valeurs de cohérence interférométrique associées aux données CP en fonction de celles associées aux données FP pour tous les peuplements forestiers examinés. (b) Résultats de l'inversion en utilisant le modèle RVoG pour les modes FP et CP	158
Fig.7.2 : Mesure angulaire.....	158
Fig.7.3 : Résultat de l'inversion PolInSAR compacte pour le mode CP $\pi/2$ par rapport au cas FP en fonction de l'angle de rotation de Faraday résiduel.....	158

Fig.7.4 : Histogramme représentant l'estimation de l'angle de rotation de Faraday optimal, sur l'ensemble de l'espace de synthèse (pour tous les χ et ψ)	159
Fig.7.5 : Contour de la région de cohérence F-PolInSAR.....	162
Fig.7.6 : Exemple de région de cohérence F-PolInSAR en bleu et C-PolInSAR en jaune...	163
Fig.7.7 : Tracé des contours des régions de cohérence F-PolInSAR en rouge et C-PolInSAR en vert.....	164
Fig.7.8 : Représentation de régions de cohérence ayant une forme quelconque	164
Fig.7.9 : Représentation des deux points extrêmes choisis sur le contour de la région de cohérence et la droite qui en découle.....	165
Fig.7.10 : Hauteur des centres de phase polarimétriques pour les polarisations HH, HV et VV	166
Fig.7.11 : Hauteur des centres de phase polarimétriques HH, HV et VV et hauteur des centres de phase polarimétriques correspondant aux points extrêmes de la région de cohérence	167
Fig.7.12 : Hauteur des centres de phase polarimétriques Rh, Rv et Rh+jRv	167
Fig.7.13 : Hauteur des centres de phase polarimétriques Rh, Rv et Rh+jRv et hauteur des centres de phase polarimétriques correspondant aux points extrêmes de la région de cohérence	168
Fig.7.14 : Hauteur des centres de phase FP et CP	168
Fig.7.15 : Hauteur des centres de phase des points extrêmes des régions de cohérence FP et CP.....	169
Fig.7.16 : Hauteur de la végétation estimée à partir des données FP en utilisant l'algorithme RVoG (bleu) et la méthode 'opt' (rouge), versus les mesures terrain.....	169
Fig.7.17 : Hauteur de la végétation estimée à partir des données FP (rouge) et CP (violet), en utilisant la méthode 'opt' versus les mesures terrain	170
Fig.7.18 : Hauteur de la végétation estimée à partir des données FP (rouge) et CP (violet), en utilisant la méthode 'opt', versus l'estimation faite en FP avec le modèle RVoG.....	170
Fig.7.19 : Hauteur de la végétation estimée à partir des données FP reconstruites grâce à l'algorithme de Lavalley et al. (rouge) et CP (violet), en utilisant la méthode 'opt' versus les mesures terrain	171
Fig.7.20 : Estimations de la hauteur avec les différentes méthodes et comparaison avec les mesures terrain sur les données BIOSAR (0411-0410), bande P.....	172
Fig.8.1 : Représentation du système en polarimétrie compacte	179
Fig.9.1 : (a) Images $\{R;V;B\}=\{M_{Rh}+M_{Rv};M_{Rh};M_{Rv}\}$ issues des données full-pol traitées et calibrées, (b) $\{R;V;B\}=\{M_{Rh}+M_{Rv};M_{Rh};M_{Rv}\}$ issues des données full-pol brutes et (c) cohérence entre les deux images compact-pol. Données SETHI, bande L acquises sur la zone de Garons lors de la campagne ENVIRO de juin 2009.....	192

Fig.9.2 : Organigrammes représentant les deux processus de construction de la polarimétrie compacte.. 193

Fig.9.3 : (a) Représentation colorée des données full-pol originelles et (b) full-pol reconstruites à partir des données compact-pol en utilisant l'algorithme de Souyris et al... 194

Fig.9.4 : Histogramme de la cohérence $\rho_{M_{RH\text{rav}}M_{RH\text{pro}}^*}$ 195

Index des Tableaux

Tab.1.1 : Vecteur de Jones dans la base {H ; V} correspondant à des états de polarisation canoniques.....	15
Tab.1.2 : Exemples de matrices de Sinclair de cibles canoniques.....	19
Tab.2.1 : Caractéristiques d'acquisition du satellite ALOS.....	41
Tab.3.1 : Transitions de phase de $M_{HV}M_{VH}^*$ en bande L en fonction de l'angle de rotation de Faraday Ω pour différents types de rétrodiffuseurs.....	74
Tab.6.1 : Résumé des résultats d'inversion de l'humidité et de la rugosité des sols en FP et CP, et comparaison avec les mesures terrain	142
Tab.6.2 : Coefficients de la courbe de régression polynomiale et coefficients de corrélation (r^2). Erreur commise entre l'estimation de la biomasse et les valeurs mesurées en utilisant cette équation du second degré comme modèle	146
Tab.6.3 : Coefficients de la courbe de régression exponentielle et coefficients de corrélation (r^2). Erreur commise entre l'estimation de la biomasse et les valeurs mesurées en utilisant cette équation du second degré comme modèle	147
Tab.7.1 : Erreurs d'estimation de la hauteur en mètres selon la méthode utilisée.....	171
Tab.8.1 : Matrices de rétrodiffusion et SER théoriques de quelques cibles canoniques dans la base de polarisation cartésienne (\hat{h}, \hat{v})	177

Introduction

L'imagerie SAR (Synthetic Aperture Radar) ou RSO (Radar à Synthèse d'Ouverture) est une technique de télédétection établie depuis le lancement du satellite SEASAT en 1978 et permettant l'observation de la Terre.

Comme son nom l'indique, le SAR, grâce au déplacement de la plateforme, synthétise une antenne de longueur importante. Les images de la surface de la Terre ainsi acquises sont de taille considérable pouvant atteindre des centaines de kilomètres et pour lesquelles la résolution spatiale varie de plusieurs dizaines de mètres à plusieurs dizaines de centimètres. L'imagerie radar est fondée sur l'émission d'ondes électromagnétiques et sur la mesure de l'écho renvoyé par la zone éclairée afin de générer une carte de réflectivité. La technique SAR constitue une extension de l'imagerie radar donnant des images de la surface de la Terre avec une résolution élevée. Les systèmes SAR sont des systèmes radar actifs, i.e. fournissant eux-mêmes leur propre source d'illumination, opérant dans les micro-ondes. Par conséquent, leur capacité d'acquisition de jour comme de nuit, et par tous types de temps notamment en basse fréquence est un avantage considérable par rapport aux systèmes d'imagerie optique. Ces systèmes utilisent une large gamme de fréquences permettant de caractériser tous types de rétrodiffuseurs selon le besoin. Ainsi, un système opérant en bande P (i.e. 0,3 à 1,0 GHz) et donc émettant de grandes longueurs d'onde pénètre la canopée des forêts. De ce fait, des contributions de rétrodiffusion du sol, des troncs des arbres et du couvert végétal sont reçues par le radar. De nombreuses applications basées sur l'imagerie SAR ont vu le jour grâce aux techniques de polarimétrie et d'interférométrie.

La polarimétrie naît dans les années 1950 avec Sinclair qui s'inspire du travail de Stokes et de Poincaré. Ces derniers ont introduit les bases du formalisme des ondes électromagnétiques indépendamment de l'état de polarisation, puis Sinclair a défini la matrice de rétrodiffusion exprimant la capacité d'une cible à modifier la polarisation des ondes qui l'illuminent. Par la suite, d'autres scientifiques ont renforcé la théorie de la polarimétrie radar comme Kennaugh, Huynen, Ulaby. C'est en 1985 que l'imagerie radar polarimétrique a connu un essor considérable avec la construction par le Jet Propulsion Laboratory (JPL), du premier radar aéroporté en polarimétrie complète AIRSAR (AIRborne Synthetic Aperture Radar) opérant en bande L.

La polarimétrie étudie la façon dont la polarisation d'une onde électromagnétique est modifiée par l'interaction avec une cible ou un milieu naturel. Ces modifications sont associées aux caractéristiques géométriques et aux propriétés physiques de l'objet examiné telles que sa forme, son orientation et

ses particularités diélectriques. Ainsi, la polarimétrie SAR donne lieu à la construction de classifications et à la décomposition des mécanismes de rétrodiffusion, mais également à des applications liées aux propriétés diélectriques du milieu telles que l'estimation de l'humidité et de la rugosité des sols. Les systèmes radar peuvent utiliser une, deux ou quatre combinaisons de polarisations d'émission-réception. La polarimétrie complète utilise deux polarisations orthogonales à l'émission et à la réception. La polarimétrie simple exploite une seule polarisation d'émission et de réception. Enfin, la polarimétrie duale se sert d'une polarisation à l'émission et de deux polarisations orthogonales à la réception. Les acquisitions provenant des modes de polarimétrie duale et simple ont l'avantage d'avoir une largeur fauchée double par rapport à la polarimétrie complète. Par contre, comme son nom l'indique, le taux d'information recueillie par un système opérant en polarimétrie complète est supérieur aux modes dual et simple.

L'interférométrie SAR est une technique mise au point par Graham en 1974 et développée dans les années 1980 avec l'ajout de l'instrument interférométrique TOPSAR au radar AIRSAR du JPL. L'interférométrie exploite l'information de phase du signal radar. Or la phase d'une image radar n'a de sens que si elle est comparée à une autre. L'interférométrie utilise donc deux images complexes d'une même scène acquises avec deux angles de visée légèrement différents. Les deux images SAR associées pixel à pixel pour former l'image des différences de phase est appelée interférogramme. Pour générer un interférogramme, soit le porteur embarque deux antennes installées à des positions différentes, c'est l'interférométrie simple-passe, soit le porteur n'a qu'une seule antenne mais survole une même scène plusieurs fois en suivant des trajectoires décalées, c'est l'interférométrie multi-passes. La différence de phase entre les deux signaux contient l'information liée à la topographie de la scène et permet de déterminer la hauteur des rétrodiffuseurs afin de générer des modèles numériques de terrain (MNT) à haute résolution. La cohérence interférométrique est sensible aux modifications des positions des réflecteurs dans les cellules de résolution et permet donc de détecter les changements sur la scène imagée. La cohérence interférométrique est aussi un facteur de qualité de la phase interférométrique.

L'interférométrie SAR polarimétrique (PolInSAR) combine les deux concepts précédemment introduits et consiste en l'acquisition de données polarimétriques dans des configurations interférométriques. La technique PolInSAR permet donc de mesurer la cohérence associée aux différents canaux polarimétriques ainsi que la hauteur des centres de phase polarimétriques afin de localiser verticalement les mécanismes de rétrodiffusion. Le but des techniques PolInSAR est principalement d'analyser des scènes très complexes telles que les forêts. En combinant les acquisitions polarimétriques, le degré de cohérence interférométrique peut être optimisé. De plus, en utilisant l'algorithme d'inversion de la hauteur de la végétation connu sous le nom de Random Volume over Ground (RVoG), l'extraction de l'information topographique devient réalisable. Les acquisitions SAR jouent donc un rôle important dans la gestion des zones de forêt et l'évaluation de la biomasse.

L'une des préoccupations majeures de la communauté scientifique est la compréhension des variations climatiques que nous subissons actuellement. Ces changements climatiques sont

étroitement liés au cycle du carbone d'où l'importance de mieux comprendre la quantification de ses différentes composantes. Un élément crucial du cycle du carbone est la biosphère terrestre. L'ensemble des forêts couvre environ un tiers des terres émergées et assimile le gaz carbonique de l'air. La végétation et l'océan absorbent environ la moitié des émissions de CO_2 participant à la réduction de l'effet de serre. La biomasse continentale est la quantité de carbone contenue dans la végétation et est principalement concentrée dans les forêts. Les forêts tropicales, de par leur caractère très humide, sont celles qui stockent le plus de carbone contrairement aux forêts boréales dont la couverture mondiale est pourtant supérieure. La technique SAR, comme précédemment évoquée, apparaît donc comme un outil efficace à travers les procédés de polarimétrie, d'interférométrie et d'interférométrie SAR polarimétrique, afin d'extraire des informations de caractérisation des forêts. L'utilisation des ondes basses fréquences (i.e. bande L et P) est requise pour leur fort pouvoir de pénétration dans la canopée, permettant ainsi une meilleure caractérisation du couvert végétal : du sol au haut de la canopée en passant par les troncs. L'estimation de la biomasse à partir de données en bande basse repose principalement sur l'analyse du signal en polarisation croisée, ce qui pour le moment implique un système en polarisation complète. Mais pour des raisons de coûts liés à la construction du système, un autre type de procédé a été proposé dans le but de minimiser l'équipement tout en maximisant l'information polarimétrique.

Ainsi, afin de tirer parti des avantages des concepts précédemment présentés sans pâtir de leurs inconvénients, un équipement polarimétrique compact avec deux réceptions orthogonales et cohérentes basé sur soit une émission unique circulaire (mode $\pi/2$) soit orientée à 45° (mode $\pi/4$) a été proposé [Souyris 05], [Raney 07], [Dubois 08]. L'information polarimétrique ainsi recueillie est complètement caractérisée par la matrice de covariance 2×2 (hermitienne) ou le vecteur de Stokes (4 éléments). Une méthode de reconstruction de l'information en polarimétrie complète a été présentée et montre de forts potentiels sous des hypothèses physiques liées au milieu observé [Souyris 05]. Une exploitation directe des données en polarimétrie compacte et de leur produit croisé afin de réaliser une décomposition des mécanismes de rétrodiffusion a également été démontrée comme réalisable [Raney 07]. Le choix d'une polarisation circulaire à l'émission tel que dans le mode $\pi/2$ est retenu afin d'écartier tout problème lié à la traversée des ondes basses fréquences dans la couche ionosphérique.

L'ionosphère est un milieu ionisé formé d'électrons et d'ions positifs. Les électrons libres interagissent avec les ondes basses fréquences en modifiant leurs caractéristiques. Une des principales conséquences est la rotation du plan de propagation de l'onde appelée *rotation de Faraday*. Une onde polarisée horizontalement subit une rotation d'une valeur inconnue, dépendant du contenu en électrons de la couche ionosphérique lors de chaque trajet (aller et retour). Lors du trajet aller (i.e. du radar à la cible), l'onde incidente sur l'objet de rétrodiffusion n'est plus polarisée horizontalement. Une fois rétrodiffusée, l'onde traverse de nouveau la couche ionosphérique avant d'être reçue par le radar, provoquant une seconde rotation de sa polarisation. La polarisation de l'onde reçue est donc imprévisible. En revanche, la polarisation d'une onde circulaire, bien que soumise à une rotation, conserve sa polarisation. Cependant, que les polarisations de réception soient linéaires ou circulaires,

l'estimation de la valeur de la rotation doit être faite pour une exploitation complète de l'information de rétrodiffusion (i.e. en amplitude et en phase).

Cette thèse analyse les capacités d'un système SAR en polarimétrie compacte pour l'étude de la végétation, et s'inscrit dans le projet de mission BIOMASS qui propose la mise en orbite d'un instrument SAR en bande P pour suivre la dynamique de la biomasse terrestre à l'échelle globale. Dans un premier temps, il a fallu prouver la possibilité de remédier au phénomène de Faraday avec un tel système, ensuite, analyser les données issues d'un système en polarimétrie compacte basse fréquence pour des applications telles que l'estimation de l'humidité des sols, de la biomasse, de la hauteur de la végétation, enfin, pour finaliser cette étude, considérer les implications systèmes, à savoir l'étalonnage d'un tel système. Cette approche en trois phases se retrouve dans le manuscrit, scindé en trois parties.

La première partie de cette thèse énonce les principes de base utiles pour la réalisation de notre recherche et nécessaires à sa compréhension par le lecteur. Le premier chapitre présente la théorie de l'imagerie SAR, introduit les concepts de polarimétrie et d'interférométrie et explique succinctement le formalisme de l'interférométrie SAR polarimétrique. Le second chapitre initie le lecteur au concept de polarimétrie compacte. Dans un contexte spatial, les contraintes d'un système SAR ayant permis d'envisager le mode compact sont tout d'abord présentées pour justifier ce choix. Les premiers travaux effectués dans les trois sous-modes respectant la définition de ce type de polarimétrie (i.e. $\pi/4$, $\pi/2$ et hybride) sont ensuite expliqués. Finalement, le formalisme de l'interférométrie SAR polarimétrique compacte est présenté, ainsi que les premières analyses menées dans ce domaine pour estimer la hauteur de la végétation.

La deuxième partie de cette thèse traite du problème lié à la traversée des ondes basses fréquences au sein de la couche ionosphérique, à savoir la rotation de Faraday. Une définition de ce phénomène est tout d'abord proposée dans le troisième chapitre. L'ensemble des interactions rencontrées sont brièvement expliquées. La rotation de Faraday étant la perturbation propre à la polarisation des ondes, des algorithmes existants de détection, d'estimation et de correction pour un système opérant en polarimétrie complète sont exposés. Enfin, le cas de la polarimétrie compacte $\pi/2$ avec réceptions linéaires (horizontale et verticale) est détaillé. Il a été précédemment expliqué qu'émettre une polarisation circulaire permet de remédier au problème lié à la rotation de Faraday à l'émission. Cependant, il est nécessaire d'évaluer et de corriger ce phénomène à la réception pour une meilleure exploitation des données. Pour quantifier la valeur de la rotation et afin d'éviter que d'autres perturbations s'y ajoutent lors de l'interaction avec le milieu observé, des sols nus sont nécessaires. Des classifications permettant la sélection de sols nus existent mais sont implémentées avec des données en polarimétrie complète. Il est donc nécessaire d'étudier la possibilité de distinguer les sols nus grâce aux données en polarimétrie compacte.

Le quatrième chapitre propose un nouveau paramètre appelé *coefficient de conformité* sélectionnant des sols nus avec des données en polarimétrie compacte et indépendant de la rotation de Faraday.

Ce paramètre s'exprime également avec des données en polarimétrie complète. De plus, en considérant l'hypothèse de symétrie de réflexion, le coefficient de conformité permet l'élaboration d'une classification différenciant trois types de rétrodiffusion principaux : sol nu, volume et double-rebond. La classification est testée sur des données du radar RAMSES/ONERA et comparée aux classifications de Cloude-Pottier (H/α) et de Freeman-Durden. La robustesse de ce coefficient relativement à la rotation de Faraday est enfin prouvée. Une fois les sols nus sélectionnés, il devient possible d'étudier la potentielle estimation de la rotation de Faraday sur ces zones.

Le cinquième chapitre porte donc sur l'estimation de la rotation de Faraday sur des zones de sols nus à l'aide de données en polarimétrie compacte. Considérant des zones de sols nus, des hypothèses relatives à ce type de milieu peuvent être posées et permettent ainsi de proposer trois méthodes d'estimation de la rotation de Faraday avec des données en polarimétrie compacte. Ces méthodes sont évaluées à l'aide de données aéroportées (RAMSES/ONERA) et spatiales (PALSAR/ALOS/JAXA) respectivement en bande P et L. Les résultats sont comparés aux méthodes d'estimation de Freeman et de Bickel utilisant la polarimétrie complète. Après avoir montré la possibilité d'estimer la rotation de Faraday à l'aide de données en polarimétrie compacte sur des zones de sols nus eux-mêmes sélectionnés grâce à un paramètre utilisant des données en polarimétrie compacte, il est donc envisageable d'étudier les capacités d'un tel système en termes d'applications.

La troisième partie de cette thèse consiste en l'étude des performances d'un système opérant en polarimétrie compacte en termes d'applications réalisables avec des données issues d'un tel système. Le sixième chapitre étudie les applications polarimétriques comme l'estimation de l'humidité des sols et de la biomasse aérienne des forêts. Mesurer l'humidité des sols permet d'améliorer la gestion des ressources en eau, facteur majeur du réchauffement climatique.

D'abord sont présentés des algorithmes d'estimation de l'humidité des sols avec des données en polarimétrie complète. Ensuite, après avoir montré une équivalence entre les signatures en polarimétrie complète et en polarimétrie compacte sur les sols nus, est proposée une application directe de l'algorithme de Dubois et al. avec des données en polarimétrie compacte. La méthode est testée sur des données aéroportées RAMSES/ONERA et comparée aux résultats obtenus en polarimétrie complète, et sur des données AIRSAR/JPL disposant de mesures terrain. L'estimation de la biomasse aérienne des forêts est par la suite étudiée. Le canal en polarisation croisée (i.e. HV), le plus corrélé à la biomasse aérienne des forêts selon les méthodes de régression existantes n'est pas accessible en polarimétrie compacte. Il est donc nécessaire d'étudier le potentiel des coefficients de rétrodiffusion compacts. La corrélation entre les coefficients de rétrodiffusion en polarimétrie compacte et la biomasse aérienne des forêts est donc par la suite examinée. Des régressions en sont déduites pour chaque canal de polarisation et l'estimation de la biomasse qui en découle est vérifiée par rapport aux mesures terrain sur des données aéroportées (RAMSES/ONERA) en bande P acquises sur la forêt de Nezer. Afin de conclure sur cette étude des applications liées à la végétation en polarimétrie compacte, il est indispensable de considérer les capacités d'un tel système à estimer la hauteur de la végétation.

Dans le chapitre sept, le concept d'interférométrie est ajouté à la polarimétrie compacte afin d'analyser le potentiel d'un tel système SAR à inverser la hauteur de la végétation. Les résultats de l'application directe du modèle Random Volume over Ground aux données en polarimétrie compacte sont tout d'abord rappelés et l'algorithme de pseudo-reconstruction de l'information PolInSAR complète est expliqué. Le principal obstacle en interférométrie SAR polarimétrique compacte est la taille de la région de cohérence, plus petite que celle en interférométrie SAR polarimétrique complète. Une méthode utilisant l'algorithme de maximisation de la cohérence interférométrique de Flynn et al. est proposée et adaptée à la polarimétrie compacte afin d'exploiter l'information compact-PolInSAR dans son intégralité. Cette technique est testée sur des données aéroportées RAMSES/ONERA et BIOSAR/DLR en bande P et confrontée aux résultats obtenus avec le modèle RVoG avec d'une part des données en polarimétrie complète, d'autre part des données en polarimétrie compacte et enfin en utilisant la pseudo-reconstruction. Afin d'achever cette étude sur la polarimétrie compacte et dans le but d'envisager la construction d'un tel système, une étude des implications systèmes doit être réalisée.

Le chapitre huit traite de l'étalonnage d'un tel système. Après avoir rappelé les principes et quelques méthodes d'étalonnage, le cas de la polarimétrie compacte est présenté. La contrainte d'une émission presque parfaite est tout d'abord expliquée. Ensuite, en considérant une émission circulaire de très bonne qualité (i.e. rapport axial proche de un), sont prises en compte les distorsions telles que la mauvaise isolation et le déséquilibre entre les canaux de réception, associés à la rotation de Faraday présente à l'émission et à la réception. Une méthode de correction est proposée mettant en œuvre des cibles externes. Le niveau d'exigence sur ce paramètre de circularité devra être étudié attentivement pour chacune des applications considérées. Cette analyse n'a pas été effectuée dans le cadre de cette thèse mais reste une étape essentielle dans une évaluation complète des potentiels de la polarimétrie compacte. L'ensemble de ce travail de thèse concernant la polarimétrie compacte est implémenté et testé en simulant des données en polarimétrie compacte à partir de données en polarimétrie complète traitées et parfaitement calibrées.

Le dernier chapitre de cette étude s'intéresse donc à la construction de la polarimétrie compacte à partir de données en polarimétrie complète brutes afin de prouver ou d'infirmer la linéarité du processeur SAR. Les données en polarimétrie compacte sont donc simulées à partir des données en polarimétrie complète brutes. Le traitement (i.e. corrections de la géométrie de visée, du lobe d'antenne, etc.) et l'étalonnage sont ensuite réalisés sur les données en polarimétrie compacte brutes. Les données finalement obtenues sont ensuite comparées aux données originelles.

Pour conclure, les résultats obtenus tout au long de cette thèse sont rappelés montrant le potentiel d'un système SAR basse fréquence opérant en polarimétrie compacte, et quelques perspectives de cette étude sont proposées.

Cette première partie introduit les concepts fondamentaux de l'imagerie SAR (*Synthetic Aperture Radar*) ou RSO (radar à synthèse d'ouverture) ainsi que les principes constituant la base de cette étude. Le SAR est une technique de télédétection micro-ondes permettant d'obtenir des images spatiales de haute résolution de la surface de la Terre. Le SAR est un système radar imageur actif, produisant sa propre énergie pour illuminer la cible et captant le rayonnement rétrodiffusé par cette même cible, opérant à tout moment de la journée et à n'importe quelle saison. Ce radar est un capteur mobile fixé sur la face latérale d'un porteur aéroporté ou spatial et illuminant la surface au sol perpendiculairement à son déplacement. Les ondes rétrodiffusées par la surface au sol sont ensuite reçues et enregistrées par le radar. Le traitement des signaux reçus permet de synthétiser une image représentant la surface de la Terre illuminée.

Le premier chapitre pose les bases de l'imagerie SAR à travers la configuration géométrique d'un tel système et sa résolution ainsi que les concepts utilisés dans toute cette étude, à savoir la polarimétrie, l'interférométrie et l'interférométrie SAR polarimétrique.

Le second chapitre présente le thème général de cette analyse : la polarimétrie compacte. Après un rappel du concept de polarimétrie complète, les contraintes satellitaires ayant permis de considérer la polarimétrie compacte sont expliquées et les modes proposés (i.e. $\pi/4$, $\pi/2$, hybride) pour ce type de polarimétrie sont énoncés. Enfin l'interférométrie SAR polarimétrique en mode compact est également présentée.

Chapitre 1

Concepts fondamentaux

Ce chapitre rappelle les concepts fondamentaux du radar à synthèse d'ouverture. La configuration géométrique d'un tel système ainsi que les notions de résolution sont les principaux concepts définis dans la première section de ce chapitre présentant l'imagerie SAR. La seconde partie décrit le concept de polarimétrie à travers les relations importantes qui régissent la propagation des ondes électromagnétiques et la définition de la polarisation d'une onde. Le principe d'interférométrie est ensuite présenté, notamment sa configuration géométrique, le calcul de la hauteur d'un rétrodiffuseur et la notion de cohérence interférométrique. Enfin, l'interférométrie polarimétrique fait l'objet de la dernière section de ce chapitre et met en avant la complémentarité de ces deux fondements.

1.1. Imagerie SAR

Les concepts fondamentaux d'un système SAR sont exposés dans cette section. Le SAR est un système actif d'émission/réception d'ondes électromagnétiques opérant de jour comme de nuit. Cette technique est largement employée pour l'observation de la Terre car elle n'est pas soumise aux conditions météorologiques. En effet, les grandes longueurs d'onde utilisées varient de 1cm à 1m, ce qui leur permet de traverser la couche nuageuse, la pluie, les aérosols sans être perturbées, contrairement aux longueurs d'onde du visible et de l'infrarouge qui sont plus courtes. On peut donc souligner l'intérêt du radar qui est d'opérer en haute latitude ou au niveau de la ceinture tropicale, zones souvent couvertes par des nuages. Dans cette section, la configuration géométrique d'un tel système est présentée, ainsi que sa résolution spatiale.

1.1.1. Configuration géométrique du SAR

Le porteur, aéroporté ou satellitaire, se déplace le long d'une trajectoire appelée direction de vol. Le radar émet des impulsions électromagnétiques vers le sol et la surface illuminée diffuse ces ondes de manière omnidirectionnelle. Une partie sera alors reçue par le système pour être enregistrée, il s'agit de la partie dite « rétrodiffusée ». Du fait du déplacement du porteur, les empreintes au sol se chevauchent et un même point (point C sur la Fig.1.1) est illuminé plusieurs fois. La résultante de tous les échos provoqués par tous les points éclairés est un signal qui, par traitement de synthèse d'ouverture, forme une image de la zone observée telle que celle enregistrée par une large antenne. La synthèse d'ouverture permet donc de reproduire une antenne de très grande taille avec une antenne physique relativement petite, en déplaçant l'antenne du capteur le long de la direction de vol [Curlander 91]. La Fig.1.1 ci-dessous illustre la configuration d'un tel système.

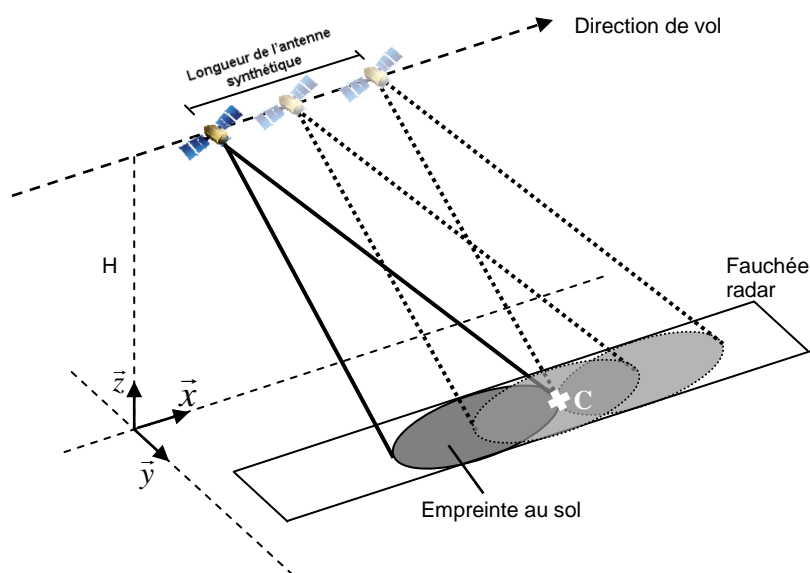


Fig.1.1 : Configuration géométrique d'une acquisition SAR

La direction de vol que suit la plateforme se déplaçant à une altitude H est aussi appelée **azimut** et est perpendiculaire à la direction de visée du radar, appelée **distance** ou **range** en anglais. La surface éclairée au sol à chaque impulsion est appelée **empreinte** et l'ensemble de ces empreintes formées lors du déplacement du capteur est appelé **fauchée radar**.

1.1.2. Résolution d'un SAR

La résolution spatiale est un élément clé de la qualité d'un système SAR. Il s'agit de la capacité du radar à séparer deux points proches au sol. Afin d'obtenir une résolution en distance élevée, des impulsions très courtes sont nécessaires. Cependant, l'énergie de ces impulsions doit être considérable afin de minimiser les effets de bruit et permettre la détection des signaux réfléchis. Or, le matériel requis pour transmettre à la fois des impulsions très courtes et d'énergie élevée est trop

complexe. C'est pourquoi cette énergie est générée sur toute la durée d'une impulsion plus longue. Par la suite, la technique de compression d'impulsions est utilisée afin de retrouver la résolution en distance souhaitée. Cette technique consiste en l'émission d'impulsions modulées linéairement en fréquence sur une durée τ . Le signal balaie une bande de fréquence B centrée sur une fréquence porteuse f_0 . Un tel signal est appelé « chirp » à rampe de fréquence linéaire. Le signal reçu est alors traité par filtrage adapté afin d'obtenir la même résolution effective qu'un signal émis de longueur $1/B$. La résolution en distance est alors donnée par [Curlander 91], [Lee 09] :

$$\delta_r = \frac{c}{2B} \quad (1.1)$$

Où c est la célérité de la lumière, B est la largeur de bande du signal.

La résolution maximale en azimuth est liée à la taille de l'empreinte au sol. L'ouverture angulaire θ_x de l'antenne est approximée par :

$$\theta_x = \frac{\lambda}{L} \quad (1.2)$$

Où λ est la longueur d'onde et L est la taille de l'antenne dans la direction azimuthale.

En notant R_0 la distance entre l'antenne et le centre de l'empreinte au sol, la résolution azimuthale est [Curlander 91] :

$$\delta_{az} = \theta_x R_0 = R_0 \frac{\lambda}{L} \quad (1.3)$$

Une très bonne résolution en azimuth requiert donc une très grande longueur d'antenne. Or il n'est pas possible d'embarquer une antenne très longue. C'est pourquoi le concept « d'ouverture synthétique » est utilisé [Elachi 87], [Curlander 91]. Il est basé sur le traitement cohérent de plusieurs signaux, rétrodiffusés par une même scène, pour des positions azimuthales de l'antenne différentes [Curlander91]. La résolution angulaire de l'antenne à ouverture synthétique de longueur L_{SA} est donnée par la relation :

$$\theta_{SA} = \frac{\lambda}{2L_{SA}} \quad (1.4)$$

Où le facteur 2 correspond au trajet aller-retour de l'onde.

La longueur de l'antenne synthétique est restreinte par le temps d'illumination du réflecteur et est donnée par la taille de l'empreinte au sol :

$$L_{SA} \leq \theta_x R_0 = \frac{\lambda R_0}{L} \quad (1.5)$$

La résolution minimale en azimuth pour un radar aéroporté utilisant une antenne à ouverture synthétique est donc [Ulaby 82], [Elachi 87] :

$$\delta_{az} \geq \theta_{SA} R_0 = \frac{L}{2} \quad (1.6)$$

La résolution azimuthale d'un SAR est donc indépendante de la distance entre la zone imagée et le radar. De plus, plus l'antenne est petite plus la résolution obtenue est fine. Cependant, l'antenne ne

doit pas être trop petite afin de ne pas atténuer le rapport signal à bruit de façon considérable. La limitation est alors le niveau de bruit dans les données puisque plus l'antenne est petite plus son gain est faible comme l'indique l'équation suivante :

$$G = 10 \cdot \log \left(\frac{A \cdot L \cdot l}{\lambda^2} \right) \quad (1.7)$$

Où l est la largeur de l'antenne et A une constante.

Notons que dans le cas spatial la géométrie d'acquisition est sphérique et la longueur de l'antenne synthétique est plus grande que l'empreinte au sol avec un facteur $(V_{\text{capteur}} / V_{\text{empreinte}})$. La résolution minimale est alors donnée par :

$$\delta_{az} \geq \left(V_{\text{empreinte}} / V_{\text{capteur}} \right) \frac{L}{2} \quad (1.8)$$

1.2. Polarimétrie SAR

La polarimétrie est l'étude de la réponse électromagnétique d'un objet ou milieu rétrodiffusant illuminé par un signal SAR polarisé. Les modifications du signal observées sont liées aux caractéristiques géométriques et aux propriétés physiques de la cible.

Cette section présente les concepts primordiaux de la polarimétrie SAR en rappelant succinctement la propagation des ondes électromagnétiques, puis en définissant la polarisation d'une onde, et enfin en présentant la matrice de diffusion caractérisant les propriétés électromagnétiques de l'objet ou du milieu rétrodiffusant.

1.2.1. Propagation des ondes électromagnétiques

L'électromagnétisme décrit les interactions du champ électromagnétique avec les charges électriques. Le champ électromagnétique est une combinaison des champs électriques et magnétiques. Les interactions des ondes électromagnétiques avec un milieu sont décrites par les équations de Maxwell. En effet, celles-ci régissent tous les aspects de l'électromagnétisme tels que la génération d'onde, la propagation et l'interaction avec un milieu.

Les équations de Maxwell dans le vide sont les suivantes [Boerner 92], [Elachi 87] :

$$\begin{aligned} \vec{\nabla} \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\epsilon_0} \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{B} &= \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu_0 \vec{J} \end{aligned} \quad (1.9)$$

où \vec{E} est le champ électrique, \vec{B} est l'induction magnétique ou densité de flux magnétique, ρ est la densité de charge volumique, ϵ_0 est la permittivité du vide, μ_0 est la perméabilité magnétique du vide et \vec{J} la densité de courant volumique.

Dans un milieu homogène, isotrope, libre de sources et caractérisé par ϵ, μ (c'est-à-dire dans lequel $\rho=0, \vec{J}=\vec{0}$, $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$, avec ϵ_r la permittivité relative et ϵ la permittivité du milieu et $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$, avec μ_r la perméabilité magnétique du matériau et μ_r la perméabilité relative), les équations de Maxwell peuvent être combinées afin d'obtenir l'équation de propagation du champ électrique.

Les équations de Maxwell deviennent alors :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \cdot \vec{E} &= 0 \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 \\ \vec{\nabla} \wedge \vec{B} &= \mu \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}\end{aligned}\tag{1.10}$$

En utilisant la relation : $\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - \Delta \vec{E}$, où Δ est l'opérateur Laplacien, on obtient l'équation de propagation de Helmotz suivante :

$$\begin{aligned}\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} &= \vec{0} \\ \text{Avec } v &= \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}\end{aligned}\tag{1.11}$$

La solution à cette équation conduit à l'équation de l'onde plane se propageant dans la direction z perpendiculaire au plan de \vec{E} et \vec{B} :

$$E(z, t) = \Re \left(E_0 \exp(j(\omega t - kz)) \right)\tag{1.12}$$

Où k est le nombre d'onde, ω est la pulsation et E_0 est l'amplitude du champ électrique.

1.2.2. Polarisation d'une onde

1.2.2.1. Système cartésien

Le vecteur champ électrique d'une onde plane se propageant le long de l'axe \hat{z} d'un système de coordonnées orthonormées $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ possède deux composantes E_x et E_y dont les valeurs instantanées sont déduites de l'Equation (1.12) [Boerner 92] :

$$\begin{aligned}E_x(z, t) &= E_{0x} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \\ E_y(z, t) &= E_{0y} \cos(\omega t - kz + \delta_y)\end{aligned}\tag{1.13}$$

Avec E_{0x} et E_{0y} les amplitudes suivant x et y , δ_x et δ_y les phases absolues respectives des deux composantes.

1.2.2.2. Ellipse de polarisation

En considérant les amplitudes non nulles ($E_{0x} \neq 0$ et $E_{0y} \neq 0$) et en posant $\tau = \omega t - kz$, on a :

$$\begin{aligned} E_x(z,t) &= E_{0x} \cos(\tau + \delta_x) \\ E_y(z,t) &= E_{0y} \cos(\tau + \delta_y) \end{aligned} \quad (1.14)$$

En développant les cosinus et en combinant les deux équations afin d'éliminer τ , on trouve l'équation de l'ellipse suivante, décrite par l'extrémité du vecteur champ électrique \vec{E} dans le plan xOy .

$$\left(\frac{E_y(z,t)}{E_{0y}} \right)^2 - 2 \frac{E_y(z,t)E_x(z,t)}{E_{0y}E_{0x}} \cos \delta + \left(\frac{E_x(z,t)}{E_{0x}} \right)^2 = \sin^2 \delta \quad (1.15)$$

L'ellipse de polarisation est caractérisée par les paramètres suivants [Lee 09], [Boerner 81] :

-son orientation ψ , angle situé entre le grand axe de l'ellipse et la direction x , $-\pi/2 \leq \psi \leq \pi/2$,

-son ellipticité χ , représentant l'ouverture de l'ellipse, $-\frac{\pi}{4} \leq \chi \leq \frac{\pi}{4}$. Le signe de χ définit le sens de rotation de l'ellipse. En considérant un sens de rotation trigonométrique (ou anti-horaire) lorsque l'observateur regarde dans la direction de propagation, la polarisation est dite main gauche si χ est positif. Si χ est négatif la polarisation est dite main droite. Une valeur de χ nulle caractérise une polarisation linéaire ($\delta=0$), alors que si $\chi = \pm\pi/4$ la polarisation est dite circulaire ($\delta=\pi/2$) et dans ce dernier cas ψ est indéfini.

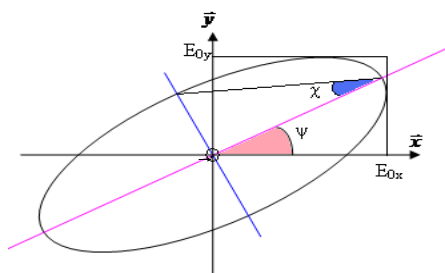


Fig.1.2 : Paramètres de l'ellipse de polarisation

1.2.2.3. Vecteur de Jones

Dans le cas d'une onde monochromatique, le champ électrique peut être représenté sous forme complexe tel que [Lüneburg 96] :

$$\vec{E}(z,t) = \Re \begin{pmatrix} E_{0x} e^{j(\omega t - kz + \delta_x)} \\ E_{0y} e^{j(\omega t - kz + \delta_y)} \end{pmatrix} = \Re \begin{pmatrix} e^{j(\omega t - kz)} & E_{0x} e^{j\delta_x} \\ & E_{0y} e^{j\delta_y} \end{pmatrix} \quad (1.16)$$

Le vecteur de Jones $\underline{\vec{E}}$ associé au champ électrique s'écrit alors [Boerner 92] :

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{0x} e^{j\delta_x} \\ E_{0y} e^{j\delta_y} \end{pmatrix} = E_{0x} e^{j\delta_x} \left\{ \vec{x} + \frac{E_{0y}}{E_{0x}} e^{j\delta} \vec{y} \right\} \quad (1.17)$$

Ce vecteur, indépendant du temps et de la position le long de l'axe de propagation, contient l'information essentielle pour décrire une onde plane. En effet, outre les angles d'orientation et d'ellipticité pour décrire son état de polarisation, deux autres paramètres interviennent : son amplitude A_0 , proportionnelle à la taille de l'ellipse, et sa phase absolue ϕ_0 . L'expression généralisée du vecteur de Jones \vec{E} dans une base orthonormée quelconque $\{m,n\}$ est :

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} E_m \\ E_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_m e^{j\delta_m} \\ a_n e^{j\delta_n} \end{pmatrix} = A_0 e^{-j\phi_0} \begin{pmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \chi \\ j \sin \chi \end{pmatrix} \quad (1.18)$$

Différents vecteurs de Jones correspondant à des états de polarisation triviaux sont répertoriés dans le Tab.1.1.

On définit ensuite le rapport de polarisation complexe ρ :

$$\rho = \frac{E_n}{E_m} = \frac{\cos 2\chi \sin 2\psi + j \sin 2\chi}{1 + \cos 2\chi \cos 2\psi} \quad (1.19)$$

Etat de polarisation	Ellipticité χ	Orientation ψ	Vecteur de Jones unitaire $\vec{E}_{\vec{h},\vec{v}}$
Linéaire verticale (V)	0°	90°	$\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$
Linéaire horizontale (H)	0°	0°	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$
Linéaire +45°	0°	45°	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$
Linéaire -45°	0°	-45°	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}$
Circulaire gauche	+45°	Non défini	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ j \end{pmatrix}$
Circulaire droite	-45°	Non défini	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix}$

Tab.1.1 : Vecteurs de Jones dans la base $\{H,V\}$ correspondant à des états de polarisation canoniques.

1.2.2.4. Vecteur de Stokes

Le vecteur de Stokes est un vecteur à 4 éléments qui permet de décrire une onde non polarisée, partiellement polarisée ou complètement polarisée, contrairement au vecteur de Jones qui ne décrit que les ondes complètement polarisées.

Pour une onde monochromatique, dans la base linéaire {H,V}, les quatre paramètres de Stokes sont [Boerner 81], [Lee 09] :

$$\begin{aligned}
 q_0 &= \langle |E_H|^2 \rangle + \langle |E_V|^2 \rangle \\
 q_1 &= \langle |E_H|^2 \rangle - \langle |E_V|^2 \rangle \\
 q_2 &= 2\Re(\langle E_H E_V^* \rangle) \\
 q_3 &= -2\Im(\langle E_H E_V^* \rangle)
 \end{aligned} \tag{1.20}$$

Comme l'illustre l'Equation (1.20), les paramètres de Stokes sont obtenus directement par des mesures de puissance. Ainsi, l'état de polarisation d'une onde est entièrement caractérisé par le vecteur de Stokes, i.e. quatre grandeurs réelles. Notons que les valeurs des paramètres de Stokes du champ reçu sont indépendantes de la base de polarisation du récepteur [Raney 07].

J est la matrice de covariance du vecteur de Jones $\vec{E}_{(\hat{H},\hat{V})}$ et est définie telle que :

$$J = \langle \vec{E}_{(\hat{H},\hat{V})} \vec{E}_{(\hat{H},\hat{V})}^\dagger \rangle = \begin{pmatrix} \langle E_H E_H^* \rangle & \langle E_H E_V^* \rangle \\ \langle E_V E_H^* \rangle & \langle E_V E_V^* \rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J_{HH} & J_{HV} \\ J_{VH} & J_{VV} \end{pmatrix} \tag{1.21}$$

Où $\langle \dots \rangle$ désigne un moyennage spatial ou temporel et \dagger l'opérateur transposé conjugué.

Et comme J est une matrice semi-définie positive, on a :

$$\text{Det}\{J\} \geq 0 \text{ ou } q_0^2 \geq q_1^2 + q_2^2 + q_3^2.$$

Dans le cas d'ondes complètement polarisées, les paramètres de Stokes s'écrivent dans la base linéaire {H,V} [Lee 09], et circulaire {L,R} [Raney 07] :

$$\begin{aligned}
 q_0 &= \langle |E_H|^2 \rangle + \langle |E_V|^2 \rangle = J_{HH} + J_{VV} = A_0^2 & q_0 &= \langle |E_R|^2 \rangle + \langle |E_L|^2 \rangle \\
 q_1 &= \langle |E_H|^2 \rangle - \langle |E_V|^2 \rangle = J_{HH} - J_{VV} = A_0^2 \cos 2\chi \cos 2\psi & q_1 &= 2\Im(\langle E_L E_R^* \rangle) \\
 q_2 &= 2\Re(\langle E_H E_V^* \rangle) = J_{HV} + J_{VH} = A_0^2 \cos 2\chi \sin 2\psi & q_2 &= 2\Re(\langle E_L E_R^* \rangle) \\
 q_3 &= -2\Im(\langle E_H E_V^* \rangle) = jJ_{HV} - jJ_{VH} = A_0^2 \sin 2\chi & q_3 &= \langle |E_L|^2 \rangle - \langle |E_R|^2 \rangle
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

Dans ce cas l'égalité $q_0^2 = q_1^2 + q_2^2 + q_3^2$ est vérifiée. Il est important de remarquer qu'à partir des paramètres de Stokes tels que définis par l'Equation 1.22, il est possible de construire directement les deux mesures σ_{RR} et σ_{RL} en réponse à une émission en polarisation circulaire droite :

$$\begin{aligned}\sigma_{RL} &= (q_0 + q_3)/2 = \langle |E_L|^2 \rangle \\ \sigma_{RR} &= (q_0 - q_3)/2 = \langle |E_R|^2 \rangle\end{aligned}\tag{1.23}$$

σ_{RR} peut donc être directement calculé grâce aux paramètres de Stokes calculés à partir de données reçues dans la base orthogonale linéaire {H ;V}.

Le degré de polarisation m est ensuite défini comme étant le rapport de puissance ci-dessous [Boerner 92], [Raney 07] :

$$m = \frac{\sqrt{q_1^2 + q_2^2 + q_3^2}}{q_0} = \frac{\text{puissance de l'onde polarisée}}{\text{puissance totale de l'onde}}\tag{1.24}$$

où $m=1$ pour une onde totalement polarisée et $m=0$ pour une onde totalement dépolarisée. Deux autres paramètres complètent la caractérisation polarimétrique : le rapport de polarisation circulaire et la phase relative entre les deux composantes linéaires du champ électrique rétrodiffusé [Raney07]. Le rapport de polarisation circulaire est défini par [Raney 07] :

$$\mu_C = (q_0 - q_3)/(q_0 + q_3) \quad 0 \leq \mu_C\tag{1.25}$$

La phase relative entre les deux composantes linéaires du champ électrique rétrodiffusé est définie par [Raney 07] :

$$\delta = a \tan(q_3/q_2) \quad -180^\circ \leq \delta \leq 180^\circ\tag{1.26}$$

Le signe de la phase relative indique la direction de rotation du champ polarisé elliptiquement (i.e. droite ou gauche). Il est important de noter que grâce à ces trois paramètres et donc grâce aux paramètres de Stokes, une caractérisation polarimétrique entière est obtenue. De plus, pour une polarisation d'émission donnée la caractérisation résultante est indépendante des vecteurs de la base dans laquelle le champ mesuré est observé. Ce constat est fondamental pour l'objet de cette thèse puisque comme il est expliqué dans le chapitre suivant, différents modes de polarimétrie compacte sont proposés pour lesquels les polarisations à la réception ne sont pas les mêmes.

1.2.3. Matrice de diffusion pour la caractérisation de cibles simples

Lorsqu'une onde électromagnétique incidente interagit avec une cible quelconque, ses propriétés polarimétriques sont modifiées. L'onde réfléchie est donc différente de l'onde reçue comme illustré par la Fig.1.3.

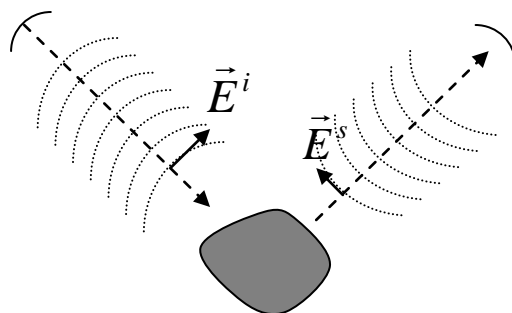


Fig.1.3 : Réflexion d'une onde par un objet

Où \vec{E}^i est l'onde incidente sur l'objet diffusant et \vec{E}^s le champ diffusé par ce même objet.

Le vecteur de Jones de l'onde réfléchi est lié à celui de l'onde incidente par la matrice de diffusion aussi appelée matrice de Sinclair.

1.2.3.1. Matrice de diffusion

La matrice de diffusion, ou matrice de Sinclair [Boerner 92], notée S , est une matrice complexe (2x2) qui représente les propriétés électromagnétiques de l'objet diffusant et qui lie le vecteur de Jones incident \vec{E}^i à celui diffusé \vec{E}^s par la relation suivante [Lüneburg 97] :

$$\begin{pmatrix} E_h^s \\ E_v^s \end{pmatrix} = \frac{e^{-jkr}}{r} S \begin{pmatrix} E_h^i \\ E_v^i \end{pmatrix} = \frac{e^{-jkr}}{r} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_h^i \\ E_v^i \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

Où les éléments S_{xy} de la matrice se différencient par leurs indices, x est l'indice de la polarisation reçue et y celui de la polarisation émise. Les éléments diagonaux de la matrice S ont la même polarisation à l'émission et à la réception et sont dits co-polarisés. Les coefficients non diagonaux sont appelés éléments en polarisation croisée (ou cross-polarisés), leur polarisation d'émission et de réception étant orthogonales entre elles. Les matrices de Sinclair de cibles canoniques sont répertoriées dans le Tab.1.2.

La puissance totale diffusée par une cible radar est donnée par :

$$P_T = |S_{HH}|^2 + |S_{VH}|^2 + |S_{HV}|^2 + |S_{VV}|^2 \quad (1.28)$$

et correspond au *span* de la matrice de Sinclair [Boerner 81].

Dans le cas monostatique où l'émetteur de l'onde incidente et le récepteur de l'onde diffusée sont au même endroit, la matrice S est dite symétrique et $S_{HV} = S_{VH}$.

La matrice de diffusion peut être vectorisée par projection sur un ensemble de matrices orthogonales. Le vecteur complexe ainsi obtenu, appelé vecteur de rétrodiffusion ou vecteur cible, contient toute l'information polarimétrique :

$$\vec{k} = \frac{1}{2} \text{Trace}(S\Psi) = \begin{pmatrix} k_0 \\ k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{pmatrix} \quad (1.29)$$

Où Ψ est un ensemble de matrices définissant une base de projection.

Cible canonique	S
Sphère, plan, trièdre	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
Dipôle orienté	$\begin{pmatrix} \cos^2 \phi & \frac{1}{2} \sin 2\phi \\ \frac{1}{2} \sin 2\phi & \sin^2 \phi \end{pmatrix}$
Dièdre orienté	$\begin{pmatrix} \cos 2\phi & \sin 2\phi \\ \sin 2\phi & -\cos 2\phi \end{pmatrix}$
Hélice droite	$\frac{e^{-2j\phi}}{2} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & -1 \end{pmatrix}$
Hélice gauche	$\frac{e^{-2j\phi}}{2} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & -1 \end{pmatrix}$

Tab. 1.2 : Exemples de matrices de Sinclair de cibles canoniques. ϕ est l'angle d'orientation de la cible par rapport à l'axe de visée du radar.

1.2.3.2. Vecteur de rétrodiffusion

Les deux bases de projection couramment utilisées sont Ψ_L la base lexicographique et Ψ_P la base de Pauli, et sont définies dans le cas monostatique où $S_{HV}=S_{VH}$ telles que [Cloude 96] [Lee 09] :

$$\Psi_L = \left\{ 2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, 2\sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, 2 \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (1.30)$$

$$\Psi_P = \left\{ \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\}$$

Les vecteurs de rétrodiffusion correspondants sont :

$$\vec{k}_L = \begin{pmatrix} S_{HH} \\ \sqrt{2}S_{HV} \\ S_{VV} \end{pmatrix} \text{ et } \vec{k}_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH} + S_{VV} \\ S_{HH} - S_{VV} \\ 2S_{HV} \end{pmatrix} \quad (1.31)$$

1.2.3.3. Matrices de covariance et de cohérence

Les matrices de covariance C_3 et de cohérence T_3 [Lee 09] de taille (3x3) peuvent également être construites en multipliant les vecteurs de rétrodiffusion telles que :

$$\begin{aligned}
 C_3 = \langle \vec{k}_L \vec{k}_L^\dagger \rangle &= \begin{pmatrix} \langle |S_{HH}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle & \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \\ \sqrt{2} \langle S_{HV} S_{HH}^* \rangle & 2 \langle |S_{HV}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \\ \langle S_{VV} S_{HH}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{VV} S_{HV}^* \rangle & \langle |S_{VV}|^2 \rangle \end{pmatrix} \\
 T_3 = \langle \vec{k}_P \vec{k}_P^\dagger \rangle &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \langle |S_{HH} + S_{VV}|^2 \rangle & \langle (S_{HH} + S_{VV})(S_{HH} - S_{VV})^* \rangle & 2 \langle S_{HV}^* (S_{HH} + S_{VV}) \rangle \\ \langle (S_{HH} + S_{VV})^* (S_{HH} - S_{VV}) \rangle & \langle |S_{HH} - S_{VV}|^2 \rangle & 2 \langle (S_{HH} - S_{VV}) S_{HV}^* \rangle \\ 2 \langle (S_{HH} + S_{VV})^* S_{HV} \rangle & 2 \langle (S_{HH} - S_{VV})^* S_{HV} \rangle & 4 \langle |S_{HV}|^2 \rangle \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{1.32}$$

1.2.4. Propriétés de symétrie

Dans le cas de rétrodiffuseurs distribués notamment pour certains milieux naturels, les hypothèses de symétrie liées à la distribution de leurs contributeurs, mènent à une simplification du problème de rétrodiffusion et permettent ainsi d'établir des conclusions sur leur comportement de rétrodiffusion [Nghiem 92].

Cette partie introduit les trois configurations de symétrie les plus communément utilisées, la symétrie de réflexion, la symétrie de rotation et enfin la symétrie azimutale dans un contexte monostatique où S est symétrique.

1.2.4.1. Symétrie de réflexion

Si une cible présente une symétrie de réflexion dans le plan orthogonal à l'axe de visée du radar, alors à tout point P situé d'un côté du plan d'incidence il existe un contributeur symétrique P' situé de l'autre côté du plan comme illustré sur la Fig.1.4. Les deux matrices de rétrodiffusion associées aux deux points P et P' s'écrivent alors [Van de Hulst 81] :

$$S_P = \begin{pmatrix} a & b \\ b & c \end{pmatrix} \quad S_{P'} = \begin{pmatrix} a & -b \\ -b & c \end{pmatrix} \tag{1.33}$$

Il s'agit d'une symétrie par rapport à l'axe de visée du radar comme illustré à la Fig.1.4.

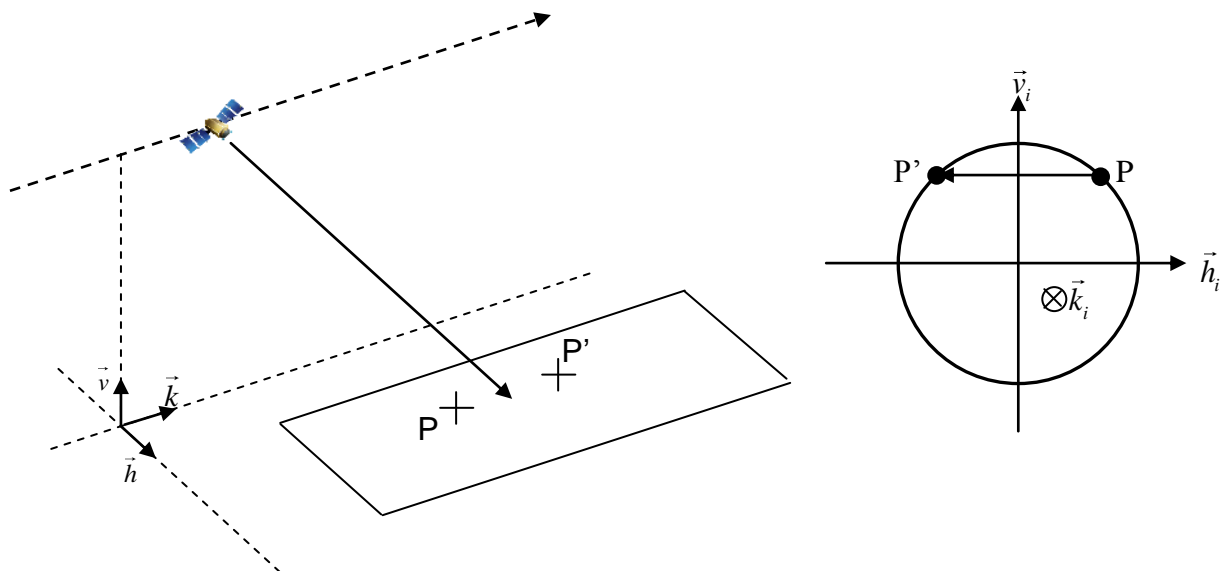


Fig.1.4 : Représentation de la symétrie de réflexion par rapport à l'axe de visée du radar.

Les vecteurs de rétrodiffusion associés dans la base de Pauli sont les suivants [Cloude 96] :

$$k_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} a+c \\ a-c \\ 2b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{pmatrix} \quad k_{p'} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} a+c \\ a-c \\ -2b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ -\gamma \end{pmatrix} \quad (1.34)$$

La matrice de cohérence est obtenue en additionnant les contributions indépendantes de chacune des deux parties symétriques de la cible.

$$T = T_p + T_{p'} = \langle k_p k_p^\dagger \rangle + \langle k_{p'} k_{p'}^\dagger \rangle = \begin{pmatrix} |\alpha|^2 & \alpha\beta^* & 0 \\ \beta\alpha^* & |\beta|^2 & 0 \\ 0 & 0 & |\gamma|^2 \end{pmatrix} \quad (1.35)$$

Si un rétrodiffuseur présente une symétrie de réflexion dans le plan orthogonal au plan d'incidence, alors la matrice de cohérence moyennée sera représentée de façon générale par l'Equation (1.35). Cette équation montre que les coefficients de rétrodiffusion cross- et co-polarisés de l'Equation (1.32) ne sont pas corrélés :

$$\begin{aligned} \langle (S_{XX} + S_{YY}) S_{XY}^* \rangle &\approx \langle (S_{XX} - S_{YY}) S_{XY}^* \rangle \approx 0 \\ \Rightarrow \langle S_{XX} S_{XY}^* \rangle &\approx \langle S_{XY} S_{YY}^* \rangle \approx 0 \end{aligned} \quad (1.36)$$

1.2.4.2. Symétrie de rotation

Si maintenant une cible présente une symétrie de rotation, cela signifie que la distribution de ses contributeurs ne varie pas lorsqu'elle subit une rotation autour de l'axe de visée de l'antenne radar,

comme illustré sur la Fig.1.5. La matrice de cohérence (1.32) reste donc inchangée après rotation d'un angle θ par rapport à l'axe de visée.

$$T(\theta) = R_3(\theta) T_3 R_3(\theta)^{-1} \quad (1.37)$$

Où $R_3(\theta)$ est la matrice de rotation, donnée par :

$$R_3(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ 0 & -\sin 2\theta & \cos 2\theta \end{pmatrix} \quad (1.38)$$

La condition d'invariance par rotation signifie que la matrice de cohérence moyennée et orientée $T(\theta)$ reste inchangée après la transformation décrite par l'Equation (1.37). Les trois vecteurs propres complexes de la matrice $R_3(\theta)$ [Cloude 96] sont les suivants :

$$\vec{v}_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \vec{v}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ j \end{pmatrix} \quad \vec{v}_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ j \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1.39)$$

et sont par définition invariants par rotation par rapport à l'axe de visée du radar :

$$R_3(\theta) \vec{v}_i = \lambda_i \vec{v}_i \quad (1.40)$$

Où les λ_i sont les valeurs propres associées. La matrice de cohérence T étant invariante par rotation, elle est donc construite à partir d'une combinaison linéaire des vecteurs propres de $R_3(\theta)$ [Cloude 96], [Nghiem 92] :

$$\begin{aligned} T &= \alpha v_1 v_1^\dagger + \beta v_2 v_2^\dagger + \gamma v_3 v_3^\dagger \\ &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2\alpha & 0 & 0 \\ 0 & \beta + \gamma & -j(\beta - \gamma) \\ 0 & j(\beta - \gamma) & \beta + \gamma \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1.41)$$

Où α , 2β et 2γ sont les valeurs propres de T et impliquent que T soit de rang 3. L'Equation (1.41) montre que T ne contient seulement que cinq éléments non nuls, dont deux égaux dans la diagonale de la matrice. L'équivalence avec l'expression de la matrice de cohérence T_3 définie à l'Equation (1.32) permet d'écrire :

$$\langle |S_{HH} - S_{VV}|^2 \rangle = 4 \langle |S_{HV}|^2 \rangle \quad (1.42)$$

et

$$\langle (S_{HH} - S_{VV}) S_{HV}^* \rangle \neq 0 \quad (1.43)$$

En revanche, la corrélation entre $(S_{HH} + S_{VV})$ et les deux autres termes $(S_{HH} - S_{VV})$ et S_{HV} devient nulle :

$$\langle (S_{HH} + S_{VV})(S_{HH} - S_{VV})^* \rangle \approx \langle (S_{HH} + S_{VV}) S_{HV}^* \rangle \approx 0 \quad (1.44)$$

L'Equation (1.41) indique que la matrice de cohérence d'un milieu présentant une symétrie de rotation est décrite par trois paramètres.

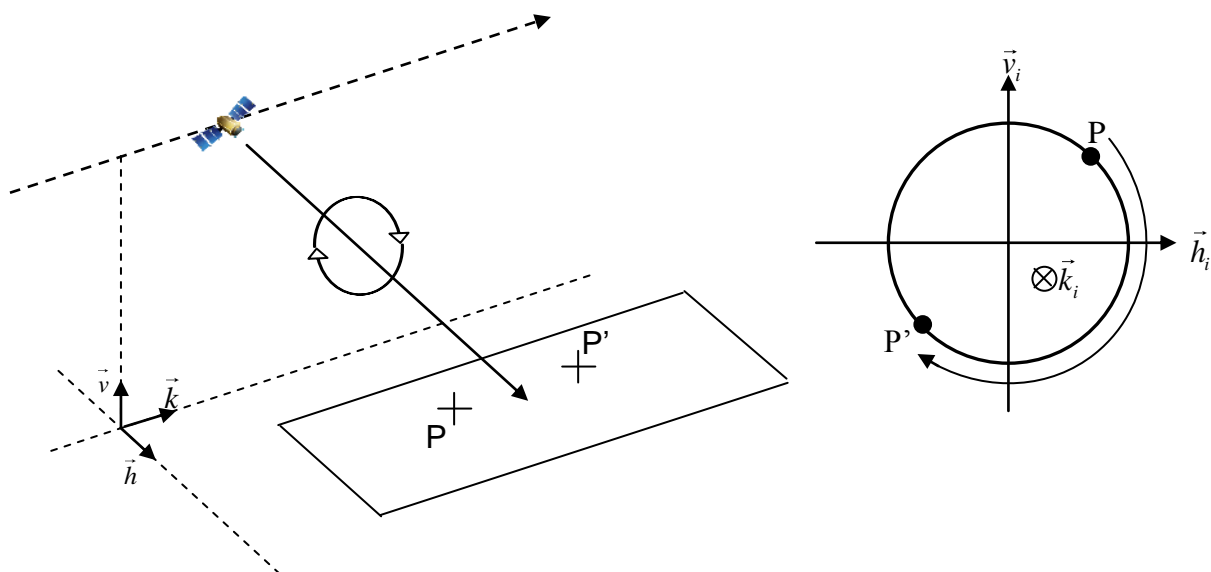


Fig.1.5 : Représentation de la symétrie de rotation par rapport à l'axe de visée du radar.

1.2.4.3. Symétrie azimutale

Enfin, lorsqu'une cible présente les deux symétries, de réflexion et de rotation, alors elle est dite symétrique azimutalement. Dans ce cas, tous les plans contenant la direction de l'axe de visée du radar sont considérés comme étant des plans de symétrie de réflexion. La matrice de cohérence doit donc satisfaire à la fois aux conditions de symétrie de réflexion et de rotation. Par conséquent, la matrice de cohérence d'un tel milieu est la somme de deux matrices de cohérence présentant une symétrie de rotation et correspondant chacune à un des deux plans de la symétrie de réflexion [Lee 09].

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2\alpha & 0 & 0 \\ 0 & \beta + \gamma & -j(\beta - \gamma) \\ 0 & j(\beta - \gamma) & \beta + \gamma \end{pmatrix} + \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2\alpha & 0 & 0 \\ 0 & \beta + \gamma & j(\beta - \gamma) \\ 0 & -j(\beta - \gamma) & \beta + \gamma \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} 2\alpha & 0 & 0 \\ 0 & \beta + \gamma & 0 \\ 0 & 0 & \beta + \gamma \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{1.45}$$

La matrice de cohérence résultante est donc diagonale et contient deux termes égaux :

$$\langle |S_{HH} - S_{VV}|^2 \rangle = 4 \langle |S_{HV}|^2 \rangle \tag{1.46}$$

Tous les autres termes de corrélation sont nuls :

$$\langle (S_{HH} + S_{VV})(S_{HH} - S_{VV})^* \rangle = \langle (S_{HH} + S_{VV})S_{HV}^* \rangle = \langle (S_{HH} - S_{VV})S_{HV}^* \rangle = 0 \tag{1.47}$$

Un milieu présentant une symétrie azimutale est donc décrit par seulement deux paramètres.

1.3. Interférométrie SAR

L'interférométrie SAR utilise deux radars délocalisés spatialement. Les deux radars observent la même zone au sol mais avec des angles de vue légèrement différents. Cette technique exploite le déphasage entre les signaux de chaque radar pour évaluer la topographie du terrain [Graham 74]. Les propriétés fondamentales de l'interférométrie SAR sont présentées dans cette section.

1.3.1. Géométrie et principes de base

1.3.1.1. Hauteur du réflecteur

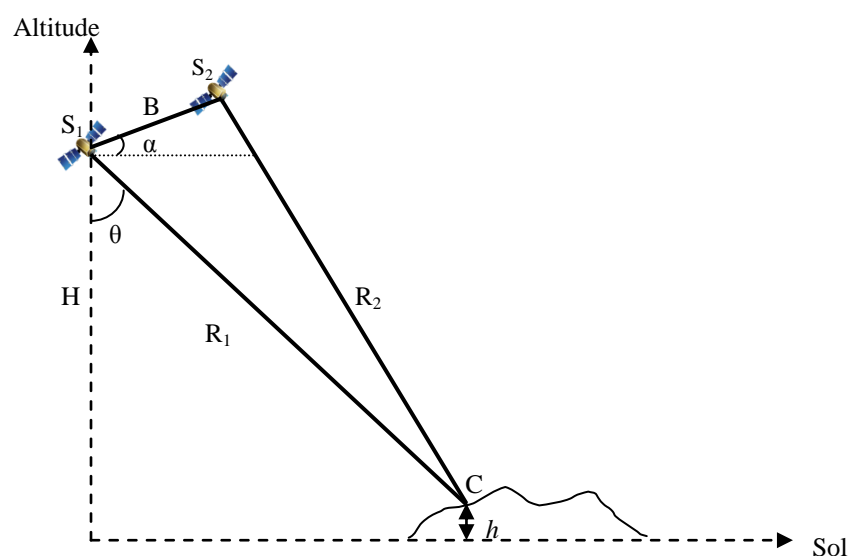


Fig. 1.6 : Géométrie d'une acquisition SAR interférométrique

L'interférométrie SAR est une technique permettant de déterminer la hauteur d'un réflecteur. Deux images SAR de la même zone sont acquises soit simultanément par deux capteurs, mode mono-passe (*single-pass*), soit par le même capteur à des instants différents et sur une trajectoire parallèle à la première, mode multi-passes (*repeat-pass*).

La Fig.1.6 illustre la géométrie d'un système mono-passe où l'antenne d'émission se trouve en S_1 et les deux antennes de réception en S_1 et S_2 . Les calculs présentés dans la suite du document pourront facilement être étendus au cas où S_1 et S_2 comportent une émission et une réception chacun (cas typique du mode multi-passes). Ces deux capteurs sont séparés par une distance B appelée base interférométrique, ou ligne de base (*baseline* en anglais), dont la pente forme un angle α avec l'horizontale. S_1 est situé à une hauteur H du sol et son antenne émet et reçoit une onde à une incidence θ . R_1 et R_2 sont les distances radiales entre les deux capteurs et la cible C située à une hauteur h du sol. En utilisant le théorème d'Al-Kashi ou théorème de Pythagore généralisé dans le triangle (S_1, S_2, C) , la relation ci-dessous permet de déduire la différence de trajet entre les deux capteurs :

$$\sin(\theta - \alpha) = \frac{R_1^2 + B^2 - R_2^2}{2R_1B} \quad (1.48)$$

En négligeant les termes en ΔR^2 , la différence de trajet $\Delta R = R_1 - R_2$ s'exprime ainsi :

$$\Delta R = -\frac{B^2}{2R_1} + B \sin(\theta - \alpha) \quad (1.49)$$

En supposant la ligne de base négligeable par rapport à la distance capteur-cible ($B \ll R_1$), le premier terme du côté droit de l'Equation (1.49) peut être négligé :

$$\Delta R = B \sin(\theta - \alpha) \quad (1.50)$$

Il est courant de décomposer la ligne de base en ses composantes parallèle B_{\parallel} et perpendiculaire B_{\perp} par rapport à la ligne de vue du radar :

$$B_{\parallel} = B \sin(\theta - \alpha) \quad \text{et} \quad B_{\perp} = B \cos(\theta - \alpha) \quad (1.51)$$

La hauteur h de la cible est obtenue géométriquement par :

$$h = H - R_1 \cos \theta \quad (1.52)$$

1.3.1.2. Notion de phase interférométrique

L'interférométrie exploite la phase des signaux s_1 et s_2 reçus par les deux capteurs afin d'extraire des informations concernant la topographie de la scène imagée. Les deux signaux s_1 et s_2 sont :

$$\begin{aligned} s_1 &= |s_1| e^{j\phi_1} \\ s_2 &= |s_2| e^{j\phi_2} \end{aligned} \quad (1.53)$$

La phase ϕ contient l'information de hauteur du point C. Les phases ϕ_1 et ϕ_2 des signaux s_1 et s_2 s'écrivent comme la somme de deux termes de déphasage. Le premier est lié au double trajet que suit l'onde et le deuxième appelé phase propre est associé à l'interaction de l'onde avec la surface :

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \frac{4\pi}{\lambda} R_1 + \phi_{p_1} \\ \phi_2 &= \frac{4\pi}{\lambda} R_2 + \phi_{p_2} \end{aligned} \quad (1.54)$$

L'interférométrie SAR suppose que les angles de vue des deux capteurs sont sensiblement égaux, conduisant à une égalité des phases propres ($\phi_{p_1} = \phi_{p_2}$). En multipliant le premier signal par le conjugué complexe du second, l'interférogramme complexe suivant décrit l'élévation du terrain :

$$s_1(R)s_2^*(R_2) = |s_1s_2^*| e^{i(\phi_1 - \phi_2)} = |s_1s_2^*| e^{i\left(\frac{4\pi}{\lambda}\Delta R\right)} \quad (1.55)$$

Ainsi, la différence de phase permet de déduire la différence de trajet ΔR [Bamler 98] :

$$\Delta\phi = \text{Arg}(s_1 s_2^*) = \phi_1 - \phi_2 = \frac{4\pi}{\lambda} \Delta R + 2k\pi \quad \text{avec } k \text{ entier} \quad (1.56)$$

$$\Delta\phi = \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\theta - \alpha)$$

1.3.1.2.1. Phase de la terre plate

Dans un premier temps deux points C et C' sont supposés situés à la même hauteur mais à une distance différente du capteur comme illustré sur la Fig.1.7.

On exprime alors la différence de phase en fonction de la différence de distance ΔR :

$$\Delta\phi_R = \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\theta - \alpha) \Delta\theta_R \quad (1.57)$$

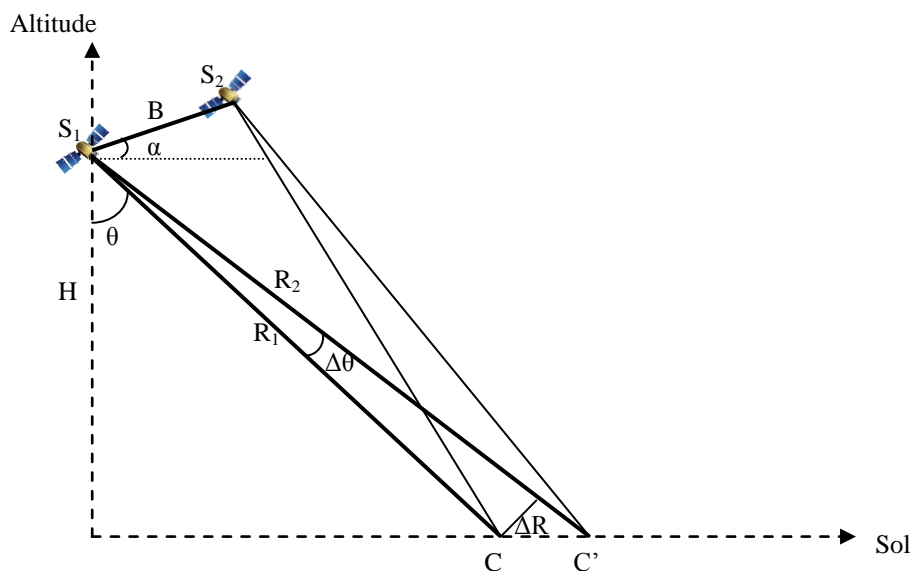


Fig.1.7 : Géométrie utilisée pour le calcul de la phase de la terre plate.

En faisant l'approximation suivante : $R\Delta\theta_R \approx R \sin \Delta\theta_R = \Delta R / \tan \theta$, la différence de phase entre les deux points C et C' s'écrit :

$$\Delta\phi_R = \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\theta - \alpha) \Delta\theta_R = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B \sin(\theta - \alpha) \Delta R}{R \tan \theta} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B_{\perp} \Delta R}{R \tan \theta} \quad (1.58)$$

L'Equation (1.58) montre que pour un terrain plat sans topographie, la phase interférométrique est linéaire, elle est connue sous le nom de « phase de la terre plate ». Cette phase, responsable de la présence de franges parallèles sur l'interférogramme, doit être soustraite afin d'analyser uniquement la phase d'origine topographique.

1.3.1.2.2. Phase topographique et hauteur d'ambiguïté

Dans une deuxième partie, considérons que le point C' se trouve à la même distance que le point C du capteur, mais à une hauteur $h+\Delta h$ différente, comme indiqué sur la Fig.1.8 :

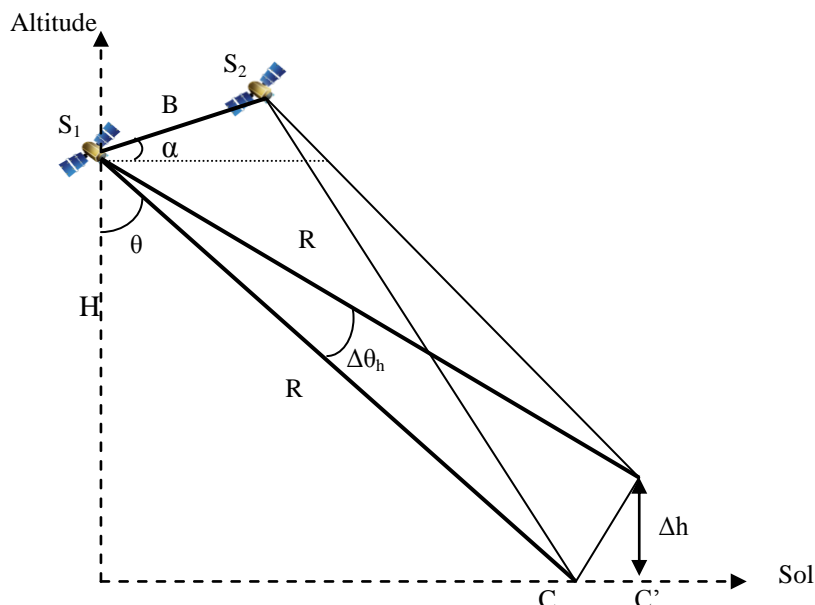


Fig.1.8 : Géométrie utilisée pour le calcul de la phase topographique et de la hauteur d'ambiguïté.

De la même manière que précédemment on exprime la différence de phase en fonction de la différence de hauteur entre les deux points C et C' :

$$\Delta\phi_h = \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\theta - \alpha) \Delta\theta_h \quad (1.59)$$

En posant $\Delta\theta_h \approx R \sin \Delta\theta_h = \Delta h / \sin \theta$, on a :

$$\Delta\phi_h = \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\theta - \alpha) \Delta\theta_h = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B \sin(\theta - \alpha) \Delta h}{R \sin \theta} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B_{\parallel} \Delta h}{R \sin \theta} \quad (1.60)$$

On en déduit la sensibilité en hauteur de la phase interférométrique [Bamler 98], [Rosen 00] :

$$\frac{\Delta\phi_h}{\Delta h} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{B_{\parallel}}{R \sin \theta} \quad (1.61)$$

La phase étant calculée modulo 2π , on assiste à un phénomène de « repliement ». L'interférogramme ci-dessous (Fig.1.9) est la représentation de la phase interférométrique. On observe un phénomène de « franges » illustrant ce repliement de phase. De même que la phase, la hauteur de la cible sera connue modulo une certaine élévation correspondant à un angle interférométrique d'une valeur de 2π . Cette élévation est appelée « altitude d'ambiguïté » [Massonnet 93] et est définie à partir de la relation précédente :

$$\Delta h_{2\pi} = \frac{\lambda}{2} \frac{R \sin \theta}{B_{\parallel}} \quad (1.62)$$

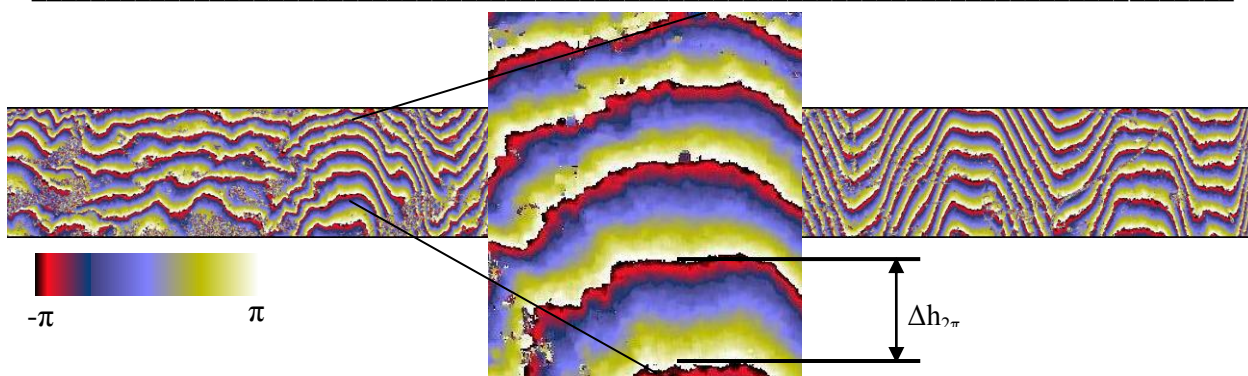


Fig.1.9 : Exemple d'Interférogramme (données RAMSES, bande X)

1.3.2. Cohérence interférométrique

Afin de vérifier la qualité d'un interférogramme, le coefficient de l'intercorrélation, aussi appelé cohérence interférométrique, entre les deux signaux s_1 et s_2 est évalué [Bamler 98] :

$$\gamma = \frac{E(s_1 s_2^*)}{\sqrt{E(|s_1|^2) E(|s_2|^2)}} \quad (1.63)$$

L'espérance mathématique étant supposée identique au moyennage spatial des pixels, l'Equation (1.63) est simplifiée :

$$\gamma = \frac{|\langle s_1 s_2^* \rangle|}{\sqrt{\langle s_1 s_1^* \rangle \langle s_2 s_2^* \rangle}} \quad (1.64)$$

Ce paramètre permet d'estimer la qualité de l'image interférométrique par l'évaluation du niveau de bruit de la phase interférométrique.

La décorrélation du signal peut être due à différents phénomènes qu'il n'est pas toujours possible de corriger : le bruit additif thermique γ_{SNR} , la décorrélation temporelle γ_{temp} et la décorrélation spatiale $\gamma_{spatial}$ en sont les trois principaux.

$$\gamma = \gamma_{SNR} \cdot \gamma_{temp} \cdot \gamma_{spatial} \quad (1.65)$$

-Les deux antennes étant distinctes, chaque signal est affecté par un bruit gaussien qui lui est propre. En supposant que le rapport signal à bruit est identique dans les deux images et que la ligne de base est nulle ($s_1 = s_2 = s$), alors : $s_1 = s + b_1$ et $s_2 = s + b_2$, avec b_1 et b_2 les bruits respectifs des deux signaux.

Le signal et le bruit étant décorrélés, on a :

$$\gamma_{SNR} = \frac{|s|^2}{|s|^2 + |b|^2} = \frac{1}{1 + SNR^{-1}} \quad (1.66)$$

Avec le rapport signal à bruit $SNR = |s|^2 / |b|^2$.

-La décorrélation temporelle γ_{temp} n'intervient que dans le mode d'interférométrie multi-passes car les propriétés des réflecteurs peuvent changer entre deux acquisitions.

-La décorrélation spatiale γ_{spatial} est due à la différence d'angle d'incidence des antennes interférométriques.

1.4. Interférométrie SAR polarimétrique

La polarimétrie SAR introduite à la section 1.2 permet d'identifier les mécanismes de rétrodiffusion et donc de les différencier. L'interférométrie SAR définie à la section précédente contribue quant à elle à retrouver la hauteur des rétrodiffuseurs. Un système interférométrique dont les antennes sont complètement polarimétriques localise verticalement les centres de phase des mécanismes, que l'on associe ensuite à des éléments structuraux de la cible. Pour cela la notion de cohérence interférométrique est étendue en tenant compte de la polarisation des signaux. L'interférométrie SAR polarimétrique est un concept introduit par [Cloude 98] et toujours en cours d'étude [Papathanassiou 01], [Papathanassiou 03], [Garestier 08], [Garestier 09], [Garestier 10], [Cloude 10].

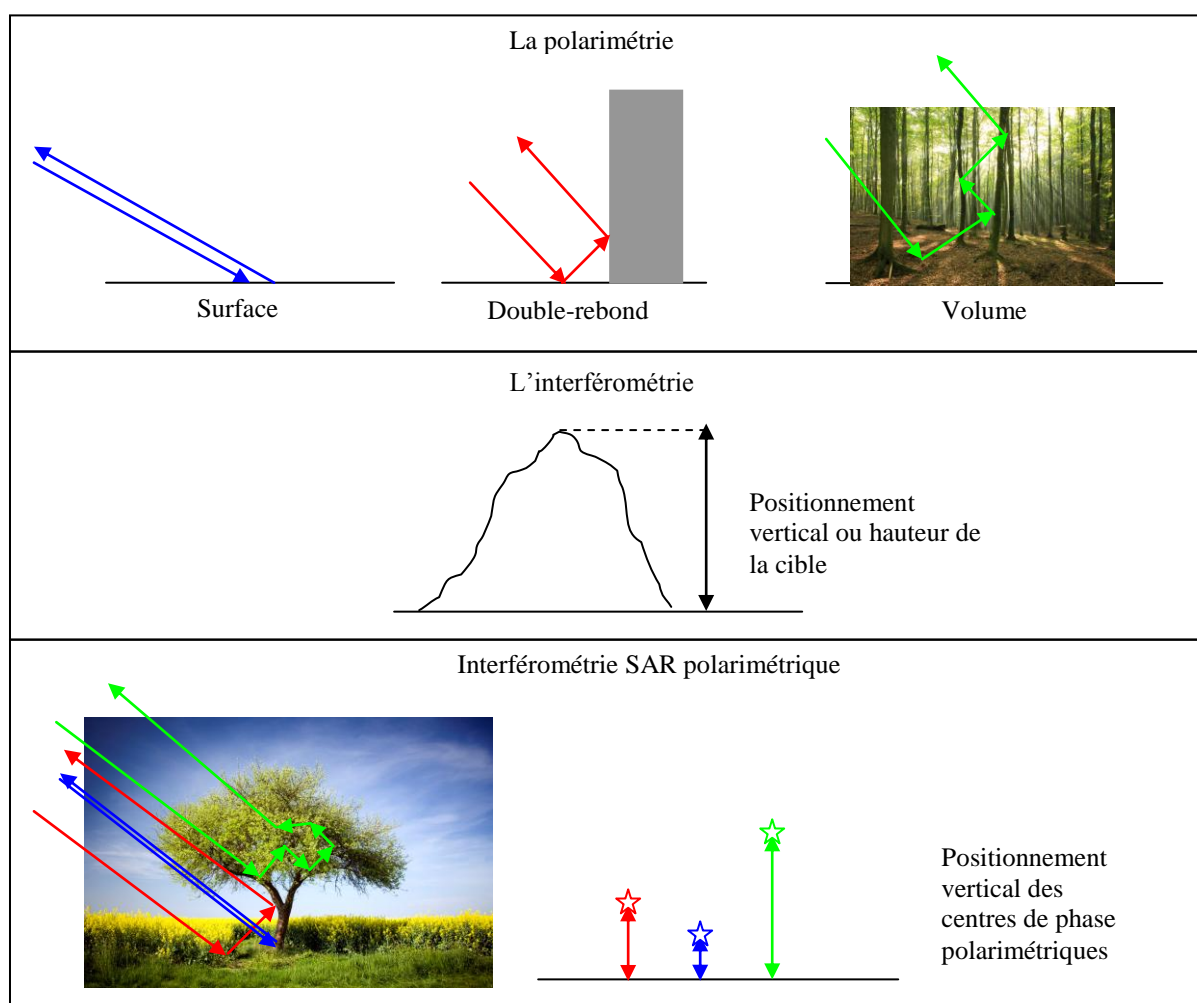


Fig.1.10 : Représentation schématique de la polarimétrie, de l'interférométrie et de l'interférométrie SAR polarimétrique.

1.4.1. Vecteurs interférométriques

Les vecteurs de rétrodiffusion \vec{k}_1 et \vec{k}_2 représentant les deux jeux de données polarimétriques acquis dans des conditions interférométriques s'expriment dans la base lexicographique par :

$$\begin{aligned}\vec{k}_1 &= \begin{pmatrix} S_{HH_1} & \sqrt{2}S_{HV_1} & S_{VV_1} \end{pmatrix} \\ \vec{k}_2 &= \begin{pmatrix} S_{HH_2} & \sqrt{2}S_{HV_2} & S_{VV_2} \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (1.67)$$

Un vecteur complexe à six dimensions est alors généré en concaténant ces deux vecteurs de diffusion polarimétriques \vec{k}_1 et \vec{k}_2 . La matrice de covariance (6x6) POLINSAR peut être séparée en quatre matrices (3x3) et s'écrit alors :

$$C_6 = \left\langle \begin{pmatrix} \vec{k}_1 \\ \vec{k}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{k}_1^\dagger & \vec{k}_2^\dagger \end{pmatrix} \right\rangle = \begin{pmatrix} C_{11} & \Omega_{12} \\ \Omega_{12}^\dagger & C_{22} \end{pmatrix}\quad (1.68)$$

Où C_{11} et C_{22} sont les matrices de covariance polarimétriques en sortie de chaque antenne et Ω_{12} est la matrice qui contient non seulement des informations polarimétriques mais également des informations sur les phases interférométriques entre les différents canaux polarimétriques.

$$C_{11} = \langle \vec{k}_1 \vec{k}_1^\dagger \rangle \quad C_{22} = \langle \vec{k}_2 \vec{k}_2^\dagger \rangle \quad \text{et} \quad \Omega_{12} = \langle \vec{k}_1 \vec{k}_2^\dagger \rangle\quad (1.69)$$

A noter que les matrices C_{11} et C_{22} sont les matrices de covariance Hermitiennes (3x3) telles que définies à la section 1.2.3.3. et que la matrice Ω_{12} n'est pas Hermitienne :

$$\langle \vec{k}_1 \vec{k}_2^\dagger \rangle \neq \langle \vec{k}_2 \vec{k}_1^\dagger \rangle \quad \text{donc} \quad \Omega_{12} \neq \Omega_{12}^\dagger\quad (1.70)$$

Afin de généraliser la formulation interférométrique, des vecteurs de projection complexes sont introduits. Ainsi, deux vecteurs complexes normalisés \vec{w}_1 et \vec{w}_2 sont définis afin de générer deux scalaires complexes $\vec{\mu}_1$ et $\vec{\mu}_2$, comme étant les projections des vecteurs de rétrodiffusion \vec{k}_1 et \vec{k}_2 sur les vecteurs \vec{w}_1 et \vec{w}_2 :

$$\vec{\mu}_1 = \vec{w}_1^\dagger \vec{k}_1, \quad \vec{\mu}_2 = \vec{w}_2^\dagger \vec{k}_2\quad (1.71)$$

$\vec{\mu}_1$ et $\vec{\mu}_2$ sont alors les coefficients de rétrodiffusion complexes correspondant aux mécanismes de rétrodiffusion \vec{w}_1 et \vec{w}_2 . D'après l'Equation (1.69) $\vec{\mu}_1$ et $\vec{\mu}_2$ sont des combinaisons linéaires des éléments des matrices de Sinclair S_1 et S_2 , et permettent donc la génération d'interférogramme. Comme dans le cas de l'interférométrie classique (Equation (1.55)), le calcul d'un interférogramme est réalisé par :

$$\mu_1 \mu_2^* = \left(w_1^\dagger k_1 \right) \left(k_2^\dagger w_2 \right) = w_1^\dagger \Omega_{12} w_2\quad (1.72)$$

La phase interférométrique correspondante est donc la suivante :

$$\phi = \text{Arg} \left(w_1^\dagger \Omega_{12} w_2 \right)\quad (1.73)$$

Finalement, l'expression générale de la cohérence interférométrique complexe $\gamma(w_1, w_2)$ est donnée par :

$$\gamma(w_1, w_2) = \frac{\langle \mu_1 \mu_2^* \rangle}{\sqrt{\langle |\mu_1|^2 \rangle \langle |\mu_2|^2 \rangle}} = \frac{\langle w_1^\dagger \Omega_{12} w_2 \rangle}{\sqrt{\langle w_1^\dagger T_{11} w_1 \rangle \langle w_2^\dagger T_{22} w_2 \rangle}} \quad (1.74)$$

Avec $0 \leq \gamma(w_1, w_2) \leq 1$.

Si $\vec{w}_1 \neq \vec{w}_2$, alors la contribution de la corrélation polarimétrique γ_{pol} entre les deux mécanismes de rétrodiffusion correspondant à \vec{w}_1 et \vec{w}_2 , vient s'ajouter aux différentes contributions interférométriques γ_{inf} . La cohérence interférométrique se décompose alors comme suit :

$$\gamma(w_1, w_2) = \gamma_{pol} \gamma_{inf} \quad (1.75)$$

Où γ_{pol} est égal à 1 dans le cas particulier où $\vec{w}_1 = \vec{w}_2$. À l'aide de la formule généralisée de la cohérence (Equation (1.74)), la cohérence interférométrique peut être calculée pour n'importe quelle combinaison polarimétrique. Ainsi, la cohérence interférométrique des canaux linéaires S_{HH} , S_{HV} et S_{VV} est calculée pour les valeurs de w suivantes :

$$\begin{aligned} \gamma_{HH} &\rightarrow w = (1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}, 0)^T \\ \gamma_{HV} &\rightarrow w = (0, 0, 1/\sqrt{2})^T \\ \gamma_{VV} &\rightarrow w = (1/\sqrt{2}, -1/\sqrt{2}, 0)^T \end{aligned} \quad (1.76)$$

1.5. Conclusion

L'ensemble de ce chapitre constitue des rappels des techniques polarimétriques, interférométriques et interféro-polarimétriques SAR qui serviront de fondements pour la suite de ce travail de thèse. La polarimétrie permet d'identifier la nature physique des mécanismes de rétrodiffusion. Des algorithmes de décomposition permettant la séparation de ces mécanismes de rétrodiffusion seront présentés au chapitre 4. L'interférométrie renseigne quant à elle sur la topographie de la scène étudiée en utilisant l'information de phase contenue dans deux images SAR. Enfin, l'interférométrie SAR polarimétrique conjugue les deux concepts afin de localiser verticalement les centres de phase des différents mécanismes de rétrodiffusion, pour ensuite les associer aux éléments structuraux de la cible.

1.6. Références

- [Bamler 98] R. Bamler et P. Hartl, *Synthetic aperture radar interferometry*, *Inverse Problems*, vol. 14, no. 4, 1998.
- [Boerner 81] W-M. Boerner, M. B. El-Arini, C-Y. Chan, P. M. Mastoris, *Polarization Dependence in Electromagnetic Inverse Problems*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-29, no. 2, Mars 1981.
- [Boerner 92] W-M. Boerner et al. (Eds), *Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry*, *Proceedings of the NATO-ASI Series C : Mathematical and Physical Sciences*, vol. C-350, Part 1, Kluwer Academic Publishers, Pays-Bas, 1992.
- [Cloude 96] S. R. Cloude et E. Pottier, *A Review of Target Decomposition Theorems in Radar Polarimetry*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 34, no. 2, Mars 1996.
- [Cloude 98] S. R. Cloude et K. P. Papathanassiou, *Polarimetric SAR Interferometry*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 36, no. 5, Septembre 1998.
- [Cloude 10] S. R. Cloude, *Polarisation: Applications in Remote Sensing*, Oxford University Press, 2010.
- [Colin 06] E. Colin, C. Titin-Schnaider et W. Tabbara, *An Interferometric Coherence Optimization Method in Radar Polarimetry for High-Resolution Imagery*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 44, no. 1, Janvier 2006.
- [Curlander 91] JC. Curlander et R.N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing*, John Wiley and Sons, New York, 1991.
- [Elachi 87] C. Elachi, *Introduction to the Physics and Techniques of Remote Sensing*, John Wiley & Sons, 1987.
- [Garestier 08] F. Garestier, P. Dubois-Fernandez et I. Champion, *Forest height inversion using high resolution P-band Pol-InSAR data*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 46, no. 10, pp. 3544-3559, Novembre 2008.
- [Garestier 09] F. Garestier, P. Dubois-Fernandez, D. Guyon, T. Le Toan, *Forest Biophysical Parametre estimation using L and P Band Polarimetric SAR data*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, no 10, pp. 3379-3388, 2009.

[Garestier 10] F. Garestier, P. Dubois-Fernandez, I. Champion and T. Le Toan, *Pine forest investigation using high resolution P-band PolInSAR data*, soumis à RSE, accepté en Mars 2010.

[Graham 74] L. C. Graham, *Synthetic Interferometer Radar for Topographic Mapping*, Proceedings of IEEE, vol. 62, no. 6, Juin 1974.

[Lee 09] J-S. Lee et E. Pottier, *Polarimetric Radar Imaging: From Basics to Applications*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009.

[Lüneburg 96] E. Lüneburg, *Radar Polarimetry : A revisions of basic concepts*, in Direct and Inverse Electromagnetic Scattering, H. Serbest et S. R. Cloude, (Eds.), Pittman Research Notes in Mathematics Series 361, Addison Wesley Longman, Harlow, Royaume-Uni, 1996.

[Lüneburg 97] E. Lüneburg, S. R. Cloude et W-M. Boerner, *On the Proper Polarimetric Scattering Matrix Formulation of the Forward Propagation Versus Backscattering Radar Systems Description*, Proceedings of IGARSS'97, Singapoure, 3-8 Août 1997.

[Lüneburg 99] E. Lüneburg, *Polarimetric Target Matrix Decompositions and the 'Karhunen-Loève Expansion'*, Proceedings of IGARSS'99, Hamburg, Allemagne, 28 Juin – 2 Juillet, 1999.

[Massonnet 93] D. Massonnet et T. Rabaute, *Radar Interferometry: Limits and Potential*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 31, no. 2, Mars 1993.

[Nghiem 92] S. V. Nghiem, S. H. Yueh, R. Kwok et F. K. Li, *Symmetry properties in polarimetric remote sensing*, Radio Science, vol. 27, no. 5, pp. 693-711, Octobre 1992.

[Papathanassiou 01] K. P. Papathanassiou et S.R. Cloude, *Single-Baseline Polarimetric SAR Interferometry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 39, no. 11, Novembre 2001.

[Papathanassiou 03] K. P. Papathanassiou et S.R. Cloude, *A 3-Stage Inversion Process for Polarimetric SAR Interferometry*, IEE Proceedings Radar, Sonar & Navigation, vol. 150, no. 3, Juin 2003.

[Raney 07] R. K. Raney, *Hybrid-Polarity SAR Architecture*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 11, Novembre 2007.

[Rosen 00] P.A. Rosen et al., *Synthetic Aperture Radar Interferometry*, Proceedings of IEEE, vol. 88, no. 3, Mars 2000.

[Ulaby 82] F.T. Ulaby, R.K. Moore et A.K. Fung, *Microwave remote sensing, active and passive*, volume II, Radar Remote Sensing and Surface Scattering and Emission Theory, Addison-Wesley Publishing Company, 1982.

[Van de Hulst 81] H.C. Van de Hulst, *Light Scattering by Small Particles, Chapitre 5 Polarized Light and Symmetry Relations*, New York : Dover, 1981.

Chapitre 2

Polarimétrie compacte

Ces deux dernières décennies furent marquées par une rapide progression des applications radar polarimétriques telles que la classification et la segmentation des surfaces naturelles, l'estimation de l'humidité des sols ou encore l'estimation de paramètres caractérisant les forêts. Cependant, certains aspects de la conception du système SAR dans le contexte de la polarimétrie spatiale sont très délicats (i.e. technologie de l'antenne, taux de données téléchargées, taille de la fauchée traitée et puissance consommée). Les systèmes en polarimétrie complète permettent d'extraire plus d'information sur la scène imagée que les systèmes en polarimétrie duale ou simple. Néanmoins, leur débit de données est multiplié par quatre par rapport aux systèmes en polarimétrie simple. Les systèmes SAR en polarimétrie complète utilisent les modes de polarimétrie duale et simple pour des fonctions d'imagerie bien spécifiques, pour diminuer le volume de données téléchargées, de même pour des besoins en énergie et surtout afin d'acquérir une fauchée plus importante. Par conséquent, un engouement particulier pour les systèmes SAR en mode de polarimétrie duale, où la phase relative entre les canaux de réception est conservée, se manifeste. Le mode $\pi/4$ introduit par Souyris et al. [Souyris 05] est une alternative élégante dont l'émission unique est soit linéaire orientée à 45° soit circulaire. Ce mode est appelé mode de polarimétrie compacte ou mode $\pi/4$ lorsque l'émission est orientée à 45° . Souyris et al. ont montré que l'information polarimétrique est bien conservée pour des cibles naturelles présentant des propriétés de symétrie. Raney [Raney 07] a présenté le mode hybride dont la polarisation d'émission est circulaire et les polarisations de réception sont linéaires (H et V). Le nom hybride découle de la différence de référentiels à l'émission et à la réception. Raney a montré que les paramètres de Stokes compacts peuvent fournir un niveau d'information presque équivalent à celui acquis en mode de polarimétrie complète. En parallèle, le mode $\pi/2$ proposé par Dubois et al. [Dubois 08] pour pallier aux effets de la rotation de Faraday en basse fréquence, consiste en une émission unique circulaire et deux réceptions indépendantes et orthogonales (linéaires ou circulaires). Le mode hybride constitue donc un cas particulier du mode $\pi/2$.

Un rappel de la polarimétrie complète introduit ce chapitre. Ensuite, les contraintes du SAR liées au mode satellitaire sont exposées et permettent de justifier le choix du mode de polarimétrie compacte dont les trois sous-modes, $\pi/4$, $\pi/2$ et hybride sont plus largement présentés. L'apport de l'interférométrie à la polarimétrie compacte est enfin expliqué.

2.1. Polarimétrie complète - Rappels

La polarimétrie complète, que nous évoquerons plus fréquemment sous l'appellation *full-pol* ou *quad-pol* et que nous noterons *FP* par la suite, consiste en l'émission alternative et la réception simultanée de deux ondes polarisées orthogonalement. A l'opposé, la polarimétrie simple ou mono-voie (appelé dans la suite *single-pol*) repose sur l'émission et la réception d'ondes polarisées dans un seul et même plan. La troisième et dernière configuration est appelée polarimétrie duale (ou ultérieurement *dual-pol*) et se compose de l'émission d'une seule onde polarisée et de la réception de deux ondes polarisées orthogonalement entre elles.

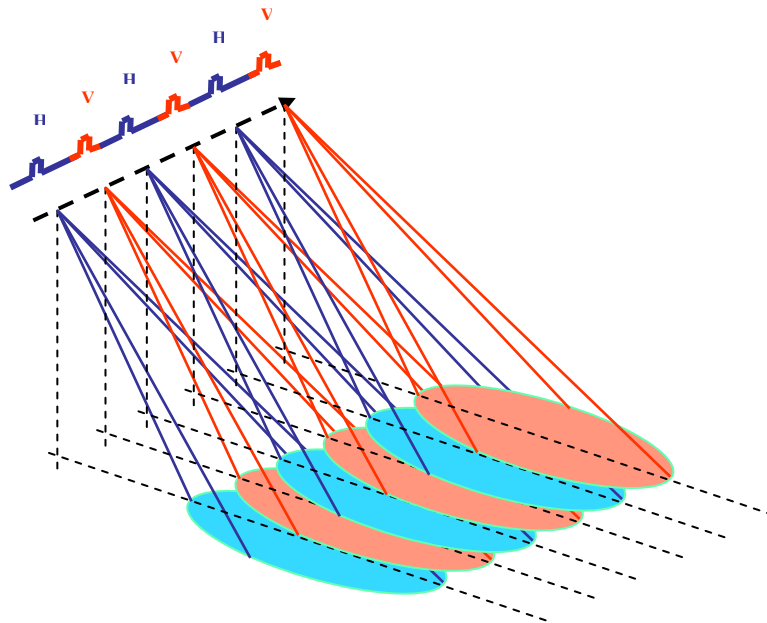


Fig.2.1 : schéma du principe d'émission en polarimétrie complète dans la base $\{H ; V\}$.

En mode FP, les propriétés électromagnétiques de la surface rétrodiffusante sont décrites par la matrice de Sinclair comme présentée à la section 1.2.3.1. dans la base linéaire $\{H, V\}$ [Boerner 92] :

$$S = \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Le vecteur cible mesuré par le radar peut alors s'écrire [Cloude 96] :

$$\vec{k}_{4_L} = (S_{HH} \quad S_{HV} \quad S_{VH} \quad S_{VV})^T \quad (2.2)$$

Dans le cas monostatique où la redondance entre les canaux cross-polarisés est considérée (i.e. $S_{HV}=S_{VH}$), la définition du vecteur de rétrodiffusion est :

$$\vec{k}_{3_L} = (S_{HH} \quad \sqrt{2}S_{HV} \quad S_{VV})^T \quad (2.3)$$

et l'information polarimétrique est représentée grâce à la matrice de covariance ci-dessous [Lüneburg 99] :

$$C_3 = \langle \vec{k}_{3_L} \vec{k}_{3_L}^\dagger \rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \langle |S_{HH}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle & \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \\ \sqrt{2} \langle S_{HV} S_{HH}^* \rangle & 2 \langle |S_{HV}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \\ \langle S_{VV} S_{HH}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{VV} S_{HV}^* \rangle & \langle |S_{VV}|^2 \rangle \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Pour obtenir toute l'information polarimétrique, il est nécessaire d'alterner la polarisation d'émission à chaque impulsion (Fig.2.1). Ainsi, contrairement à un système SAR mono-voie, la fréquence de répétition des impulsions (PRF : Pulse Repetition Frequency) doit être doublée afin de maintenir la résolution azimutale de l'image SAR produite, d'où une diminution de la largeur de la fauchée. Les données RAMSES en polarimétrie complète acquises sur la zone de St Germain d'Esteuil en bande P et qui sont utilisées tout au long de notre étude sont représentées sur la Fig.2.2.



Fig.2.2 : Représentation de Pauli $\{R;V;B\} = \{S_{HH}-S_{VV}; 2*S_{HV}; S_{HH}+S_{VV}\}$
Image RAMSES, bande P, St Germain d'Esteuil

2.2. Contraintes du SAR polarimétrique satellitaire

Le contexte spatial n'affecte pas la résolution d'un système SAR mais peut avoir une influence considérable sur la géométrie de visée et la fauchée.

2.2.1. Dimensionnement d'un système SAR

2.2.1.1. Largeur de la fauchée et PRF

Dans le contexte satellitaire, un SAR opérant en mode single-pol présente une largeur de fauchée maximale. La PRF est un facteur important dans le calcul de la largeur de la fauchée car le système ne peut pas émettre et enregistrer des données simultanément. Si R est la distance radar-near range (portée proximale ou début de fauchée) et R' la distance radar-far range (portée distale ou distance la plus éloignée) (Fig.2.3), la largeur de la fauchée est alors limitée par [Curlander 91] :

$$W_g < 2R'/c - 2R/c + T_p \quad (2.5)$$

où $T_p = 1/PRF$ est le temps entre deux impulsions émises, appelé période inter-impulsions.

La largeur de la fauchée W_g est alors limitée par [Curlander 91] :

$$W_g = R' - R < cT_p/2 = c/2PRF \quad (2.6)$$

Ce qui implique qu'une augmentation de la PRF diminue la largeur de la fauchée et la largeur maximale de fauchée correspond à l'intervalle entre deux émissions.

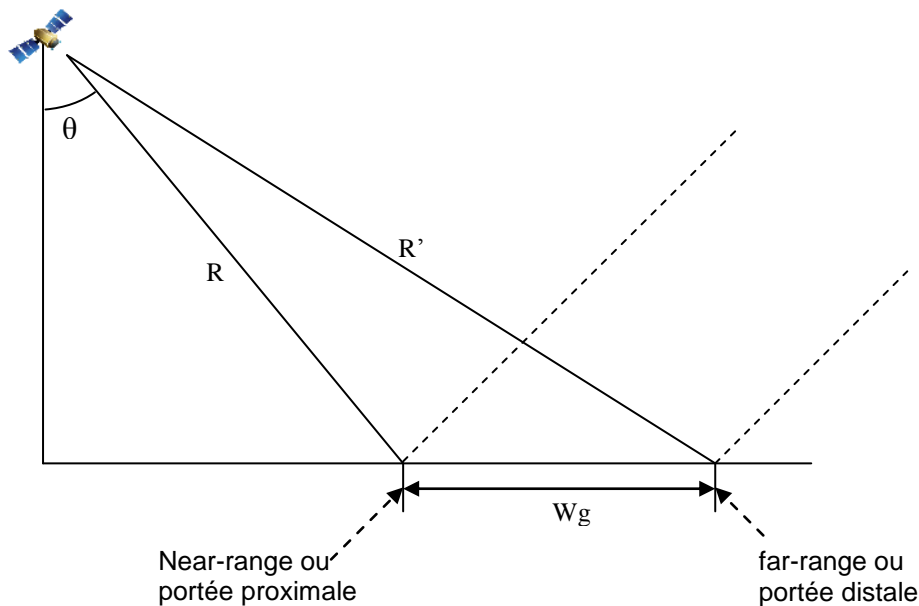


Fig.2.3 : Géométrie radar représentant la fauchée.

2.2.1.2. Taux de données acquises

La conception d'un système SAR satellitaire est contrainte par le taux de données acquises. Le taux moyen de données acquises en temps réel est donné par [Curlander 91] :

$$r_{DL} = \tau_w r_i / T_p = \tau_w r_i \cdot PRF \quad (2.7)$$

Où τ_w est la durée de la fenêtre d'échantillonnage des données et r_i le taux de données instantané. Le taux de données acquises est donc également lié à la PRF. Plus la PRF est importante, plus le taux de données acquises est aussi important.

2.2.1.3. Ambiguïtés

Les dimensions en distance et en azimut de l'antenne SAR conditionnent la largeur de son lobe à 3dB et donc affectent la résolution azimutale et la largeur de la fauchée. Les performances du système radar sont liées à la forme du lobe d'antenne et en particulier aux caractéristiques de ses lobes secondaires. Ainsi les conditions à respecter sur la largeur et la longueur de l'antenne sont restreintes par le fait que les différents échos consécutifs du lobe à 3 dB du diagramme d'antenne ne doivent pas se superposer dans le temps et que le spectre Doppler à 3 dB en azimut doit être échantillonné à la PRF pour ne pas comporter de repliements. Les ambiguïtés en azimut apparaissent lors d'un échantillonnage fini du spectre Doppler à des intervalles égaux ou supérieurs à la PRF. Ainsi, les parties du spectre à l'extérieur de la PRF vont se replier dans la partie du lobe principal. Le même phénomène se produit également en distance.

2.2.1.3.1. Ambiguïtés en azimut

Les ambiguïtés en azimut apparaissent lorsqu'il y a un repliement du spectre Doppler en azimut. Le niveau d'ambiguïté en azimut est mesuré grâce au rapport Azimuth Ambiguity to Signal Ratio (AASR) défini ci-dessous [Curlander 91] :

$$AASR \approx \frac{\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \int_{-B_p/2}^{B_p/2} G^2(f + m.PRF) df}{\int_{-B_p/2}^{B_p/2} G^2(f) df} \quad (2.8)$$

Où B_p est la largeur de bande en azimut du processeur, $G^2(f)$ est la puissance du diagramme d'antenne et m est un entier. Ce rapport est typiquement de l'ordre de -20 dB, ce qui permet d'effectuer une suppression de 20 dB des signaux ambigus. Les ambiguïtés azimutales sont aussi dépendantes de la longueur d'onde. En effet, plus la longueur d'onde est faible, plus les effets des ambiguïtés en azimut sont forts.

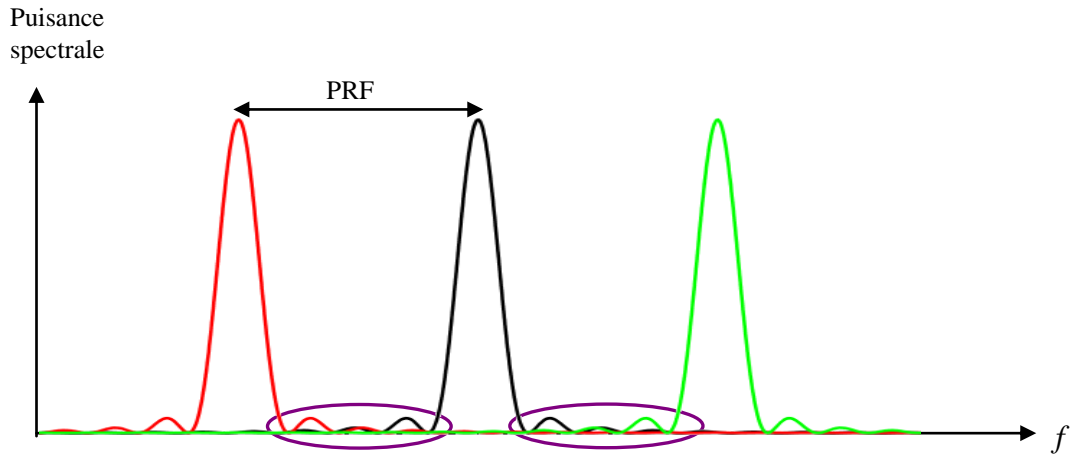


Fig.2.4 : Représentation de l'ambiguïté en azimuth.

Sur la Fig.2.4, les impulsions émises sont séparées par la PRF. Si la PRF diminue, les spectres des impulsions vont se rapprocher les uns des autres et se chevaucher de plus en plus. C'est ce qu'on appelle l'ambiguïté en azimuth.

2.2.1.3.2. Ambiguïtés en distance

Les ambiguïtés en distance résultent des différents échos des impulsions adjacentes qui arrivent à l'antenne réceptrice simultanément avec la réponse attendue (Fig.2.5). Ce type de phénomène est plus significatif dans le cas d'un SAR spatial. Pour le cas aéroporté, la durée de l'écho est vraiment très petite par rapport à la période de temps entre les impulsions. En revanche, dans le cas d'un SAR spatial pour lequel plusieurs périodes inter-impulsions ($T_p = 1/PRF$) s'écoulent entre une émission et la réception d'une impulsion, les ambiguïtés en distance peuvent être très importantes.

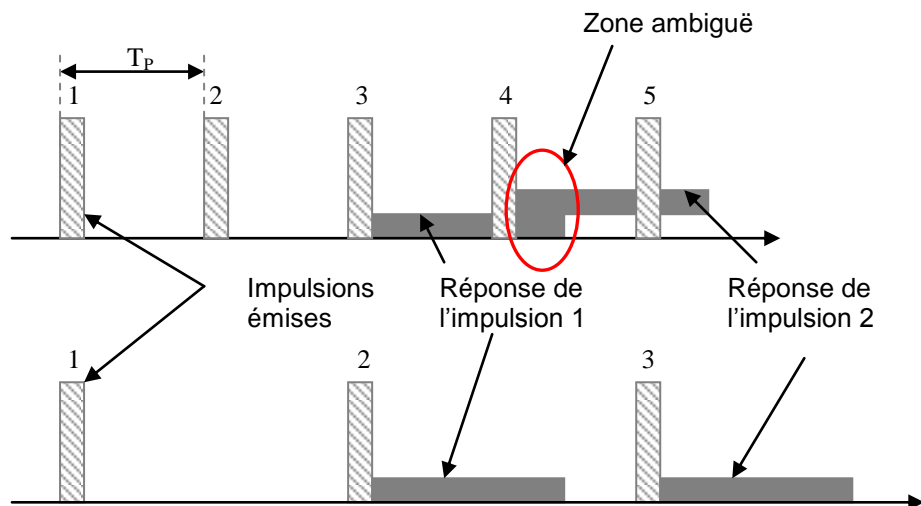


Fig.2.5 : En haut, représentation de l'ambiguïté en distance dans le cas spatial. En bas, représentation de la solution, i.e. périodes inter-impulsions plus longues.

2.2.1.3.3. Caractéristiques du radar PALSAR

A titre d'exemple, les modes d'acquisition du radar PALSAR (the Phased Array Type L-band Synthetic Aperture Radar) du satellite Japonais ALOS (Advanced Land Observing Satellite) répertoriés dans le Tab.2.1, permettent d'illustrer les différentes caractéristiques de l'acquisition d'un système SAR selon le type de polarimétrie choisie. Ce système radar opère dans trois modes différents : single-pol, dual-pol et full-pol. Les caractéristiques liées à la fauchée et à la résolution selon ces trois modes sont présentées ci-dessous.

ALOS mode	Fauchée	Résolution	Angle d'incidence
HH	70 km	10m	8° ~ 60°
HH/HV ou VV/VH	70 km	20m	8° ~ 60°
Quad-pol	30 km	30m	8° ~ 30°

Tab.2.1 : Caractéristiques d'acquisition du satellite ALOS [Iwata 08].

La largeur de la fauchée est double en single-pol et en dual-pol par rapport au mode quad-pol. De plus, la gamme d'angle d'incidence est lui aussi plus important en single-pol et en dual-pol par rapport au mode full-pol.

Afin d'obtenir une fauchée et des angles d'incidence importants il est nécessaire, au vu des résultats du satellite japonais ALOS, d'utiliser un mode de polarimétrie duale. Concernant la largeur de la fauchée, il a été montré qu'elle est inversement proportionnelle à la PRF. En polarimétrie duale où l'émission est unique, la PRF est deux fois plus petite qu'en polarimétrie complète et donc la largeur de la fauchée est deux fois plus grande. L'enjeu est de sélectionner la meilleure polarisation afin de maximiser l'information polarimétrique reçue et de prévenir les perturbations extérieures rencontrées dans un contexte spatial en basse fréquence telles que la rotation de Faraday introduite lorsque l'onde traverse la couche ionosphérique. La section suivante présente les effets ionosphériques dans leur généralité afin de justifier par la suite du choix de la polarimétrie compacte. Une explication plus approfondie est faite au Chapitre 3.

2.2.2. Effets ionosphériques

L'ionosphère est une région de l'atmosphère terrestre constituée de gaz ionisé (électrons libres et ions) qui agit comme un conducteur électrique et affecte donc fortement la propagation des ondes radios. Ainsi, lorsque les ondes électromagnétiques d'un SAR spatial à basse fréquence traversent la couche d'ionosphère, des décalages de phase assez importants ainsi que des changements d'amplitude peuvent être remarqués. Ces effets de réfraction et diffraction provoquent des difficultés de focalisation du SAR en particulier lorsque le contenu total en électrons (TEC : Total Electron Content) est important et irrégulier. L'onde effectuant un trajet aller-retour est doublement perturbée par les effets ionosphériques. Un autre phénomène important lié à l'ionosphère est la rotation de

Faraday qui tourne le plan de polarisation de l'onde. L'angle de cette rotation peut être calculé de la façon suivante [Garriott 65] :

$$\Omega = \frac{K}{f^2} B \cos \eta \sec \phi \cdot (TEC) \quad (2.9)$$

Où Ω est l'angle de la rotation de Faraday, B est l'intensité du champ magnétique de la Terre, K est une constante, f est la fréquence radar, ϕ est l'angle d'incidence et η est l'angle formé par la ligne de visée du radar avec le champ magnétique de la Terre. Plus la fréquence est basse, plus la rotation de Faraday est importante.

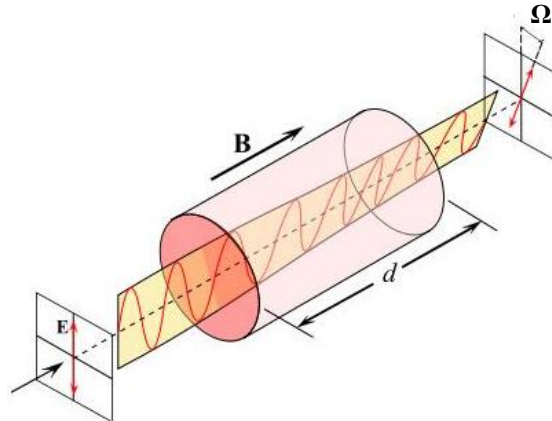


Fig.2.6 : Représentation de l'effet Faraday sur une polarisation rectiligne.

La Fig.2.6 représente l'effet Faraday sur une polarisation rectiligne verticale. E est le champ électrique, B le champ magnétique, d la distance traversée dans la couche d'ionosphère et Ω l'angle de rotation de la polarisation.

Un exemple de valeurs possibles pour la rotation de Faraday est montré sur la Fig.2.7 [Wright 03] pour un minimum (a) et maximum solaire (b). Il s'agit de prédictions basées sur des paramètres de configuration d'un SAR en bande L dont l'angle de visée varie entre 18° et 40° , la fréquence est de 1,26 GHz, l'altitude du porteur est de 660 km, la fauchée maximale est de 200 km et l'inclinaison de l'orbite est de 80° .

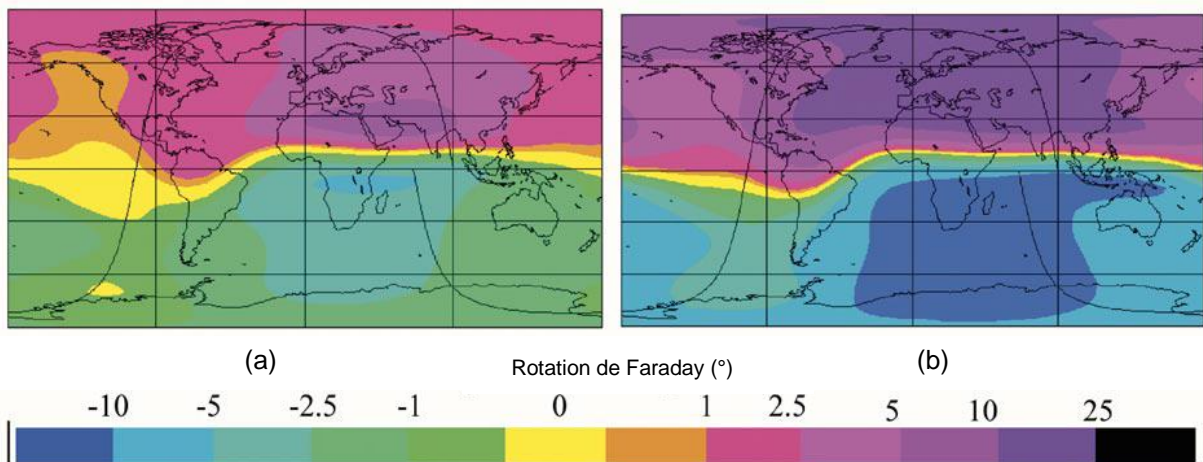


Fig.2.7 : Prédictions de la rotation de Faraday sur un trajet unique [Wright 03].

Au minimum solaire, Fig.2.7 (a), la rotation de Faraday (RF) n'excède pas 10° n'importe où le long de l'orbite et moins de 5% de l'orbite a une RF supérieure à 5° . Au contraire, au maximum solaire Fig.2.7 (b), 75% de l'orbite est affectée par une RF de plus de 5° et 50% par une RF de plus de 10° . Le maximum étant de 25° . Il est important de noter qu'en bande P, la rotation de Faraday est multipliée par un facteur 10 et peut donc atteindre des valeurs supérieures à 100° .

En présence de rotation de Faraday, la matrice de rétrodiffusion mesurée M en polarimétrie complète est donnée par :

$$M = R_\Omega S R_\Omega$$

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Où R_Ω est la matrice modélisant la rotation de Faraday. Il est à noter que ce phénomène peut être résolu avec des données en polarimétrie complète par des méthodes d'estimation qui sont présentées dans le Chapitre 3.

2.3. Polarimétrie compacte

La polarimétrie compacte (*compact-pol*) que nous noterons CP dans la suite, comparable au mode dual-pol de par son émission unique et sa double réception, a été introduite par Souyris et al. [Souyris 05]. Le nom *compact* provient du fait que l'équipement du système est minimisé (i.e. une seule émission) tout en maximisant l'information polarimétrique. Le choix de l'émission est donc crucial car l'ensemble de définition de la polarimétrie compacte en termes de composantes de rétrodiffusion est restreint par rapport à l'information FP (i.e. en polarimétrie compacte un vecteur de rétrodiffusion à deux composantes est mesuré, cf. Equation (2.13), alors qu'en polarimétrie complète, un vecteur de rétrodiffusion à trois composantes est mesuré, cf. Equation (2.3)). La sélection des deux polarisations de réception n'a quant à elle pas d'importance tant qu'elles sont indépendantes. En effet, les polarisations des deux antennes de réception doivent être orthogonales et la phase relative entre les deux canaux doit être conservée. Ainsi, en polarimétrie compacte, n'importe quel état de polarisation de l'antenne de réception peut être synthétisé, i.e. une synthèse de polarisation est toujours possible à la réception. Le vecteur de la polarimétrie compacte est une projection du vecteur de la polarimétrie complète sur un espace à deux dimensions. Si le système radar transmet une unique polarisation alors qu'il reçoit sur deux polarisations linéaires orthogonales (H et V), le vecteur cible \vec{k} est alors la projection de la matrice S sur le vecteur représentant l'état de polarisation à l'émission :

$$\vec{k} = S \vec{E}_i \quad (2.11)$$

Le vecteur a deux dimensions et toute l'information polarimétrique associée à la polarimétrie compacte est représentée par la matrice de covariance 2x2 ou le vecteur de Stokes, ces deux représentations étant équivalentes, c'est-à-dire qu'il est possible de calculer l'une à partir de l'autre.

Deux questions majeures apparaissent alors :

- comment choisir l'émission ?
- comment exploiter les données ?

Plusieurs approches pour l'exploitation des données CP peuvent être envisagées : soit une exploitation directe des mesures CP et de leur produit croisé [Raney 07], soit une tentative de reconstruction des données FP [Souyris 05]. La reconstruction permettra alors d'avoir accès à toutes les techniques et à l'expérience accumulées dans la littérature sur l'exploitation des données FP. C'est cette dernière approche que Souyris et al. ont proposée et qui est expliquée dans la section suivante. Néanmoins il faut noter que cette opération de reconstruction n'apporte pas d'information supplémentaire par rapport à l'information contenue dans la matrice de covariance 2x2 ou le vecteur de Stokes. Ces deux formalismes étant équivalents, le choix d'utiliser l'un ou l'autre dépend uniquement de la facilité d'interprétation associée. Des applications où les paramètres seraient sélectionnés indifféremment au sein de ces deux représentations peuvent même être envisagées.

2.3.1. Mode $\pi/4$

Le mode $\pi/4$ [Souyris 05] est caractérisé par deux polarisations linéaires à la réception, orientées à 45° de part et d'autre de la polarisation d'émission, elle-même linéaire. Dans la littérature, le mode $\pi/4$ est habituellement formé d'une émission à 45° et de deux réceptions linéaires horizontale et verticale. Le vecteur d'émission s'écrit donc comme suit [Souyris 02, Souyris 05] :

$$\vec{E}_i^{\pi/4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Le vecteur de rétrodiffusion est tel que :

$$\vec{k}_{\pi/4} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_{HH} + S_{HV} \quad S_{HV} + S_{VV})^T = (k_{1\pi/4} \quad k_{2\pi/4})^T \quad (2.13)$$

Ainsi, la matrice de covariance du mode $\pi/4$ est donnée par [Souyris 02, Souyris 05] :

$$\begin{aligned} C_{\pi/4} &= \langle \vec{k}_{\pi/4} \vec{k}_{\pi/4}^\dagger \rangle \\ &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \langle S_{HH} S_{HH}^* \rangle + \langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle + 2\Re \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle & \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle + \langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle + \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle + \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \\ \langle S_{VV} S_{HH}^* \rangle + \langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle + \langle S_{HV} S_{HH}^* \rangle + \langle S_{VV} S_{HV}^* \rangle & \langle S_{VV} S_{VV}^* \rangle + \langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle + 2\Re \langle S_{VV} S_{HV}^* \rangle \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Afin de reconstruire l'information FP, une première approche est proposée en utilisant l'hypothèse de symétrie de rotation permettant d'estimer la matrice de covariance FP [Souyris 05] :

$$\tilde{C}_{FP} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} c_{11} + c_{22} + 2\Re(c_{12}) & 2\sqrt{2}.j.\Im(c_{12}) & 6\Re(c_{12}) - c_{11} - c_{22} \\ -2\sqrt{2}.j.\Im(c_{12}) & 2(c_{11} + c_{22} - 2\Re(c_{12})) & 2\sqrt{2}.j.\Im(c_{12}) \\ 6\Re(c_{12}) - c_{11} - c_{22} & -2\sqrt{2}.j.\Im(c_{12}) & c_{11} + c_{22} + 2\Re(c_{12}) \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

On remarque alors que dans les données reconstruites, $\langle S_{HH}S_{HH}^* \rangle = \langle S_{VV}S_{VV}^* \rangle$, conséquence directe de l'hypothèse de symétrie de rotation. Cette égalité n'est en général pas observée dans les données de polarimétrie complète et des hypothèses moins strictes doivent être explorées. Une deuxième approche est proposée où l'hypothèse d'invariance du terme cross-pol $\langle S_{HV}S_{HV}^* \rangle$ par rotation est posée. Cela conduit à l'expression suivante [Souyris 05] :

$$4\langle S_{HV}S_{HV}^* \rangle = \langle S_{HH}S_{HH}^* \rangle + \langle S_{VV}S_{VV}^* \rangle - 2\Re\langle S_{HH}S_{VV}^* \rangle \quad (2.16)$$

Couplée avec l'hypothèse de symétrie de réflexion (i.e. $\langle S_{HH}S_{HV}^* \rangle = \langle S_{HV}S_{VV}^* \rangle = 0$), la matrice de covariance FP est alors estimée et donnée par l'expression suivante [Souyris 05] :

$$\tilde{C}_{FP} = \frac{1}{8} \begin{pmatrix} 7c_{11} - c_{22} + 2\Re(c_{12}) & 0 & 6\Re(c_{12}) - c_{11} - c_{22} + j\Im(c_{12}) \\ 0 & 2(c_{11} + c_{22} - 2\Re(c_{12})) & 0 \\ 6\Re(c_{12}) - c_{11} - c_{22} - j\Im(c_{12}) & 0 & 7c_{22} - c_{11} + 2\Re(c_{12}) \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

L'avantage de cette technique d'estimation de la matrice de covariance FP est qu'elle préserve l'anisotropie entre les termes co-polarisés. Cependant, les hypothèses étant contraignantes, une approche plus physique basée sur l'état de polarisation des ondes rétrodiffusées est utilisée.

Dans un deuxième temps, sous l'hypothèse de symétrie de réflexion, les relations entre les éléments $\langle S_{HH}S_{HH}^* \rangle$, $\langle S_{VV}S_{VV}^* \rangle$, $\langle S_{HV}S_{HV}^* \rangle$ et $\langle S_{HH}S_{VV}^* \rangle$ sont établies sous les circonstances spécifiques d'ondes rétrodiffusées complètement polarisées ou complètement dépolarisées et sont ensuite généralisées pour n'importe quel état de polarisation. Ainsi Souyris et al. établissent la relation suivante [Souyris 05] :

$$\frac{\langle S_{HV}S_{HV}^* \rangle}{\langle S_{HH}S_{HH}^* \rangle + \langle S_{VV}S_{VV}^* \rangle} \approx \frac{(1 - |\rho_{h-v}|)}{4} \quad (2.18)$$

Où ρ_{h-v} est le degré de corrélation entre les signaux h et v . Cette relation est une hypothèse convenable pour des milieux géophysiques mais pas pour des points cibles. L'algorithme de reconstruction de l'information FP est donc basé sur l'Equation (2.18). Tout d'abord, Souyris et al. écrivent le degré de cohérence ρ_{h-v} en fonction des termes de la matrice de covariance du mode $\pi/4$ (cf. 2.14) [Souyris 05] :

$$\rho_{h-v} = \frac{(c_{12} - X)}{\sqrt{(c_{11} - X)(c_{22} - X)}} \quad (2.19)$$

Où $X = \langle S_{HV}S_{HV}^* \rangle$. Comme estimation d'ordre zéro, Souyris et al. décident de dériver ρ_{h-v} en négligeant le terme cross-polarisé dans (2.19) :

$$\tilde{\rho}_{h-v}^{(0)} = \frac{c_{12}}{\sqrt{c_{11}c_{22}}} \quad (2.20)$$

A partir de $\tilde{\rho}_{h-v}^{(0)}$, une estimée de X d'ordre zéro est déduite en utilisant (2.19) et (2.20) :

$$\begin{aligned}\tilde{X}^{(0)} &= \left(\langle S_{HH} S_{HH}^* \rangle + \langle S_{VV} S_{VV}^* \rangle \right) \cdot \frac{(1 - |\tilde{\rho}_{h-v}^{(0)}|)}{4} \\ \tilde{X}^{(0)} &= (c_{11} + c_{22} - 2\tilde{X}^{(0)}) \cdot \frac{(1 - |\tilde{\rho}_{h-v}^{(0)}|)}{4} \\ \tilde{X}^{(0)} &= \frac{(c_{11} + c_{22})}{2} \cdot \frac{(1 - |\tilde{\rho}_{h-v}^{(0)}|)}{(3 - |\tilde{\rho}_{h-v}^{(0)}|)}\end{aligned}\quad (2.21)$$

Un processus itératif est ensuite mis en place en utilisant $\tilde{X}^{(0)}$ pour retrouver une estimée de ρ_{h-v} à partir de (2.19). Lorsque $|\tilde{\rho}_{h-v}^{(n)}|$ devient supérieur à 1 pour certains pixels, ou que son dénominateur devient la racine carrée d'un nombre négatif, alors l'itération est arrêtée et $|\tilde{\rho}_{h-v}^{(n)}| = 1$ et $\tilde{X}^{(n)} = 0$.

Les données RAMSES en polarimétrie complète présentées à la Fig.2.2 sont utilisées afin de simuler le mode $\pi/4$. La représentation de Pauli des données FP et une représentation colorée du mode $\pi/4$ sont illustrées sur la Fig.2.8 (b).

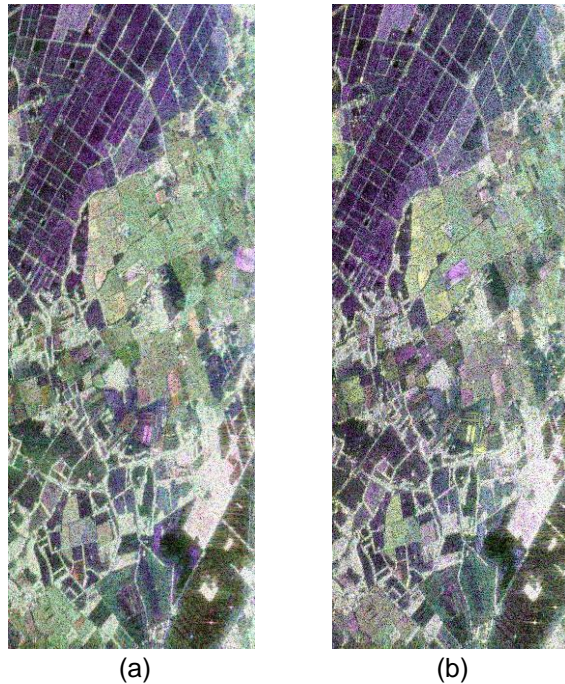


Fig.2.8 : (a) Représentation FP $\{R;V;B\}=\{S_{HH}-S_{VV};2*S_{HV};S_{HH}+S_{VV}\}$
et (b) $CP_{\pi/4} \{R;V;B\}=\{\vec{k}_{1\pi/4} - \vec{k}_{2\pi/4}; \vec{k}_{1\pi/4}; \vec{k}_{2\pi/4}\}$.

2.3.2. Mode $\pi/2$

Le mode $\pi/2$ [Dubois 08] consiste en l'émission d'une onde polarisée circulairement (droite ou gauche) et en la réception de deux ondes polarisées orthogonalement. L'émission circulaire droite sera notée R et circulaire gauche L . Les polarisations de la voie de réception peuvent être horizontale et verticale (mode hybride comme défini par [Raney 07]) OU circulaire droite et circulaire gauche, etc., à la seule condition que les deux ondes soient orthogonales et polarisées dans deux directions perpendiculaires.

Le choix de l'émission circulaire se révèle nécessaire dans le contexte d'un SAR spatial opérant en basse fréquence car les grandes longueurs d'ondes sont soumises à la rotation de Faraday. En émettant une onde circulaire, la rotation de Faraday n'aura aucun effet sur la polarisation de l'émission comme illustré sur la Fig.2.9.

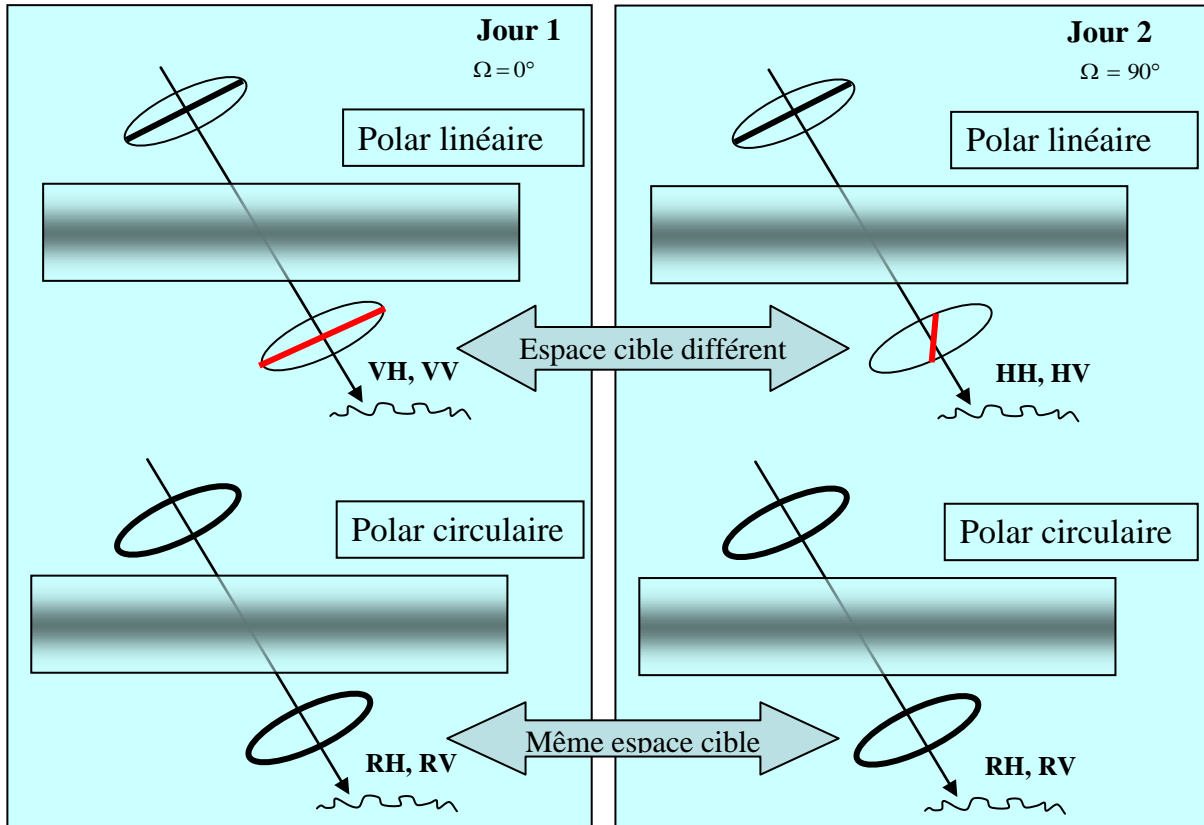


Fig.2.9 : Schéma de l'effet de la rotation de Faraday sur des ondes polarisées linéairement et circulairement.

Comme il est illustré sur la Fig.2.9 la polarisation d'une onde circulaire n'est pas perturbée par la rotation de Faraday et est toujours circulaire, même après avoir traversé la couche ionosphérique, contrairement à une onde polarisée linéairement qui voit son plan de propagation tourner d'un angle inconnu. Cependant, la polarisation circulaire est tout de même affectée par un certain retard de phase dû à la dispersion des électrons dans la couche ionosphérique. A noter que l'intérêt de ce travail porte sur l'étude des problèmes nécessitant une correction particulière en polarimétrie compacte, c'est pourquoi d'autres perturbations liées à la traversée de l'ionosphère et présentées dans le chapitre suivant ne font pas l'objet d'une analyse spécifique dans cette thèse.

Considérons une émission en polarisation R , le vecteur de Jones alors émis est [Dubois 08] :

$$\vec{E}_i^{\pi/2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

Et le vecteur de rétrodiffusion pour deux réceptions linéaires $\vec{k}_{\pi/2_L}$ d'une part puis circulaires $\vec{k}_{\pi/2_C}$ d'autre part est [Souyris 05], [Raney 07], [Dubois 08], [Truong-Loi 09] :

$$\vec{k}_{\pi/2_L} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_{HH} - jS_{HV} \quad S_{HV} - jS_{VV})^T = (k_{RH} \quad k_{RV})^T \quad (2.23)$$

$$\vec{k}_{\pi/2_C} = \frac{1}{2} (S_{HH} - S_{VV} - 2jS_{HV} \quad S_{HH} + S_{VV})^T = (k_{RR} \quad k_{RL})^T$$

Les deux vecteurs $\vec{k}_{\pi/2_L}$ et $\vec{k}_{\pi/2_C}$ sont reliés par l'équation suivante :

$$\vec{k}_{\pi/2_C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ 1 & j \end{pmatrix} \vec{k}_{\pi/2_L} \quad (2.24)$$

Les deux vecteurs sont donc équivalents vis-à-vis de l'information polarimétrique qu'ils contiennent. Ce constat est très important car il signifie que l'analyse de données issues de ces deux modes devrait en général conduire aux mêmes résultats.

Si l'on considère une émission circulaire droite et deux réceptions linéaires, la matrice de covariance s'écrit [Dubois 08], [Truong-Loï 09] :

$$C_{\pi/2} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \langle S_{HH} S_{HH}^* \rangle + \langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle + j(\langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle - \langle S_{HV} S_{HH}^* \rangle) & \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle + \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle + j(\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle - \langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle) \\ \langle S_{HV} S_{HH}^* \rangle + \langle S_{VV} S_{HV}^* \rangle + j(\langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle - \langle S_{VV} S_{HH}^* \rangle) & \langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle + \langle S_{VV} S_{VV}^* \rangle + j(\langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle - \langle S_{VV} S_{HV}^* \rangle) \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Dubois et al. [Dubois 08] ont adapté l'algorithme de reconstruction de Souyris au mode $\pi/2$. Les résultats de reconstruction de l'information full-polar à partir de données en mode $\pi/2$, simulées grâce aux données FP RAMSES en bande P acquises sur la forêt des Landes, semblent similaires à ceux de Souyris utilisant le mode $\pi/4$, même si une faible surestimation de σ_{HV}^0 est constatée, comme la Fig.2.10 permet de le remarquer.

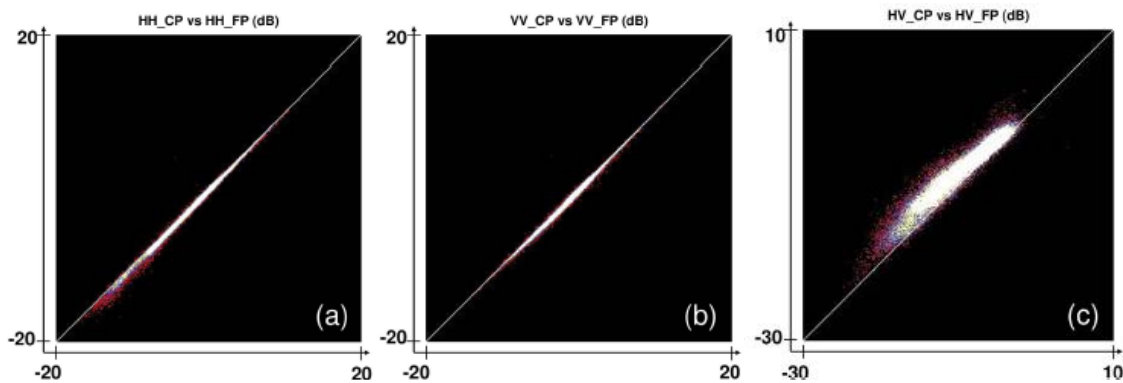


Fig.2.10 : Histogrammes 2-D présentant les performances de reconstruction des canaux HH, VV et HV. [Dubois 08]

Sur la Fig.2.10, la comparaison des signatures FP originelles et FP reconstruites pour les canaux HH (a), VV (b) et HV (c) est effectuée. L'axe des abscisses représente la signature FP originelle (HH_FP, VV_FP et HV_FP) et l'axe des ordonnées est la signature FP reconstruite à partir du mode $\pi/2$ (HH_CP, VV_CP et HV_CP). Les signatures dans les canaux co-polarisés (HH (a) et VV (b)) montrent

une très grande similitude entre les données FP originales et celles reconstruites. En revanche, concernant le canal en polarisation croisée (HV (c)), une surestimation du HV reconstruit est remarquée par rapport au HV original.

De plus, afin de tester la robustesse des différents canaux en présence de rotation de Faraday, ce phénomène est simulé sur des données RAMSES bande P acquises sur la forêt de Nezer et est représenté Fig.2.11. Dubois et al. indiquent une très faible sensibilité du canal HV reconstruit à la rotation de Faraday, pour des zones de basse et haute végétation. La reconstruction du coefficient de rétrodiffusion dans le canal HV est par conséquent possible et robuste, même en présence de rotation de Faraday et pour des zones de basse et haute végétation.

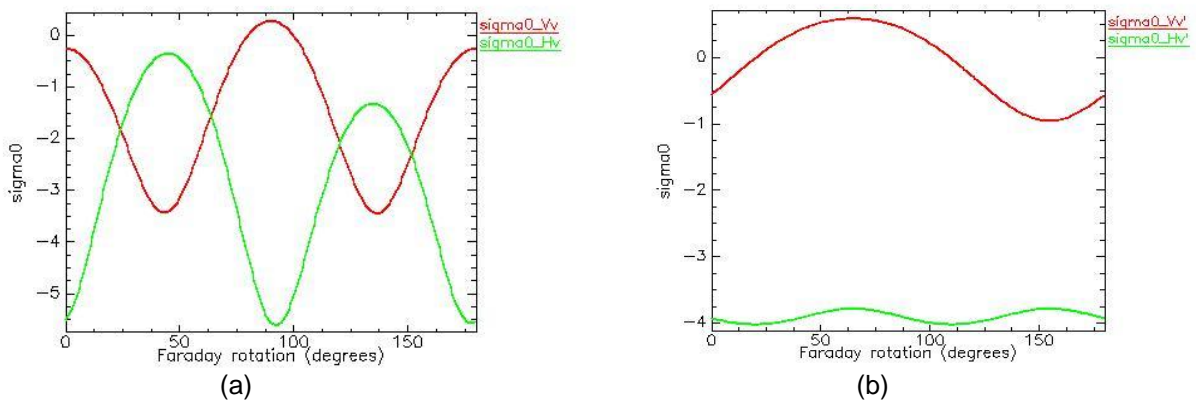


Fig.2.11 : Comportement des signatures σ_{HV}^0 et σ_{VV}^0 originales (a) et reconstruites (b) en présence de rotation de Faraday.

Les signatures des données originales en polarimétrie complète varient en présence de rotation de Faraday, sur une plage de 5 dB pour HV et de 4 dB pour VV (cf. Fig.2.11 (a)). En revanche, dans le cas de la polarimétrie complète reconstruite à partir de données en polarimétrie compacte, les signatures varient nettement moins, d'une valeur de 0,5 dB en HV et de 1,75 dB en VV (cf. Fig.2.11 (b)). La rotation de Faraday ne perturbe donc pas la reconstruction des données. Il faut toutefois rappeler que si les signaux FP sont disponibles, il est tout à fait possible d'estimer puis de corriger la rotation de Faraday avant de calculer le HV.

La représentation de Pauli des données FP acquises en bande P par le radar RAMSES sur la zone de St Germain d'Esteuil et une représentation colorée du mode $\pi/2$ simulé à partir des données FP présentées à la Fig.2.2 sont illustrées sur la Fig.2.12. Les données FP sont représentées sur la Fig.2.12 (a), le mode $\pi/2$ pour une émission circulaire droite et deux réceptions linéaires (H et V) sur la Fig.2.12 (b) et deux réceptions circulaires (droite et gauche) sur la Fig.2.12 (c).

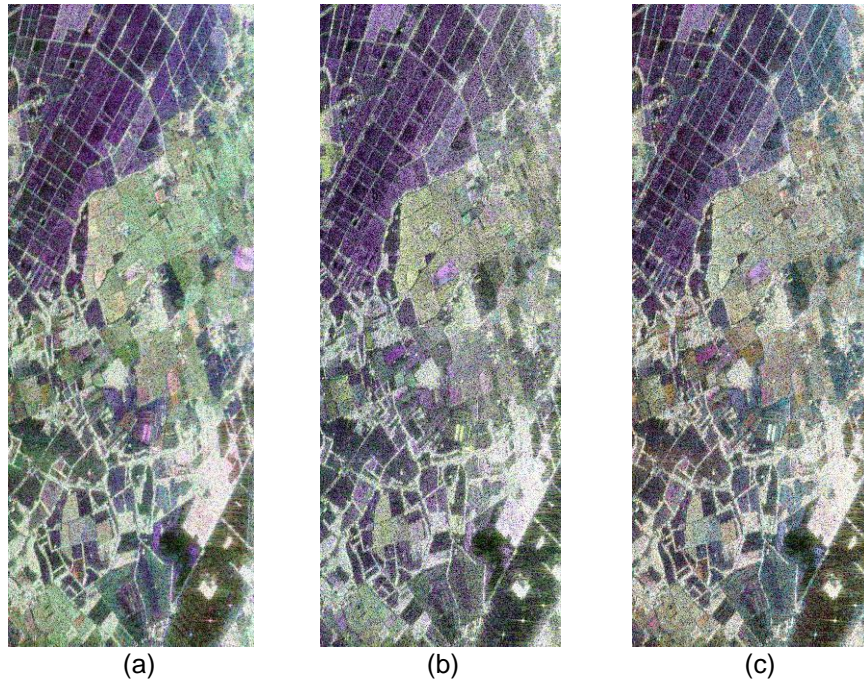


Fig.2.12 : (a) Représentation FP $\{R;V;B\}=\{S_{HH}-S_{VV};2*S_{HV};S_{HH}+S_{VV}\}$ et $CP_{\pi/2}$ (b) $\{R;V;B\}=\{\vec{k}_{RH} + \vec{k}_{RV}; \vec{k}_{RH}; \vec{k}_{RV}\}$ et (c) $\{R;V;B\}=\{\vec{k}_{RR}; \vec{k}_{RR} + \vec{k}_{RL}; \vec{k}_{RL}\}$

2.3.3. Mode hybride

Le mode hybride, noté CL-pol [Raney 07], est un cas particulier du mode $\pi/2$ pour lequel l'émission est circulaire et les deux voies de réception strictement linéaires (horizontale et verticale). Dans le but de répondre aux exigences de caractérisation et d'exploitation du champ rétrodiffusé demandées à un radar monostatique, Raney a proposé le mode hybride. En effet, une caractérisation complète du champ nécessite de mesurer les 4 paramètres de Stokes. Or, afin d'obtenir les paramètres les plus performants, le récepteur doit être dual-polarisé et ses deux canaux doivent être cohérents ; la polarisation d'émission doit être circulaire ; la base de polarisation du récepteur jugée optimale est linéaire [Raney 07]. Afin d'expliquer cela, Raney se base sur les principes fondamentaux statuant que la puissance rétrodiffusée par une cible sera conservée lorsqu'elle est divisée en une paire de polarisations orthogonales. Ainsi, cela implique que l'énergie soit divisée de façon égale si et seulement si les polarisations de réception ne forment pas une composante co- ou cross-polarisée avec la polarisation d'émission [Raney 07]. Par conséquent, si une onde polarisée circulaire est transmise, la base de polarisation à la réception doit être linéaire.

L'architecture générique d'un SAR opérant en mode hybride est présentée sur la Fig.2.13. Une antenne dual-pol linéaire émet une polarisation circulaire si les polarisations H et V sont alimentées simultanément et déphasées de 90° . Dans le cas illustré sur la Fig.2.13, la sortie de l'émetteur est injectée à travers un déphaseur de 90° dont les sorties alimentent les éléments linéaires H et V. Chacun des éléments actifs H et V sont activés et déphasés simultanément. Raney a montré que des méthodes de décomposition de cibles naturelles, similaires à celles appliquées aux données full-pol,

sont applicables aux données issues d'un système en polarimétrie hybride en introduisant la méthode $m - \delta$ [Raney 07]. Cette méthode utilise les paramètres de Stokes suivants :

$$\begin{aligned}
 q_0 &= \langle |k_{RH}|^2 + |k_{RV}|^2 \rangle \\
 q_1 &= \langle |k_{RH}|^2 - |k_{RV}|^2 \rangle \\
 q_2 &= 2\Re \langle k_{RH} k_{RV}^* \rangle \\
 q_3 &= -2\Im \langle k_{RH} k_{RV}^* \rangle
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

Trois mesures pertinentes découlent des paramètres de Stokes mesurés. Le premier est le degré de polarisation m défini tel que [Raney 07] :

$$m = \frac{\sqrt{(q_1^2 + q_2^2 + q_3^2)}}{q_0} \tag{2.27}$$

Le second paramètre est le rapport de polarisation circulaire défini par :

$$\mu_c = (q_0 - q_3)/(q_0 + q_3) \quad 0 \leq \mu_c \tag{2.28}$$

Le troisième paramètre (δ) est la phase relative entre les deux vecteurs \vec{k} du champ rétrodiffusé :

$$\delta = a \tan \left(\frac{q_3}{q_2} \right) \quad -180^\circ < \delta \leq 180^\circ \tag{2.29}$$

Où le signe + ou - de la phase indique la direction de rotation du champ polarisé elliptiquement.

Ces trois paramètres permettent donc une caractérisation polarimétrique entière. De plus, pour une polarisation d'émission donnée, la caractérisation de l'état de polarisation issue de ce vecteur de Stokes est totalement indépendante des vecteurs de la base dans laquelle le champ reçu est observé. Cela signifie que le vecteur de Stokes issu du mode $\pi/2$ avec réceptions circulaires conduit à la même caractérisation que celui issu du mode hybride.

En utilisant conjointement les deux paramètres $m - \delta$ sur les données AIRSAR en bande L acquises par le Jet Propulsion Laboratory (JPL) sur la baie de San Francisco, Raney construit une décomposition illustrée sur la Fig.2.14.

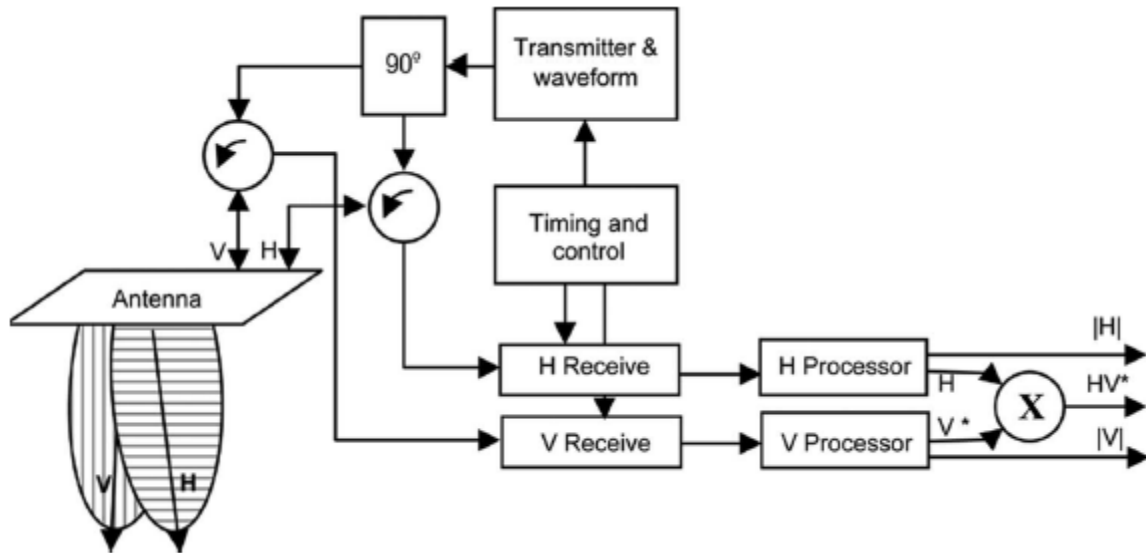
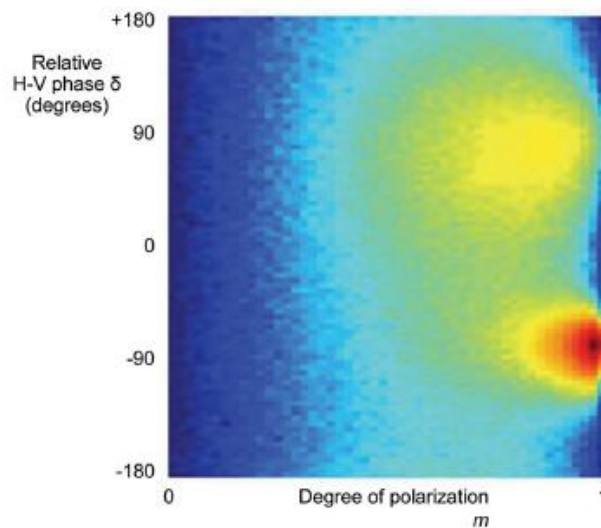


Fig.2.13 : Architecture générale d'un SAR opérant en mode hybride [Raney 07].



(a)



(b)

Fig.2.14 : (a) Image FP de la baie de San Francisco acquise par le radar AIRSAR du JPL.
(b) Décomposition m - δ à partir de la CL-pol simulée [Raney 07].

Cette décomposition indique que le mécanisme de rétrodiffusion le plus important dans la baie de San Francisco est le double-rebond, i.e. la phase δ est proche de -90° et m est proche de 0,95, probablement dû à la zone urbaine principalement constituée de bâtiments et donc dominés par les double-rebonds [Raney 07].

2.3.4. Conclusion

Sur le schéma (Fig.2.15) ci-dessous, les modes $\pi/4$, $\pi/2$ avec réceptions linéaires (mode hybride) et circulaires sont représentés.

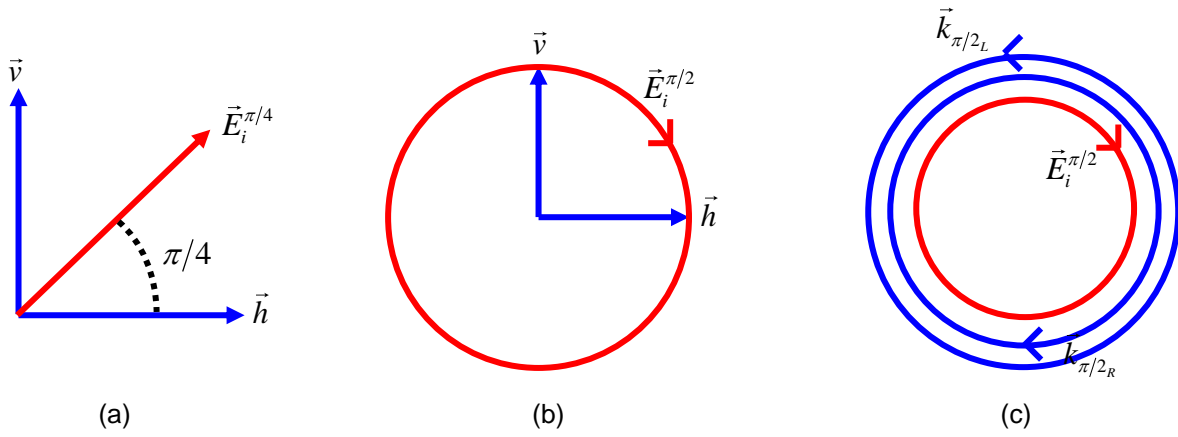


Fig.2.15 : Représentations des modes de polarimétrie compacte avec la polarisation d'émission en rouge et celles de réception en bleu. (a) mode $\pi/4$. (b) mode $\pi/2$ avec réceptions linéaires ou mode hybride. (c) mode $\pi/2$ avec réceptions circulaires.

Dans cette section, la polarimétrie compacte est présentée à travers les trois modes : $\pi/4$ [Souyris 05], $\pi/2$ [Souyris 05], [Dubois 08] et hybride [Raney 07]. Le choix de la polarisation circulaire à l'émission est justifié en basse fréquence pour éviter la rotation du plan d'onde à l'émission lors de la traversée de la couche ionosphérique [Dubois 08]. Concernant la réception, soumise à la rotation de Faraday, il est nécessaire d'estimer et de corriger ce phénomène, et cela fait l'objet du Chapitre 5. Ensuite, si les polarisations à la réception sont choisies linéaires, cela permet de conserver le même niveau de puissance entre les canaux [Raney 07]. L'exploitation des données est montrée possible soit directement avec les données CP [Raney 07], soit en reconstruisant l'information FP [Souyris 05]. Raney a en effet montré qu'en utilisant la décomposition m - δ le mécanisme de rétrodiffusion le plus important peut être déterminé [Raney 07]. Ceci montre le potentiel très important de la polarimétrie compacte pour des techniques de classification. Souyris a exposé une méthode itérative de reconstruction de l'information FP basée sur les hypothèses de symétrie de réflexion et d'invariance par rotation du terme cross-polarisé [Souyris 05]. Ce résultat est important car des algorithmes déjà existants peuvent ensuite être utilisés sur les données reconstruites.

2.4. Interférométrie SAR polarimétrique compacte

2.4.1. Vecteurs de rétrodiffusion interférométriques

Dans le cas d'un SAR opérant en mode de polarimétrie compacte $\pi/2$ avec une émission circulaire droite et deux réceptions linéaires (H et V), les deux vecteurs de rétrodiffusion interférométriques (maître et esclave) s'écrivent :

$$\begin{aligned} \vec{k}_{\pi/2_1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH_1} - jS_{HV_1} & S_{HV_1} - jS_{VV_1} \end{pmatrix}^T = (k_{RH_1} \quad k_{RV_1}) \\ \vec{k}_{\pi/2_2} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH_2} - jS_{HV_2} & S_{HV_2} - jS_{VV_2} \end{pmatrix}^T = (k_{RH_2} \quad k_{RV_2}) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Un vecteur complexe à quatre dimensions est donc obtenu en concaténant ces deux vecteurs de rétrodiffusion polarimétriques $\vec{k}_{\pi/2_1}$ et $\vec{k}_{\pi/2_2}$ pour former le vecteur de rétrodiffusion interférométrique $\vec{k}_{\pi/2} = \begin{pmatrix} \vec{k}_{\pi/2_1} & \vec{k}_{\pi/2_2} \end{pmatrix}$. La matrice de covariance (4x4) compact-POLINSAR (C-PolInSAR) s'écrit alors :

$$\begin{aligned} C_4 &= \langle \vec{k}_{\pi/2} \vec{k}_{\pi/2}^\dagger \rangle \\ &= \left\langle \begin{pmatrix} \vec{k}_{\pi/2_1} \\ \vec{k}_{\pi/2_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{k}_{\pi/2_1}^\dagger & \vec{k}_{\pi/2_2}^\dagger \end{pmatrix} \right\rangle \\ &= \begin{pmatrix} C_1 & \Omega \\ \Omega^\dagger & C_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Où C_1 et C_2 sont les matrices de covariance polarimétriques et Ω est la matrice de covariance contenant toute l'information interférométrique.

2.4.2. Région de cohérence compact-PolInSAR

La cohérence interférométrique entre deux signaux est définie par l'Equation (1.64) du Chapitre 1. Si les deux signaux sont maintenant polarimétriques, la cohérence PolInSAR entre les signaux s_1 et s_2 s'exprime en fonction des angles polarimétriques d'ellipticité et d'orientation, présentés à la section 1.2.2.3 du Chapitre 1, telle que :

$$\gamma(\chi, \psi) = \frac{\langle s_1(\chi, \psi) s_2(\chi, \psi)^* \rangle}{\sqrt{\langle s_1(\chi, \psi) s_1(\chi, \psi)^* \rangle \langle s_2(\chi, \psi) s_2(\chi, \psi)^* \rangle}} \quad (2.32)$$

La représentation des valeurs de cohérence pour tous les états de polarisation possibles (ellipticité χ , orientation ψ) s'appelle la région de cohérence et se trace dans le cercle unité. Cela permet par la suite de réaliser une inversion afin d'estimer la hauteur de la végétation comme exposé dans [Cloude 03] et qui est expliqué à la section 2.5.1 suivante.

Les matrices de covariance compact-PolInSAR C_4 et full-PolInSAR C_6 sont telles que :

$$\begin{aligned}
C_4 &= \begin{pmatrix} \langle |k_{RH_1}|^2 \rangle & \langle k_{RH_1} k_{RV_1}^* \rangle & \langle k_{RH_1} k_{RH_2}^* \rangle & \langle k_{RH_1} k_{RV_2}^* \rangle \\ \langle k_{RV_1} k_{RH_1}^* \rangle & \langle |k_{RV_1}|^2 \rangle & \langle k_{RV_1} k_{RH_2}^* \rangle & \langle k_{RV_1} k_{RV_2}^* \rangle \\ \langle k_{RH_2} k_{RH_1}^* \rangle & \langle k_{RH_2} k_{RV_1}^* \rangle & \langle |k_{RH_2}|^2 \rangle & \langle k_{RH_2} k_{RV_2}^* \rangle \\ \langle k_{RV_2} k_{RH_1}^* \rangle & \langle k_{RV_2} k_{RV_1}^* \rangle & \langle k_{RV_2} k_{RH_2}^* \rangle & \langle |k_{RV_2}|^2 \rangle \end{pmatrix} \\
&= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \langle (S_{HH_1} - jS_{HV_1})(S_{HH_1}^* + jS_{HV_1}^*) \rangle & \langle (S_{HH_1} - jS_{HV_1})(S_{HV_1}^* + jS_{VV_1}^*) \rangle \\ \langle (S_{HV_1} - jS_{VV_1})(S_{HH_1}^* + jS_{HV_1}^*) \rangle & \langle (S_{HV_1} - jS_{VV_1})(S_{HV_1}^* + jS_{VV_1}^*) \rangle \\ \langle (S_{HH_2} - jS_{HV_2})(S_{HH_1}^* + jS_{HV_1}^*) \rangle & \langle (S_{HH_2} - jS_{HV_2})(S_{HV_1}^* + jS_{VV_1}^*) \rangle \\ \langle (S_{HV_2} - jS_{VV_2})(S_{HH_1}^* + jS_{HV_1}^*) \rangle & \langle (S_{HV_2} - jS_{VV_2})(S_{HV_1}^* + jS_{VV_1}^*) \rangle \\ \langle (S_{HH_1} - jS_{HV_1})(S_{HH_2}^* + jS_{HV_2}^*) \rangle & \langle (S_{HH_1} - jS_{HV_1})(S_{HV_2}^* + jS_{VV_2}^*) \rangle \\ \langle (S_{HV_1} - jS_{VV_1})(S_{HH_2}^* + jS_{HV_2}^*) \rangle & \langle (S_{HV_1} - jS_{VV_1})(S_{HV_2}^* + jS_{VV_2}^*) \rangle \\ \langle (S_{HH_2} - jS_{HV_2})(S_{HH_2}^* + jS_{HV_2}^*) \rangle & \langle (S_{HH_2} - jS_{HV_2})(S_{HV_2}^* + jS_{VV_2}^*) \rangle \\ \langle (S_{HV_2} - jS_{VV_2})(S_{HH_2}^* + jS_{HV_2}^*) \rangle & \langle (S_{HV_2} - jS_{VV_2})(S_{HV_2}^* + jS_{VV_2}^*) \rangle \end{pmatrix} \quad (2.33)
\end{aligned}$$

$$C_6 = \begin{pmatrix} \langle |S_{HH_1}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HH_1} S_{HV_1}^* \rangle & \langle S_{HH_1} S_{VV_1}^* \rangle & \langle S_{HH_1} S_{HH_2}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HH_1} S_{HV_2}^* \rangle & \langle S_{HH_1} S_{VV_2}^* \rangle \\ \sqrt{2} \langle S_{HV_1} S_{HH_1}^* \rangle & 2 \langle |S_{HV_1}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV_1} S_{VV_1}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV_1} S_{HH_2}^* \rangle & 2 \langle S_{HV_1} S_{HV_2}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV_1} S_{VV_2}^* \rangle \\ \langle S_{VV_1} S_{HH_1}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{VV_1} S_{HV_1}^* \rangle & \langle |S_{VV_1}|^2 \rangle & \langle S_{VV_1} S_{HH_2}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{VV_1} S_{HV_2}^* \rangle & \langle S_{VV_1} S_{VV_2}^* \rangle \\ \langle S_{HH_2} S_{HH_1}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HH_2} S_{HV_1}^* \rangle & \langle S_{HH_2} S_{VV_1}^* \rangle & \langle |S_{HH_2}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HH_2} S_{HV_2}^* \rangle & \langle S_{HH_2} S_{VV_2}^* \rangle \\ \sqrt{2} \langle S_{HV_2} S_{HH_1}^* \rangle & 2 \langle S_{HV_2} S_{HV_1}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV_2} S_{VV_1}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV_2} S_{HH_2}^* \rangle & 2 \langle |S_{HV_2}|^2 \rangle & \sqrt{2} \langle S_{HV_2} S_{VV_2}^* \rangle \\ \langle S_{VV_2} S_{HH_1}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{VV_2} S_{HV_1}^* \rangle & \langle S_{VV_2} S_{VV_1}^* \rangle & \langle S_{VV_2} S_{HH_2}^* \rangle & \sqrt{2} \langle S_{VV_2} S_{HV_2}^* \rangle & \langle |S_{VV_2}|^2 \rangle \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

La matrice de covariance compact-PolInSAR (C-PolInSAR) est de taille inférieure (4x4) à la matrice de covariance full-PolInSAR (F-PolInSAR) (6x6), elle comporte donc moins d'information que celle F-PolInSAR et s'exprime en fonction des termes du vecteur de rétrodiffusion F-PolInSAR. Cela se traduit par l'inclusion de la région de cohérence C-PolInSAR dans celle F-PolInSAR. Toutes ces caractéristiques sont visibles sur la représentation de la région de cohérence dans ces deux modes, comme illustré sur la Fig.2.16.

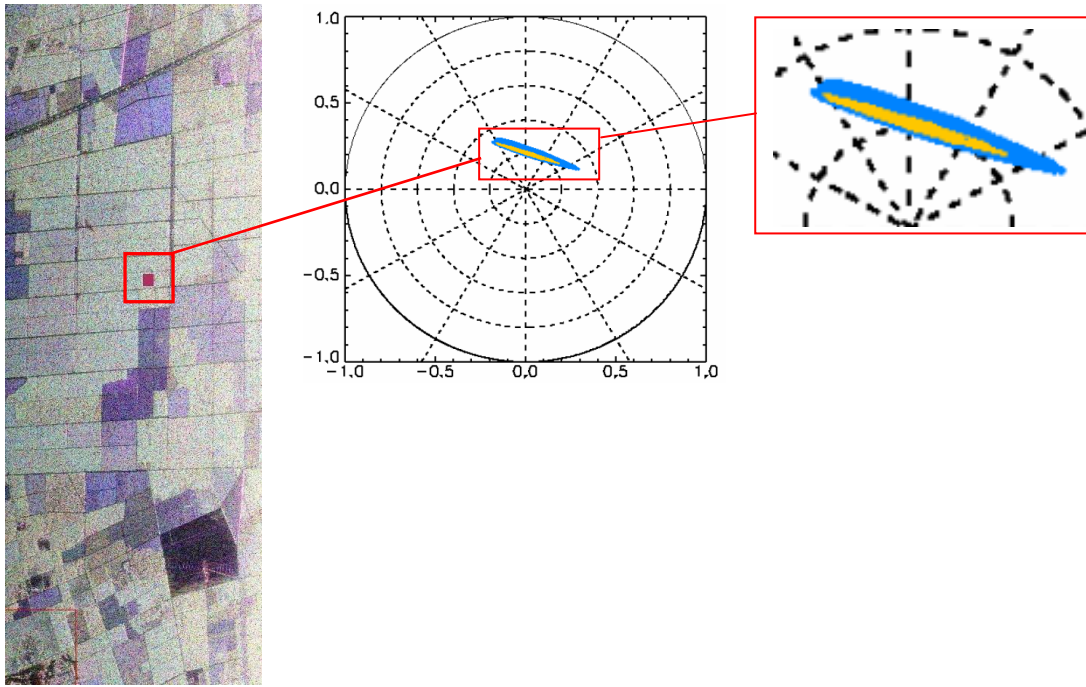


Fig.2.16 : Image RAMSES sur la forêt de Nezer, bande P (à gauche). Représentation de la région de cohérence F-PolInSAR en bleu et C-PolInSAR en jaune correspondant à la région d'intérêt sélectionnée.

La Fig.2.16 représente un exemple de région de cohérence utilisant des données RAMSES en bande P F-PolInSAR en bleu et C-PolInSAR en jaune. Les données C-PolInSAR sont simulées à partir des données F-PolInSAR. La région de cohérence C-PolInSAR est incluse dans celle F-PolInSAR. Cette observation est logique dès lors que le vecteur de rétrodiffusion C-PolInSAR s'exprime en fonction des éléments du vecteur de rétrodiffusion F-PolInSAR.

2.5. Algorithmes d'inversion de la hauteur des rétrodiffuseurs

2.5.1. Modèle Random Volume over Ground (RVoG)

Dans le cas général d'une représentation à deux couches constituée d'une surface et d'un volume aléatoire de hauteur h_v reposant directement sur le sol, la cohérence interférométrique complexe observée s'écrit [Treuhft 00], [Cloude 03] :

$$\tilde{\gamma}(w) = e^{j\phi} \frac{\tilde{\gamma}_v + \mu(w)}{1 + \mu(w)} = e^{j\phi} \left(\tilde{\gamma}_v + \frac{\mu(w)}{1 + \mu(w)} (1 - \tilde{\gamma}_v) \right) \quad (2.35)$$

Avec

$$\tilde{\gamma}_v = \frac{2\sigma}{\cos\theta (e^{2\sigma h_v / \cos\theta} - 1)} \int_0^{h_v} e^{ik_z z'} e^{\frac{2\sigma z'}{\cos\theta}} dz' \quad (2.36)$$

Où w est un vecteur complexe unitaire à trois éléments représentant les polarisations d'émission et de réception et dont la forme générale est donnée par [Cloude 95] :

$$w = \begin{pmatrix} \cos \alpha \exp(i\phi) \\ \sin \alpha \cos \beta \exp(i\delta) \\ \sin \alpha \sin \beta \exp(i\gamma) \end{pmatrix} \quad (2.37)$$

Où α représente le mécanisme de rétrodiffusion de la cible, β est l'angle d'orientation de la cible et γ, δ, ϕ sont les angles de phase de la cible. ϕ est la phase du sol, $\tilde{\gamma}_v$ la cohérence complexe du volume, μ le rapport de rétrodiffusion des contributions de sol par rapport à celles du volume, σ est le coefficient d'extinction moyen, h_v est la hauteur de la végétation, θ est l'angle d'incidence et k_z est le nombre d'onde interférométrique vertical. Si σ est indépendant de la polarisation, alors $\tilde{\gamma}_v$ l'est aussi. $\mu(w)$ est alors le seul terme dépendant de la polarisation. En isolant les termes dépendant de la polarisation, la cohérence résultante se situe le long d'une droite dans le plan de cohérence complexe comme l'indique la forme de l'Equation (2.35) (partie droite) qui peut s'écrire telle que :

$$\tilde{\gamma}(w) = e^{j\phi} (\tilde{\gamma}_v + \alpha(w)(1 - \tilde{\gamma}_v)) \quad (2.38)$$

Avec $0 \leq \alpha(w) \leq 1$.

Afin de calculer des paramètres caractérisant la végétation, le processus d'inversion proposé par Cloude et Papathanassiou se divise en trois étapes [Cloude 03] :

-La première a pour objectif de trouver la meilleure ligne de régression au sein de la région de cohérence. Pour cela, deux points (a et b) sont placés sur le cercle unité formant ainsi une ligne. En faisant varier leur valeur, la paire qui minimise l'erreur quadratique moyenne (ε) entre la ligne (ab) et le jeu de points de cohérence (tracé rouge) est choisie (Fig.2.17).

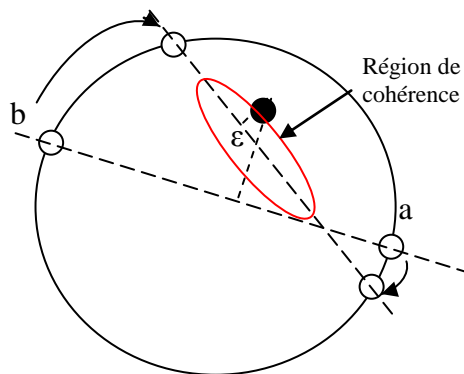


Fig.2.17 : Modèle de ligne pour la cohérence.

-La deuxième étape consiste à choisir une des deux valeurs de la paire (a, b) comme étant la phase topographique du sol. Pour cela, la cohérence des états de polarisation triviaux (ρ_{HH} , ρ_{HV} , ρ_{VV} , ρ_{HH+VV} , ρ_{HH-VV}) est utilisée. La contribution de la rétrodiffusion directe du sol est très faible dans le canal HV et forte dans le canal HH, alors que celle de la canopée est très forte en HV et relativement faible en HH. De plus, le point de cohérence le plus proche de Q (Fig.2.18) correspond à un rapport μ très élevé, donc à une contribution de sol beaucoup plus importante que celle du volume. Par conséquent, le

point Q représente la contribution de « sol seul » et la phase topographique du sol ϕ en est donc déduite (Fig.2.18).

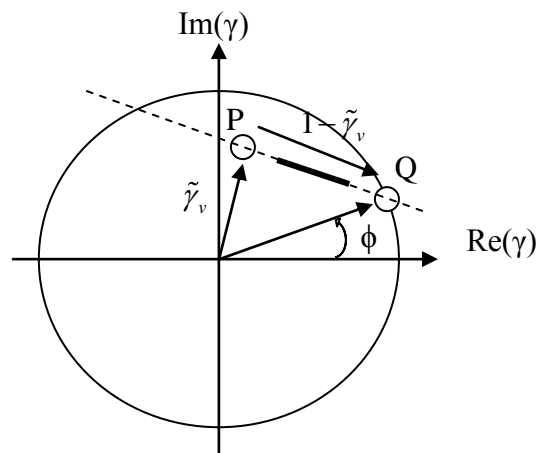


Fig.2.18 : Représentation du choix de la phase topographique du sol.
(Courtesy S.R Cloude et K.P. Papathanassiou)

-La troisième étape est l'estimation de la hauteur et de l'atténuation de la végétation. Pour cela, l'estimée de ϕ et l'Equation (2.36) sont utilisées pour trouver le point d'intersection entre la ligne de régression et la courbe, notée $f(h_v, \sigma)$ (cf. Fig.2.19), correspondant à l'Equation (2.36). Ce point d'intersection est un candidat à γ_v et est appelé cohérence volumique. En prenant différentes valeurs d'atténuation (σ) et en faisant varier la hauteur h_v , plusieurs points d'intersection sont candidats à γ_v , comme illustré Fig.2.19. La courbe retenue, paramétrée par h_v et σ , est celle pour laquelle l'intersection se produit à une valeur de cohérence observée la plus éloignée de ϕ . Dans ce cas, h_v et σ sont déduits.

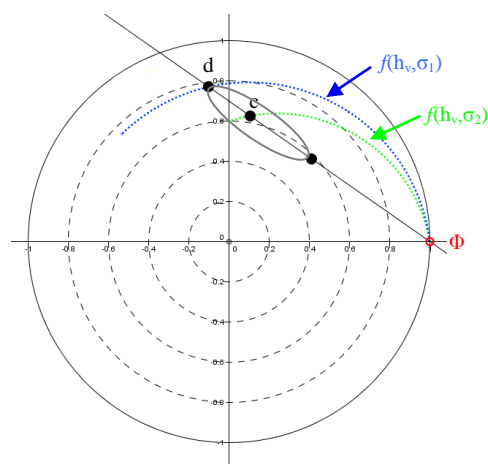


Fig.2.19 : Représentation de la sélection de la cohérence volumique.

Sur la Fig.2.19 deux points d'intersection apparaissent (c et d). Le premier (c) n'est physiquement pas acceptable car le rapport μ calculé pour tout autre point de la droite situé entre c et d est négatif. Le point d est donc celui qui est choisi pour représenter la cohérence volumique (γ_v).

Le problème qui apparaît dans cette méthode est que tous les points d'intersection situés après celui sélectionné sont aussi des solutions valables pour la cohérence du volume. En effet, ces points représentent des couples h_v/σ qui présentent une cohérence volumique satisfaisant l'Equation (2.35) et les données observées. De plus, une seconde difficulté est l'ambiguïté de 2π affectée à la hauteur estimée, inhérent à toutes les mesures de hauteur interférométrique.

2.5.2. Adaptation du modèle RVoG et effets ionosphériques en C-PolInSAR

Dubois et al. [Dubois 08] ont montré, dans un premier temps, qu'il est possible d'appliquer directement le modèle RVoG à des données C-PolInSAR parfaitement calibrées en bande P. En effet, les résultats d'inversion de la hauteur sur les données C-PolInSAR simulées à partir des données F-PolInSAR RAMSES bande P acquises sur la forêt de Nezer sont similaires à ceux obtenus avec des données F-PolInSAR.

Dans un second temps, les effets ionosphériques sont pris en compte. Tout d'abord l'effet d'une rotation de Faraday différentielle sur l'inversion est étudié, ensuite une méthode d'estimation de cette rotation de Faraday différentielle est proposée. Pour cela, des acquisitions interférométriques pour lesquelles le canal de référence (ou maître) n'a subi aucune rotation de Faraday contrairement au canal esclave soumis à une rotation de Faraday uniforme sont considérées. La cohérence interférométrique (2.32) permet de calculer l'inversion C-PolInSAR pour différentes valeurs de rotation de Faraday. Les résultats montrent une faible sensibilité à l'ionosphère pour une valeur de rotation de Faraday inférieure à 10° . Pour des valeurs supérieures, l'inversion est dégradée. Ainsi, pour une rotation de Faraday (Ω) inférieure à 10° , aucune correction n'est nécessaire et la procédure d'inversion standard peut-être directement appliquée aux données non corrigées. Cependant, pour une valeur de rotation de Faraday plus importante, une autre approche doit être considérée, car l'erreur d'estimation de la hauteur de la végétation observée sur ces données est supérieure à 3m pour une rotation de Faraday de 20° [Dubois 08]. Toutefois, ces valeurs doivent être relativisées car elles correspondent à une géométrie particulière, une ligne de base précise, une distance radar-cible fixée, etc.

Dans le cas d'une rotation de Faraday différentielle supérieure à 10° , Dubois et al. proposent une méthode d'estimation en considérant deux mesures polarimétriques (mode $\pi/2$) acquises à des dates différentes. L'estimation est calculée en maximisant la cohérence interférométrique en « tournant » l'un des vecteurs de mesure reçu d'un angle Ω .

$$\vec{k}_2(\Omega) = R_{-\Omega} \vec{k}_2 \quad (2.39)$$

La cohérence interférométrique associée à n'importe quel état de polarisation à la réception peut donc s'exprimer en fonction de l'angle de Faraday (Equation (2.40)) :

$$\gamma(\chi, \psi, \Omega) = \frac{\langle E_1(\chi, \psi) E_2(\chi, \psi, \Omega)^* \rangle}{\sqrt{\langle E_1(\chi, \psi) E_1(\chi, \psi)^* \rangle \langle E_2(\chi, \psi, \Omega) E_2(\chi, \psi, \Omega)^* \rangle}} \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} E_1(\chi, \psi) &= \begin{pmatrix} \cos \psi \cos \chi - j \sin \psi \sin \chi \\ \sin \psi \cos \chi + j \cos \psi \sin \chi \end{pmatrix}^T \vec{k}_{CR} \\ E_2(\chi, \psi, \Omega) &= \begin{pmatrix} \cos \psi \cos \chi - j \sin \psi \sin \chi \\ \sin \psi \cos \chi + j \cos \psi \sin \chi \end{pmatrix}^T \vec{k}_{CP_2}(\Omega) \end{aligned} \quad (2.41)$$

D'après l'Equation (2.40), il est donc possible de maximiser la cohérence interférométrique par rapport à Ω . Ainsi, pour n'importe quel état de polarisation à la réception caractérisé par une paire (χ, ψ) , l'angle Ω pour lequel l'amplitude de la cohérence interférométrique est maximale est noté $\Omega_C(\chi, \psi)$. Cette technique permet d'obtenir une valeur de Ω correcte modulo π . Cette ambiguïté peut être pénalisante pour une étude sur la phase interférométrique absolue (e.g. modèle numérique d'élévation). Néanmoins, pour l'analyse PolInSAR, l'ambiguïté n'a aucune influence sur l'estimation de la hauteur de la végétation dès lors que la même correction est appliquée à tous les canaux polarimétriques (i.e. les phases interférométriques relatives sont conservées) [Dubois 08]. Une fois estimée, la rotation de Faraday peut donc être corrigée et l'algorithme d'inversion de la hauteur peut être appliqué.

Une description de cet algorithme plus détaillée et illustrée peut être retrouvée au Chapitre 7.

2.5.3. Algorithme de reconstruction de la matrice F-PolInSAR

Lavalle et al. [Lavalle 09] ont exposé une méthode de reconstruction de la matrice F-PolInSAR à partir des données C-PolInSAR. La matrice reconstruite est appelée pseudo matrice F-PolInSAR et notée à l'aide du souligné F-PolInSAR. La reconstruction est basée sur les propriétés de symétrie du milieu étudié et s'inspire de l'algorithme de reconstruction PolSAR de Souyris et al. Dans un premier temps, l'hypothèse de symétrie de rotation est imposée et permet de retrouver les différents termes de la matrice de covariance F-PolInSAR. Dans un deuxième temps, si l'hypothèse de symétrie de réflexion est posée comme une alternative à la symétrie de rotation, alors le nombre d'inconnues est supérieur aux nombres d'équations. Dans ces conditions, l'hypothèse d'invariance par rotation des termes en polarisation croisée est associée à la symétrie de réflexion et fournit ainsi une relation supplémentaire permettant de résoudre le problème et de reconstruire la matrice F-PolInSAR. Une description plus approfondie de cette méthode de reconstruction peut également être retrouvée au Chapitre 7.

2.6. Conclusion

Après un rappel sur la polarimétrie complète, l'ensemble de ce chapitre présente le concept de la polarimétrie compacte à travers ses trois sous-modes : $\pi/4$, $\pi/2$ et hybride. Les contraintes du SAR

spatial en basse fréquence sont exposées, notamment la rotation de Faraday, provoquant une rotation du plan de polarisation de l'onde. Par conséquent, afin de remédier à cette perturbation à l'émission la polarisation de l'onde transmise est choisie circulaire. Cependant, la rotation de Faraday doit être prise en compte à la réception. Concernant le potentiel de la polarimétrie compacte, l'exploitation de ces données est montrée possible soit par la reconstruction de l'information FP telle que proposée par Souyris et al., soit par l'utilisation directe des données CP comme suggéré par Raney. Enfin, la notion d'interférométrie est ajoutée à la polarimétrie afin d'évaluer la capacité d'un SAR en mode de polarimétrie compacte à extraire des informations de structure de la végétation telle que la hauteur. Pour cela, l'adaptation du modèle RVoG au mode de polarimétrie compacte de Dubois et al. est présentée, ainsi que l'algorithme de reconstruction de l'information F-PolInSAR à partir de données C-PolInSAR de Laval et al. Des applications de ces différents algorithmes d'estimation de la hauteur de la végétation sont présentées au Chapitre 7 et une autre méthode utilisant directement des données CP ($\pi/2$) est exposée.

Cette première partie expose les fondements permettant d'introduire le but de cette thèse : la polarimétrie compacte. Un système opérant en polarimétrie compacte a été proposé afin de minimiser son équipement tout en maximisant l'information acquise. Un tel système étant un cas particulier du mode dual-pol, il acquiert des informations sur une fauchée plus large et peut utiliser des angles d'incidence plus grands qu'en polarimétrie complète. La contrainte principale du SAR satellitaire opérant en basse fréquence est la rotation de Faraday. L'émission choisie circulaire permet d'éviter cette perturbation au trajet aller de l'onde. Cependant, l'effet Faraday n'a pas été pris en compte lors du trajet retour de l'onde rétrodiffusée par l'élément au sol. La rotation de Faraday à la réception doit donc être estimée et corrigée. Cela fait l'objet de la partie suivante.

2.7. Références

[Boerner 92] W-M Boerner. et al. (Eds), *Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry*, Proceedings of the NATO-ASI Series C : Mathematical and Physical Sciences, vol. C-350, Part 1, Kluwer Academic Publishers, Pays-Bas, 1992.

[Cloude 95] S.R. Cloude et E. Pottier, *Concept of Polarization Entropy in Optical Scattering*, Opt. Eng., vol. 34, no. 6, pp. 1599-1610, 1995.

[Cloude 96] S.R. Cloude et E. Pottier, *A Review of Target Decomposition Theorems in Radar Polarimetry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 34, no. 2, Mars 1996.

[Cloude 03] S.R. Cloude et K.P. Papathanassiou, *A 3-Stage Inversion Process for Polarimetric SAR Interferometry*, IEE Proceedings Radar, Sonar & Navigation, vol. 150, no. 3, Juin 2003.

[Curlander 91] J. C. Curlander et R.N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar : Systems and Signal Processing*, John Wiley and Sons, New York, 1991.

[Dubois 08] P. C. Dubois-Fernandez, J-C. Souyris, S. Angelliaume et F. Garestier, *The Compact Polarimetry Alternative for Spaceborne SAR at Low Frequency*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 10, Octobre 2008.

[Garriott 65] O. K. Garriott, F. L. Smith III et P. C. Yuen, *Observations of Ionospheric Electron Content Using a Geostationary Satellite*, Planet. Space Science, vol. 13, pp. 829-838, 1965.

[Iwata 08] T. Iwata, H. Ishida, Y. Osawa, *Advanced Land Observing Satellite (ALOS) : enabling technologies and platform performance*, SPIE Eur. Remote Sensing Conf., vol. 7106, Cardiff – U.K., 9 Octobre 2008.

[Lavalle 09] M. Lavalle, E. Pottier, D. Solimini et Y-L. Desnos, *Compact Polarimetric SAR Interferometry : PALSAR Observations and Associated Reconstruction Algorithms*, Proceedings of PolInSAR 2009, Italy, Janvier 2009.

[Lüneburg 99] E. Lüneburg, *Polarimetric Target Matrix Decompositions and the 'Karhunen-Loève Expansion'*, Proceedings of IGARSS'99, Hamburg, Allemagne, 28 Juin – 2 Juillet, 1999.

[Raney 07] R. K. Raney, *Hybrid-Polarity SAR Architecture*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 11, Novembre 2007.

[Souyris 02] J-C. Souyris et S. Mingot, *Polarimetry based on one transmitting and two receiving polarizations : the $\pi/4$ mode*, Proceedings of IGARSS 2002, Toronto – Canada, 24-28 Juin 2002.

[Souyris 05] J-C. Souyris, P. Imbo, R. FjØrtoft, S. Mingot and J-S. Lee, *Compact Polarimetry Based on Symmetry Properties of Geophysical Media : The $\pi/4$ Mode*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 43, no. 3, Mars 2005.

[Treuhaft 00] R. N. Treuhaft et P. R. Siqueira, *Vertical structure of vegetated land surfaces from interferometric and polarimetric radar*, Radio Science, vol. 35, no. 1, pp. 141-177, Janvier-Février 2000.

[Truong-Loï 09] M-L. Truong-Loï, A. Freeman, P. C. Dubois-Fernandez and E. Pottier, *Estimation of Soil Moisture and Faraday Rotation From Bare Surfaces Using Compact Polarimetry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 47, no. 11, Novembre 2009.

[Wright 03] P. A. Wright, S. Quegan, N. S. Weadon et C. D. Hall, *Faraday Rotation Effects on L-band Spaceborne SAR data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, no. 12, pp. 2735-2744, Décembre 2003.

Partie 2

Rotation de Faraday

Dans la partie précédente les effets ionosphériques ont été présentés comme des facteurs perturbant la polarisation des ondes émises et reçues par un système SAR satellitaire opérant en basse fréquence. Les basses fréquences sont utilisées pour les applications liées à l'étude de la végétation en raison de leur fort pouvoir de pénétration dans la canopée. Ce pouvoir de pénétration peut aussi s'avérer intéressant dans l'étude des zones arides. En effet, certaines structures de surface comme le sable sec sont relativement transparentes pour les longueurs d'onde permettant une cartographie unique et immédiate des structures de sub-surface peu profondes, donnant ainsi accès à des informations géologiques ou hydrographiques inaccessibles aux autres fréquences. Lors de la traversée de la couche ionosphérique, les ondes subissent une rotation de leur plan de polarisation appelée rotation de Faraday. L'émission en polarisation circulaire a été proposée afin d'éviter cette perturbation à l'émission. Cependant elle doit être corrigée à la réception. Cette partie étudie donc le potentiel d'un système SAR à estimer la rotation de Faraday lorsqu'il opère en polarimétrie compacte.

Le premier chapitre définit les effets ionosphériques et s'attarde plus particulièrement sur la rotation de Faraday, faisant l'objet d'une correction spéciale en polarimétrie. Des algorithmes existants d'estimation et de détection de la rotation de Faraday avec des données en polarimétrie complète sont présentés. Le cas de la polarimétrie compacte est ensuite exposé. Des sols nus sont requis car les propriétés de rétrodiffusion de telles surfaces peuvent être utilisées pour estimer la rotation de Faraday.

Le deuxième chapitre s'intéresse donc à la sélection des sols nus à partir de données en polarimétrie compacte. Les classifications existantes en polarimétrie complète sont tout d'abord présentées. Ensuite, un nouveau paramètre est défini permettant la sélection des sols nus à l'aide de données en polarimétrie compacte et donnant lieu à la construction d'une classification. Cette classification est comparée aux classifications existantes et sa robustesse en présence de rotation de Faraday est montrée.

Enfin, une fois les sols nus sélectionnés à l'aide d'un paramètre utilisant des données en polarimétrie compacte, l'estimation de la rotation de Faraday sur ces zones peut être envisagée. Le troisième chapitre de cette partie présente donc trois méthodes d'estimation de

la rotation de Faraday à partir de données en polarimétrie compacte. Ces méthodes sont évaluées sur des données aéroportées et spatiales et comparées aux méthodes existantes en polarimétrie complète.

Chapitre 3

Rotation de Faraday – Définition

L'atmosphère terrestre contient deux régions susceptibles de modifier la propagation des ondes radioélectriques : la troposphère et l'ionosphère. La troposphère est une partie des couches basses de l'atmosphère où se trouvent la plupart des phénomènes météorologiques. Cette couche se situe entre la surface du globe et environ 12 à 15 km d'altitude. La troposphère a des effets considérables sur les signaux dont la fréquence est supérieure à 5GHz. Notre étude portant dans les fréquences basses, i.e. bandes L et P, les effets induits par la troposphère ne sont pas étudiés. L'ionosphère est une couche de la haute atmosphère située à une altitude supérieure à 70 km. Il s'agit d'un milieu ionisé par le rayonnement solaire et dont les couches sont déterminées par la densité d'électrons et d'ions positifs. La concentration en électrons dépend de l'altitude, de l'heure locale, de l'emplacement géographique et varie fortement quotidiennement. Les électrons libres interagissent avec une onde traversant l'ionosphère en modifiant ses caractéristiques (e.g. polarisation, amplitude, phase, etc.). Les effets ionosphériques, présentés tout au long de ce chapitre, augmentent quand la fréquence diminue.

Ce chapitre débute par une présentation des différents phénomènes rencontrés par une onde lors de sa traversée dans la couche d'ionosphère. Ensuite, les différents algorithmes d'estimation de la rotation de Faraday déjà existants s'appliquant aux données en polarimétrie complète sont présentés. Enfin, trois procédés d'estimation de la rotation de Faraday à partir de données en polarimétrie compacte sont introduits, testés sur des données aéroportées et spatiales et comparés aux estimations faites par les algorithmes actuels. Les données aéroportées n'étant pas soumises au phénomène de Faraday et les données spatiales ayant été corrigées avant leur livraison, la perturbation est simulée.

3.1. Propagation des ondes à travers l'ionosphère

Cette section présente succinctement les effets liés à la propagation des ondes à travers l'ionosphère. Une explication plus approfondie peut être retrouvée dans [Castanet 08].

Le premier phénomène est lié à l'indice de réfraction de l'ionosphère. Ainsi, la vitesse de phase de l'onde est : $v_\phi = c/n$ avec c la célérité et n l'indice de réfraction. L'indice de réfraction pour des liaisons Terre-satellites est lié à la fréquence, par [Castanet 08] :

$$n \approx 1 - 40,3 \frac{Ne}{f^2} \quad (3.1)$$

Où f est la fréquence utilisée et Ne est la concentration électronique (nombre d'électrons libres par unité de volume). n est toujours inférieur ou égal à un, donc la vitesse de phase est supérieure à la célérité. On en conclut donc que l'onde se propageant dans l'ionosphère connaît une avance de phase par rapport à la propagation dans le vide.

La deuxième anomalie est appelée retard de groupe. Pour l'expliquer, la vitesse de groupe est considérée et notée v_g . L'indice de groupe d'une onde est n_g et est reliée à la vitesse par la relation $v_g = c/n_g$. Or, dans l'ionosphère $n_g = 1/n$. On en déduit donc que $v_g \leq c$, ce qui correspond à un retard de propagation par rapport à une onde se propageant dans le vide. Ce retard est donné par :

$$\tau = \frac{1}{c} \int_S (n_g - 1) ds = \frac{40,3}{cf^2} \int_S N_e ds \quad (3.2)$$

Où S est la trajectoire du rayon électromagnétique, légèrement courbé dû à la variation de l'indice de groupe en fonction de l'altitude. Cependant cette courbure peut être ignorée aux fréquences utilisées dans notre étude et le retard devient :

$$\tau = \frac{40,3}{cf^2} \int_L N_e ds \quad (3.3)$$

Où L représente la ligne droite joignant le satellite à la cible au sol. Connaissant la concentration électronique, le contenu total en électrons (TEC) est défini par [Castanet 08] :

$$TEC = \int_L N_e ds \quad (3.4)$$

Le TEC représente le nombre total d'électrons libres à l'intérieur d'un tube de section unité reliant le satellite à la cible au sol. Le retard de groupe est finalement défini par la relation suivante [Castanet 08] :

$$\tau = 1,345 \times 10^{-7} \frac{TEC}{f^2} \quad (3.5)$$

Avec τ en s.

Les scintillations ionosphériques sont la troisième perturbation liée à l'ionosphère. Les scintillations apparaissent sous forme de variations rapides de l'amplitude, de la phase et de la direction d'arrivée du signal reçu dues à l'existence d'irrégularités de l'ionisation au sein de l'ionosphère. Le paramètre le plus utilisé pour caractériser l'importance de la scintillation est l'indice de scintillation d'amplitude S_4 défini par [Castanet 08] :

$$S_4 = \frac{\sqrt{\langle I^2 \rangle - \langle I \rangle^2}}{\langle I \rangle} \quad (3.6)$$

Où I est l'intensité du signal reçu. La scintillation est dite faible si $0 < S_4 < 0,3$. L'indice S_4 est relié aux différences crête à crête des oscillations de puissance du signal par [Castanet 08] :

$$P_{CC} = 27,5 S_4^{1,26} \quad (3.7)$$

Où P_{CC} représente les oscillations de puissance en dB. La puissance de la scintillation dépend du lieu géographique, de l'heure locale et du niveau d'activité solaire. Son intensité est habituellement plus forte de nuit que de jour.

Enfin, le quatrième phénomène est la rotation de Faraday. Ce phénomène est lié à l'influence du champ magnétique terrestre sur le mouvement des électrons. Le milieu devient biréfringent, i.e. il ne supporte que deux modes à polarisation quasi circulaire droite et gauche. Cela signifie qu'une onde incidente polarisée linéairement se divise en deux ondes polarisées circulairement de sens contraire dès l'entrée dans la couche ionosphérique. La vitesse de propagation de ces deux ondes au sein de l'ionosphère n'étant pas la même, le plan de polarisation de l'onde linéaire recomposée à la sortie de la couche ionosphérique est différent de celui de l'onde incidente. La différence d'angle entre ces deux plans s'appelle la rotation de Faraday. Cet angle peut être calculé par la relation suivante :

$$\Omega = \frac{K}{f^2} B \cos \eta \sec \phi. (TEC) \quad (3.8)$$

Où Ω est l'angle de la rotation de Faraday, B est l'intensité du champ magnétique de la Terre, K est une constante, f est la fréquence radar, ϕ est l'angle d'incidence et η est l'angle formé par la ligne de visée du radar avec le champ magnétique de la Terre. Plus la fréquence est basse, plus la rotation de Faraday est importante.

L'avance de phase, le retard de groupe et les scintillations sont des perturbations qui n'ont pas de spécificités en polarimétrie compacte. Nous les avons référencées car ces problèmes existent et affectent le fonctionnement d'un système SAR spatial opérant en bande P, mais ils ne font pas l'objet d'une correction spéciale en polarimétrie compacte. La suite du chapitre traite en particulier de la rotation de Faraday. En effet, cette perturbation affecte principalement la polarisation des ondes.

3.2. Algorithmes d'estimation de la rotation de Faraday

3.2.1. Contenu total en électrons (TEC)

En observant la polarisation des signaux de télémétrie du satellite Syncom III, Gariott et al. [Gariott 65] ont montré qu'il est possible de calculer la variation du contenu en électrons (TEC) quotidienne avec une bonne précision. Dans un premier temps, ils calculent l'angle de Faraday pour un radar émettant à une altitude de 400 km. Pour cela, l'angle de la polarisation reçue est mesuré (avec une précision de $\pm 3^\circ$) en faisant tourner l'antenne de réception jusqu'à la puissance nulle. Ensuite, au minimum de la puissance du signal, l'orientation de l'antenne est déterminée et l'angle de rotation est répertorié à cinq minutes d'intervalle. A partir de cet angle mesuré, l'angle de la polarisation émise est soustrait et l'angle de la rotation de Faraday en est déduit. La valeur calculée pour Ω est connue modulo $n\pi$ radians, où n est un entier. Cependant, cette ambiguïté peut être résolue de nuit où l'angle d'orientation de l'ellipse de polarisation est assez faible. Enfin, grâce à l'Equation (3.8), le TEC peut être déduit. Gariott et al. montrent que selon l'emplacement de la mesure, les valeurs obtenues peuvent être considérablement différentes pendant la journée. En revanche, les niveaux observés de nuit sont nettement plus faibles et sont relativement constants tout au long de la nuit.

3.2.2. Perturbations magnéto-ioniques en polarisations circulaires

Bickel et Bates [Bickel 65] ont introduit les effets liés à l'ionosphère sur les ondes basse fréquence. Ces effets sont d'une part la rotation de Faraday causée par la composante du champ magnétique de la Terre le long du trajet de propagation, et d'autre part la biréfringence provoquée par la composante du champ magnétique de la Terre transverse au trajet de propagation introduisant un décalage de phase différentiel. La rotation de Faraday est habituellement plus importante que la biréfringence. Bickel définit la matrice A des perturbations (biréfringence et rotation de Faraday) telle que :

$$A = \begin{pmatrix} 2j\beta & \alpha \\ -\alpha & 0 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Où 2β est le décalage de phase différentiel induit par la biréfringence et α modélise la rotation de Faraday. La matrice unitaire M caractéristique du milieu ionosphérique est définie telle que :

$$M = e^{Az} = PD(z)P^{-1} \quad (3.10)$$

Où

$$D = \begin{pmatrix} e^{\lambda_1 z} & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2 z} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Avec λ_1 et λ_2 les valeurs propres de A , P la matrice des vecteurs propres de A et z la distance entre l'antenne et la cible. Les vecteurs propres de A représentent ces polarisations, appelées polarisations

propres, qui peuvent se propager à travers le milieu sans être modifiées. Bickel introduit alors la transformation congruente suivante :

$$\tilde{S} = Q^T S Q = \tilde{S}^T \quad (3.12)$$

Où Q peut représenter une rotation de coordonnées, un changement de l'ellipticité de la polarisation, ou les deux. S est la matrice de rétrodiffusion d'une cible quelconque.

En présence de rotation de Faraday, de biréfringence ou des deux, et pour une matrice M unitaire, la matrice mesurée est donc :

$$T = MSM \quad (3.13)$$

Dans le cas où M n'est pas unitaire, en appliquant une transformation congruente à T , on a :

$$\tilde{T} = Q^T Q M' (Q^T Q)^{-1} \tilde{S} M' \quad (3.14)$$

Avec M' indiquant une similitude directe appliquée à M par :

$$M' = Q^{-1} M Q \quad (3.15)$$

Dans le cas où il n'y a pas de rotation de Faraday, M est diagonale (et $M=D$) si les polarisations linéaires sont dirigées le long des axes optiques du milieu traversé. Dans ce cas, la matrice de rétrodiffusion mesurée est :

$$T = DSD = \begin{pmatrix} S_{11}e^{2j\beta z} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22}e^{-2j\beta z} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Si la cible n'est pas connue, alors il n'est pas possible de savoir si le phénomène de biréfringence est présent ou non. C'est pourquoi ce phénomène empêche de supprimer les effets de propagation magnéto-ioniques à partir de mesures faites sur une cible arbitraire.

Si dans un deuxième cas la biréfringence est absente et seule la rotation de Faraday est présente, alors la matrice M est diagonalisée grâce à la matrice P suivante :

$$P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Et on a

$$D = \begin{pmatrix} e^{j\alpha} & 0 \\ 0 & e^{-j\alpha} \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

M n'est pas unitaire, on utilise donc l'Equation (3.14). La matrice mesurée est donc :

$$\tilde{T} = D^* \tilde{S} D = \begin{pmatrix} \tilde{S}_{11} & \tilde{S}_{12} e^{-2j\alpha z} \\ \tilde{S}_{12} e^{2j\alpha z} & \tilde{S}_{22} \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

Où \tilde{S} représente ici la matrice S dans la base orthogonale circulaire $(\hat{R}; \hat{L})$:

$$\tilde{S} = \begin{pmatrix} S_{LL} & S_{LR} \\ S_{RL} & S_{RR} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Comme $\tilde{T}_{12} \neq \tilde{T}_{21}$, l'Equation (3.19) montre la nature non réciproque de la rotation de Faraday dont l'angle est donnée par :

$$\alpha z = \frac{1}{4} \left[\arg \tilde{T}_{21} - \arg \tilde{T}_{12} \right] \quad (3.21)$$

Les polarisations circulaires croisées permettent donc de calculer l'angle de la rotation de Faraday. Enfin, Bickel et Bates montrent que même si la rotation de Faraday et la biréfringence ne sont pas séparables, elles peuvent être résolues en mesurant la rétrodiffusion à partir d'une cible symétrique telle qu'une sphère.

3.2.3. Rotation de Faraday

3.2.3.1. Effets de la rotation de Faraday

Wright et al. [Wright 03] ont montré que le canal de polarisation croisée est beaucoup plus sensible à la rotation de Faraday que les canaux co-polarisés. Ainsi, sous l'effet de la rotation de Faraday, les coefficients de rétrodiffusion des canaux co-polarisés sont plus faiblement affectés que ceux des canaux en polarisation croisée. Cela est un inconvénient pour des applications telles que l'extraction de la biomasse des forêts pour lesquelles la radiométrie dans le canal croisé (σ_{HV}) est utilisée. En effet, la quantification de la biomasse est dégradée par la rotation de Faraday lors de maximum solaire où le canal S_{HV} est surévalué. Cette surestimation de la rétrodiffusion dans le canal croisé sera malencontreusement interprétée comme une augmentation de la biomasse des forêts.

Afin de corriger ce phénomène, Wright et al. considèrent un système SAR dual-pol dont l'émission est horizontale et les réceptions sont horizontale et verticale. Wright et al. proposent dans un premier temps d'utiliser les valeurs de RF prédites à partir de cartes de TEC préalablement obtenues afin d'effectuer une rotation préliminaire de la polarisation d'émission pour annuler l'effet de la RF à l'émission. De même à la réception, les données reçues peuvent être postérieurement corrigées :

$$o = KFSFKp \quad (3.22)$$

Avec F la matrice de rotation de Faraday, S la matrice de rétrodiffusion caractérisant la cible, K la matrice de la rotation utilisée pour compenser la RF, p est la polarisation pure horizontale ou verticale attendue, rétrodiffusée par la surface de la Terre et o est le signal observé :

$$F = \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \quad S = \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{pmatrix} \quad K = \begin{pmatrix} \cos \chi & -\sin \chi \\ \sin \chi & \cos \chi \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Une autre solution est le suivi de la RF à bord, pour lequel deux possibilités sont proposées.

La première déduit Ω d'un produit de termes de rétrodiffusion observés. Dans ce cas dual-pol avec émission horizontale, Wright et al. utilisent le produit $Z = \langle O_{HH} O_{HV}^* \rangle$. Comme les produits KF et FK sont égaux, l'Equation (3.22) peut être ré-écrite avec une matrice de rotation dépendant de $\Omega - \chi \equiv \varepsilon$. En supposant l'hypothèse de symétrie azimutale, la valeur de χ cherchée est celle qui annulera Z . Pour cela, de petites sections des données peuvent être utilisées pour estimer χ (et donc Ω) de façon itérative lors du déplacement du satellite sur son orbite. Ensuite, l'estimée peut être utilisée pour effectuer la rotation préalable du signal émis. Cette première solution requiert un système parfaitement calibré car la rotation mesurée est une association des erreurs du système (tel que l'isolation) et de la RF.

La deuxième méthode propose d'utiliser deux fréquences radar différentes, ce qui provoque une différence dans le temps de trajet du signal et qui est utilisée pour estimer les valeurs de TEC en temps réel :

$$TEC = \frac{\partial t c f_1^2 f_2^2}{40,3(f_1^2 - f_2^2)} \quad (3.24)$$

Ainsi, cette méthode permet d'obtenir des mesures de la RF en temps réel, ce qui est un avantage par rapport à la précédente.

3.2.3.2. Détection de la rotation de Faraday

Freeman [Freeman 04a] s'est intéressé aux effets mesurables de la rotation de Faraday sur des mesures de rétrodiffuseurs polarisés linéairement en bande L. Tout d'abord, en ignorant les termes dépendant du système (i.e. isolation, déséquilibre de canal, etc.), la matrice de rétrodiffusion mesurée M s'écrit :

$$M = R_\Omega S R_\Omega \quad (3.25)$$

Où R_Ω est la matrice représentant la rotation de Faraday. L'Equation (3.25) peut être développée :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

En supposant $S_{HV}=S_{VH}$, l'Equation (3.26) devient [Freeman 04a] :

$$\begin{aligned}
 M_{HH} &= S_{HH} \cos^2 \Omega - S_{VV} \sin^2 \Omega \\
 M_{HV} &= S_{HV} + (S_{HH} + S_{VV}) \sin \Omega \cos \Omega \\
 M_{VH} &= S_{HV} - (S_{HH} + S_{VV}) \sin \Omega \cos \Omega \\
 M_{VV} &= S_{VV} \cos^2 \Omega - S_{HH} \sin^2 \Omega
 \end{aligned}
 \tag{3.27}$$

Il est important de remarquer que pour les états de polarisation croisée mesurés, la présence d'une rotation de Faraday non nulle les contraint à ne pas être égaux, i.e. $M_{HV} \neq M_{VH}$ [Freeman 04a]. Freeman montre que pour un SAR single-pol (e.g. HH) et une rotation de Faraday d'environ 40° , une chute significative du niveau de rétrodiffusion mesuré est observée pour tous les types de rétrodiffuseurs. De plus, dans le cas interférométrique, les coefficients de corrélation sont fortement atténués pour une rotation de Faraday supérieure à 30° [Freeman 04a]. Par ailleurs, si Ω est proche de 90° , les valeurs du coefficient de corrélation observées sont élevées pour des zones non boisées alors que des valeurs faibles sont constatées sur des zones de forêt. Dans une seconde partie, Freeman montre que pour un SAR dual-pol (e.g. HH et HV), un angle de rotation de Faraday inférieur à 20° peut être détecté sur des cibles présentant la symétrie de réflexion i.e. $\langle S_{ij} S_{ii}^* \rangle = 0$ pour $i \neq j$, grâce à un coefficient de corrélation entre HH et HV non nul, ce qui habituellement n'est pas le cas pour ce type de rétrodiffuseurs (i.e. coefficient de corrélation habituellement nul sur des cibles avec symétrie de réflexion). D'autre part, en polarimétrie complète, outre les indicateurs présentés précédemment en single-pol et dual-pol, un angle de rotation de Faraday relativement petit ($\Omega \leq 45^\circ$) peut-être détecté en évaluant le terme $M_{HV} M_{VH}^*$ [Freeman 04a]. La différence de phase entre HV et VH ne prend que deux valeurs (0 et π) en fonction des valeurs de rotation de Faraday. La phase de $M_{HV} M_{VH}^*$ pour tous les types de rétrodiffuseurs est proche de 0 pour une rotation de Faraday presque nulle, puis passe à 180° lorsque Ω augmente pour reprendre la valeur 0 quand Ω est proche de 90° , et ainsi de suite pour $90^\circ \leq \Omega \leq 180^\circ$ [Freeman 04a]. Ceci est illustré dans le tableau Tab.3.1. Ainsi, une rotation de Faraday faible ($\Omega \leq 45^\circ$) peut être détectée par un changement de phase de 180° dans le calcul de l'argument du terme $M_{HV} M_{VH}^*$.

Upland Forest	0000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	000000000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	00000
Conifers	0000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	000000000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	00000
Plantation	0000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	0000000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	0000
Swamp Forest	0000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	0000000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	0000
Pasture	00	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	00
Bare soil	00	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	000	$\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$	00
Ω (deg.)	0		90		180

Tab.3.1 : Transitions de phase de $M_{HV} M_{VH}^*$ en bande L en fonction de l'angle de rotation de Faraday Ω pour différents types de rétrodiffuseurs. [Freeman 04a]

3.2.3.3. Estimation et correction de la rotation de Faraday

A partir de données en polarimétrie complète, Freeman [Freeman 04b] propose une méthode d'estimation de la rotation de Faraday. Cette méthode suppose que les erreurs d'étalonnage (amplitude et phase) aient été préalablement corrigées et que les effets des pentes azimutales soient négligeables. Dans le cas où une pente azimutale est présente, alors l'hypothèse de symétrie de réflexion n'est pas vérifiée. En utilisant l'Equation (3.27), l'angle Ω de rotation de Faraday peut être estimé par :

$$\Omega = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{(M_{HV} - M_{VH})}{(M_{HH} + M_{VV})} \right] \quad (3.28)$$

Le speckle et le bruit additif créant d'importantes erreurs dans les éléments de la matrice de rétrodiffusion mesurés, Freeman a introduit une méthode plus robuste utilisant les statistiques du second ordre moyennées :

$$\Omega = \pm \frac{1}{2} \tan^{-1} \sqrt{\frac{4 \langle Z_{HV} Z_{HV}^* \rangle}{(\langle M_{HH} M_{HH}^* \rangle + \langle M_{VV} M_{VV}^* \rangle + 2 \Re \langle M_{HH} M_{VV}^* \rangle)}} \quad (3.29)$$

Avec
$$Z_{HV} = \frac{1}{2} (M_{HV} - M_{VH}) \quad (3.30)$$

En exprimant l'estimation de la rotation de Faraday introduite par Bickel et Bates avec les mêmes notations, on a :

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

D'où
$$\Omega = -\frac{1}{4} \arg(Z_{12} Z_{21}^*) \quad (3.32)$$

Avec l'hypothèse de réciprocité $S_{HV} = S_{VH}$.

Ainsi, pour corriger la rotation de Faraday, il suffit d'effectuer la multiplication matricielle suivante :

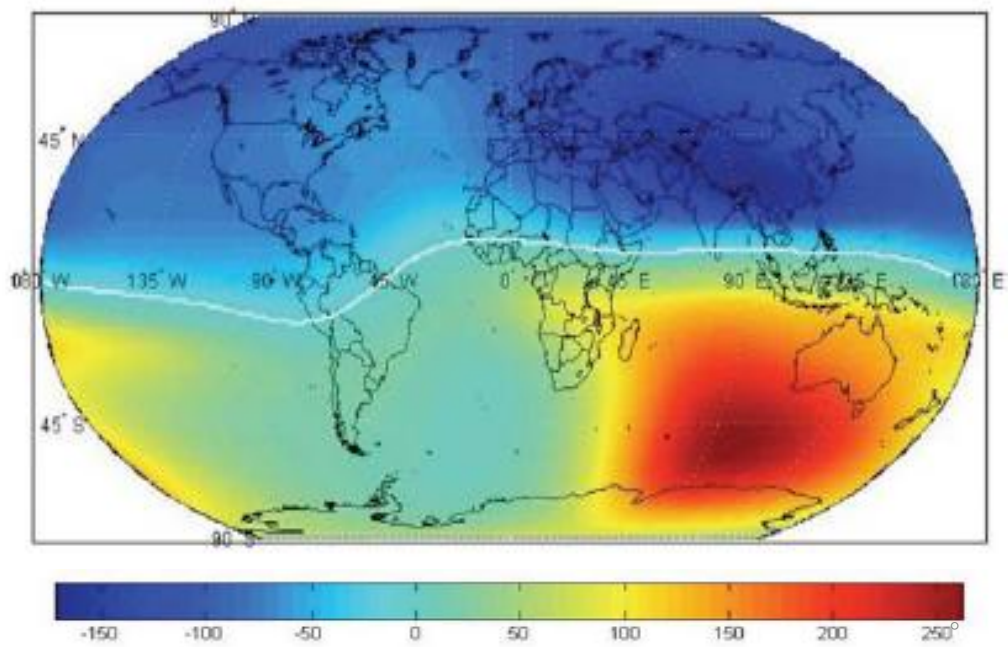
$$S = R_{\Omega}^T M R_{\Omega} \quad (3.33)$$

où
$$R_{\Omega}^T \equiv R_{\Omega}^{-1} \quad (3.34)$$

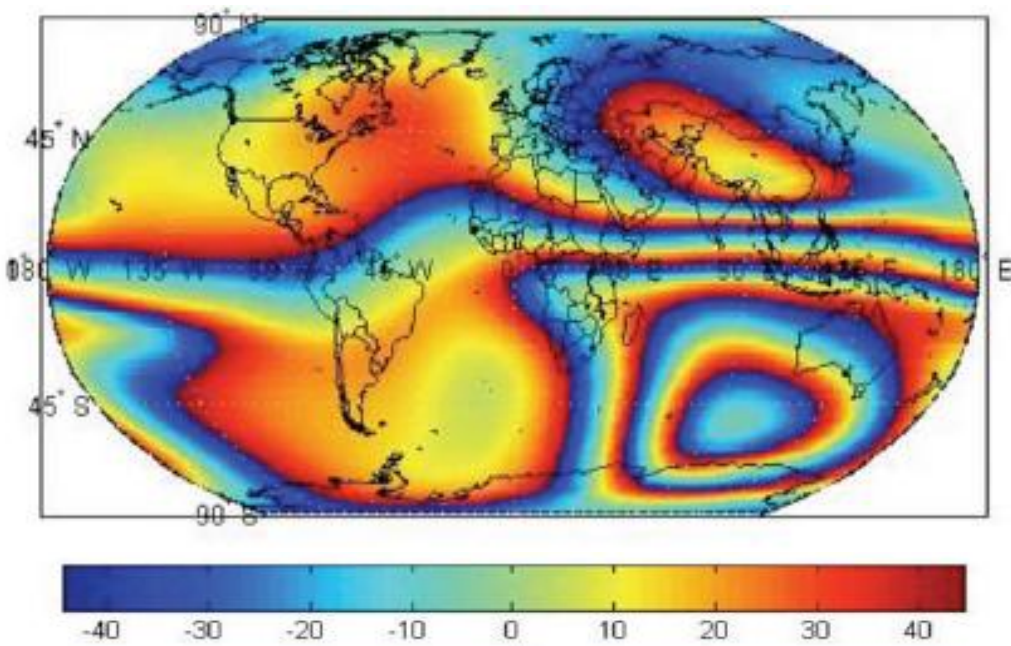
La fonction \tan^{-1} étant définie sur l'intervalle $[-\pi/2 ; +\pi/2]$, les valeurs de Ω estimées avec les Equations (3.28), (3.29) et (3.32) sont connues modulo $\pi/2$.

3.2.3.4. Suppression de l'ambiguïté

L'ambiguïté $\pm\pi/2$ obtenue dans l'estimation de la rotation de Faraday présentée ci-dessus est très importante et ne doit pas être ignorée. Qi et Jin [Qi 07] montrent la différence entre la distribution globale réelle de la rotation de Faraday, basée sur le TEC et le champ géomagnétique, et l'estimation faite avec une erreur d'ambiguïté de $\pm\pi/2$ (Fig.3.1). Qi et Jin montrent que l'ambiguïté $\pm\pi/2$ est comparable à un repliement de phase présent dans les mesures interférométriques. Ainsi, une méthode de déroulement de phase est proposée pour corriger cette erreur et retrouver la valeur réelle de la rotation de Faraday. Pour cela, un point de « référence » proche de l'équateur est défini comme n'étant soumis à aucune rotation de Faraday (e.g. ligne blanche sur Fig.3.1(a)). La rotation de Faraday retrouvée par cette méthode correspond bien à la valeur attendue. Cependant, le choix du « point de référence » proche de l'équateur est contraignant car restreint expérimentalement la correction à des zones tropicales seulement. Cela est dû au fait qu'en polarimétrie complète le taux de données téléchargées est supérieur à celui du mode single-pol. Par conséquent, utiliser un SAR en mode full-pol est limité à quelques minutes par orbite. Néanmoins, si aucun point n'est présent à 0° de rotation de Faraday sur les données acquises, Qi et Jin proposent de choisir n'importe quel point comme référence. Ainsi, la rotation de Faraday estimée diffère d'un multiple entier de $\pi/2$ identique à celui du point de référence. Comme énoncé par Freeman [Freeman 04b], des zones telles que les océans, où le critère $\langle |S_{VV}|^2 \rangle > \langle |S_{HH}|^2 \rangle$ est respecté, permettent de lever l'ambiguïté $\pm\pi/2$.



(a)



(b)

Fig.3.1 : (a) Distribution globale de la rotation de Faraday exprimée en degrés, en bande P. (b) Distribution globale de la rotation de Faraday (degrés) en bande P avec une erreur d'ambiguïté de $\pm\pi/2$. [Qi 07]

3.2.3.5. Estimation de la rotation de Faraday sur données spatiales

Meyer et al. [Meyer 08] ont montré qu'il est possible d'estimer la rotation de Faraday sur les données spatiales en polarimétrie complète afin de cartographier par la suite le contenu total en électrons. Les données utilisées sont celles du capteur PALSAR en bande L. Pour cela, l'algorithme de Bickel précédemment présenté est utilisé pour calculer la rotation de Faraday. Ensuite, l'Equation (3.6) est utilisée pour estimer la valeur du contenu total en électrons. Les résultats sont comparés à des cartes de TEC construites grâce à des GPS (Global Positioning System) correspondant à l'instant d'acquisition du radar et montrent une bonne similitude. Les valeurs de rotation de Faraday varient de $1,3^\circ$ à 4° et les valeurs de TEC fluctuent de 3 TECU à 10,5 TECU (TEC Unit, 10^{16} électrons/m²=1 TECU). Meyer et al. (cf. Fig.3.2) concluent que l'ionosphère a un effet notable sur les données SAR en bande L. De plus, la détection des perturbations ionosphériques à l'échelle kilométrique montre le potentiel de la technique SAR dans l'observation de l'ionosphère et de son analyse à l'échelle spatiale inatteignable pour des GPS sol.

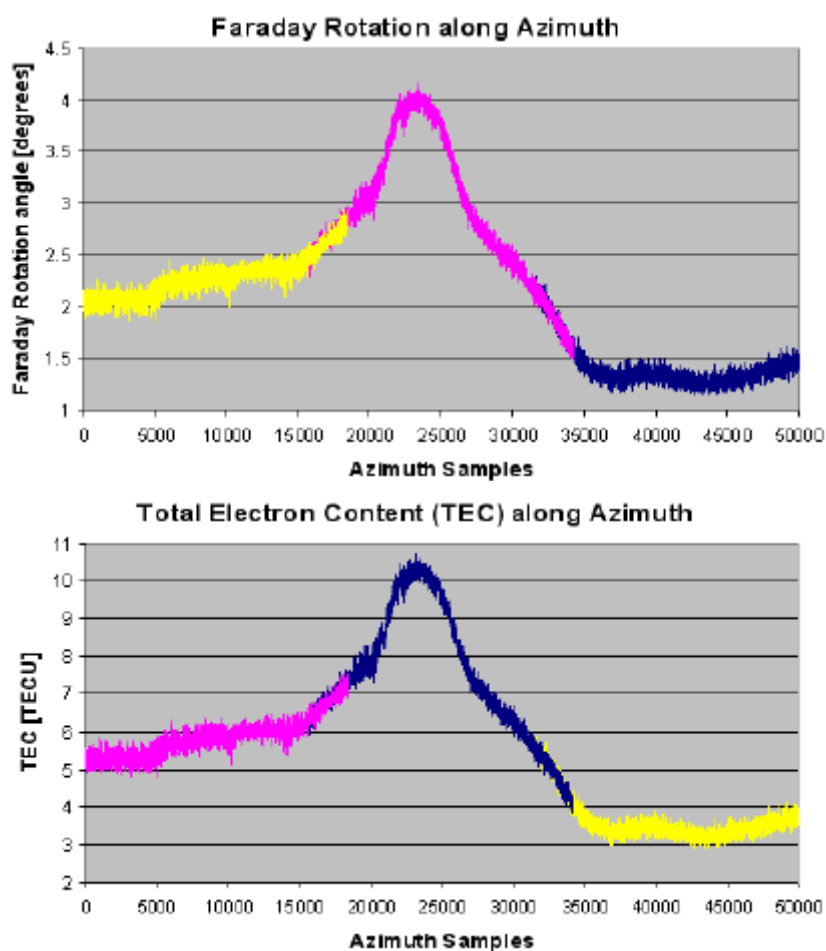


Fig.3.2 : Rotation de Faraday estimée et TEC calculé le long d'une fauchée PALSAR acquise au nord de Gakona, en Alaska [Meyer 08].

3.2.3.6. Cas du mode de polarimétrie compacte

En polarimétrie compacte la rotation de Faraday est évitée à l'émission en choisissant une polarisation circulaire. Cependant, à la réception la RF est présente et doit être prise en compte. En effet, le vecteur de rétrodiffusion en polarimétrie compacte avec une unique émission circulaire droite et deux réceptions linéaires (H & V) s'écrit :

$$\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

En développant le produit des matrices, chaque élément du vecteur de rétrodiffusion s'écrit :

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\Omega} (S_{HH} \cos \Omega + S_{HV} (\sin \Omega - j \cos \Omega) - j S_{VV} \sin \Omega) \\ k_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\Omega} (-S_{HH} \sin \Omega + S_{HV} (j \sin \Omega + \cos \Omega) - j S_{VV} \cos \Omega) \end{aligned} \quad (3.36)$$

Les éléments du vecteur de rétrodiffusion mesuré sont notés M_{RH} et M_{RV} . La notation M définit l'élément *mesuré*, R l'émission circulaire droite et H et V les réceptions linéaires horizontale et verticale. M_{RH} et M_{RV} peuvent être multipliés entre eux afin de former les produits suivants :

$$\begin{aligned} \langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle &= \frac{1}{2} \left(|S_{HH}|^2 \cos^2 \Omega + |S_{VV}|^2 \sin^2 \Omega + |S_{HV}|^2 \right. \\ &\quad - 2\Im \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \cos^2 \Omega + \Re \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \sin 2\Omega \\ &\quad - \Im \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \sin 2\Omega + \Re \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \sin 2\Omega \\ &\quad \left. - 2\Im \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \sin^2 \Omega \right) \\ \langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle &= \frac{1}{2} \left(|S_{HH}|^2 \sin^2 \Omega + |S_{VV}|^2 \cos^2 \Omega + |S_{HV}|^2 \right. \\ &\quad - 2\Im \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \sin^2 \Omega - \Re \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \sin 2\Omega \\ &\quad + \Im \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \sin 2\Omega - \Re \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \sin 2\Omega \\ &\quad \left. - 2\Im \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \cos^2 \Omega \right) \\ \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} (|S_{VV}|^2 - |S_{HH}|^2) \sin 2\Omega - j |S_{HV}|^2 \right. \\ &\quad + \Im \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \sin 2\Omega + j \Im \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle + j \Re \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \\ &\quad + \Re \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \cos 2\Omega - \Im \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \cos 2\Omega + \Re \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \cos 2\Omega \\ &\quad \left. + j \Im \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle - \Im \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \sin 2\Omega \right) \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned}
\Re \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} (|S_{VV}|^2 - |S_{HH}|^2) \sin 2\Omega + \Im \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \sin 2\Omega \right. \\
&\quad + \Re \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \cos 2\Omega - \Im \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \cos 2\Omega \\
&\quad \left. + \Re \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \cos 2\Omega - \Im \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \sin 2\Omega \right) \quad (3.38)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Im \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle &= \frac{1}{2} \left(-|S_{HV}|^2 + \Im \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle + \Re \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \right. \\
&\quad \left. + \Im \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \right)
\end{aligned}$$

Ces équations ne sont pas suffisantes en elles-mêmes pour estimer la rotation de Faraday. Les propriétés de rétrodiffusion associées aux surfaces nues permettent de simplifier ces expressions et d'aboutir à une estimation de la rotation de Faraday. Cela fait l'objet du chapitre suivant.

3.3. Conclusion

Dans ce chapitre, les perturbations rencontrées par les ondes d'un SAR satellitaire opérant en basse fréquence lors de la traversée de la couche ionosphérique sont tout d'abord présentées. La polarisation de ces ondes étant très affectée par la rotation de Faraday, le Chapitre porte donc sur la définition approfondie de ce phénomène ainsi que sur les méthodes existantes proposées pour l'estimer et la corriger. Ces méthodes utilisent soit le contenu total en électrons soit la polarimétrie complète. Les algorithmes proposés en polarimétrie complète supposent la réciprocité de la matrice de Sinclair ($S_{HV} = S_{VH}$) et exploitent le fait qu'en présence de rotation de Faraday, les éléments de rétrodiffusion mesurés ne respectent pas cette hypothèse ($M_{HV} \neq M_{VH}$). En polarimétrie compacte, le canal en polarisation croisée n'est pas disponible et le vecteur de rétrodiffusion mesuré n'est constitué que de deux éléments, plus complexes à étudier. Cependant, la polarisation de l'onde transmise est choisie circulaire afin d'éviter la dépolarisation à l'émission. La rotation de Faraday doit tout de même être estimée et corrigée sur les canaux de réception. Cependant, les équations caractérisant la polarimétrie compacte ne permettent pas d'estimer la rotation de Faraday et doivent donc être simplifiées. Pour cela les propriétés de rétrodiffusion associées aux sols nus peuvent être utilisées. Disposant de données en polarimétrie compacte, l'objectif premier est donc d'étudier la possibilité de sélectionner des sols nus avec ce type de données. Cela fait l'objet du chapitre suivant.

3.4. Références

- [Bickel 65] S. H. Bickel et R. H. T. Bates, *Effects of Magneto-Ionic Propagation on the Polarization Scattering Matrix*, Proc. IRE, vol. 53, pp. 1089-1091, 1965.
- [Castanet 08] L. Castanet, P. Lassudrie-Duchesne, *Propagation des ondes radioélectriques à travers l'atmosphère*, Techniques de L'Ingénieur, REF. E1163, 10 Mai 2008.
- [Freeman 04a] A. Freeman et S. S. Saatchi, *On the Detection of Faraday Rotation in Linearly Polarized L-Band SAR Backscatter Signatures*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, no. 8, pp. 1607-1616, Août 2004.
- [Freeman 04b] A. Freeman, *Calibration of Linearly Polarized Polarimetric SAR Data Subject to Faraday Rotation*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, no. 8, pp. 1617-1624, Août 2004.
- [Gariott 65] O. K. Gariott, F. L. Smith III et P. C. Yuen, *Observations of ionospheric electron content using a geostationary satellite*, Planet. Space Science, Pergamon Press Ltd., vol. 13, pp. 829-838, 1965.
- [Meyer 08] F. Meyer, J. Nicoll, *Mapping Ionospheric TEC Using Faraday Rotation in Full-Polarimetric L-Band SAR Data*, Proceedings of EuSAR 2008, Friedrichshafen, Allemagne, Juin 2008.
- [Qi 07] R-Y. Qi et Y-Q. Jin, *Analysis of the Effects of Faraday Rotation on Spaceborne Polarimetric SAR Observations at P-Band*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 5, pp. 1115-1122, Mai 2007.
- [Wright 03] P. A. Wright, S. Quegan, N. S. Wheadon et C. D. Hall, *Faraday Rotation Effects on L-Band Spaceborne SAR Data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, no. 12, pp. 2735-2744, Décembre 2003.

Chapitre 4

Coefficient de conformité

Classier différents types de rétrodiffusion grâce aux données SAR polarimétriques est l'une des applications les plus importantes de l'imagerie SAR polarimétrique. Différents algorithmes ont été proposés afin d'identifier et de distinguer plusieurs types de rétrodiffusion. Ces méthodes sont le plus souvent basées sur le concept d'un SAR en polarimétrie complète permettant une caractérisation des mécanismes de rétrodiffusion et donnant ainsi accès à une classification basée sur la physique de la mesure, c'est-à-dire intrinsèque aux phénomènes de rétrodiffusion. L'objet de notre étude étant l'analyse du potentiel de la polarimétrie compacte, nous montrons dans ce chapitre qu'une classification est réalisable directement avec des données en polarimétrie compacte.

La première partie de ce chapitre présente les classifications existantes utilisant des données en polarimétrie complète. La seconde partie introduit une classification utilisant des données en polarimétrie compacte et permettant de distinguer trois types de rétrodiffusion (sol nu, volume et double-rebond). Une comparaison de cette classification avec les classifications actuelles est ensuite faite. Enfin, sa robustesse par rapport à la rotation de Faraday est testée et comparée à d'autres critères.

4.1. Classifications existantes

Plusieurs algorithmes de classification liés aux caractéristiques du terrain et fondés sur les signatures polarimétriques ont été développés. La plupart de ces techniques sont dites *supervisées*, c'est-à-dire que le vecteur de caractérisation est tout d'abord dérivé de mesures faites sur des classes de terrains connus. Ainsi, les terrains dits *inconnus* y sont comparés et la décision d'appartenance à une classe est statistiquement déterminée. Les techniques dites *non-supervisées* sont établies sur des caractéristiques plus physiques et leur indépendance par rapport aux données est un avantage. C'est cette classe d'outils qui va être plus particulièrement étudiée.

4.1.1. Classification de Cloude-Pottier ou H/ α

En 1997, Cloude et Pottier [Cloude 97] ont proposé une méthode d'extraction des paramètres basée sur une analyse des vecteurs/valeurs propres de la matrice de cohérence T et qui permet une décomposition selon le type de rétrodiffusion (vecteurs propres) et leur grandeur relative (valeurs propres). Cette classification, non-supervisée, utilise trois paramètres. Le premier, l'entropie polarimétrique H , quantifie les mécanismes globaux de rétrodiffusion et est défini par la somme logarithmique des probabilités apparentes P_k de chaque contribution :

$$H = -\sum_{k=1}^N P_k \log_N(P_k) \text{ avec } P_k = \frac{\lambda_k}{\sum_{j=1}^N \lambda_j} \quad (4.1)$$

où les P_k sont les pseudo-probabilités des valeurs propres λ_i de T .

Le deuxième paramètre est l'angle alpha (α). Il permet d'identifier le type de mécanisme de rétrodiffusion et est défini en utilisant la valeur absolue du premier élément du vecteur propre correspondant à la valeur propre la plus élevée.

$$\alpha_k = \arccos |v_{k1}| \quad (4.2)$$

Le dernier paramètre est l'anisotropie A . Elle est la différence normalisée entre la deuxième et la troisième probabilité apparente et permet d'évaluer l'importance relative entre les deux mécanismes secondaires. L'anisotropie est définie telle que :

$$A = \frac{\lambda_2 - \lambda_3}{\lambda_2 + \lambda_3} \quad (4.3)$$

H et A ont des valeurs comprises entre 0 et 1 et l'interprétation physique de l'anisotropie ne peut se faire qu'en complément de l'entropie comme illustré par la Fig.4.1. Une explication plus détaillée peut être retrouvée dans l'Annexe A. Néanmoins nous illustrons ci-dessous (Fig.4.1) la complémentarité de l'entropie et de l'anisotropie.

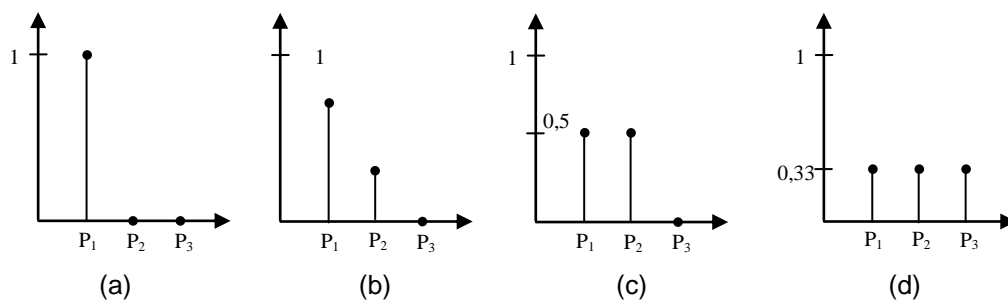


Fig.4.1 : Représentation de différents spectres de probabilités apparentes P_k .

Le schéma (a) de la Fig.4.1 correspond à une entropie et une anisotropie faibles traduisant la présence d'un seul mécanisme dominant. Les schémas (b) et (c) représentent des cas où deux mécanismes de rétrodiffusion sont présents. Le schéma (d) correspond au cas aléatoire où $H=1$ et $A=0$.

4.1.2. Modèle de Freeman-Durden

La décomposition de Freeman-Durden [Freeman 98] permet d'assimiler la réponse de la zone à la somme de trois contributions correspondant physiquement aux données polarimétriques SAR elles-mêmes. Les trois mécanismes de rétrodiffusion sont : la rétrodiffusion volumique correspondant à la rétrodiffusion d'une onde par un nuage de dipôles orientés aléatoirement, le rétrodiffuseur de Bragg du premier ordre (i.e. surface modérément rugueuse) et le mécanisme de double-rebond (ou nombre de rebonds pairs) provoqué par deux surfaces orthogonales. Les matrices correspondant aux trois mécanismes de rétrodiffusion et leur construction sont présentées en Annexe A.

4.1.3. Classification de Yamaguchi

Basé sur le modèle de rétrodiffusion à trois composantes de Freeman-Durden, celui de Yamaguchi et al. [Yamaguchi 05] considère le cas où la condition de symétrie de réflexion ($\langle S_{ij} S_{ij}^* \rangle = 0$ avec $i \neq j$) n'est pas respectée en introduisant un terme supplémentaire, créant ainsi un modèle de rétrodiffusion à quatre composantes. Cette quatrième composante correspond à un rétrodiffuseur hélicoïdal présent dans des cibles de forme compliquée ou des structures construites par l'homme. Une onde incidente polarisée linéairement est rétrodiffusée par une cible hélicoïdale suivant une polarisation circulaire gauche ou droite, selon l'ellipticité de la cible. Les matrices de rétrodiffusion peuvent être retrouvées en Annexe A.

4.1.4. Synthèse

Toutes ces classifications, dont les constructions sont expliquées en Annexe A, utilisent des données en polarimétrie complète et donc pour lesquelles les matrices de covariance ou de cohérence sont de taille (3x3). Or, en polarimétrie compacte, les ondes ne sont pas polarisées uniquement dans les directions horizontales et verticales et les matrices de covariance et de cohérence sont de taille (2x2). Il est donc impossible d'appliquer ces classifications aux données en polarimétrie compacte, excepté dans le cas où les données FP sont reconstruites à partir des données CP en utilisant l'algorithme de Souyris [Souyris 05]. La section suivante présente les mesures issues de la polarimétrie compacte afin d'introduire une nouvelle classification exploitant ce type de polarimétrie.

4.2. Vecteur de rétrodiffusion compact

Dans des conditions spatiales où le SAR est soumis à la rotation de Faraday, le vecteur de rétrodiffusion en polarimétrie compacte a déjà été présenté au Chapitre 3 (cf. Equations (3.35) et (3.36)). Dans le cas d'une rétrodiffusion présentant une symétrie de réflexion (définie à la section

1.2.4.1 par $\langle S_{ii} S_{ij}^* \rangle = 0$) telle que sur des zones de sol nu ne présentant aucune topographie ou un volume, les équations se simplifient et les produits construits à l'aide des mesures CP s'écrivent :

$$\langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle \cong \frac{1}{2} \left(|S_{HH}|^2 \cos^2 \Omega + |S_{HV}|^2 + |S_{VV}|^2 \sin^2 \Omega + j \operatorname{Im}(S_{HH} S_{VV}^*) \sin 2\Omega \right) \quad (4.4)$$

$$\langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle \cong \frac{1}{2} \left(|S_{HH}|^2 \sin^2 \Omega + |S_{HV}|^2 + |S_{VV}|^2 \cos^2 \Omega - j \operatorname{Im}(S_{HH} S_{VV}^*) \sin 2\Omega \right) \quad (4.5)$$

$$\langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle + \langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle \cong \frac{1}{2} \left(|S_{HH}|^2 + 2|S_{HV}|^2 + |S_{VV}|^2 \right) \quad (4.6)$$

$$\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle \cong \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} (|S_{VV}|^2 - |S_{HH}|^2) \sin 2\Omega + j S_{HH} S_{VV}^* \cos^2 \Omega - j |S_{HV}|^2 + j S_{VV} S_{HH}^* \sin^2 \Omega \right) \quad (4.7)$$

$$\operatorname{Re} \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle \cong \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} (|S_{VV}|^2 - |S_{HH}|^2) \sin 2\Omega - \operatorname{Im}(S_{HH} S_{VV}^*) \cos 2\Omega \right) \quad (4.8)$$

$$\operatorname{Im} \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle \cong \frac{1}{2} \left(\operatorname{Re}(S_{HH} S_{VV}^*) - |S_{HV}|^2 \right) \quad (4.9)$$

Deux constats sont établis. Le premier grâce à l'Equation (4.6) où la puissance totale rétrodiffusée par la cible est calculée grâce aux termes de la polarimétrie compacte. Le second d'après l'Equation (4.9) où un terme totalement indépendant de la rotation de Faraday apparaît.

En l'absence de rotation de Faraday, le vecteur de rétrodiffusion est :

$$\begin{pmatrix} S_{RH} \\ S_{RV} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH} - j S_{HV} \\ S_{HV} - j S_{VV} \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

Le produit croisé entre ces deux termes S_{RH} et S_{RV} peut être écrit, sous l'hypothèse de symétrie de réflexion, tel que :

$$\langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle = \frac{j}{2} \left(\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle - \langle S_{HV} S_{HV}^* \rangle \right) \quad (4.11)$$

De plus, si l'hypothèse des sols nus, stipulant que la phase entre les canaux co-polarisés est nulle sur les surfaces nues (i.e. $\arg \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \approx 0$), est supposée, alors l'Equation (4.11) devient un nombre imaginaire pur, sa partie imaginaire étant positive ou négative.

Les Equations ci-dessus (4.4 à 4.9) peuvent être ré-écrites en fonction des termes S_{RH} et S_{RV} de la manière suivante :

$$\langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle = \left(|S_{RH}|^2 \cos^2 \Omega + |S_{RV}|^2 \sin^2 \Omega + 2 \operatorname{Re} \langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle \sin 2\Omega \right) \quad (4.12)$$

$$\langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle = \left(|S_{RH}|^2 \sin^2 \Omega + |S_{RV}|^2 \cos^2 \Omega - 2 \operatorname{Re} \langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle \sin 2\Omega \right) \quad (4.13)$$

$$\langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle + \langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle = \langle S_{RH} S_{RH}^* \rangle + \langle S_{RV} S_{RV}^* \rangle \quad (4.14)$$

$$\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle = \left(\frac{1}{2} (|S_{RV}|^2 - |S_{RH}|^2) \sin 2\Omega + \langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle \cos^2 \Omega - \langle S_{RV} S_{RH}^* \rangle \sin^2 \Omega \right) \quad (4.15)$$

$$\operatorname{Re}\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle = \left(\frac{1}{2} (|S_{RV}|^2 - |S_{RH}|^2) \sin 2\Omega + \operatorname{Re}(S_{RH} S_{RV}^*) \cos 2\Omega \right) \quad (4.16)$$

$$\operatorname{Im}\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle = \operatorname{Im}\langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle \quad (4.17)$$

On notera donc S_{xy} les éléments de rétrodiffusion mesurés non soumis à la rotation de Faraday (ou pour lesquels la rotation de Faraday a été corrigée) et M_{xy} les éléments de rétrodiffusion mesurés en présence de rotation de Faraday.

L'indépendance par rapport à la rotation de Faraday constatée précédemment à l'Equation (4.9) est confirmée par l'Equation (4.17).

4.3. Coefficient de conformité

4.3.1. Définition

Une étude plus approfondie de l'Equation (4.9) montre qu'il est possible d'identifier différents types de rétrodiffusion. La connaissance du comportement des différents termes de la polarimétrie complète selon le type de rétrodiffusion, permet l'identification de trois d'entre eux (i.e. surface, volume et double-rebond). Ainsi, la réponse dans le canal HV pour un sol nu et une cible présentant un effet de double-rebond est faible par rapport à celle dans les canaux co-polarisés (i.e. $S_{HV} \ll S_{HH}, S_{VV}$), fortement corrélés entre eux. Cependant, la phase entre les canaux co-polarisés diffère entre une surface nue et un effet de double-rebond, puisque pour un sol nu la phase entre les canaux co-polarisés est nulle $\arg\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \approx 0$ alors que $\arg\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \approx 180^\circ$ pour un double-rebond. En effet, en utilisant l'approche développée par Rice, [Guissard 94] montre que pour des angles d'incidence inférieurs à 50° sur des zones de sols nus humides ou secs, et en basse fréquence, l'hypothèse de la différence de phase co-polarisée nulle est acceptable pour des surfaces peu rugueuses. De cette manière le terme de l'Equation (4.9) s'écrit : $\operatorname{Im}\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle \cong -|S_{HV}|^2/2$. En revanche, pour une rétrodiffusion volumique, la réponse dans le canal HV est très importante et les canaux HH et VV sont faiblement corrélés. L'Equation (4.9) s'écrit alors : $\operatorname{Im}\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle \cong \operatorname{Re}(S_{HH} S_{VV}^*)/2$. La partie imaginaire du produit $\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle$ permet donc de distinguer les effets de double-rebond, de la rétrodiffusion volumique et surfacique. Ainsi, une contribution importante de ce travail de thèse a consisté à construire une classification basée sur un paramètre utilisant des données en polarimétrie compacte et nommé *coefficient de conformité* [Truong-Loi 09a, Truong-Loi 09b] :

$$\mu = \frac{2\Im\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle}{\langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle + \langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle} \quad (4.18)$$

Le dénominateur permet de normaliser le coefficient.

Il est indépendant de la rotation de Faraday (cf. Equations (4.14) et (4.17)) :

$$\mu = \frac{2\Im\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle}{\langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle + \langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle} = \frac{2\Im\langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle}{\langle S_{RH} S_{RH}^* \rangle + \langle S_{RV} S_{RV}^* \rangle} \quad (4.19)$$

D'autre part, pour des surfaces nues présentant une symétrie de réflexion, ce coefficient peut être écrit en fonction des termes en polarimétrie complète comme suit :

$$\mu = \frac{2\Im m \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle}{\langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle + \langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle} \approx 2 \frac{\Re e \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle - |S_{HV}|^2}{(|S_{HH}|^2 + 2|S_{HV}|^2 + |S_{VV}|^2)} \quad (4.20)$$

Le coefficient de conformité est donc indépendant de la rotation de Faraday. Il peut être utilisé avec des données en polarimétrie compacte aussi bien que complète et il permet de distinguer trois types de rétrodiffusion. Ce coefficient prend ses valeurs dans l'intervalle $[-1 ; 1]$ et deux seuils (t_1 et t_2) permettent de séparer les trois mécanismes de rétrodiffusion tels que :

- $-1 < \mu < t_2$: identifie un effet de double-rebond
- $t_2 < \mu < t_1$: identifie une rétrodiffusion volumique
- $t_1 < \mu < 1$: identifie une rétrodiffusion surfacique

Ce coefficient permet une classification des données en polarimétrie compacte pour laquelle la détermination des seuils t_1 et t_2 est expliquée à la section suivante.

De plus, la matrice S dans la base de polarisation cartésienne (\hat{h}, \hat{v}) est définie dans le cas général du dièdre par :

$$S = \begin{pmatrix} \cos 2\alpha & \sin 2\alpha \\ \sin 2\alpha & -\cos 2\alpha \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

Où α est l'angle d'orientation du dièdre. Donc, pour tout α , le vecteur mesuré après rétrodiffusion par un dièdre est donné par :

$$\begin{pmatrix} M_{RH}^D \\ M_{RV}^D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos 2\alpha & \sin 2\alpha \\ \sin 2\alpha & -\cos 2\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-2j\alpha} \\ je^{-2j\alpha} \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

D'où
$$\Im m \langle M_{RH}^D M_{RV}^{D*} \rangle = -j \quad (4.23)$$

$$\langle |M_{RH}^D|^2 \rangle = 1 \text{ et } \langle |M_{RV}^D|^2 \rangle = 1 \quad (4.24)$$

Donc
$$\mu = \frac{2\Im m \langle M_{RH}^D M_{RV}^{D*} \rangle}{\langle M_{RH}^D M_{RH}^{D*} \rangle + \langle M_{RV}^D M_{RV}^{D*} \rangle} = \frac{-2}{2} = -1 \quad (4.25)$$

Le coefficient de conformité identifie donc bien un effet dièdre par une valeur négative et proche de -1, quelque soit l'orientation du dièdre.

4.3.2. Détermination de seuils

Cette analyse renseigne sur le comportement du coefficient de conformité sur différentes zones de végétation mais ne permet pas de fixer des seuils afin de différencier clairement les rétrodiffusions surfacique, volumique et double-rebond.

4.3.2.1. Choix du seuil t_1 – première approche

Afin de différencier les surfaces nues du volume et du double-rebond, une première approche a consisté à utiliser deux méthodes existantes : Dubois et al. [Dubois 95] et Freeman-Durden [Freeman 98]. Dans l'algorithme de Dubois, les sols nus sont séparés des autres types de rétrodiffusion en utilisant le rapport $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$. Celui-ci doit être inférieur à -11 dB pour identifier un sol nu. De plus, pour prendre en compte les effets de bruit du système, une puissance de bruit moyenne doit être soustraite de la rétrodiffusion dans les canaux HV et HH moyennés car le bruit n'est pas corrélé au signal. Le signal reçu \hat{s} se compose d'un terme de signal pur s et de bruit n : $\hat{s}=s+n$. La puissance du signal reçu est donc :

$$\begin{aligned} P_{\hat{s}} &= \langle (s+n)(s^*+n^*) \rangle \\ &= P_s + P_n \end{aligned} \quad (4.26)$$

Ainsi, le rapport $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$ associé à ces caractéristiques s'écrit :

$$\frac{\langle |S_{HV}|^2 \rangle - \langle |N_{HV}|^2 \rangle}{\langle |S_{HH}|^2 \rangle - \langle |N_{HH}|^2 \rangle} < -11dB \quad (\cong 0.08) \quad (4.27)$$

Où N_{xy} représente le bruit dans le canal xy .

Si l'on considère maintenant la décomposition de Freeman-Durden :

$$\begin{aligned} \langle |S_{HH}|^2 \rangle &= |\beta|^2 f_s + |\alpha|^2 f_d + f_v \\ \langle |S_{VV}|^2 \rangle &= f_s + f_d + f_v \\ \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle &= \beta f_s + \alpha f_d + f_v/3 \\ \langle |S_{HV}|^2 \rangle &= f_v/3 \\ \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle &= \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle = 0 \end{aligned} \quad (4.28)$$

Comme précédemment, si le bruit additif est pris en compte, trois de ces termes doivent être ajustés tels que :

$$\begin{aligned} \langle |S_{HH}|^2 \rangle - \langle |N_{HH}|^2 \rangle &= |\beta|^2 f_s + |\alpha|^2 f_d + f_v \\ \langle |S_{VV}|^2 \rangle - \langle |N_{VV}|^2 \rangle &= f_s + f_d + f_v \\ \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle &= \beta f_s + \alpha f_d + f_v/3 \\ \langle |S_{HV}|^2 \rangle - \langle |N_{HV}|^2 \rangle &= f_v/3 \\ \langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle &= \langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle = 0 \end{aligned} \quad (4.29)$$

Il est à noter que le produit croisé des termes co-polarisés (S_{HH} et S_{VV}) ne présente aucun terme de bruit puisque le bruit et le signal ne sont pas corrélés d'une part et que d'autre part les bruits des différents canaux ne sont pas corrélés entre eux.

En appliquant toutes ces conditions dans l'algorithme de Dubois, l'Equation (4.27) s'écrit :

$$\frac{\langle |S_{HV}|^2 \rangle - \langle |N_{HV}|^2 \rangle}{\langle |S_{HH}|^2 \rangle - \langle |N_{HH}|^2 \rangle} = \frac{f_v/3}{|\beta|^2 f_s + |\alpha|^2 f_d + f_v} < -11dB \quad (\cong 0.08) \quad (4.30)$$

i.e.
$$f_v < 0.315(|\beta|^2 f_s + |\alpha|^2 f_d) \quad (4.31)$$

Si le terme de double-rebond est supposé négligeable, cela implique que :

$$f_s > \frac{f_v}{0,315|\beta|^2} \quad \text{ou} \quad P_s > 1,2P_v \left(\frac{1+|\beta|^2}{|\beta|^2} \right) \quad (4.32)$$

Si maintenant le coefficient de conformité exprimé par l'Equation (4.20) prend aussi en compte le bruit du système, alors il s'exprime par :

$$\mu = \frac{2\Im m \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle}{\left\{ \langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle - \langle |N_{RH}|^2 \rangle \right\} + \left\{ \langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle - \langle |N_{RV}|^2 \rangle \right\}} \quad (4.33)$$

$$\mu \cong \frac{2 \left[\Re e (S_{HH} S_{VV}^*) - |S_{HV}|^2 \right]}{\left(|S_{HH}|^2 - |N_{HH}|^2 \right) + 2 \left(|S_{HV}|^2 - |N_{HV}|^2 \right) + \left(|S_{VV}|^2 - |N_{VV}|^2 \right)}$$

L'objectif est de trouver un seuil pour sélectionner les sols nus, c'est-à dire :

$$\mu \cong \frac{2 \left[\Re e (S_{HH} S_{VV}^*) - |S_{HV}|^2 \right]}{\left(|S_{HH}|^2 - |N_{HH}|^2 \right) + 2 \left(|S_{HV}|^2 - |N_{HV}|^2 \right) + \left(|S_{VV}|^2 - |N_{VV}|^2 \right)} > t_1 \quad (4.34)$$

En insérant les expressions de la décomposition de Freeman-Durden appropriées (cf. Equation (4.29)), l'inégalité suivante apparaît :

$$2 \left[\beta f_s + \Re e(\alpha) f_d \right] > t_1 \left[f_s (1 + |\beta|^2) + f_d (1 + |\alpha|^2) + 8f_v/3 \right] \quad (4.35)$$

Si le terme de double-rebond est encore supposé négligeable (i.e. $f_d \sim 0$) alors l'Equation (4.35) se simplifie et s'écrit telle que :

$$2\beta f_s > t_1 \left[f_s (1 + |\beta|^2) + 8f_v/3 \right] \quad (4.36)$$

D'où
$$\frac{f_s}{f_v} > \frac{t_1 (8/3)}{\left[2\beta - t_1 (1 + |\beta|^2) \right]} \quad (4.37)$$

Or, en utilisant l'Equation (4.32), pour un seuil équivalent entre Dubois et al. et le coefficient de conformité, on a :

$$\frac{t_1 (8/3)}{\left[2\beta - t_1 (1 + |\beta|^2) \right]} = \frac{1}{0,315|\beta|^2} \quad (4.38)$$

Donc

$$t_1 = \frac{2\beta}{(1+1,84|\beta|^2)} \quad (4.39)$$

Le seuil t_1 entre la rétrodiffusion surfacique et les autres types de rétrodiffusion dépend donc, selon Freeman-Durden, de β qui dépend de la rugosité de la surface. Les valeurs de t_1 en fonction de β sont représentées sur le graphique ci-dessous.

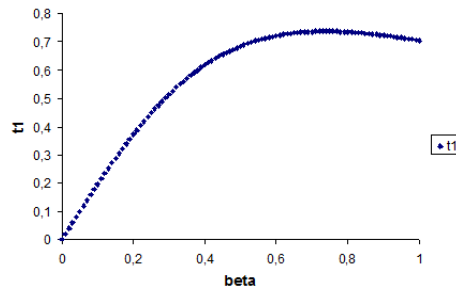


Fig.4.2 : Valeurs du seuil t_1 en fonction de β .

D'après la Fig.4.2, la meilleure valeur de t_1 pour la plupart des surfaces rugueuses vues à des angles d'incidence d'environ 40° correspond au cas où la courbe atteint sa crête, c'est-à-dire pour $t_1=0,73$ ou $0,74$.

Cependant, lorsque l'on utilise cette valeur de seuil pour séparer les sols nus du volume et des double-rebonds, la comparaison avec des classifications existantes semble assez mauvaise.

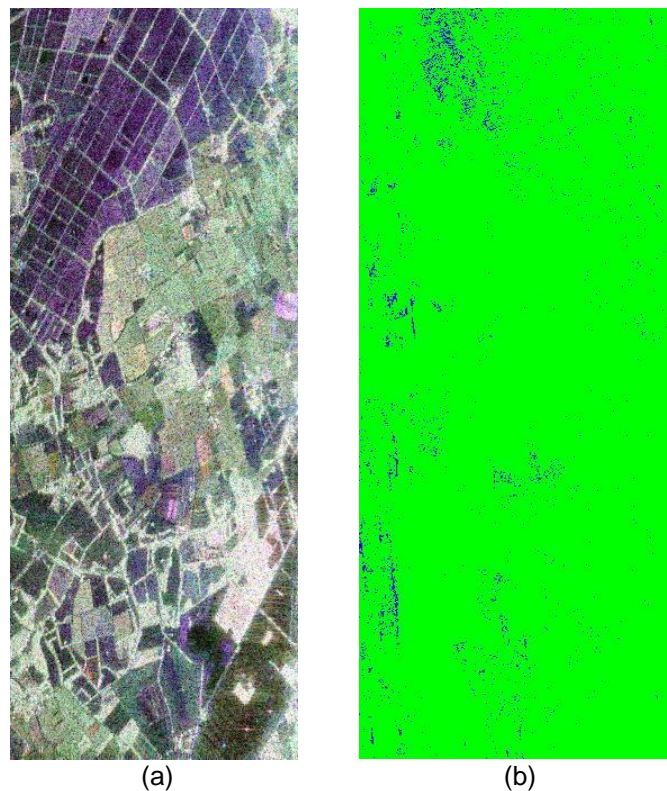


Fig.4.3 : (a) Représentation de Pauli $\{R;V;B\}=\{S_{HH}-S_{VV};2*S_{HV};S_{HH}+S_{VV}\}$ de l'image acquise par le radar RAMSES en bande P sur la zone de St Germain d'Esteuil. (b) Coefficient de conformité avec $t_1=0,73$. Les sols nus sont représentés en bleu, les autres types de rétrodiffusion sont représentés en vert.

La Fig.4.3 est la représentation du coefficient de conformité avec $t_1=0,73$ comme seuil de distinction entre les zones de sols nus et les autres types de rétrodiffusion sur l'image RAMSES bande P acquise sur la zone de St Germain d'Esteuil. Sur la représentation de Pauli des données FP, les sols nus sont identifiés principalement en haut à gauche de l'image par la couleur bleue/violette. Sur la représentation du coefficient de conformité avec $t_1=0,73$, les sols nus sont représentés en bleu et les autres types de rétrodiffusion en vert. Il apparaît très peu de sols nus contrairement à ce qui est attendu au vu de la représentation de Pauli des données FP. Sur ces mêmes données, les valeurs de β sur les sols nus identifiés grâce au modèle de Freeman-Durden sont illustrées sur la Fig.4.4.

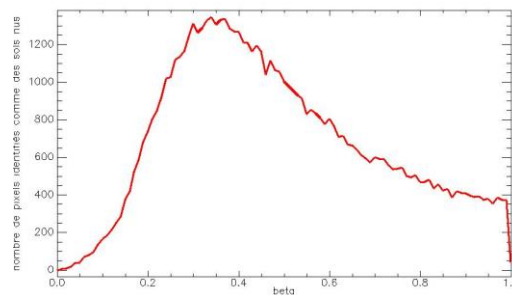


Fig.4.4 : Valeurs de β sur les sols nus identifiés grâce au modèle de Freeman-Durden.

Les valeurs de β sur les sols nus sélectionnés par le modèle de Freeman-Durden sur les données RAMSES, bande P, sur St Germain d'Esteuil, montrent que la valeur de β la plus fréquemment observée sur ces zones est de 0,34. Nous verrons à la section suivante que la valeur finalement choisie pour le seuil t_1 en est très proche. Une autre approche est également proposée afin de fixer les deux seuils t_1 et t_2 , permettant de séparer respectivement les sols nus et le volume d'une part, le volume et les effets de double-rebond d'autre part.

4.3.2.2. Détermination des deux seuils t_1 et t_2 - deuxième approche

Dans le but de fixer les deux seuils t_1 et t_2 , le comportement du coefficient de conformité sur des zones préalablement sélectionnées par la classification de Cloude-Pottier est examiné [Truong-Loï 09b]. Le résultat obtenu est représenté sur la Fig.4.5.

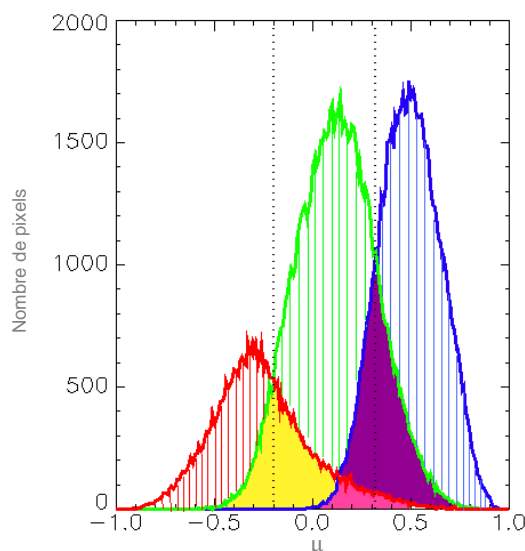


Fig.4.5 : Valeurs de μ sur des zones pré-sélectionnées par H/α sur les données RAMSES acquises sur la zone de St Germain d'Esteuil en bande P.

Sur la Fig.4.5 sont représentées en rouge les valeurs de μ pour des zones présentant des effets de double-rebond selon la classification H/α , en vert les valeurs de μ correspondant à des zones de rétrodiffusion volumique et en bleu surfacique. L'intersection des courbes bleue et verte d'une part et verte et rouge d'autre part permet de fixer les seuils t_1 et t_2 . En effet, la section hachurée en bleu correspond à des zones où seule la rétrodiffusion surfacique est présente, de même celle hachurée en vert représente une zone de rétrodiffusion uniquement volumique et en rouge exclusivement les effets de double-rebond. Ensuite, la zone colorée en violet correspond à un mélange de pixels présentant les caractéristiques d'une rétrodiffusion volumique avec d'autres pixels présentant les caractéristiques d'une rétrodiffusion surfacique. La zone colorée en jaune est une association de pixels identifiant une rétrodiffusion volumique avec d'autres identifiant des effets de double-rebond. Enfin, la zone colorée en rose regroupe des pixels distinguant les trois types de rétrodiffusion. Ces zones de couleur unie regroupent plusieurs types de rétrodiffusion indissociables par le coefficient de conformité. Les seuils, permettant ainsi de faire une distinction entre les trois types de rétrodiffusion, sont choisis à l'intersection des courbes : $t_1=0,35$ et $t_2=-0,2$. Cependant, il est à noter que ces seuils dépendent de la zone imagée et ne sont donc pas fixés de manière définitive. Ces seuils sont tout de même confirmés par des matrices de confusion, calculées entre le coefficient de conformité et H/α d'une part, et le coefficient de conformité et Freeman-Durden d'autre part :

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{ccc}
 & \begin{array}{c} H/\alpha \\ S \quad V \quad DR \end{array} & \\
 \begin{array}{c} S \\ \mu V \\ DR \end{array} & \begin{bmatrix} 30,31 & 6,23 & 0,44 \\ 6,66 & 36,26 & 2,06 \\ 0,04 & 6,54 & 11,46 \end{bmatrix} &
 \end{array}
 \end{array}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{ccc}
 & \begin{array}{c} FD \\ S \quad V \quad DR \end{array} & \\
 \begin{array}{c} S \\ \mu V \\ DR \end{array} & \begin{bmatrix} 22,78 & 14,18 & 0,02 \\ 9,70 & 29,75 & 9,59 \\ 0,01 & 5,45 & 8,52 \end{bmatrix} &
 \end{array}
 \end{array}
 \end{array}
 \end{array}
 \quad (4.40)$$

Ces matrices de confusion (3x3) permettent de comparer deux critères (ici μ et H/α d'une part et μ et Freeman-Durden d'autre part). Les éléments sur la diagonale correspondent aux pourcentages de

pixels identifiés de la même manière par les deux critères. Les éléments non diagonaux sont les pourcentages de pixels identifiés comme deux types de rétrodiffusion différents par les deux critères. Au vu de ces matrices, 78,03% des pixels sont identifiés de la même manière par H/α et μ , et 61,05% entre Freeman-Durden et μ . De plus, il est à noter que les éléments non diagonaux de la matrice de gauche, sont très proches. Une très bonne correspondance entre les trois classifications est donc identifiée.

Ses seuils sont également testés sur des données ALOS/PALSAR acquises en bande L. Les matrices de confusion sont les suivantes :

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c}
 H/\alpha \\
 S \quad V \quad DR \\
 \mu \quad V \\
 DR
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 94,23 & 0,01 & 0 \\
 3,12 & 2,61 & 0 \\
 0 & 0,02 & 0,01
 \end{bmatrix}
 \quad
 \begin{array}{c}
 FD \\
 S \quad V \quad DR \\
 \mu \quad V \\
 DR
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 90,63 & 3,58 & 0 \\
 0,16 & 5,6 & 0,02 \\
 0 & 0 & 0,01
 \end{bmatrix}
 \end{array} \quad (4.41)$$

D'après les matrices (4.41), 96,85% des pixels sont identifiés comme un type de rétrodiffusion identique (i.e. surface, volume et double-rebond) par H/α et μ et 96,24% entre Freeman-Durden et μ sur ces données, essentiellement constituées de zones d'océan, identifiées comme du sol nu.

Egalement sur des données RAMSES en bande L acquises sur la zone du Moulin du Fâ, les matrices de confusion en utilisant les mêmes seuils sont les suivantes :

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c}
 H/\alpha \\
 S \quad V \quad DR \\
 \mu \quad V \\
 DR
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 43,19 & 2,60 & 0,07 \\
 12,88 & 32,29 & 1,66 \\
 0,00 & 2,36 & 4,95
 \end{bmatrix}
 \quad
 \begin{array}{c}
 FD \\
 S \quad V \quad DR \\
 \mu \quad V \\
 DR
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 36,20 & 9,70 & 0,00 \\
 22,26 & 14,02 & 10,47 \\
 0 & 1,62 & 5,73
 \end{bmatrix}
 \end{array} \quad (4.42)$$

D'après ces matrices de confusion, les types de rétrodiffusion identifiés de la même manière sont évalués à 80,43% des pixels de l'image entre H/α et μ et à 55,95% par Freeman-Durden et μ . La majorité des pixels des différentes images construites à partir des données RAMSES et PALSAR sont identifiés de la même manière par les trois critères.

4.3.2.3. Etude de la phase de $\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle$

Les éléments de rétrodiffusion mesurés en polarimétrie compacte étant M_{RH} et M_{RV} , les différentes opérations possibles sont étudiées. Largement exploitées dans le coefficient de conformité, ces opérations n'ont toujours pas mis en avant la phase du produit $\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle$. En voici donc une étude permettant de compléter la classification faite par le coefficient de conformité. Ci-dessous, est représenté μ en fonction de la phase entre M_{RH} et M_{RV} , toujours sur l'image RAMSES (St Germain d'Esteuil, présentée au Chapitre 2 - section 2.1) :

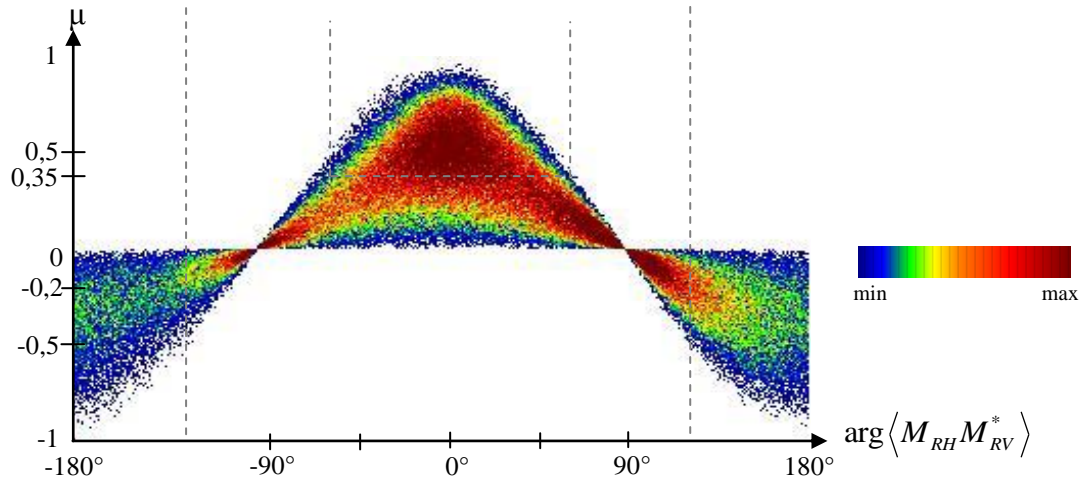


Fig.4.6 : μ vs $\alpha = \arg\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle$.

La Fig.4.6 est un histogramme 2-D sur lequel figure la valeur de μ sur l'axe des ordonnées et la valeur de $\alpha = \arg\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle$ sur l'axe des abscisses. On constate que sur ces données, une majorité de pixels est située dans une zone où $\mu > 0,3$ et $|\alpha| < 60^\circ$ d'une part et $-0,2 < \mu < 0,2$ et $60^\circ < |\alpha| < 120^\circ$ d'autre part. Cela permet de compléter la classification faite par μ . Ainsi, pour les sols nus où $\mu > 0,3$ il est alors possible d'ajouter comme contrainte : $|\alpha| < 60^\circ$. Pour la rétrodiffusion volumique, soit $-0,2 < \mu < 0,35$ et $|\alpha| < 60^\circ$, soit $-1 < \mu < 1$ et $60^\circ < |\alpha| < 120^\circ$. Enfin, les double-rebonds correspondent à une valeur de phase telle que $|\alpha| > 120^\circ$. La Fig.4.7 schématise cette explication.

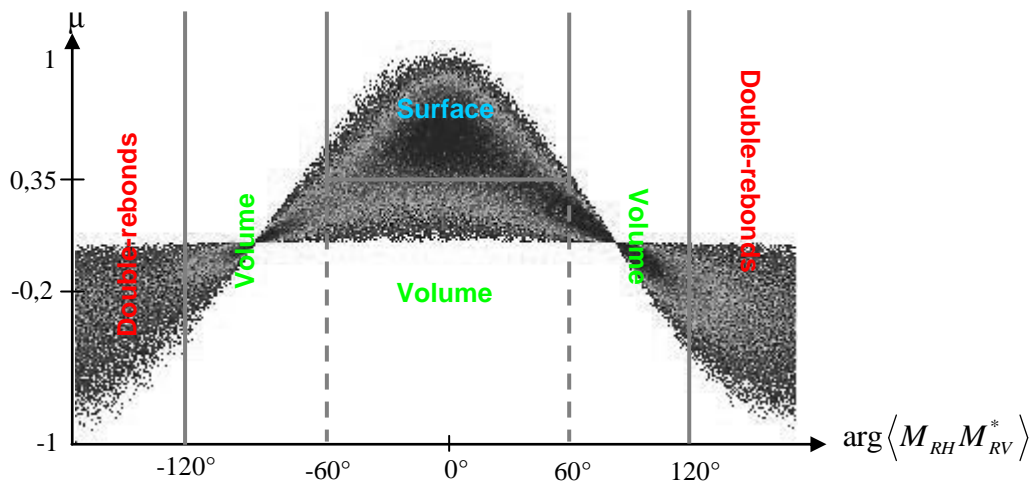


Fig.4.7 : Schématisation de la classification μ vs $\alpha = \arg\langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle$.

En utilisant cette méthode ($\mu + \alpha$), la classification obtenue sur l'image RAMSES est représentée sur la Fig.4.8. En comparant ce résultat avec ceux de la Fig.4.31, la différence n'apparaît que dans une réduction des double-rebonds (zone entourée en noir). La matrice de confusion entre les deux méthodes (i.e. avec et sans α) est la suivante :

$$\mu + \alpha \begin{bmatrix} 28,36\% & 0,06\% \\ 0,00\% & 71,58\% \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Cette matrice montre une équivalence parfaite entre les deux critères puisque 99,94% des pixels sont évalués de la même manière (i.e. sol nu ou autre type de rétrodiffusion). De plus, la classification n'utilisant pas la notion de phase est plus proche de H/α et Freeman-Durden (cf. Fig.4.31) pour l'identification des autres types de rétrodiffusion (volume et double-rebond). L'utilisation de α n'apporte donc pas d'information supplémentaire, c'est pourquoi l'utilisation de la phase (α) ne sera pas exploitée dans la suite.

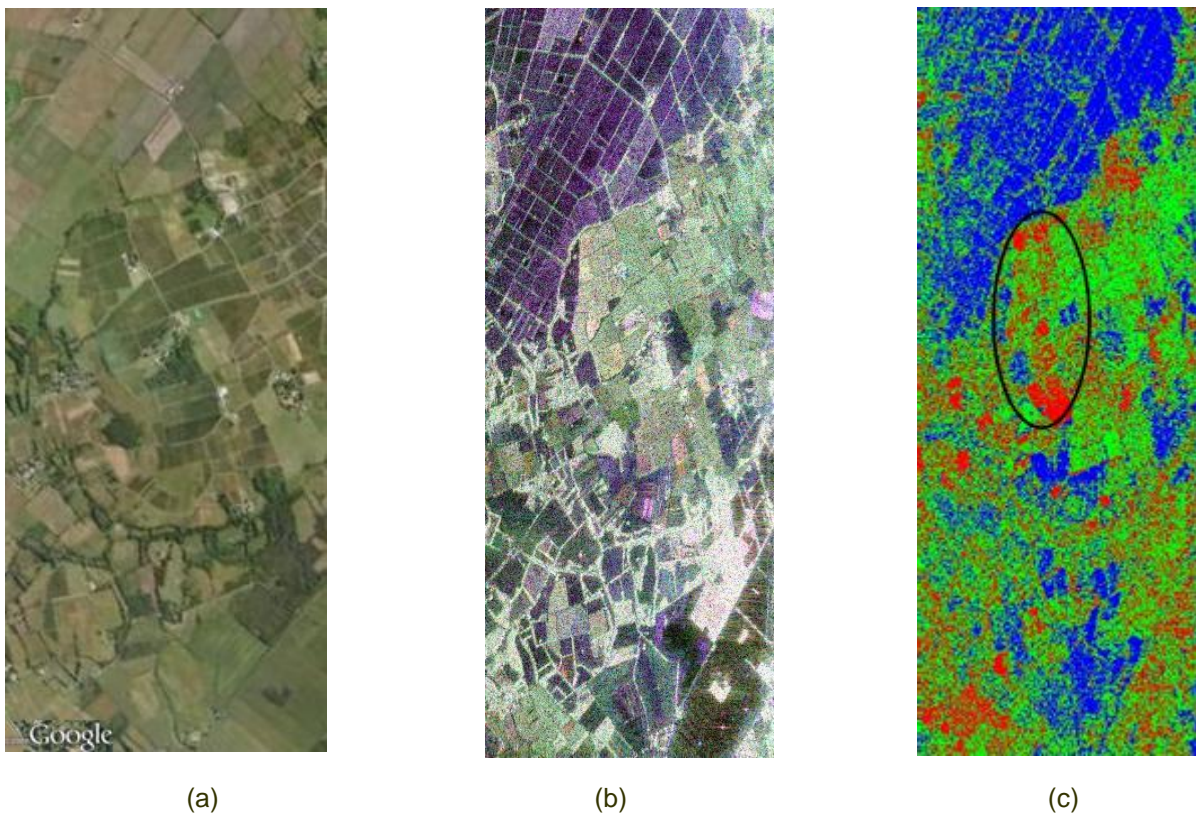


Fig.4.8 : (a) Image Google Earth de la zone étudiée.
 (b) Représentation $\{R; V; B\} = \{S_{HH}; S_{HV}; S_{VV}\}$
 (c) Classification $\mu + \alpha$

4.3.2.4. Evolution de μ sur des parcelles d'âge différent

On s'intéresse ici aux valeurs du coefficient de conformité selon le type de rétrodiffusion. La Fig.4.9 représente les valeurs du coefficient de conformité selon l'âge des parcelles, sur des données RAMSES en bande P sur la forêt de Nezer.

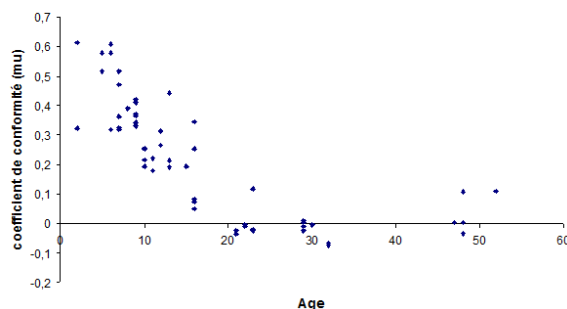


Fig.4.9 : Valeurs de μ selon l'âge des arbres.

Les valeurs du coefficient de conformité sur la Fig.4.9 sont comprises entre -0,1 et +0,7 pour des parcelles âgées de 2 à 52 ans. Pour des parcelles d'arbres jeunes (≤ 16 ans), le coefficient de conformité est élevé ($\geq 0,2$), constat logique puisque les parcelles ressemblent alors à un sol nu. Pour les parcelles d'arbres plus anciens, le coefficient de conformité est proche de zéro et signe donc bien la réponse d'un volume.

4.3.3. Evaluation du coefficient de conformité pour différents types de rétrodiffusion

Disposant de données FP en bande L (longueur d'onde de 23 cm) du radar SETHI [Baqué 10] de l'ONERA ainsi que de la vérité terrain sur une zone de 15 km² près de la commune de Garons (cf. Fig.4.10), une étude du comportement du coefficient de conformité selon le type de rétrodiffusion est menée. Pour cela, les données CP sont tout d'abord simulées à partir des données FP. Le coefficient de conformité est ensuite calculé. 7 types de rétrodiffusion différents sont disponibles : sols nus, forêts, grandes cultures, prairies, maraîchages, vergers et vignes. Dans un premier temps, les valeurs de μ sont calculées pour chaque type de rétrodiffusion.



Fig.4.10 : Image FP $\{R;V;B\}=\{S_{HH};S_{HV};S_{VV}\}$ acquise par le radar SETHI en bande L sur la zone de Garons.

4.3.3.1. Sols nus

Les données et mesures terrain utilisées dans la suite (sections 4.3.3.1. à 4.3.3.8.) ont été acquises sur la région de Garons, dans le cadre du projet ONERA/ENVIRO avec l'aide de la Maison de la Télédétection en juin 2009. L'histogramme de la Fig.4.11 représente les valeurs de μ sur des sols nus. 16 zones de sols nus sont testées. La valeur minimale de μ est 0,31, la valeur maximale est 0,77, la valeur moyenne est 0,55 et l'écart-type de 0,12.

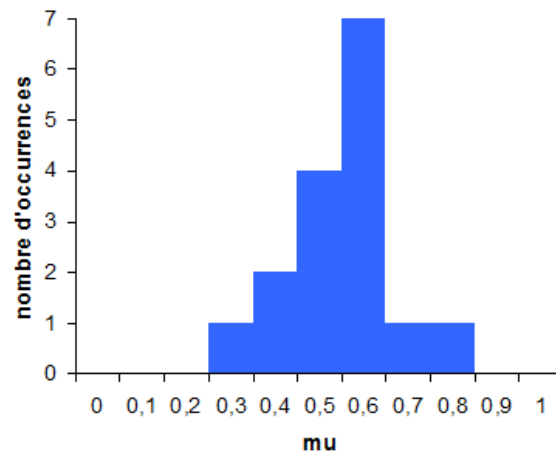


Fig.4.11: Valeurs de μ sur des sols nus.



Fig.4.12 : Exemples de sols nus.

Les sols nus sont des sols totalement dépourvus de végétation, labourés et rugueux (cf. Fig.4.12). Les valeurs du coefficient de conformité trouvées sur ces zones et confirment bien sa définition (i.e. μ positif et supérieur à 0,3).

4.3.3.2. Prairies

Les valeurs de μ sur des zones prairies sont illustrées ci-dessous. 30 zones sont étudiées, pour lesquelles les valeurs de μ varient entre -0,12 et 0,67, la valeur moyenne est 0,24 et l'écart-type de l'histogramme de la Fig.4.13 est de 0,23.

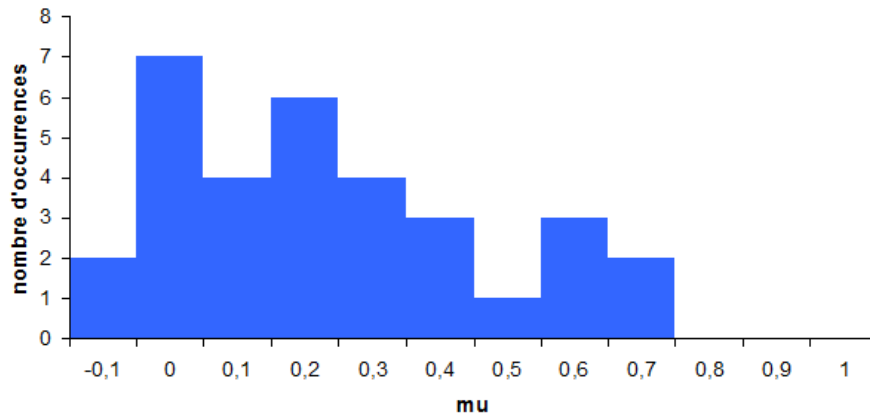


Fig.4.13: Valeurs de μ sur des prairies.

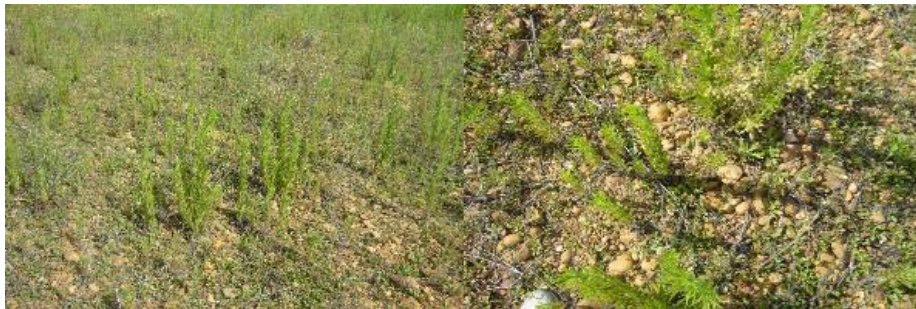


Fig.4.14 : Exemples de prairies jeunes.



Fig.4.15 : Exemples de prairies.

Comme il est possible de le constater, le coefficient de conformité sur des zones de prairies correspond à la fois à une réponse de type végétation mais aussi de sol nu. En effet, quelques valeurs sont supérieures à 0,4. Cela s'explique par le fait qu'il existe deux types de prairies. L'une est relativement jeune, les herbes ne sont pas très élevées et sont très éparse (cf. Fig.4.14), $0,4 < \mu < 0,67$. L'autre est beaucoup plus dense et plus haute (cf. Fig.4.15), $-0,12 < \mu < 0,4$.

4.3.3.3. Forêts

Les valeurs de μ sur 4 zones de forêts sont illustrées ci-dessous. Les valeurs sont très proches de 0, variant de -0,1 à 0, avec une valeur moyenne de -0,04 et un écart-type de 0,06.

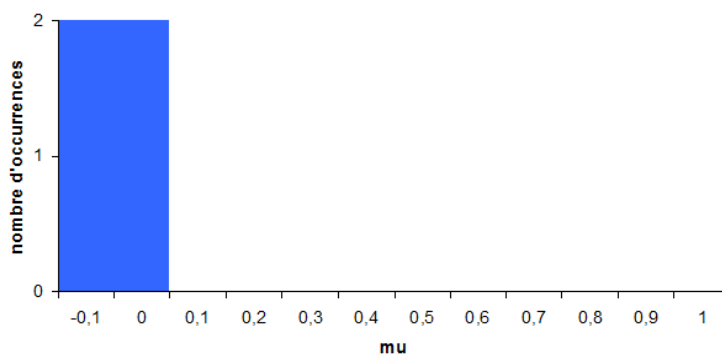


Fig.4.16 : Valeurs de μ sur des forêts.

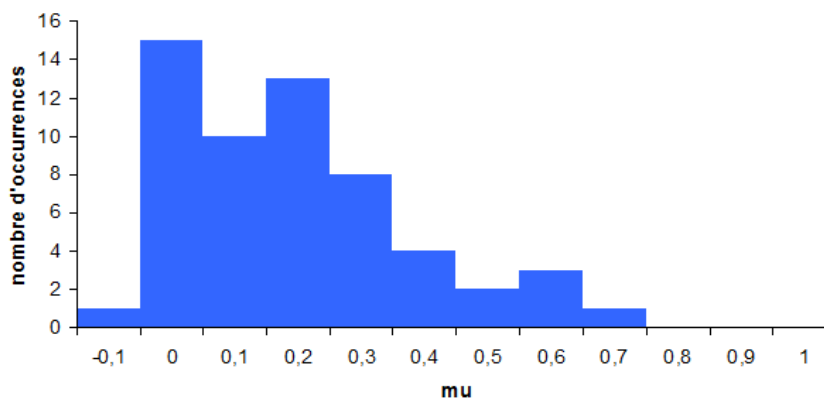
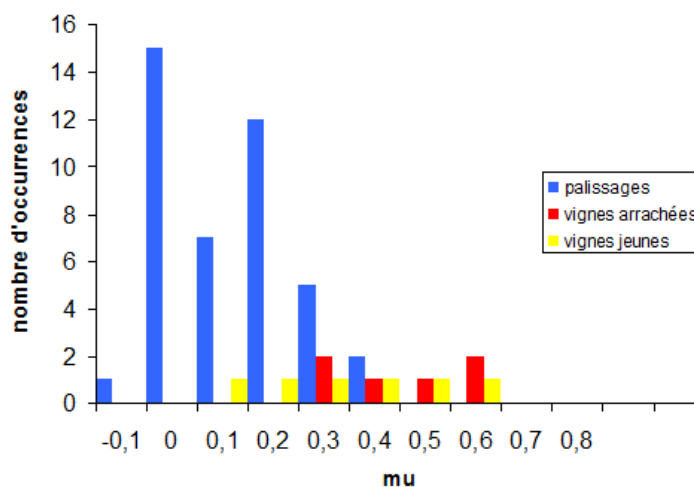


Fig.4.17 : Exemples de forêts.

Ces forêts sont constituées de pins dont la hauteur est entre 10 et 15 mètres. Les valeurs du coefficient de conformité correspondent bien à l'ordre de grandeur attendu, i.e. μ proche de 0.

4.3.3.4. Vignes

Les valeurs de μ sur 57 zones identifiées pendant la mesure terrain comme des « vignes » sont exposées sur la Fig.4.18. μ varie de -0,09 à 0,66 avec une valeur moyenne de 0,19 et un écart-type de 0,19. Cependant, le label « vignes » regroupent plusieurs catégories dont des « vignes arrachées » correspondant à des sols nus, des « vignes jeunes » qui sont des sols nus avec des petits pieds de vigne épars, et des « palissages » qui présentent une couverture végétale considérable. Les valeurs de μ selon le type de vigne sont illustrées sur la Fig.4.19. Clairement, les vignes arrachées peuvent être considérées comme des sols nus car elles correspondent à des zones labourées où aucune végétation n'existe (cf. Fig.4.20 (a)). Les vignes jeunes peuvent quant à elles être soit *très* jeunes, leur hauteur ne dépasse pas 20 cm (cf. Fig.4.20 (b)), soit jeunes et leur hauteur ne dépasse pas 1,5 m. Au vu de la vérité terrain, les vignes très jeunes peuvent être considérées comme des sols nus.

Fig.4.18 : Valeurs de μ sur des vignes.Fig.4.19 : Valeurs de μ sur différents types de vignes.

Les valeurs de μ sur les palissages varient de -0,1 à 0,43, une valeur moyenne de 0,12 et un écart-type de 0,13. Les valeurs de μ sur les vignes arrachées varient entre 0,33 et 0,59, ont une valeur moyenne de 0,46 et un écart-type de 0,11. Les vignes jeunes ont un coefficient de conformité dont les valeurs sont comprises entre 0,17 et 0,64 avec une moyenne de 0,35 et un écart-type de 0,2. Il est très clair au vu de la vérité terrain que les vignes arrachées et très jeunes peuvent être considérées comme des sols nus. Par contre, les vignes jeunes et les palissages correspondent bien à de la végétation (cf. Fig.4.21).



Fig.4.20 : (a) Vignes « arrachées » et (b) vignes très jeunes.



Fig.4.21 : Exemples de vignes – palissages.

4.3.3.5. Vergers

Les valeurs de μ sur des zones qualifiées, lors de la mesure terrain, de « vergers » sont illustrées ci-dessous. μ prend ses valeurs entre -0,09 et 0,63. La valeur moyenne est de 0,12 et l'écart-type est de 0,14. Les valeurs du coefficient de conformité sur les vergers, composés principalement d'arbres fruitiers (abricotiers, kiwis, oliviers, pommiers, pêchers et amandiers), correspondent à une réponse typique de la végétation. Seule une seule valeur est relativement élevée (i.e. $\mu=0,63$). Cela s'explique par le fait qu'il s'agit d'abricotiers jeunes et très épars comme illustré sur la Fig.4.23.

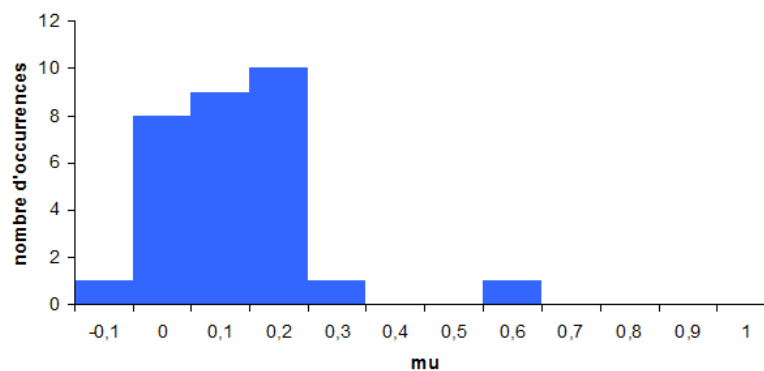


Fig.4.22 : Valeurs de μ sur des vergers.



Fig.4.23 : Vergers très jeunes.



Fig.4.24 : Exemples de vergers matures.

Au vu des Fig.4.23 et Fig.4.24, la différence de végétation est évidente. Sur la Fig.4.24, la végétation est beaucoup plus épaisse, dense et plus haute. Le coefficient de conformité est donc proche de 0.

4.3.3.6. Maraîchages

Les valeurs de μ sur 11 zones référencées, lors de la mesure terrain, comme des « maraîchages » sont illustrées sur la Fig.4.25. Les valeurs de μ sont ici comprises entre 0,08 et 0,41 avec une valeur moyenne de 0,2 et un écart-type de 0,13.

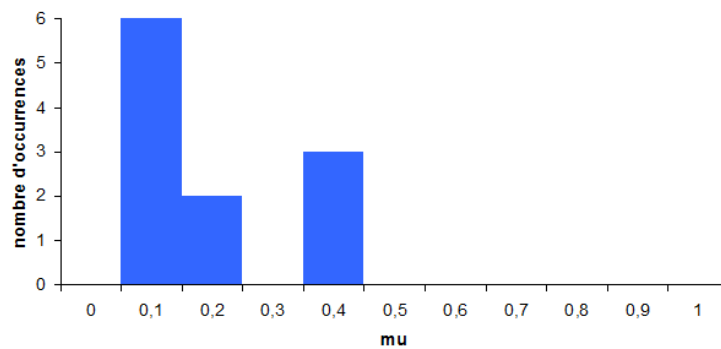


Fig.4.25 : Valeurs de μ sur des maraîchages.



Fig.4.26 : Exemples de maraichages.

Les maraîchages sont des cultures de légumes telles que courgettes et haricots, dont la hauteur est très peu élevée et la densité est relativement importante (cf. Fig.4.26) et proche de la longueur d'onde, expliquant l'importante interaction avec le signal et donc la classification en tant que végétation.

4.3.3.7. Grandes cultures

Les valeurs de μ sur 13 zones de grandes cultures sont illustrées sur la Fig.4.27. Les valeurs de μ pour ce type de végétation varient entre 0,06 et 0,68 avec une valeur moyenne de 0,4 et un écart-type de 0,23. Les grandes cultures sont principalement des cultures de blé dont le couvert est continu, ne dépasse pas 1 mètre de hauteur et correspond à de la végétation sèche (cf. Fig.4.28). La différence avec d'autres types de végétation, tels que les prairies, repose sur la densité en eau contenue dans la végétation. Ainsi, une végétation plus sèche se rapproche plus d'un sol nu que de la végétation.

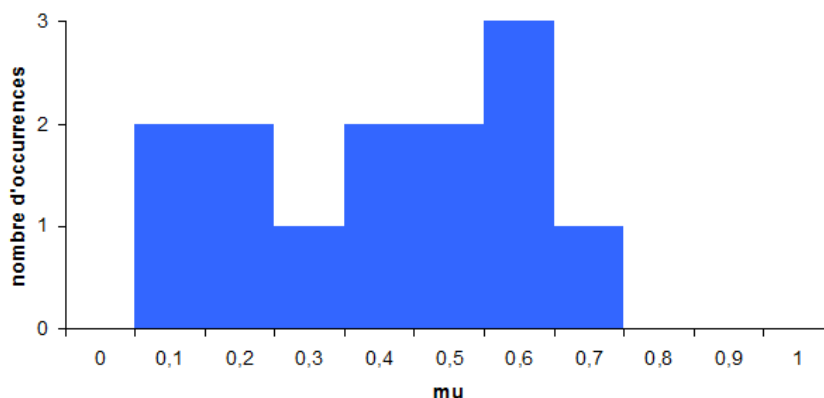


Fig.4.27 : Valeurs de μ sur des grandes cultures.



Fig.4.28 : Zones de « grandes cultures » de blé.

Les valeurs de μ pour les grandes cultures fluctuent selon leur contenu en eau et leur hauteur. Cependant, indépendamment des quatre valeurs assez faible, le coefficient de conformité sur l'ensemble des cultures de blé est supérieur à 0,3.

4.3.3.8. Synthèse

Les valeurs minimales, maximales et moyennes du coefficient de conformité selon les différents types de rétrodiffusion sont illustrées sur la Fig.4.29. L'intervalle des valeurs de μ pour chaque type de végétation est représenté par une barre bleue et la valeur moyenne par un point rouge. Le graphique de la Fig.4.29 permet de constater que les sols nus ont un coefficient de conformité élevé (i.e. $\mu > 0,5$), et que plus la végétation est élevée, dense et humide, plus les valeurs de μ tendent vers 0, pouvant même être négatives dans le cas des forêts. Une comparaison est ensuite faite entre la valeur du

coefficient de conformité et la hauteur de la végétation. Les vignes arrachées et très jeunes sont considérées comme des sols nus.

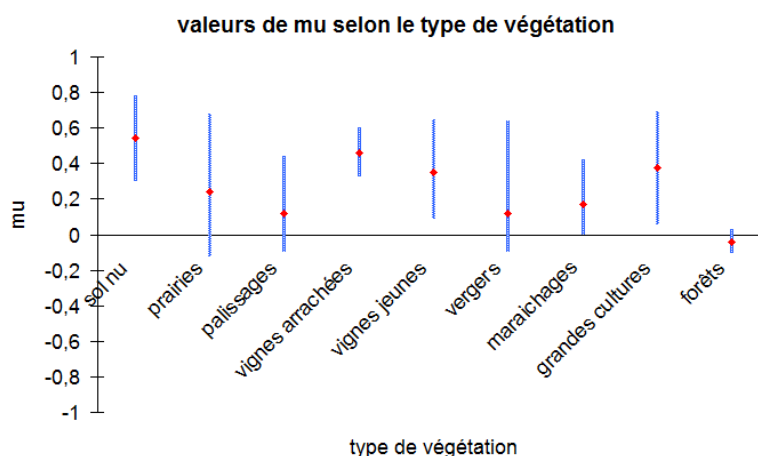


Fig.4.29 : Valeurs minimales, maximales et moyennes de μ sur les différents types de rétrodiffusion. L'intervalle des valeurs de μ selon chaque type de végétation est représenté par la barre bleue et la valeur moyenne par le point rouge.

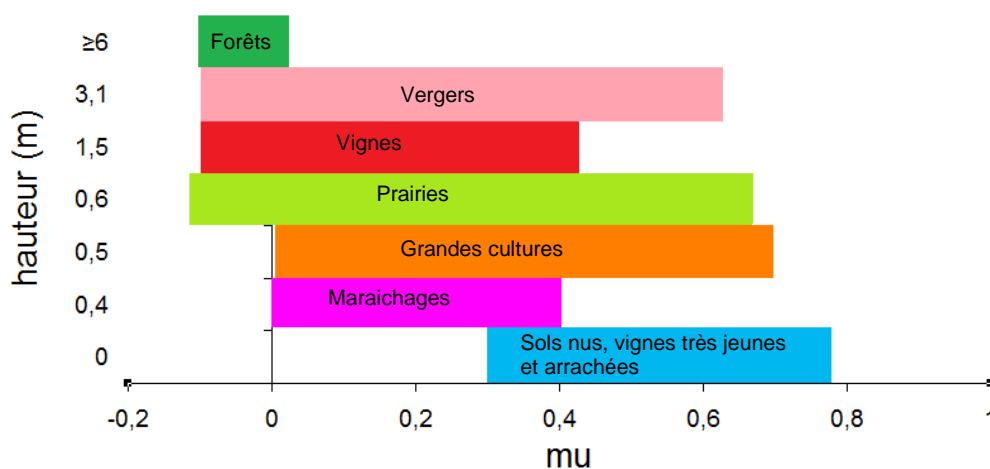


Fig.4.30 : Corrélation entre la hauteur de la végétation et le coefficient de conformité. Sur l'axe des abscisses, l'intervalle des valeurs de μ pour chaque type de végétation est représenté. Sur l'axe des ordonnées, la hauteur de chaque type de végétation est donnée.

Dans l'ensemble, le graphique de la Fig.4.30 montre une correspondance entre le coefficient de conformité et la hauteur de la végétation. En effet, plus la hauteur de la végétation augmente, plus les valeurs du coefficient de conformité sont faibles. Les sols totalement nus ayant les valeurs du coefficient de conformité les plus élevées alors que les forêts ont des valeurs de μ très faibles et proches de 0, voire négatives. Les zones de maraichages, quant à elles, ont un coefficient de conformité relativement faibles alors que leur hauteur n'est pas très élevée (~0,42m). Cela s'explique

par leur densité au sol proche de la longueur d'onde utilisée et de leur contenu en eau relativement important, contrairement aux grandes cultures correspondant à de la végétation sèche.

Pour conclure cette étude, le coefficient de conformité sur des zones de sols totalement nus est élevé (i.e. $\mu > 0,5$) alors que pour les zones de forêt, μ est proche de 0 voire négatif. En revanche, pour les différents types de végétation, il est à noter que plus la végétation est jeune (e.g. vignes et vergers très jeunes) et éparse, plus le coefficient de conformité est élevé. Cela peut s'expliquer par le fait que proportionnellement, la végétation est faiblement représentée par rapport au sol nu environnant. De même, plus le couvert de la végétation est continu (e.g. blé), relativement peu élevé (i.e. hauteur < 1m) et que la végétation est sèche et donc partiellement transparente, plus le coefficient de conformité est élevé. Les mêmes constats sont observés avec la classification de Freeman-Durden, identifiant également la végétation très jeune et celle dont le couvert est continu comme une rétrodiffusion surfacique.

4.4. Comparaison avec des classifications existantes

Une comparaison du coefficient de conformité avec les classifications existantes (e.g. Cloude-Pottier et Freeman-Durden) permet d'en faire une évaluation. Le résultat de cette comparaison est présenté sur la Fig.4.31 sur des données bande P acquises par le radar RAMSES de l'ONERA sur la zone de St Germain d'Estueil. La rétrodiffusion surfacique est représentée en bleu, volumique en vert et les effets de double-rebond en rouge. La classification de Freeman-Durden est construite à partir du modèle introduit à la section 4.1.2. en procédant par un tri sélectif. Le premier critère est basé sur la sélection des pixels présentant une rétrodiffusion volumique ($P_v > 0,6 * P_d$ et $P_v > 0,3 * P_s$). Ensuite, ceux révélant les caractéristiques d'une rétrodiffusion surfacique ($P_s > P_d$). Enfin, les pixels restant sont attribués à des effets de double-rebond [Truong-Loi 09a].

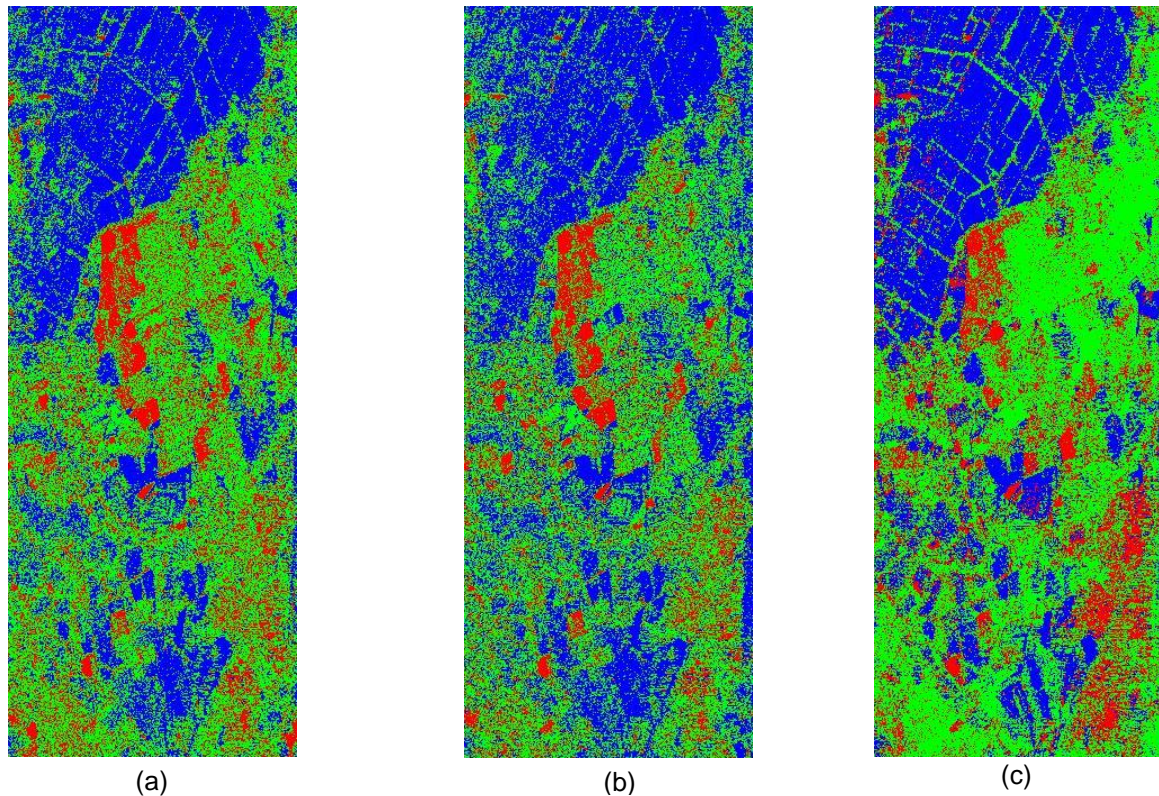


Fig.4.31 : Comparaison du coefficient de conformité (b) avec la classification de Cloude-Pottier ou H/α (a) et Freeman-Durden (c). Données RAMSES, bande P, St Germain d'Esteuil.

La Fig.4.31 illustre bien la forte similitude entre μ et H/α et une bonne correspondance entre μ et Freeman-Durden, notamment pour les zones bleues (e.g. sols nus). Ces zones sont très importantes pour la suite de cette étude puisqu'elles nous permettent ultérieurement d'estimer la rotation de Faraday (cf. Chapitre 5).

4.4.1. Identification des sols nus seuls

En vue d'estimer la rotation de Faraday sur les surfaces nues, le coefficient de conformité joue un rôle important dans la sélection des sols nus. Pour évaluer cette sélection, une comparaison avec trois autres critères est menée.

4.4.1.1. Comparaison de μ avec $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$

Dans un premier temps, le coefficient de conformité est comparé au critère mis en avant par Dubois et al. [Dubois 95] dans leur algorithme d'estimation de l'humidité des sols. Ce critère est basé sur les réponses dans les canaux HV et VV. En effet, pour identifier des sols nus il est nécessaire que le rapport de ces deux grandeurs soit inférieur à -11dB (e.g. $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0 < -11$ dB). Voici le résultat de cette comparaison :

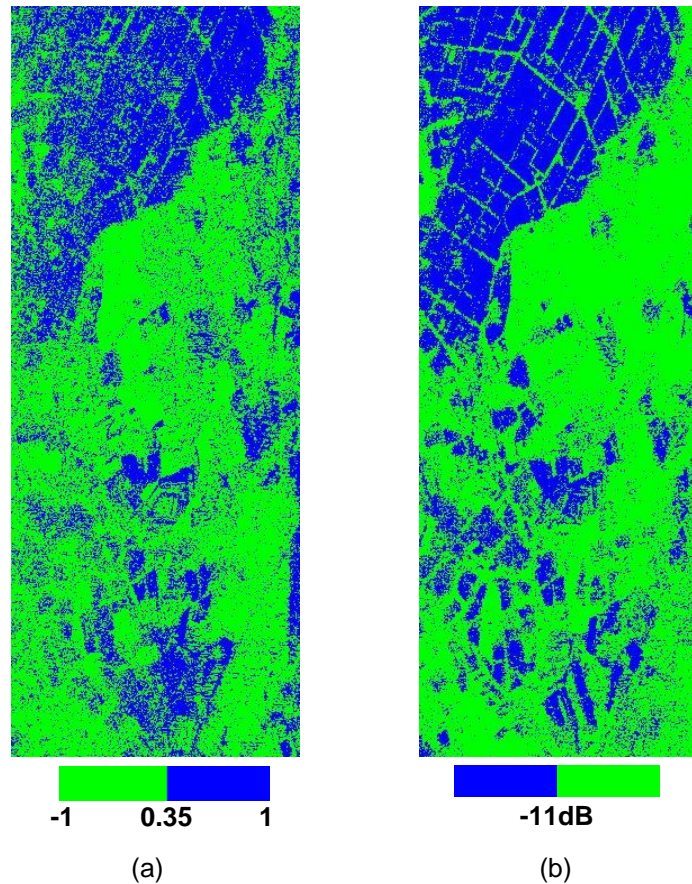


Fig.4.32 : Comparaison du coefficient de conformité (a) avec $\sigma_{HV}^0 / \sigma_{VV}^0$ (b)

Sur la Fig.4.32, les sols nus sont représentés en bleu et les autres types de rétrodiffusion en vert. L'image de gauche (a) correspond au coefficient de conformité et celle de droite (b) au rapport $\sigma_{HV}^0 / \sigma_{VV}^0$. Une forte similitude dans la sélection des sols nus apparaît clairement sur les deux images. La matrice de confusion entre ces deux critères est la suivante :

$$\begin{array}{c} \mu \\ \sigma_{HV}^0 / \sigma_{VV}^0 \end{array} \begin{bmatrix} 20,12\% & 12,68\% \\ 12,70\% & 54,50\% \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

L'élément (0,0) de cette matrice est le pourcentage de pixels identifiés comme des sols nus par les deux critères. L'élément (1,1) est le pourcentage de pixels identifiés comme un autre type de rétrodiffusion (différent d'un sol nu) par les deux critères. Les éléments non diagonaux (0,1) et (1,0) sont les pourcentages de pixels identifiés comme un sol nu par l'un des critères et comme un autre type de rétrodiffusion par l'autre critère. La matrice de confusion donnée par l'Equation (4.44) permet de justifier la bonne correspondance entre les deux critères puisque 74,62% des pixels sont classés de manière identique par les deux critères.

4.4.1.2. Comparaison de μ avec $\underline{\sigma}_{HV}^0 / \underline{\sigma}_{VV}^0$

Dans un second temps, la même comparaison est faite mais cette fois avec les éléments cross- et co-polarisés reconstruits ($\underline{\sigma}_{HV}$ et $\underline{\sigma}_{VV}$) à partir des données en polarimétrie compacte. Les éléments cross-

et copolarisés reconstruits, soulignés, sont calculés à partir de données en polarimétrie compacte simulées, en utilisant la reconstruction de Souyris et al. [Souyris 05] adaptée au mode $\pi/2$ [Dubois 08], comme expliqué à la section 2.3.1. du Chapitre 2.

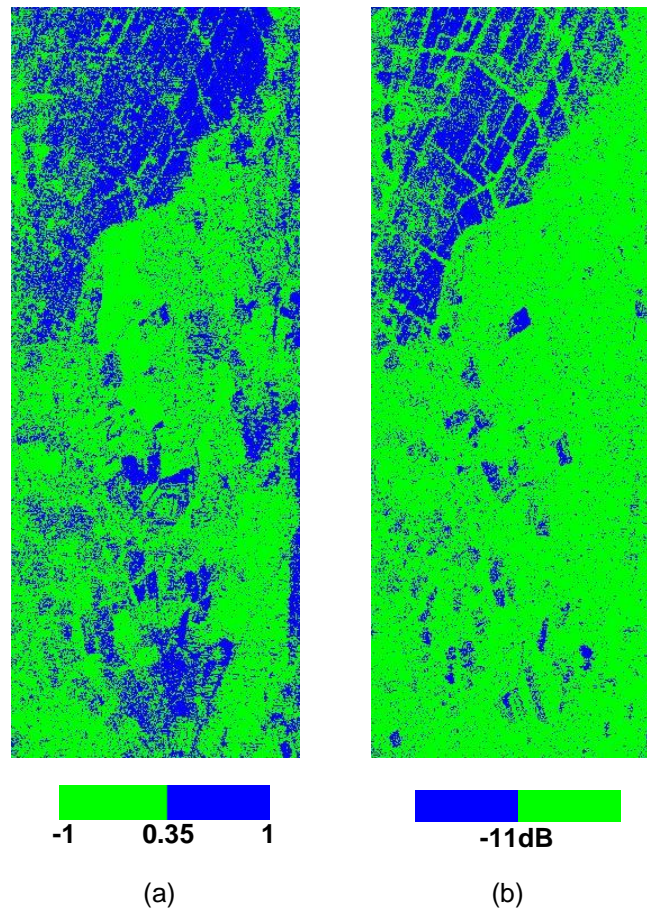


Fig.4.33 : Comparaison du coefficient de conformité (a) avec $\frac{\sigma_{HV}^0}{\sigma_{VV}^0}$ (b)

La matrice de confusion associée est la suivante :

$$\begin{matrix} & \mu \\ \frac{\sigma_{HV}^0}{\sigma_{VV}^0} & \begin{bmatrix} 14,16\% & 32,86\% \\ 5,54\% & 47,44\% \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (4.45)$$

La correspondance ici est assez correcte au niveau des sols nus figurant en haut de l'image. Cependant, pour le reste de l'image les sols nus sont très peu identifiés avec les données FP reconstruites. De plus, sur l'ensemble de l'image seulement 61,6% des pixels sont identifiés de façon semblable pour les deux critères. Ce biais peut être expliqué par la surestimation systématique du canal croisé reconstruit (i.e. \underline{HV}) comme mentionné à la section 2.3.2 du Chapitre 2. Pour la sélection des sols nus, le coefficient de conformité, issu de données en polarimétrie compacte, est meilleur que la FP reconstruite. Cependant, sur ces données, le canal reconstruit en polarisation croisée est surestimé par rapport aux données originales (cf. Fig.2.10).

4.4.1.3. Comparaison de μ avec $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$

Disposant de deux canaux en polarimétrie compacte : M_{RH} et M_{RV} , le paramètre d'étude immédiat afin de classifier les différentes zones de rétrodiffusion est la cohérence entre ces deux canaux définie telle que :

$$\rho_{M_{RH}M_{RV}^*} = \frac{\langle M_{RH}M_{RV}^* \rangle}{\sqrt{\langle M_{RH}M_{RH}^* \rangle \langle M_{RV}M_{RV}^* \rangle}} \quad (4.46)$$

De plus, dans le cas parfait où la rotation de Faraday est corrigée, le numérateur s'écrit :

$$\langle M_{RH}M_{RV}^* \rangle = \langle \tilde{S}_{RH}\tilde{S}_{RV}^* \rangle = \frac{j}{2} \left(\langle S_{HH}S_{VV}^* \rangle - \langle |S_{HV}|^2 \rangle \right) \quad (4.47)$$

Ainsi, à partir des produits croisés $\langle S_{HH}S_{VV}^* \rangle$ et $\langle |S_{HV}|^2 \rangle$, il est possible de classifier les différents types de rétrodiffusion. La comparaison du coefficient de conformité est donc effectuée avec la cohérence entre les deux canaux compact-pol M_{RH} et M_{RV} et montre une assez bonne correspondance dans la sélection des sols nus (cf. Fig.4.34).

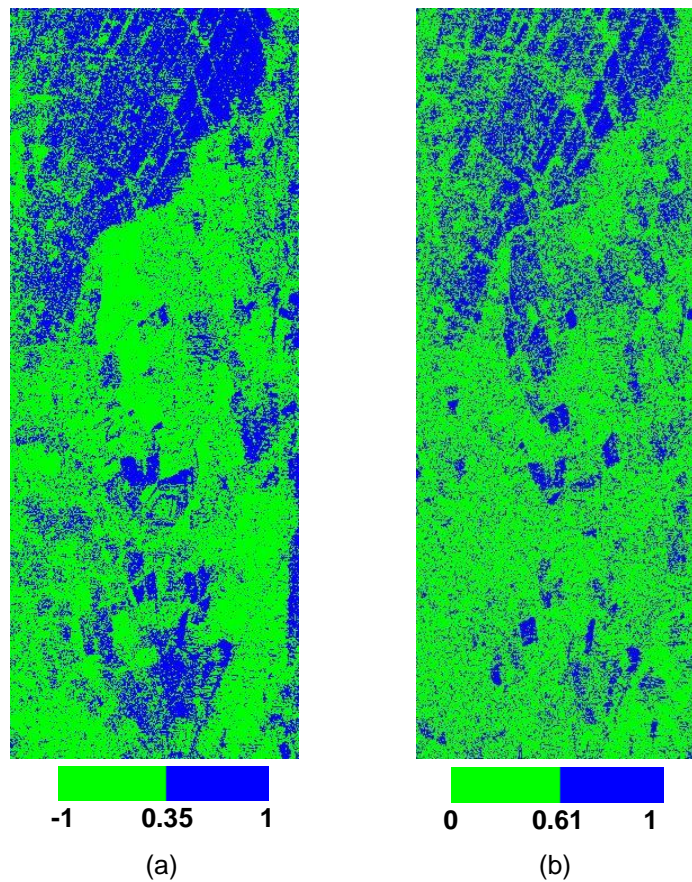


Fig.4.34 : Comparaison du coefficient de conformité (a) avec $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$ (b).

$$\rho_{M_{RH}M_{RV}^*} = \begin{matrix} \mu \\ \left[\begin{array}{cc} 23,62\% & 15,67\% \\ 8,54\% & 52,17\% \end{array} \right] \end{matrix} \quad (4.48)$$

La matrice de confusion montre 75,79% de pixels identifiés de manière identique. Dans l'ensemble de l'image et plus particulièrement en haut de l'image, le coefficient de conformité montre une capacité semblable aux autres critères pour identifier les sols nus. On rappelle la très bonne correspondance du coefficient de conformité avec H/α où 78,03% des pixels sont classifiés de façon similaire. Après avoir montré la capacité du coefficient de conformité à sélectionner des sols nus, il est essentiel de vérifier sa robustesse par rapport à la rotation de Faraday.

4.4.2. Influence de la rotation de Faraday

Afin de juger de la robustesse du coefficient de conformité, son comportement en présence de rotation de Faraday est analysé et comparé à celui des autres critères précédemment introduits (i.e. rapports $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$ et $\underline{\sigma}_{HV}^0/\underline{\sigma}_{VV}^0$ et cohérence $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$) sur une zone de végétation acquise lors de la campagne Pyla 2001 du radar RAMSES sur la forêt de Nezer. La rotation de Faraday est ici introduite dans les données puisque les données aéroportées ne sont pas soumises à cette perturbation.

Dans un premier temps, voici le comportement de chaque élément de rétrodiffusion σ_{HV}^0 et σ_{VV}^0 en présence d'une rotation de Faraday variant entre 0° et 180° :

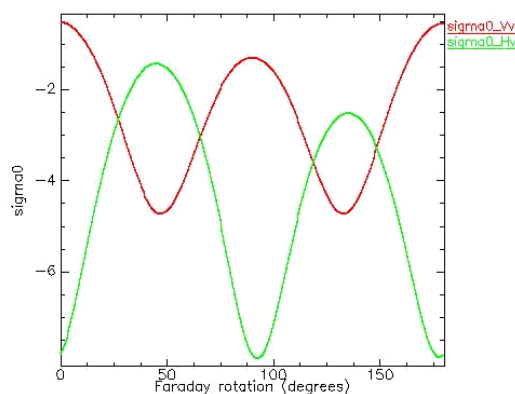


Fig.4.35 : Comportement de σ_{HV}^0 et σ_{VV}^0 en présence de rotation de Faraday.

Sur la Fig.4.35, la signature σ_{VV}^0 est tracée en rouge, σ_{HV}^0 en vert. Il apparaît clairement que les deux signatures (i.e. σ_{HV}^0 et σ_{VV}^0) varient en fonction de la rotation de Faraday. La signature dans le canal co-polarisé varie avec une amplitude de 4,25 dB et celle dans le canal cross-polarisé avec une amplitude de 6,5 dB. Rappelons que dans le cas FP des méthodes d'estimation de la rotation de Faraday existent.

Dans un deuxième temps, le comportement de chaque élément de rétrodiffusion $\underline{\sigma}_{HV}^0$ et $\underline{\sigma}_{VV}^0$, reconstruits depuis la polarimétrie compacte, en présence d'une rotation de Faraday variant entre 0° et 180° est tracé ci-dessous :

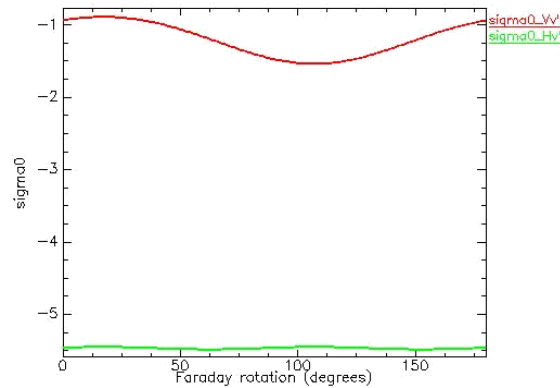


Fig.4.36 : Comportement de $\underline{\sigma}_{HV}^0$ et $\underline{\sigma}_{VV}^0$ en présence de rotation de Faraday.

Sur la Fig.4.36, la signature $\underline{\sigma}_{VV}^0$ est tracée en rouge, $\underline{\sigma}_{HV}^0$ en vert. Une variation de 0,75 dB est constatée pour $\underline{\sigma}_{VV}^0$, de 0,05 dB pour $\underline{\sigma}_{HV}^0$. Les signatures en polarimétrie complète reconstruites à partir de la polarimétrie compacte ne montrent pas de dépendance à la rotation de Faraday. En effet, comme l'a montré Dubois et al. [Dubois 08] et tel que mentionné à la section 2.3.2. – Chapitre 2 sur une autre région d'intérêt (cf. Fig. 2.11), la reconstruction est peu perturbée par la rotation de Faraday. Cela montre que l'algorithme de reconstruction, basé sur la cohérence entre les canaux co-polarisés, est « auto-correcteur » par rapport à la rotation de Faraday. Ce résultat est important, d'une part pour des zones de végétation pour lesquelles le terme en polarisation croisée joue un rôle majeur dans l'estimation de nombreux paramètres telles que la hauteur, la biomasse, etc., d'autre part en basse fréquence où les effets ionosphériques sont toujours présents.

Le troisième critère est la cohérence entre les deux canaux compact-pol : $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$. Son comportement en présence de rotation de Faraday est représenté ci-dessous :

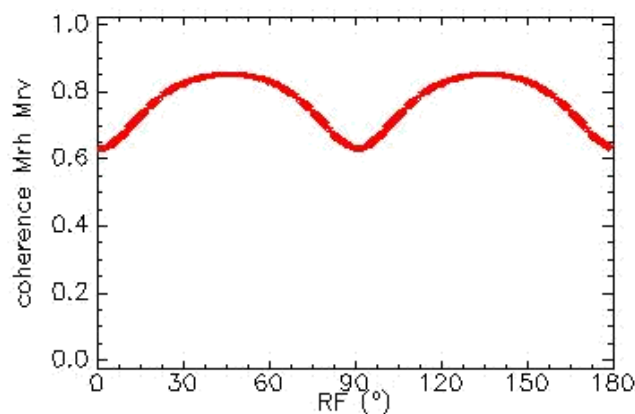


Fig.4.37 : Comportement de $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$ en présence de rotation de Faraday.

La cohérence entre les deux canaux M_{RH} et M_{RV} varie de 0,63 à 0,86 en présence d'une rotation de Faraday contenue dans l'intervalle $[0^\circ ; 180^\circ]$.

Afin de mettre en avant les différents résultats (i.e. valeurs de μ selon le type de rétrodiffusion et indépendance par rapport à la rotation de Faraday) exposés auparavant dans ce chapitre, la Fig.4.38

illustre le comportement du coefficient de conformité en présence de rotation de Faraday, sur trois zones différentes (sol nu, végétation et trièdre) :

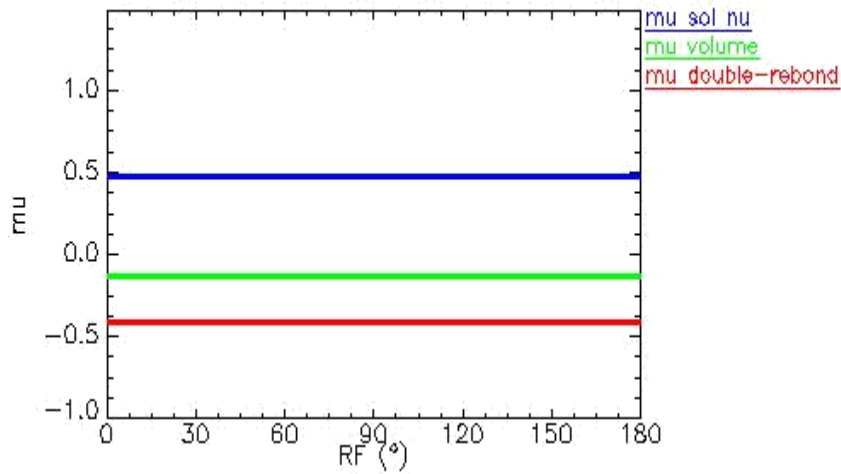


Fig.4.38 : Comportement de μ en présence de rotation de Faraday.

Sur la Fig.4.38, les valeurs du coefficient de conformité sur un sol nu et en présence de rotation de Faraday sont représentées en bleu, sur une zone de végétation en vert et sur une cible à double-rebond en rouge. Pour les trois zones, le coefficient de conformité est constant quelque soit la valeur de la rotation de Faraday. Cette illustration confirme le comportement du coefficient de conformité en présence de rotation de Faraday démontré théoriquement à la section 4.3.1 (Equation (4.19)). Contrairement aux trois autres critères ($\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$ et $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VH}^0$ et cohérence $\rho_{M_{RH}M_{RV}^*}$), le coefficient de conformité est totalement indépendant de la rotation de Faraday.

4.5. Conclusion

Une nouvelle classification est proposée dans ce chapitre, basée sur un nouveau coefficient appelé *coefficient de conformité* et noté μ . Ce coefficient permet d'identifier trois types de rétrodiffusion : surfacique, volumique et les double-rebonds de manière équivalente aux classifications de Freeman-Durden et de Cloude-Pottier. L'objectif de ce chapitre était de montrer la capacité d'un système SAR opérant en polarimétrie compacte à sélectionner les sols nus afin de pouvoir par la suite estimer la rotation de Faraday sur ces zones. La sélection des sols nus grâce au coefficient de conformité s'est révélée robuste face aux classifications full-pol et en présence de rotation de Faraday. Totalement indépendant de la rotation de Faraday, il est utilisable avec des données en polarimétrie aussi bien compacte que complète. Dès lors que les sols nus peuvent être sélectionnés avec des données en polarimétrie compacte, l'estimation de la rotation de Faraday peut alors être envisagée sur ces zones et cela fait l'objet du chapitre suivant.

4.6. Références

- [Baqué 10] R. Baqué, P. Dreuillet, O. Ruault du Plessis, H. Cantalloube, L. Ulander, G. Stenström, T. Jonsson, A. Gustavsson, *LORAMBis - A bistatic VHF/UHF SAR experiment for FOPEN*, Proceedings of Radar2010, Washington DC, USA, 10-14 Mai 2010.
- [Cloude 96] S.R. Cloude et E. Pottier, *A Review of Target Decomposition Theorems in Radar Polarimetry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 34, no. 2, Mars 1996.
- [Cloude 97] S.R. Cloude et E. Pottier, *An Entropy Based Classification Scheme for Land Applications of Polarimetric SAR*, IEEE TGRS, vol. 35, no. 1, Janvier 1997.
- [Dubois 95] P. C. Dubois, J. van Zyl et T. Engman, *Measuring Soil Moisture with Imaging Radars*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, no. 4, Juillet 1995.
- [Freeman 98] A. Freeman et S. L. Durden, *A Three-Component Scattering Model for Polarimetric SAR Data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 36, no. 3, Mai 1998.
- [Guissard 94] A. Guissard, "Phase calibration of polarimetric radars from slightly rough surfaces," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 32, no. 3, pp. 712–714, Mai 1994.
- [Lasne 04] Y. Lasne, P. Paillou, T. August-Bernex, G. Ruffié et G. Grandjean, *A Phase Signature for Detecting Wet Subsurface Structures Using Polarimetric L-Band SAR*, IEEE TGRS, vol. 42, no. 8, Août 2004.
- [Lee 09] J.-S. Lee and E. Pottier, *Polarimetric Radar Imaging – From Basics to Applications*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009.
- [Souyris 05] J-C. Souyris, P. Imbo, R. FjØrtoft, S. Mingot and J-S. Lee, *Compact Polarimetry Based on Symmetry Properties of Geophysical Media : The $\pi/4$ Mode*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 43, no. 3, Mars 2005.
- [Truong-Loï 09a] M-L. Truong-Loï, A. Freeman, P. Dubois-Fernandez et E. Pottier, *Comparison between the conformity coefficient and previous classification techniques for bare surface discrimination and application to compact polarimetric mode*, Proceedings of PolInSAR 09, Frascati, Italie, Janvier 2009.
- [Truong-Loï 09b] M-L. Truong-Loï, A. Freeman, P. C. Dubois-Fernandez et E. Pottier, *Estimation of Soil Moisture and Faraday Rotation From Bare Surfaces Using Compact Polarimetry*, IEEE TGRS, vol. 47, no. 11, Novembre 2009.

[van Zyl 92] J. J. van Zyl, *Application of Cloude's target decomposition theorem to polarimetric imaging radar*, SPIE, Vol. 1748 Radar Polarimetry.

[van Zyl 08] J. J. van Zyl et Y. Kim, *Requirements for Model-Based Polarimetric Decompositions*, IGARSS 08, 6-11 Juillet 2008, Boston, MA, USA.

[Yamaguchi 05] Y. Yamaguchi, T. Moriyama, M. Ishido et H. Yamada, *Four-Component Scattering Model for Polarimetric SAR Image Decomposition*, IEEE TGRS, vol. 43, no. 8, Août 2005.

Chapitre 5

Rotation de Faraday - Estimation

Rappelons que la rotation de Faraday, définie au Chapitre 3, perturbe les ondes basse fréquence lors de la traversée de la couche ionosphérique. Les électrons libres constituant cette couche atmosphérique interagissent avec l'onde et provoquent une rotation du plan de polarisation de l'onde. Dans le Chapitre 3, ce phénomène a été introduit et des méthodes d'estimation de la rotation de Faraday ont été présentées dans le cas d'un système SAR opérant en polarimétrie complète. En polarimétrie compacte, l'onde transmise est choisie circulaire afin d'éviter ce phénomène à l'émission. Cependant, à la réception, la rotation de Faraday est présente et doit donc être corrigée. Des sols nus sont alors requis pour leurs propriétés de rétrodiffusion permettant de simplifier les équations caractérisant la polarimétrie compacte dans le but par la suite d'estimer la rotation de Faraday. De plus, en disposant de sols nus, des hypothèses peuvent être utilisées permettant une simplification du système. Le chapitre précédent a présenté un nouveau paramètre, le coefficient de conformité, permettant de sélectionner les sols nus avec des données en polarimétrie compacte et indépendamment de la rotation de Faraday. Une fois les sols nus sélectionnés, l'objectif est d'estimer la rotation de Faraday sur de telles zones afin de pouvoir la corriger sur toute la scène. Ce chapitre évalue la possibilité d'estimer la rotation de Faraday sur des surfaces nues avec des données en polarimétrie compacte.

5.1. Estimation de la rotation de Faraday en polarimétrie compacte

5.1.1. Mode $\pi/2$ avec réceptions circulaires

Dans le cas d'un SAR opérant en mode de polarimétrie compacte $\pi/2$ avec une émission circulaire droite et deux réceptions circulaires gauche et droite, la rotation de Faraday introduit une différence de phase entre les deux signaux, ce qui nécessite donc une correction. Les deux éléments du vecteur de rétrodiffusion, sans rotation de Faraday s'expriment :

$$\begin{pmatrix} S_{RR} \\ S_{RL} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ 1 & j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

$$S_{RR} = \frac{1}{2} (S_{HH} - S_{VV} - 2jS_{HV}) \quad (5.2)$$

$$S_{RL} = \frac{1}{2} (S_{HH} + S_{VV})$$

Le produit croisé entre ces deux termes peut être calculé, en supposant la symétrie de réflexion et l'hypothèse des sols nus (i.e. $\arg\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \approx 0$) :

$$\begin{aligned} \langle S_{RR} S_{RL}^* \rangle &= \frac{1}{4} \langle (S_{HH} - S_{VV} - 2jS_{HV})(S_{HH} + S_{VV})^* \rangle \\ &\cong \frac{1}{4} (\langle S_{HH} S_{HH}^* \rangle - \langle S_{VV} S_{VV}^* \rangle) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Les deux termes $\langle S_{HH} S_{HH}^* \rangle$ et $\langle S_{VV} S_{VV}^* \rangle$ de l'Equation (5.3) étant réels, leur somme l'est aussi et donc le produit des deux termes CP $\langle S_{RR} S_{RL}^* \rangle$ est également réel. En supposant que pour une rétrodiffusion surfacique $|S_{HH}|^2 < |S_{VV}|^2$, alors la quantité $\langle S_{RR} S_{RL}^* \rangle$ est négative et :

$$\arg\langle S_{RR} S_{RL}^* \rangle = -\pi \text{ mod } 2\pi \quad (5.4)$$

Si une rotation de Faraday est maintenant ajoutée alors les deux termes de rétrodiffusion mesurés peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} M_{RR} &= \frac{1}{2} (S_{HH} - 2jS_{HV} - S_{VV}) = S_{RR} \\ M_{RL} &= \frac{1}{2} e^{2j\Omega} (S_{HH} + S_{VV}) = e^{2j\Omega} S_{RL} \end{aligned} \quad (5.5)$$

La phase entre M_{RR} et M_{RL} est liée à l'angle de rotation de Faraday par [Truong-Loi 09a] :

$$\arg\langle M_{RR} M_{RL}^* \rangle = 2\Omega + \arg\langle S_{RR} S_{RL}^* \rangle = 2\Omega - \pi \text{ mod } 2\pi \quad (5.6)$$

D'où

$$\Omega = \frac{1}{2} \arg\langle M_{RR} M_{RL}^* \rangle + \frac{\pi}{2} \text{ mod } \pi \quad (5.7)$$

Pour des surfaces nues, l'angle de rotation de Faraday peut donc être estimé à partir de la phase entre ces deux termes.

5.1.2. Mode $\pi/2$ avec réceptions linéaires H et V

Dans le cas d'un SAR opérant en mode de polarimétrie compacte $\pi/2$ avec une émission circulaire droite et deux réceptions linéaires H et V, les deux éléments du vecteur de rétrodiffusion, sans rotation de Faraday s'expriment à l'aide de l'Equation (4.10) que l'on rappelle ci-dessous :

$$\begin{aligned} S_{RH} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{HH} - jS_{HV}) \\ S_{RV} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{HV} - jS_{VV}) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Le produit croisé entre ces deux termes sous l'hypothèse de la symétrie de réflexion est donné par l'Equation (4.11) rappelée ci-dessous tel que :

$$\langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle = \frac{j}{2} (\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle - \langle S_{VH} S_{HV}^* \rangle) \quad (5.9)$$

En supposant $\arg \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle \approx 0$, l'Equation (5.9) devient un nombre imaginaire pur, la partie imaginaire étant positive ou négative. Alors la phase entre ces deux mesures est [Truong-Loï 09a] :

$$\arg \langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle = \frac{\pi}{2} \pmod{\pi} \quad (5.10)$$

Si une rotation de Faraday est maintenant ajoutée, alors on forme les produits issus des éléments de rétrodiffusion mesurés et donnés par les Equations (4.12) à (4.17) du Chapitre 4.

Si $\Re \langle S_{RH} S_{RV}^* \rangle = 0$, alors on a :

$$\langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle - \langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle = (|S_{RV}|^2 - |S_{RH}|^2) \cos 2\Omega \quad (5.11)$$

$$\Re \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle = \frac{1}{2} (|S_{RV}|^2 - |S_{RH}|^2) \sin 2\Omega \quad (5.12)$$

Il en résulte donc que [Truong-Loï 09a] :

$$\Omega = \frac{1}{2} \arctan \left(2 \frac{\Re \langle M_{RH} M_{RV}^* \rangle}{(\langle M_{RV} M_{RV}^* \rangle - \langle M_{RH} M_{RH}^* \rangle)} \right) \pmod{\frac{\pi}{4}} \quad (5.13)$$

Il apparaît dans cette section qu'en mode $\pi/2$, deux possibilités d'estimation de la rotation de Faraday sont possibles (Equation (5.7) et (5.13)) sur des surfaces nues. Il est aussi possible d'utiliser l'Equation (5.10) en corrigeant les valeurs mesurées M_{RH} et M_{RV} avec des valeurs de Ω comprises entre 0 et π jusqu'à ce que l'égalité de l'Equation (5.10) soit respectée :

$$\arg \left\langle \tilde{S}_{RH} \tilde{S}_{RV}^* \right\rangle = \frac{\pi}{2} \pmod{\pi} \quad (5.14)$$

où
$$\tilde{S} = R_{\Omega}^T M R_{\Omega}^T \quad (5.15)$$

Avec $\Omega = [0 \dots \pi]$ et $R_{\Omega}^T \equiv R_{\Omega}^{-1}$.

5.1.3. Evaluation sur données

5.1.3.1. Processus

A l'aide de données full-pol aéroportées et spatiales en bande P et L respectivement, des données en polarimétrie compacte sont synthétisées. Parallèlement, une valeur de rotation de Faraday (Ω) est ajoutée afin de simuler les effets ionosphériques les plus importants en basse fréquence. Les données aéroportées ne sont pas soumises à ce phénomène et les données spatiales ont été livrées corrigées, c'est pourquoi la simulation de la rotation de Faraday est ici nécessaire. La rotation de Faraday simulée est de 30° pour les données en bande L et de 100° pour les données en bande P. L'objectif étant d'estimer cette valeur et cela n'étant possible que sur des zones de sol nu (i.e. n'ayant subi aucune autre perturbation que la rotation de Faraday). La première étape est la sélection de ces zones. Une fois sélectionnées, la rotation de Faraday peut être estimée (Ω_e). L'organigramme de la Fig.5.1 représente le processus suivi pour l'évaluation de l'estimation de la rotation de Faraday.

Les données aéroportées du capteur RAMSES de l'ONERA acquises en bande P aux alentours de Saint Germain d'Esteuil sont représentées sur la Fig.5.2. La Fig.5.2 (a) est la représentation de Pauli de ces données avec HH+VV en bleu, HH-VV en rouge et 2*HV en vert. La Fig.5.2 (b) est la même représentation dans le cas où les signaux ont été perturbés par une rotation de Faraday de 100° . Le résultat de l'application du modèle de Freeman-Durden [Freeman 98] sur ces données est représenté à la Fig.5.2 (c) avec les effets de double-rebond en rouge, la rétrodiffusion volumique en vert et surfacique en bleu. La Fig.5.2 (d) est la représentation du modèle de Freeman-Durden en présence d'une rotation de Faraday de 100° , avec le même codage de couleurs que la Fig.5.2 (c).

Les données spatiales du capteur PALSAR acquises en bande L sont représentées sur la Fig.5.3. La Fig.5.3 (a) est la représentation de Pauli de ces données avec HH+VV en bleu, HH-VV en rouge et 2*HV en vert. La Fig.5.3 (b) est la même représentation dans le cas où les signaux ont été perturbés par une rotation de Faraday de 30° . Le résultat de l'application du modèle de Freeman-Durden [Freeman 98] sur ces données est représenté à la Fig.5.3 (c) avec les effets de double-rebond en rouge, la rétrodiffusion volumique en vert et surfacique en bleu. La Fig.5.3 (d) est la représentation du modèle de Freeman-Durden en présence d'une rotation de Faraday de 30° , avec le même codage de couleurs que la Fig.5.3 (c).

On remarque clairement que la rotation de Faraday a un effet sur les données puisque les représentations de Pauli et de Freeman-Durden sont différentes en présence et en l'absence de rotation de Faraday. Les changements observés sur l'image PALSAR sont plus évidents,

conséquence directe du fait qu'une surface nue ou de mer se transforme en une zone de végétation en présence de rotation de Faraday.

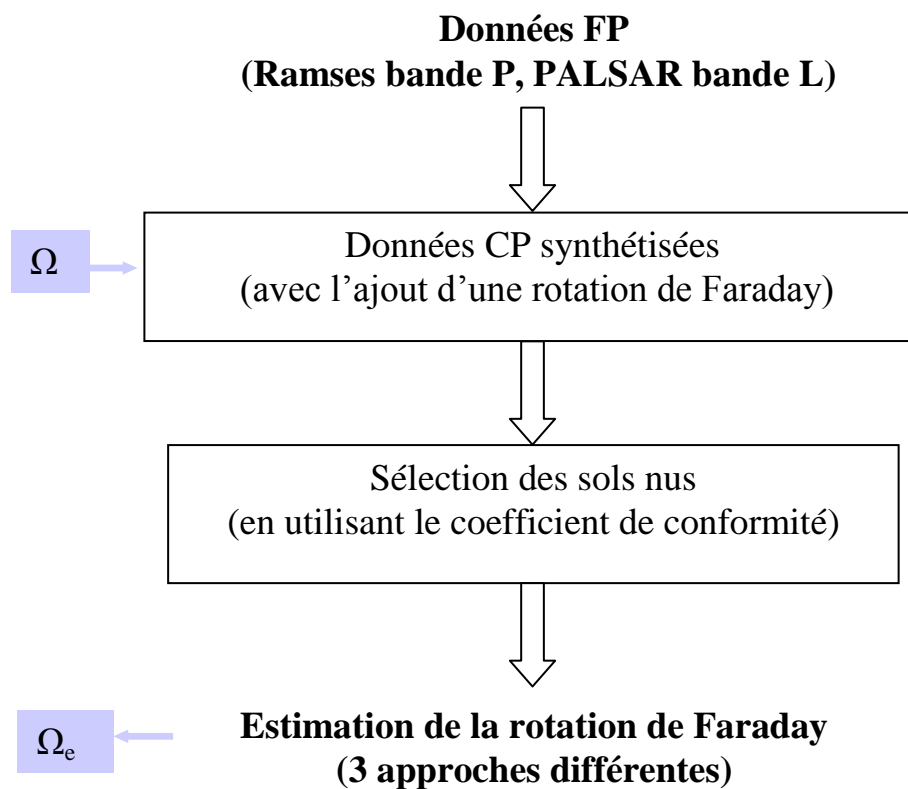


Fig.5.1 : Organigramme schématisant le processus d'estimation de la rotation de Faraday.

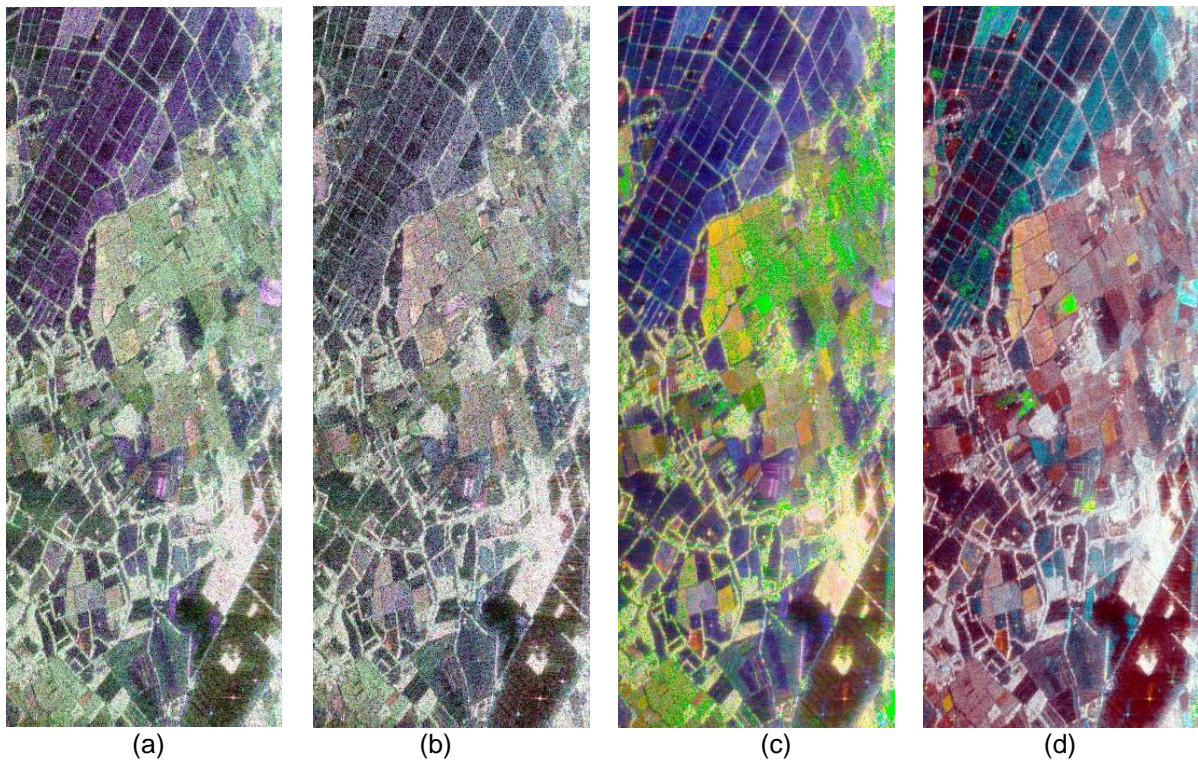


Fig.5.2 : Données RAMSES, bande P. (a) Représentation $\{R ; V ; B\}=\{S_{HH}-S_{VV} ; 2*S_{HV} ; S_{HH}+S_{VV}\}$.
 (b) Mêmes données avec une rotation de Faraday de 100° $\{R ; V ; B\}=\{S_{HH}-S_{VV} ; 2*S_{HV} ; S_{HH}+S_{VV}\}$.
 (c) Modèle de Freeman-Durden sur ces mêmes données non perturbées, $\{R ; V ; B\}=\{P_d ; P_v ; P_s\}$.
 (d) Modèle de Freeman-Durden sur ces mêmes données perturbées par une rotation de Faraday de 100° , $\{R ; V ; B\}=\{P_d ; P_v ; P_s\}$.

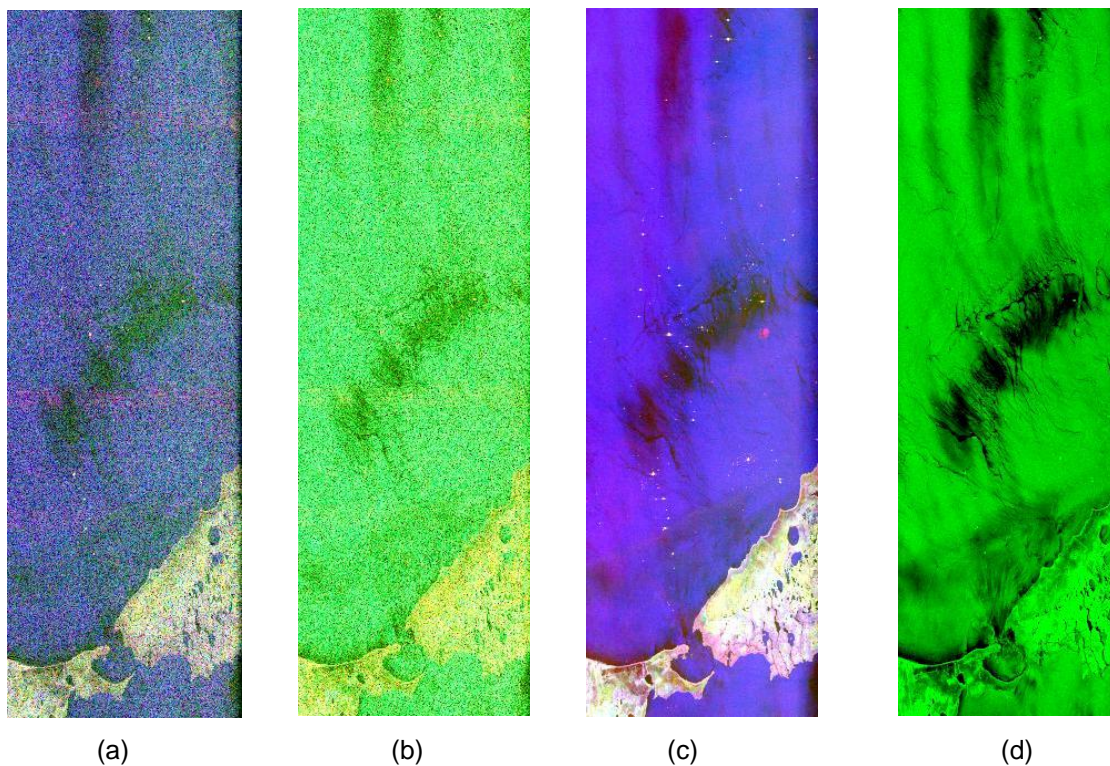


Fig.5.3 : Données PALSAR, bande L. (a) Représentation $\{R ; V ; B\}=\{S_{HH}-S_{VV} ; 2*S_{HV} ; S_{HH}+S_{VV}\}$.
 (b) Mêmes données avec une rotation de Faraday de 30° $\{R ; V ; B\}=\{S_{HH}-S_{VV} ; 2*S_{HV} ; S_{HH}+S_{VV}\}$.
 (c) Modèle de Freeman-Durden sur ces mêmes données non perturbées, $\{R ; V ; B\}=\{P_d ; P_v ; P_s\}$.
 (d) Modèle de Freeman-Durden sur ces mêmes données perturbées par une rotation de Faraday de 30° , $\{R ; V ; B\}=\{P_d ; P_v ; P_s\}$.

5.1.3.2. Estimation par CP1 sur données aéroportées RAMSES

L'estimation de la rotation de Faraday est tout d'abord calculée avec les données mesurées en mode $\pi/2$ avec réceptions circulaires (i.e. Equation (5.7)). Cette méthode d'estimation, appelée *CP1*, est faite sur des sols nus sélectionnés par le rapport $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$ introduit par Dubois et al. [Dubois 95] et comparée à l'estimation faite sur des sols nus sélectionnés par le coefficient de conformité. La Fig.5.4 (a) est un histogramme 2-D dont l'abscisse est le rapport $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$ permettant d'identifier les sols nus, et l'ordonnée est l'estimation de la rotation de Faraday calculée avec l'Equation (5.7). La Fig.5.4 (b) est un histogramme 2-D équivalent à la Fig.5.4 (a) mais pour lequel l'abscisse représente les valeurs positives du coefficient de conformité. La Fig.5.4 (a) montre que plus le rapport des signatures cross- et co-polarisées est faible, plus l'estimation de la valeur de Ω_e est évidente. De plus, le maximum de pixels (en rouge) se situe autour de $100^\circ \pm 2^\circ$. Cela nous permet de constater qu'il est essentiel de sélectionner avec soin les zones sur lesquelles l'estimation de la rotation de Faraday est envisagée. La Fig.5.4 (b) met en évidence une valeur de Ω_e de $100^\circ \pm 2^\circ$ pour une valeur de $\mu > 0,2$. Des zones ambiguës, telle que pour $\mu \sim 0$ et $\Omega_e \sim 160^\circ$ sur la Fig.5.4 (b), peuvent apparaître mais ne sont pas admissibles car les hypothèses de surface nue ne sont pas respectées sur ces zones.

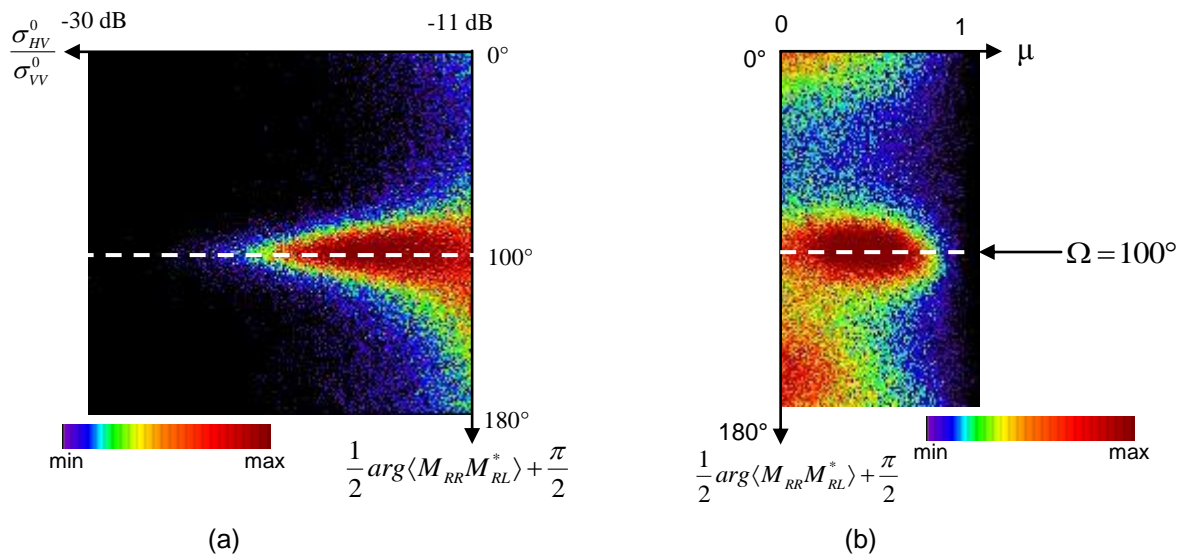


Fig.5.4 : Estimation de la rotation de Faraday grâce à l'Equation (5.7) [Truong-Loi 09a].

5.1.3.3. Estimation par CP2 sur données aéroportées RAMSES

Dans un second temps, l'estimation est menée suivant la procédure appelée *CP2* en mode $\pi/2$ avec réceptions linéaires (i.e. Equation (5.14)). Ainsi, la rotation de Faraday présente dans les éléments mesurés M_{RH} et M_{RV} est soustraite de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_{RH} \\ \tilde{S}_{RV} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \Omega & -\sin \Omega \\ \sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_{RH} \\ M_{RV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & -\sin \Omega \\ \sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \quad (5.16)$$

$\arg \langle \tilde{S}_{RH} \tilde{S}_{RV}^* \rangle$ est calculé pour toutes les valeurs de $\Omega \in [0 \dots \pi]$ jusqu'à ce que l'égalité de l'Equation (5.14) soit vérifiée. Le résultat de cette estimation est représenté sur la Fig.5.5 (a) sur des sols nus sélectionnés par le rapport $\sigma_{HV}^0 / \sigma_{VV}^0$ et par le coefficient de conformité sur la Fig.5.5 (b). Le résultat est équivalent au précédent (i.e. Fig.5.4) dans les deux cas (a) et (b), la rotation de Faraday estimée correspond bien à celle simulée auparavant, soit $\Omega_e = 100^\circ$.

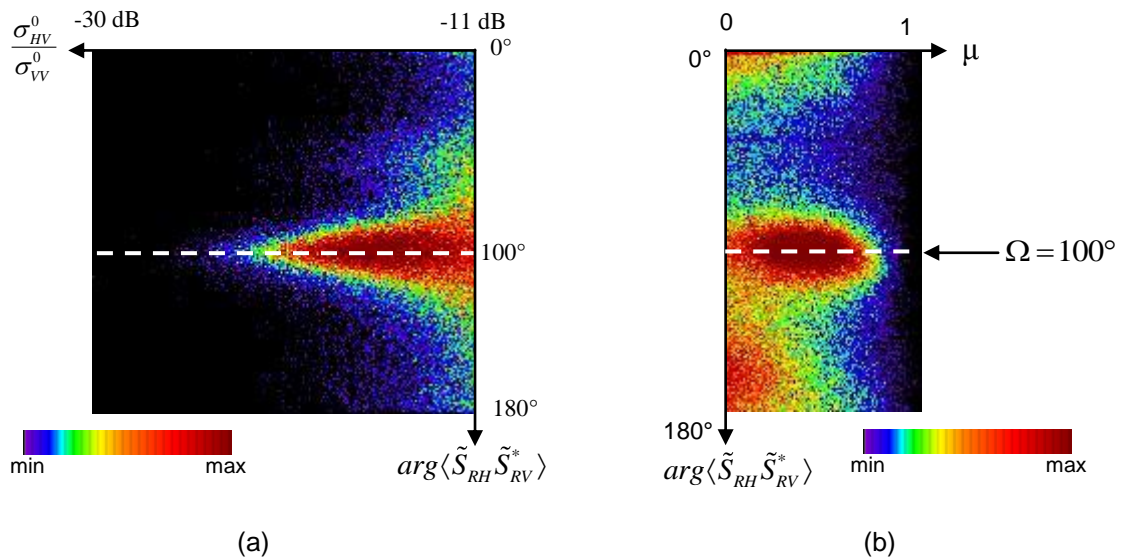


Fig.5.5 : Estimation de la rotation de Faraday grâce à l'Equation (5.14) [Truong-Loi 09a].

L'équivalence constatée entre les résultats de la Fig.5.4 et de la Fig.5.5 était attendue puisque théoriquement l'analyse des données issues de ces deux modes conduit à des résultats similaires. Cela résulte du fait que, mathématiquement, les vecteurs de rétrodiffusion de ces deux modes sont liés par une multiplication matricielle comme expliqué à la section 2.3.2, Equation (2.24).

5.1.3.4. Estimation par CP3 sur données aéroportées RAMSES

Enfin, la troisième méthode, appelée CP3 et qui utilise l'Equation (5.13), évalue la rotation de Faraday directement à partir des données mesurées en mode $\pi/2$ avec réceptions linéaires dans l'intervalle $[-\pi/4 ; \pi/4]$. Le résultat obtenu (cf. Fig.5.6) est de 10° . Or la définition donnée par l'Equation (5.13) est $\Omega + k\pi/4$ avec k un entier relatif. Et dans notre cas, la valeur simulée est de $100^\circ = 10^\circ + 2\pi/4$. On peut en conclure que cette méthode est à appliquer pour des valeurs de Ω relativement faibles comme dans le cas de signaux en bande L où la rotation de Faraday est présente mais assez faible.

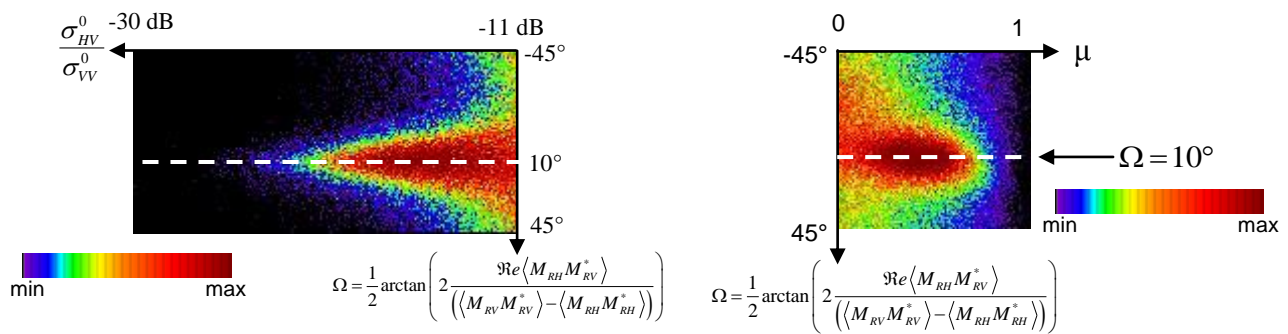


Fig.5.6 : Estimation de la rotation de Faraday grâce à l'Equation (5.13).

5.1.3.5. Conclusion

Les méthodes présentées dans cette section estiment suffisamment bien la rotation de Faraday. Ces méthodes utilisent des données en polarimétrie compacte $\pi/2$. Deux d'entre elles sont équivalentes, CP1 et CP2, et estiment la rotation de Faraday (i.e. Equations (5.7) et (5.14)) modulo π alors que la troisième CP3 la calcule modulo $\pi/4$. Cela permet une avancée dans l'estimation de la rotation de Faraday puisque les méthodes existantes évaluent la rotation de Faraday modulo $\pi/2$. La section suivante est la comparaison des méthodes présentées et évaluées précédemment avec les méthodes existantes de Bickel et Bates [Bickel 65] et de Freeman [Freeman 04], sur des données spatiales en bande L.

5.1.3.6. Estimation sur données spatiales en bande L

Les données spatiales sont les données du radar PALSAR (Phased Array type L-band Synthetic Aperture Radar) du satellite japonais ALOS (Advanced Land Observation Satellite) fournies par l'Alaska Satellite Facility. Ces données, représentées sur la Fig.5.3 sont en bande L et sont dans l'ensemble constituées de zones d'océan. Ce type de milieu, assimilé à un sol nu car l'hypothèse de symétrie de réflexion et la différence de phase nulle entre les canaux co-polarisés y sont respectées, permet d'estimer la rotation de Faraday.

Une rotation de Faraday de 30° est simulée sur ces données. L'estimation est tout d'abord calculée avec les données FP puis avec les données CP simulées. Les courbes de la Fig.5.7 représentent l'estimation de la rotation de Faraday avec les méthodes de Bickel et Bates Fig.5.7 (a) [Bickel 65] et de Freeman Fig.5.7 (b) [Freeman 04]. La Fig.5.8 est le résultat de l'estimation faite par les méthodes CP présentées par les Equations (5.7), (5.13) et (5.14).

Il faut rappeler que l'estimation de la rotation de Faraday sur des données FP fonctionne parfaitement comme en témoigne les résultats de l'estimation de la rotation de Faraday sur les données full-pol PALSAR en bande L de la Fig.5.7 qui sont très précis et exacts puisque la valeur estimée est de 30° , correspondant bien à la grandeur simulée. Les résultats issus de données en polarimétrie compacte sont représentés sur la Fig.5.8 et montre une bonne estimation de la rotation de Faraday [Truong-Loï

09b]. En effet, les pics des trois graphiques de la Fig.5.8 sont plus larges que ceux de la Fig.5.7, mais permettent cependant une estimation exacte de la rotation de Faraday. L'équivalence entre les résultats des deux méthodes CP1 et CP2 est de nouveau montrée sur ces données. Les différences majeures entre les deux modes de polarimétrie sont dans un premier temps la sélection préalable et obligatoire des sols nus en polarimétrie compacte alors que l'estimation faite avec les données full-pol est directement calculée sur l'ensemble des zones. Dans un second temps, deux des méthodes CP permettent d'estimer la rotation de Faraday jusqu'à 180° .

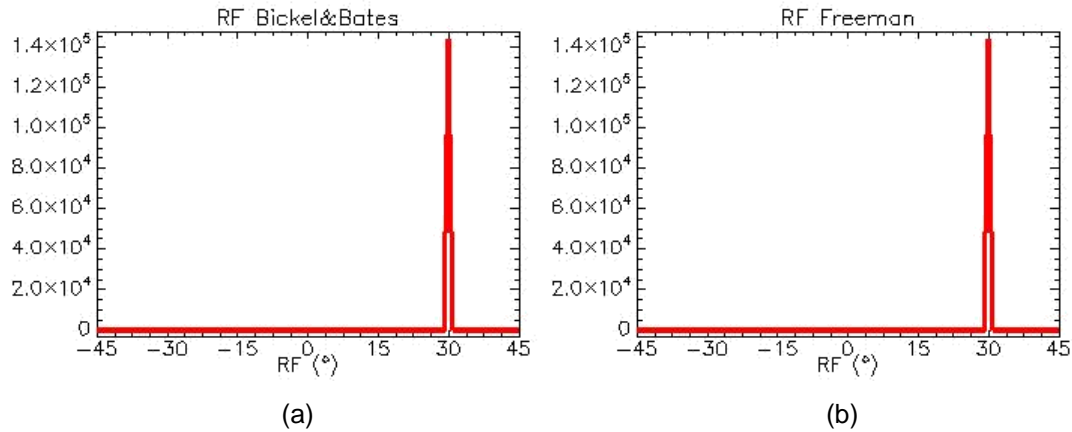


Fig.5.7 : Estimation de la rotation de Faraday avec des données full-pol.
(a) algorithme de Bickel et Bates [Bickel 65]. (b) algorithme de Freeman [Freeman 04].

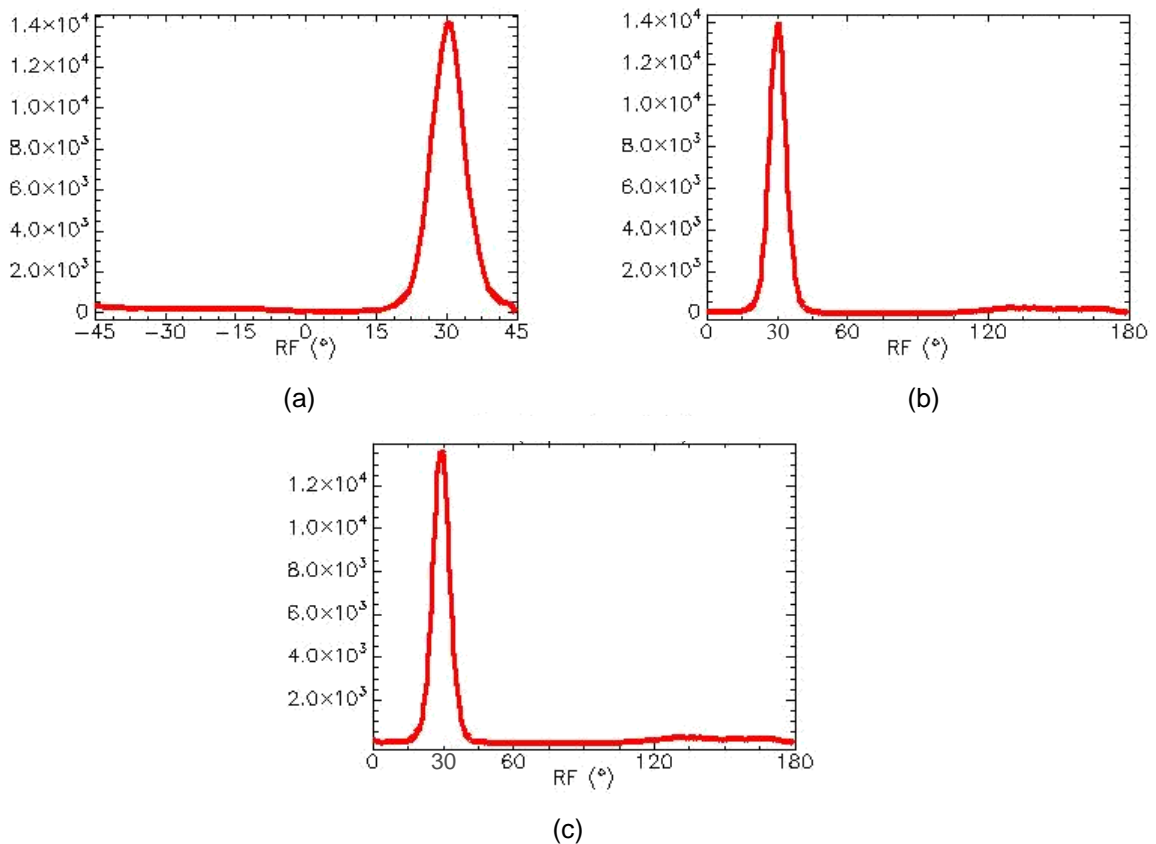


Fig.5.8 : Estimation de la rotation de Faraday avec des données compact-pol.
(a) CP3 - Equation (5.13). (b) CP1 - Equation (5.7). (c) CP2 - Equation (5.14).

5.2. Conclusion

L'estimation de la rotation de Faraday à partir de données en polarimétrie compacte fait l'objet de ce chapitre. Des méthodes existantes d'estimation ont été présentées au Chapitre 3 mais ne sont pas applicables en polarimétrie compacte car le canal en polarisation croisée n'est pas disponible et le vecteur de rétrodiffusion mesuré n'est constitué que de deux éléments. Trois méthodes utilisant directement des données en polarimétrie compacte sont exposées au sein de ce chapitre puis testées sur des données aéroportées et spatiales en bande P et L respectivement. Les simulations réalisées montrent une très bonne estimation de la rotation de Faraday, comparable aux méthodes existantes utilisant des données en polarimétrie complète. De plus, les deux méthodes CP1 et CP2, qui théoriquement doivent mener au même résultat, montrent effectivement des résultats équivalents. Cette similitude est un résultat important car elle confirme le principe d'équivalence entre les deux modes $\pi/2$. D'autre part, estimer la rotation de Faraday modulo π s'avère possible directement avec des données en polarimétrie compacte, réel progrès par rapport aux techniques existantes et d'un grand intérêt pour les systèmes opérant en basse fréquence (e.g. bande P). De plus, l'estimation sur des zones d'océan, où les hypothèses de symétrie de réflexion et de différence de phase nulle entre les canaux co-polarisées sont vérifiées, s'est révélée être un succès, ce qui pourrait ouvrir à de nouvelles perspectives en matière de cartographie du TEC sur les zones d'océan.

5.3. Références

[Bickel 65] S. H. Bickel et R. H. T. Bates, *Effects of Magneto-Ionic Propagation on the Polarization Scattering Matrix*, Proc. IRE, vol. 53, pp. 1089-1091, 1965.

[Dubois 95] P. C. Dubois, J. van Zyl et T. Engman, *Measuring Soil Moisture with Imaging Radars*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, no. 4, Juillet 1995.

[Freeman 98] A. Freeman et S. L. Durden, *A Three-Component Scattering Model for Polarimetric SAR Data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 36, no. 3, Mai 1998.

[Freeman 04] A. Freeman, *Calibration of Linearly Polarized Polarimetric SAR Data Subject to Faraday Rotation*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, no. 8, pp. 1617-1624, Août 2004.

[Truong-Loï 09a] M-L. Truong-Loï, A. Freeman, P. C. Dubois-Fernandez et E. Pottier, *Estimation of Soil Moisture and Faraday Rotation From Bare Surfaces Using Compact Polarimetry*, IEEE TGRS, vol. 47, no. 11, Novembre 2009.

[Truong-Loï 09b] M-L. Truong-Loï, P. Dubois-Fernandez, E. Pottier, S. Angelliaume, J-C. Souyris, *Polarimetric Analysis From Compact-pol Measurements: Potential and Limitations*, Proceedings of IGARSS 09, Cape Town, Afrique du Sud, Juillet 2009.

Partie 3

Applications

Dans la Partie 2, il a été montré qu'il est possible d'estimer la rotation de Faraday sur des sols nus à l'aide de données en polarimétrie compacte et donc par la suite de la corriger sur toute la scène. Le potentiel de la polarimétrie compacte doit être analysé pour justifier de la construction éventuelle d'un tel système. Pour cela, des applications utilisant des données en polarimétrie compacte doivent être testées avec ce type de données et les implications système doivent être analysées.

Dans un premier temps, en utilisant des données en polarimétrie complète pour simuler la polarimétrie compacte, des applications telles que l'estimation de l'humidité des sols, de la biomasse et de la hauteur de la végétation sont étudiées. Ensuite, la possibilité de calibrer un tel système est examiné.

Le premier chapitre de cette partie traite des applications PolSAR, à savoir l'estimation de l'humidité des sols et de la biomasse avec des données en polarimétrie compacte. Après avoir rappelé des algorithmes existants d'estimation de l'humidité des sols utilisant des données en polarimétrie complète, une méthode basée sur la technique de Dubois et al. et utilisant directement les données en polarimétrie compacte est suggérée et testée sur des données aéroportées (RAMSES et AIRSAR) en bande L. Concernant l'estimation de la biomasse, après un rappel de méthodes basées sur des données en polarimétrie complète, l'estimation directe avec des données en polarimétrie compacte est proposée.

Ajoutant le concept d'interférométrie à la polarimétrie compacte (compact-PolInSAR), l'estimation de la hauteur de la végétation avec ce type de données est par la suite analysée. Les méthodes existantes telles que l'application directe du modèle Random Volume over Ground sur les données en polarimétrie compacte et la reconstruction de l'information PolInSAR sont tout d'abord exposées. Afin d'exploiter l'information compact-PolInSAR dans son intégralité, une autre méthode basée sur l'algorithme de maximisation de la cohérence de Flynn et al. est suggérée et testée sur des données aéroportées RAMSES et BIOSAR.

Après avoir étudié les capacités d'un SAR pour des applications utilisant les basses fréquences, la construction d'un tel système nécessite de vérifier que son étalonnage est réalisable.

Le troisième chapitre de cette partie examine donc la possibilité de calibrer un système en polarimétrie compacte. Après avoir défini l'étalonnage et expliqué certaines méthodes existantes en polarimétrie complète, le cas de la polarimétrie compacte est présenté. La condition d'une émission parfaite est expliquée et deux méthodes d'étalonnage, l'une dans le cas aéroporté et l'autre dans le cas spatial, sont proposées.

Ce travail de thèse, dans son intégralité, montre le potentiel d'un système SAR opérant en polarimétrie compacte, en simulant ce type de données à partir de données en polarimétrie complète traitées et calibrées. Or afin de vérifier la linéarité du processeur SAR, il serait intéressant de vérifier si la construction de la polarimétrie compacte à partir de données en polarimétrie complète brutes est possible et équivalente. Le dernier chapitre de cette partie procède donc à la construction de la polarimétrie compacte à partir de données en polarimétrie complète brutes.

Chapitre 6

Applications PoSAR

Comprendre les causes du changement climatique c'est tout d'abord savoir interpréter les échanges entre le sol et l'atmosphère. Ces échanges d'énergie entre la surface de la Terre et l'atmosphère sont fortement liés à l'humidité superficielle des sols. Des études de modélisation ont montré que les irrégularités au niveau de l'humidité des sols sont associées au climat. La variation d'humidité peut provoquer des circulations atmosphériques d'origine thermique semblables à celles de la brise marine. D'autre part, étudier la quantité d'eau qui s'évapore permet par exemple de mieux prévoir les précipitations et améliorer les prévisions météorologiques. Les infiltrations et les écoulements d'eau sont aussi influencés par l'humidité de surface. Mesurer l'humidité des sols permet donc d'améliorer la gestion des ressources en eau. Il a été montré que les données micro-ondes issues de capteurs actifs dépendent de plusieurs paramètres de surface tels que la constante diélectrique et la rugosité de la surface. La constante diélectrique, de par son large spectre de valeurs (i.e. environ entre 2 et 80, correspondant typiquement à un sol sec et à l'eau) dépend fortement de l'humidité des sols. Estimer l'humidité des sols à partir de la constante diélectrique mesurée par un radar a été montré possible par Oh et al. [Oh 92]. Les SAR spatiaux, de par leur résolution élevée et leur couverture globale, sont capables de fournir des informations sur la variation spatiale et temporelle de l'humidité des sols. Des modèles théoriques comme le modèle des petites perturbations (Small Perturbation Model en anglais ou SPM), le modèle de l'optique physique (Physical Optics Model ou PO) et le modèle de l'optique géométrique (geometrical optics model ou GO) prédisent, sous certaines conditions, la rétrodiffusion radar à partir des changements de rugosité et d'humidité des sols. Des modèles empiriques ont aussi été mis en place tels que celui de Dubois et al. [Dubois 95]. Des études ont également montré qu'il est possible de détecter des structures de *subsurface* dont la constante diélectrique contrastée avec le milieu superficiel indique la présence d'eau [Paillou 03], [Paillou 07]. Le satellite SMOS (Soil Moisture and Ocean Salinity) dont la charge utile est un radiomètre, a été lancé en novembre 2009 dans le but de cartographier l'humidité des sols et la salinité des océans à l'échelle mondiale, prouvant ainsi la nécessité de l'envoi d'un satellite pour ce type d'application. Des études sont en cours pour l'envoi d'un satellite nommé SMAP (Soil Moisture

Active and Passive), dont le capteur serait un SAR et qui aurait pour objectif de mesurer l'humidité du sol et ses états de gel et dégel.

La biomasse correspond à la masse totale d'organismes vivants présents dans un écosystème précis. Sa dynamique se traduit par une source ou un puits de CO₂. Il est donc nécessaire de pouvoir quantifier et surveiller les paramètres caractérisant les propriétés biophysiques de la végétation tels que la biomasse aérienne des forêts. En effet, une grande partie de la biomasse terrestre est contenue dans les écosystèmes des forêts. L'utilisation des données radar afin de retrouver la biomasse des forêts s'est révélée très prometteuse.

Dans un premier temps, ce chapitre traite de l'estimation de l'humidité des sols. Deux méthodes d'estimation de l'humidité des sols utilisant des données SAR en polarimétrie complète sont présentées. Ensuite, la possibilité d'estimer l'humidité des sols grâce à un système SAR opérant en polarimétrie compacte est examinée. Une méthode est tout d'abord proposée puis évaluée sur des données aéroportées en bande L du radar RAMSES de l'ONERA et sur des données aéroportées du radar AIRSAR du JPL/NASA disposant d'une vérité terrain.

Dans un second temps, ce chapitre présente des méthodes de régression existantes, proposées pour l'estimation de la biomasse. Ces méthodes utilisent des données FP en bande P, L et C sur des zones de forêt de pins et tropicales. L'estimation de la biomasse aérienne des forêts à partir des coefficients de rétrodiffusion acquis avec un système SAR opérant en polarimétrie compacte est analysée à l'aide de données en bande L acquises avec le radar RAMSES de l'ONERA.

6.1. Humidité des sols

Il est tout d'abord rappelé que l'élément de rétrodiffusion (ou la cible) est représenté dans sa forme complexe par la matrice de rétrodiffusion S ou sa surface équivalente radar (SER) σ_{pq} , en intensité, pour une polarisation d'émission p et de réception q de l'antenne radar. La SER est calculée telle que [Freeman 92] :

$$\sigma_{pq} = 4\pi \left| q^r S p^e \right| \quad (6.1)$$

Où q^r et p^e sont les vecteurs représentant le champ de polarisation pour les polarisations de réception et d'émission du radar. σ_{pq} se mesure en mètres carrés et est aussi fonction de la position spatiale, du temps, de la géométrie de visée et de la longueur d'onde. Deux autres mesures sont aussi souvent utilisées [Freeman 92] :

$$\sigma_{pq}^0 = \frac{\langle \sigma_{pq}^{(n)} \rangle}{A} \quad (6.2)$$

Où $\sigma_{pq}^{(n)}$ est la SER de la n^{ième} mesure et A l'aire de la zone illuminée (projetée sur le sol)

et

$$\gamma_{pq}^0 = \frac{\sigma_{pq}^0}{\cos \theta} \quad (6.3)$$

Où θ est l'angle d'incidence local.

6.1.1. Algorithme de Oh

Oh et al. [Oh 92] ont développé une technique d'inversion afin de prédire la rugosité de la surface ainsi que son contenu en eau. Pour cela, un modèle empirique pour σ_{HH}^0 , σ_{VV}^0 et σ_{HV}^0 a été développé en fonction de la rugosité notée kh (k étant le nombre d'onde et h l'écart-type de la hauteur de rugosité de la surface) et de la constante diélectrique relative de la surface notée ϵ_r . Ce modèle est basé sur les données radar mesurées lors de l'étude et sur la connaissance du comportement de rétrodiffusion dans des cas contraignants tels qu'une importante rugosité. Les mesures radar ont été effectuées sur des sols nus sous différentes conditions de rugosité et d'humidité, pour différentes fréquences et pour des angles d'incidence variant entre 10° et 70° . La vérité terrain a été acquise grâce à un laser et à des sondes diélectriques.

En observant le rapport cross-polarisé $q = \sigma_{HV}^0 / \sigma_{VV}^0$, Oh et al. remarquent qu'à partir des réponses mesurées, σ_{HV}^0 et σ_{VV}^0 présentent des variations similaires pour des angles d'incidence variant de 30° à 50° et pour différentes valeurs de rugosité surfacique, de contenu en eau et de fréquences. Oh et al. déterminent donc une fonction empirique pour le rapport q telle que [Oh 92] :

$$q \triangleq \frac{\sigma_{HV}^0}{\sigma_{VV}^0} = 0,23\sqrt{\Gamma_0} [1 - \exp(-kh)] \quad (6.4)$$

Où Γ_0 est la réflectivité de Fresnel de la surface au nadir :

$$\Gamma_0 = \left| \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \right|^2 \quad (6.5)$$

De la même manière pour le rapport co-polarisé, la fonction empirique suivante est déduite [Oh 92] :

$$\sqrt{p} \triangleq \sqrt{\frac{\sigma_{HH}^0}{\sigma_{VV}^0}} = 1 - \left(\frac{2\theta}{\pi} \right)^{1/3\Gamma_0} \cdot \exp(-kh) \quad (6.6)$$

Où θ est l'angle d'incidence en radians. Les signatures σ_{HH}^0 , σ_{VV}^0 et σ_{HV}^0 sont supposées mesurées pour une surface donnée à un angle d'incidence θ et une longueur d'onde λ donnés. A partir de ces mesures, les rapports p et q peuvent être calculés. En supprimant kh des Equations (6.4) et (6.6), l'équation non linéaire suivante pour Γ_0 en résulte [Oh 92] :

$$\left(\frac{2\theta}{\pi} \right)^{1/3\Gamma_0} \cdot \left[1 - \frac{q}{0,23\sqrt{\Gamma_0}} \right] + \sqrt{p} - 1 = 0 \quad (6.7)$$

Une technique itérative est requise afin de résoudre cette équation. Ensuite, la partie réelle de ε_r peut être déduite (cf. Equation (6.5)) en ignorant sa partie imaginaire. Enfin le contenu en eau m_v et la partie imaginaire de ε_r peuvent être calculés à partir du modèle de Hallikainen [Hallikainen 85] tel que :

$$\begin{aligned}\varepsilon_r &= \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \\ \varepsilon_r &= (a_0 + a_1S + a_2C) + (b_0 + b_1S + b_2C)m_v + (c_0 + c_1S + c_2C)m_v^2\end{aligned}\quad (6.8)$$

Où $a_0, a_1, a_2, b_0, b_1, b_2, c_0, c_1$ et c_2 sont des constantes polynômiales du modèle d'Hallikainen, S et C représentent respectivement les quantités de sable et d'argile en pourcentage par poids. Enfin, connaissant Γ_0 , la rugosité kh peut être déterminée à partir de l'Equation (6.6). Cette technique est applicable surtout pour les basses fréquences car les rapports p et q sont moins sensibles aux surfaces très rugueuses ($kh > 3$). De plus, le modèle empirique ayant été développé avec des données correspondant à des surfaces où $2,6 < kl < 19,7$ avec l la longueur de corrélation, les résultats de son application hors de cet intervalle ne sont pas assurés exacts. La comparaison de la technique d'inversion à partir des données mesurées avec les mesures *in situ* montre une très bonne correspondance aussi bien pour les valeurs de rugosité, de constante diélectrique et de contenu en eau [Oh 92].

6.1.2. Algorithme de Dubois

Dubois et al. [Dubois 95] ont développé un algorithme empirique permettant de déduire l'humidité et la rugosité des sols à partir de données radar mesurées sur des sols nus en utilisant deux mesures co-polarisées. En utilisant deux jeux de données (POLARSCAT et RASAM), un modèle empirique est défini afin de décrire les coefficients de rétrodiffusion co-polarisés des surfaces nues en fonction de la rugosité de la surface, de la constante diélectrique, de l'angle d'incidence et de la fréquence [Dubois 95] :

$$\begin{aligned}\sigma_{HH}^0 &= 10^{-2,75} \frac{\cos^{1,5} \theta}{\sin^5 \theta} 10^{0,028\varepsilon \tan \theta} (kh \sin \theta)^{1,4} \lambda^{0,7} \\ \sigma_{VV}^0 &= 10^{-2,35} \frac{\cos^3 \theta}{\sin^3 \theta} 10^{0,046\varepsilon \tan \theta} (kh \sin \theta)^{1,1} \lambda^{0,7}\end{aligned}\quad (6.9)$$

Où θ est l'angle d'incidence, ε est la partie réelle de la constante diélectrique, h est l'écart-type de la hauteur de rugosité de la surface, k est le nombre d'onde et λ est la longueur d'onde en centimètres.

A partir des signatures σ_{HH}^0 et σ_{VV}^0 mesurées et du modèle empirique (Equation (6.9)), la constante diélectrique relative du sol ε et l'écart-type de la hauteur de la surface h sont calculés à l'aide des expressions suivantes [Dubois 95] :

$$\varepsilon = \frac{-1}{0,024 \tan \theta} \left(\log_{10} \left(\frac{(\sigma_{HH}^0)^{0,7857}}{\sigma_{VV}^0} \right) - 0,19 - \log_{10} \left(\frac{\cos^{-1,82} \theta}{\sin^{0,93} \theta} \right) + 0,15 \log_{10} \lambda \right) \quad (6.10)$$

$$kh = (\sigma_{HH}^0)^{\frac{10}{14}} 10^{\frac{-2,75}{1,4}} \frac{\cos^{-1,07} \theta}{\sin^{-2,57} \theta} 10^{-0,02\varepsilon \tan \theta} \lambda^{-0,5}$$

L'inversion qui consiste à passer de la constante diélectrique à l'humidité du sol volumétrique est réalisée en utilisant les formules empiriques de Hallikainen [Hallikainen 85] présentées dans l'Equation (6.8). La comparaison de l'estimation de l'humidité des sols avec les mesures *in situ* montre une très forte correspondance avec une erreur moyenne de 4,5%.

Dubois et al. ont aussi étudié l'effet de la végétation sur cette inversion. L'un des principaux effets de la végétation est l'apparition d'un terme de rétrodiffusion volumique dans les canaux co- et cross-polarisés. Cependant cet effet est plus important dans le canal cross-polarisé, ce qui est un avantage pour un algorithme d'inversion n'utilisant que les canaux co-polarisés. Toutefois, pour une végétation assez dense, la réponse de la végétation est plus importante que celle d'une surface nue et le rapport $\sigma_{HH}^0/\sigma_{VV}^0$ est très proche de 1. D'après l'expression du modèle (cf. Equation (6.9)), la présence de végétation résulte en une rugosité de surface surestimée et une humidité du sol sous-estimée. Il s'agit donc de trouver un bon critère d'identification de la végétation. Dubois et al. proposent donc d'utiliser le rapport $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$ en tant que critère de séparation de la végétation et des sols nus. Pour des données en bande L, Dubois et al. énoncent que pour des valeurs de $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0$ supérieures à -11 dB la zone imagée a une quantité de végétation trop importante et donc l'algorithme d'estimation de l'humidité des sols ne peut être appliqué.

Les résultats de l'inversion sur d'autres données (AIRSAR et SIR-C) montrent une très bonne correspondance entre les valeurs d'humidité estimées et les valeurs *in situ*, avec une erreur de seulement 4,2%. Les meilleurs résultats sont cependant obtenus pour des valeurs de rugosité de surface (kh) inférieures à 2,5 en bande L et un angle d'incidence supérieur à 30°. Semblables à l'algorithme de Oh et al., les longueurs de corrélation pour les surfaces utilisées dans l'élaboration de ce modèle sont comprises entre 2,5 et 20. Ce modèle permet donc d'estimer l'humidité des sols sur des zones de surfaces nues ou peu végétalisées.

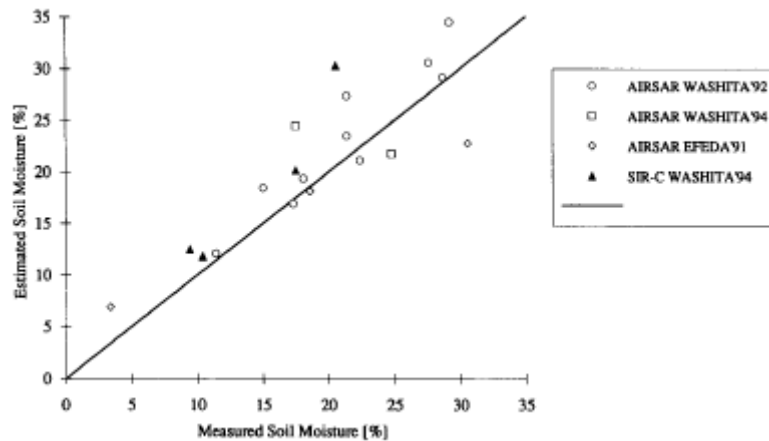


Fig.6.1 : Humidité du sol estimée versus humidité du sol mesurée in situ. L'erreur moyenne est de 4,2% [Dubois 95].

6.1.3. Estimation de l'humidité avec des données en polarimétrie compacte

6.1.3.1. Adaptation de l'algorithme de Dubois aux données CP

L'algorithme de Dubois et al. est basé sur un système opérant en polarimétrie complète et utilise les deux coefficients de rétrodiffusion co-polarisés (i.e. σ_{HH}^0 et σ_{VV}^0). En polarimétrie compacte, correspondant à un cas particulier du mode dual-pol, deux canaux sont acquis à la réception mais ne correspondent pas aux canaux co-polarisés FP. En effet, les coefficients de rétrodiffusion en CP sont σ_{RH}^0 et σ_{RV}^0 . Afin d'évaluer le potentiel de la polarimétrie compacte à estimer l'humidité des sols avec l'algorithme de Dubois et al., il est donc nécessaire d'étudier la possibilité d'appliquer les signatures CP dans cet algorithme et donc pour cela de comparer les coefficients de rétrodiffusion CP et FP. Dans cette partie, le mode $\pi/2$ avec réceptions linéaires ou mode hybride est utilisé.

6.1.3.1.1. Comparaison des signatures full-pol et compact-pol

Il s'agit dans un premier temps d'évaluer les signatures polarimétriques reçues en polarimétrie compacte afin d'examiner la possibilité d'utiliser ces signatures dans l'algorithme de Dubois et al. pour estimer l'humidité des sols.

En considérant le mode de polarimétrie compacte $\pi/2$ avec émission circulaire droite et deux réceptions linéaires (H & V), la rotation de Faraday étant absente ou corrigée, l'expression du vecteur de rétrodiffusion s'écrit :

$$\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{VH} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \quad (6.11)$$

Le vecteur mesuré est donc :

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_{RH} \\ \tilde{S}_{RV} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH} - jS_{VH} \\ S_{HV} - jS_{VV} \end{pmatrix} \quad (6.12)$$

En tenant compte du fait que sur les surfaces de sol nu la rétrodiffusion dans le canal croisé est très faible par rapport aux canaux co-polarisés ($S_{HV} \ll S_{HH}, S_{VV}$), le vecteur mesuré peut être simplifié tel que :

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_{RH} \\ \tilde{S}_{RV} \end{pmatrix} \cong \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH} \\ -jS_{VV} \end{pmatrix} \quad (6.13)$$

Les SER dans les canaux RH et RV s'expriment donc :

$$\begin{aligned} 2\sigma_{RH} &= 2 \langle |\tilde{S}_{RH}|^2 \rangle \cong \langle |S_{HH}|^2 \rangle = \sigma_{HH} \\ 2\sigma_{RV} &= 2 \langle |\tilde{S}_{RV}|^2 \rangle \cong \langle |S_{VV}|^2 \rangle = \sigma_{VV} \end{aligned} \quad (6.14)$$

La correspondance entre les signatures des données CP σ_{RH}^0 (σ_{RV}^0) et des données FP σ_{HH}^0 (σ_{VV}^0) peut être testée sur des données SAR réelles [Truong-Loi 09]. Deux histogrammes représentant la comparaison entre une mesure polarimétrique compacte ($\sigma_{RH}^0, \sigma_{RV}^0$) et une mesure full-pol ($\sigma_{HH}^0, \sigma_{VV}^0$) sur des surfaces nues sont illustrés sur la Fig.6.2.

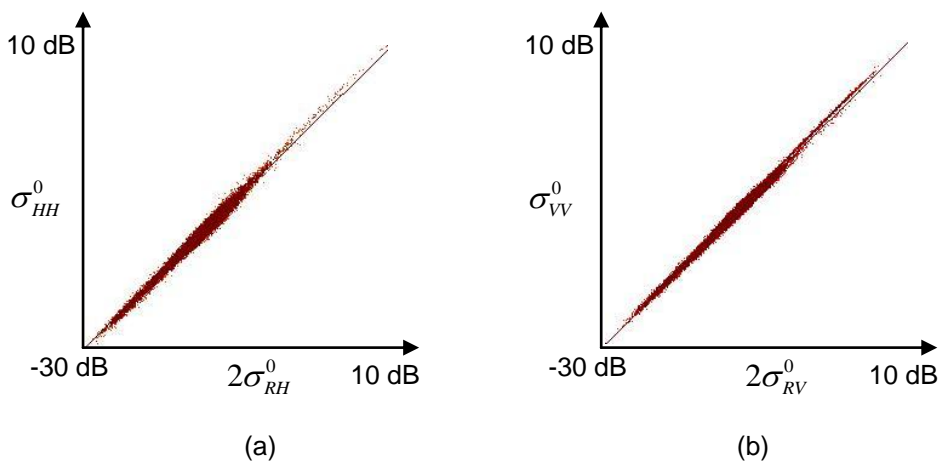


Fig.6.2 : Comparaison des signatures FP et CP.

Les données utilisées pour cette étude sont des données RAMSES en bande L acquises sur la zone du Moulin du Fâ en France. La fenêtre glissante utilisée est de taille 7x7. Les données en polarimétrie compacte sont simulées à partir des données en polarimétrie complète selon l'Equation (6.12). La Fig.6.2 montre bien que σ_{RH}^0 (σ_{RV}^0) est très proche de σ_{HH}^0 (σ_{VV}^0) avec une erreur inférieure à 2 dB. Le coefficient de détermination de la droite de régression pour $\sigma_{RH}^0/\sigma_{HH}^0$ est de 0,98 et celui pour $\sigma_{RV}^0/\sigma_{VV}^0$ est de 0,99. Les données CP peuvent donc être directement appliquées à l'algorithme de Dubois et al. afin d'estimer l'humidité des sols.

6.1.3.1.2. Estimation de l'humidité des sols avec des données CP

6.1.3.1.2.1. Constante diélectrique

L'estimation de la constante diélectrique en utilisant l'algorithme de Dubois et al. avec des données FP et CP est représentée ci-dessous.

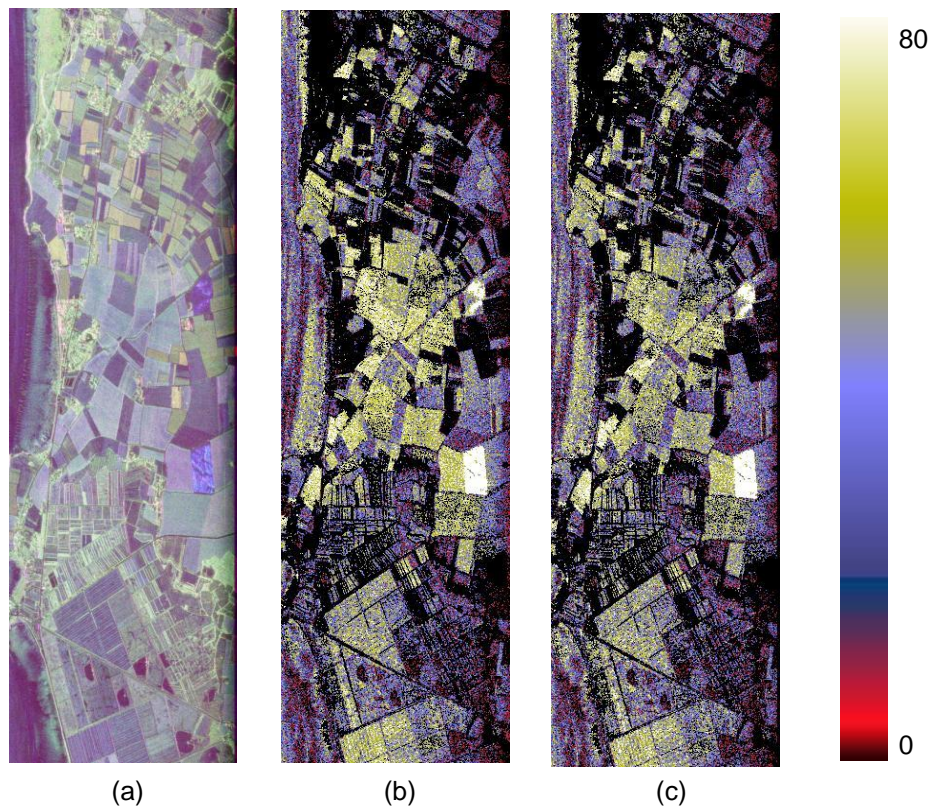


Fig.6.3 : (a) Représentation colorée $\{R;V;B\}=\{S_{HH};S_{HV};S_{VV}\}$, données RAMSES, bande L, acquises sur la zone du Moulin du Fâ. (b) Estimation de la constante diélectrique sur données FP. (c) Estimation de la constante diélectrique sur données CP.

La valeur de la constante diélectrique moyenne calculée d'après l'Equation (6.10) avec les données FP est de 9,63 alors qu'avec les données CP, elle est de 9,06. Au vu de la Fig.6.3, les estimations de la constante diélectrique avec des données FP et CP sont presque semblables.

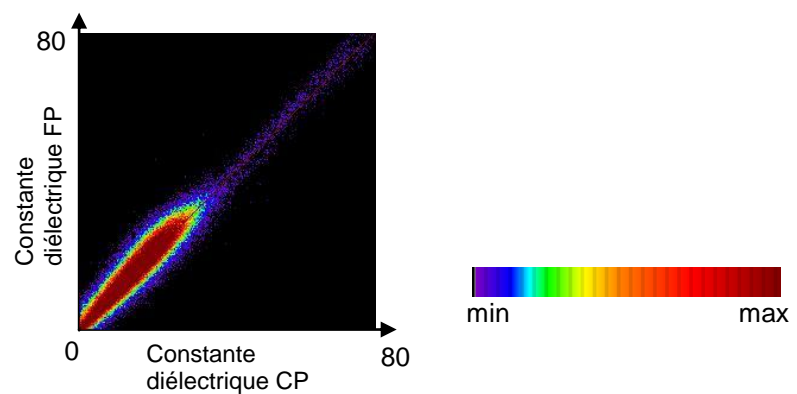


Fig.6.4 : Estimation de la constante diélectrique sur les données FP versus sur les données CP.

La comparaison de l'estimation de la constante diélectrique sur les données RAMSES bande L acquises sur la zone du Moulin du Fâ (cf. Fig.6.4) montre une bonne correspondance entre l'estimation avec les données FP et celle avec les données CP. Le coefficient de détermination de la droite de régression est de 0,99.

6.1.3.1.2.2. Rugosité

L'estimation de la rugosité en utilisant l'algorithme de Dubois et al. avec des données FP et CP est représentée ci-dessous.

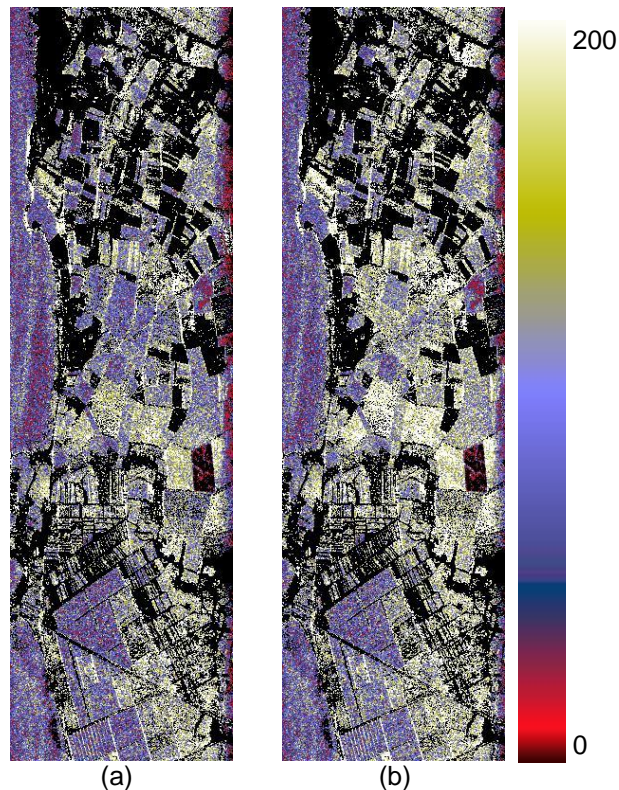


Fig.6.5 : Estimation de la rugosité (kh) sur données FP (a) et CP (b).

La valeur moyenne de rugosité calculée d'après l'Equation (6.10) avec les données FP est de 1,47 cm alors qu'avec les données CP elle est de 1,56 cm. D'après la Fig.6.5, les estimations de la rugosité avec des données FP et CP sont approximativement équivalentes.

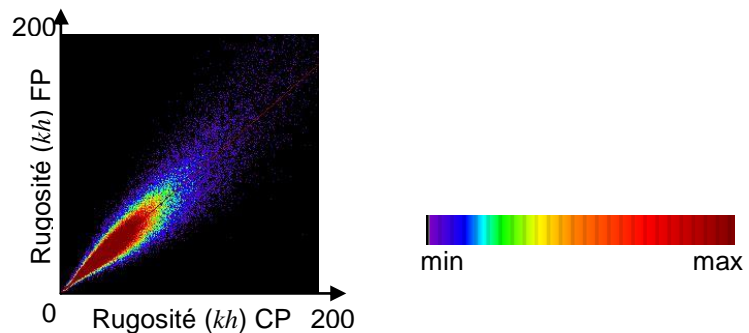


Fig.6.6 : Estimation de la rugosité sur les données FP versus sur les données CP.

La comparaison de l'estimation de la rugosité sur les données RAMSES bande L acquises sur la zone du Moulin du Fâ (cf. Fig.6.6) montre une moins bonne similitude que pour la constante diélectrique entre l'estimation faite avec les données FP et celle effectuée avec les données CP. Cependant la correspondance entre les deux reste relativement bonne puisque le coefficient de détermination de la droite de régression est de 0,88.

6.1.3.1.2.3. Humidité

L'estimation de l'humidité en utilisant l'algorithme de Dubois et al. avec des données FP et CP est représentée ci-dessous. Un filtrage est tout d'abord appliqué afin de sélectionner les sols nus. Pour les données en polarimétrie complète, le critère $\sigma_{HV}^0/\sigma_{VV}^0 < -11$ dB est utilisé. Pour les données en polarimétrie compacte, le coefficient de conformité présenté au Chapitre 4 permet de sélectionner les sols nus.

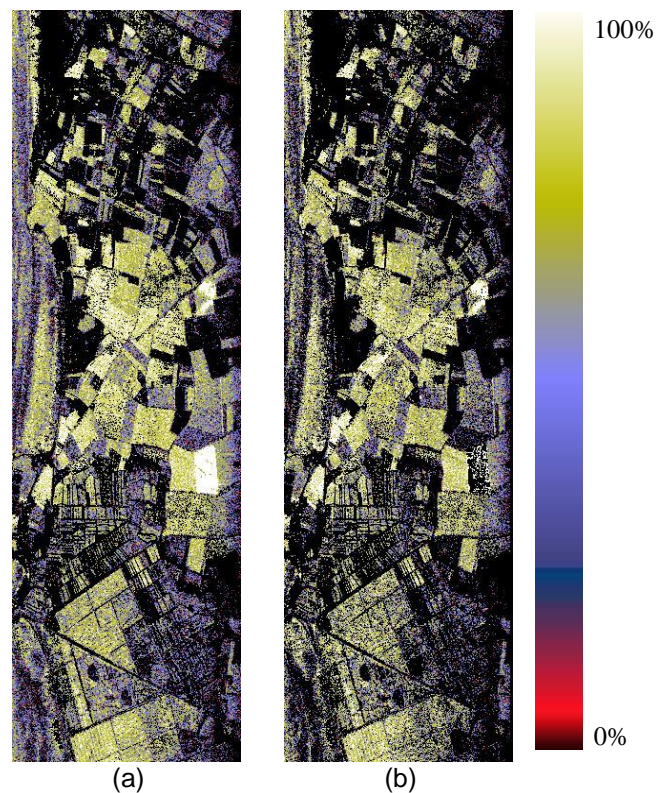


Fig.6.7 : Estimation de l'humidité sur données FP (a) et CP (b).

La valeur moyenne de l'humidité avec les données FP est de 17,6% alors qu'avec les données CP elle est de 14,2%. La Fig.6.7 permet de constater que la comparaison de l'estimation de l'humidité des sols, en utilisant des données FP et CP, est correcte.

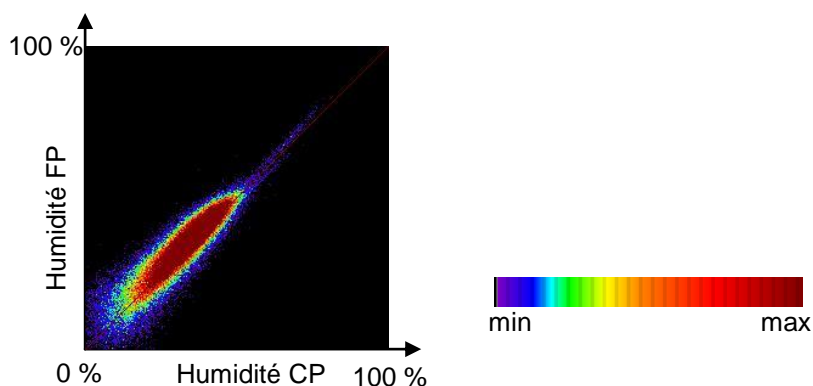


Fig.6.8 : Comparaison des estimations d'humidité avec des données FP et CP.

La Fig.6.8 illustre la comparaison de l'estimation de l'humidité avec en ordonnée l'estimation faite avec des données FP et en abscisse l'estimation calculée avec des données CP. L'erreur d'estimation en utilisant les données CP est inférieure à 4% par rapport à l'estimation faite avec les données FP. De plus, il faut noter que, dans l'ensemble, l'estimation utilisant les données CP sous-estiment les valeurs d'humidité par rapport à l'estimation faite avec les données FP.

6.1.3.1.3. Estimation sur données avec vérité terrain

Afin d'évaluer l'estimation de l'humidité des sols avec des données en polarimétrie compacte, il est nécessaire de la comparer à la vérité terrain. Pour cela, les données AIRSAR acquises en 1992 et utilisées par Dubois et al. sont exploitées. Ces données, en bande L, disposent de valeurs d'humidité des sols mesurées sur six champs [Dubois 95]. La zone d'acquisition, The Little Washita Watershed, est un bassin d'évacuation de 610 km² situé dans la partie sud des Grandes Plaines d'Oklahoma. Le climat est humide avec une moyenne annuelle de précipitations d'environ 640 mm. Les observations ont été effectuées après une période de forte pluie, c'est pourquoi les conditions du 10 juin étaient très humides avec de l'eau stagnante et des sols saturés. Aucune autre pluie n'est tombée par la suite ce qui a permis de suivre un schéma plus sec [Dubois 95]. L'étude porte ici sur la zone AG002/Chickasha dont les valeurs mesurées sur le terrain peuvent être retrouvées dans [Dubois 95]. Afin d'utiliser l'algorithme d'Hallikainen [Hallikainen 85] pour effectuer l'inversion, la texture du sol en calcaire et en sable est nécessaire. Les valeurs répertoriées dans le rapport de [Jackson] sont utilisées : un taux de calcaire de 13,4% et un taux de sable de 45,5%. Les taux d'humidité estimés en FP et en CP ainsi que la rugosité des sols figurent dans le Tab.6.1, ainsi que les valeurs *in situ*. La comparaison des valeurs d'humidité estimées en FP et en CP avec les valeurs mesurées sur le terrain est représentée sur la Fig.6.9. L'erreur constatée avec les données FP est de 2,8% et avec les données CP de 2,2% par rapport aux mesures terrain. Par conséquent, l'humidité estimée à l'aide de données CP avec l'algorithme de Dubois et al. est d'une part très similaire à l'estimation faite avec des données FP, et d'autre part relativement correcte par rapport aux valeurs relevées sur le terrain. Cependant, les données CP surestiment les valeurs de rugosité par rapport aux données FP.

Données	Date	ID champ	Mv mesuré (%)	Mv estimé (%) FP	Mv estimé (%) CP	h mesuré (cm)	h estimé (cm) FP	h estimé (cm) CP
3902	10/6/92	AG002	28,7	31,8	30,3	1,19	1,14	1,42
3664	12/6/92	AG002	22,4	22,8	22,2	1,19	1,39	1,51
3359	13/6/92	AG002	21,4	25,6	24,7	1,19	1,08	1,25
3875	14/6/92	AG002	18,1	21,6	21,2	1,19	1,19	1,28
3883	16/6/92	AG002	17,3	18,9	18,5	1,19	1,30	1,39
3360	18/6/92	AG002	11,4	13,9	13,6	1,19	1,47	1,55

Tab.6.1 : Résumé des résultats d'inversion de l'humidité et de la rugosité des sols en FP et CP, et comparaison avec les mesures terrain.

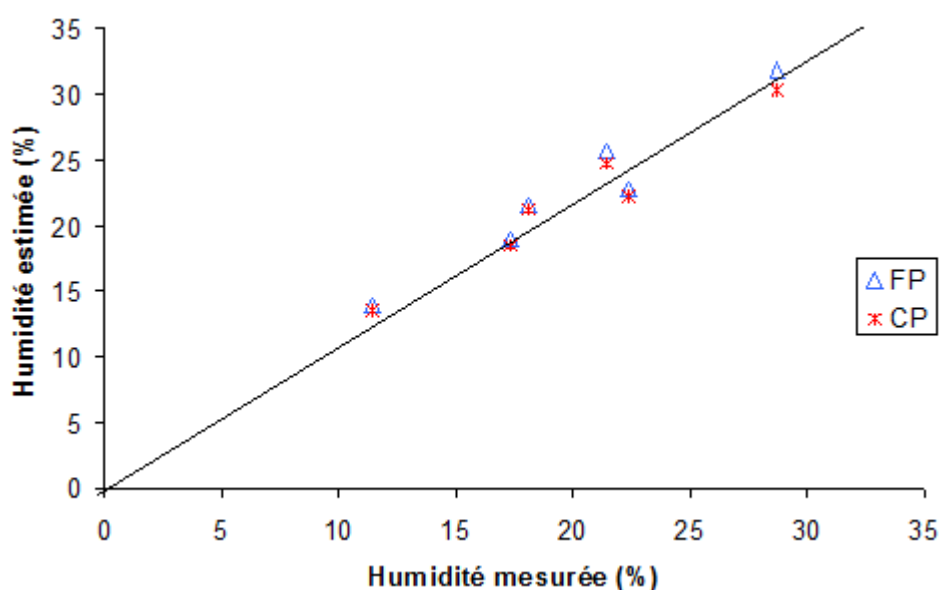


Fig.6.9 : Comparaison de l'humidité des sols estimée en FP et en CP avec l'humidité mesurée in situ.

La première partie de ce chapitre a montré le potentiel d'un système SAR opérant en mode de polarimétrie compacte à estimer l'humidité des sols. Les résultats de l'inversion de l'humidité sur les données RAMSES et AIRSAR en bande L sont relativement corrects. L'erreur sur les données RAMSES est de 4% par rapport à l'estimation faite avec les données full-pol et de 2% sur les données AIRSAR par rapport aux valeurs *in situ* [Truong-Loi 10]. La partie suivante étudie la possibilité d'estimer la biomasse à partir de données CP.

6.2. Biomasse

Les variations de climat actuellement ressenties sont étroitement liées au cycle du carbone. Afin de mieux comprendre ces changements climatiques, nous devons comprendre la quantification du cycle du carbone. Une composante cruciale du cycle du carbone est la biomasse. Plusieurs études [Imhoff 95a], [Imhoff 95b], [Beaudoin 94], [Riom 81], [Le Toan 92], [Dobson 92] ont montré le potentiel de

l'utilisation de données de télédétection afin de cartographier les types de forêt et d'en déduire des paramètres de caractérisation. L'intensité d'une image SAR en bande L est proportionnelle à la biomasse aérienne des peuplements forestiers [Riom 81]. Les méthodes d'estimation de la biomasse sont actuellement basées sur des types de forêt précis et donc sur des hypothèses de caractérisation de la forêt.

Dobson et al. ont réalisé leur étude à l'aide des données polarimétriques du radar AIRSAR de la NASA/JPL, en bande P, L et C, sur les zones des Landes en France et de la Forêt de Recherche de l'Université de Duke en Caroline du Nord aux Etats-Unis. La forêt des Landes est une forêt de pins maritimes (*Pinus pinaster*) alors que celle de Duke est une forêt de pins à torches (*Pinus taeda*). Les résultats de leur étude, pour un angle d'incidence entre 40° et 50° en bande P, montrent que le coefficient de rétrodiffusion augmente linéairement avec la biomasse et atteint un niveau de saturation à environ 100-200 tonnes/ha [Dobson 92]. De plus, $\sigma_{HH}^0 > \sigma_{VV}^0$ et $\sigma_{HH}^0/\sigma_{VV}^0$ augmentent linéairement avec la hauteur des arbres. Les trois polarisations (HH, HV et VV) ont un coefficient de rétrodiffusion très corrélé avec la biomasse ($r^2 > 0,9$) [Dobson 92]. En bande L, la tendance est la même mais avec des proportions plus faibles. Le niveau de saturation est atteint à environ 60-100 tonnes/ha, $\sigma_{HH}^0 > \sigma_{VV}^0$ seulement de 2-3 dB et $\sigma_{HH}^0/\sigma_{VV}^0$ montre une plus faible dépendance à la hauteur des peuplements. Le coefficient de rétrodiffusion est toujours fortement corrélé avec la biomasse ($r^2 > 0,89$) [Dobson 92]. Enfin, en bande C, le rapport $\sigma_{HH}^0/\sigma_{VV}^0$ n'est seulement que de 1 dB et σ^0 est faiblement corrélé avec la biomasse aérienne totale ($r^2 > 0,5$) [Dobson 92]. Le modèle, issu de données, utilisé par Dobson et al. est un polynôme du 3^e ordre de la forme :

$$\sigma_{f,pp}^0 = a_0 + a_1\beta + a_2\beta^2 + a_3\beta^3 \quad \text{où } \beta = \log \text{Biomasse (tonnes/ha)} \quad (6.15)$$

Imhoff compare les relations entre la rétrodiffusion SAR et la biomasse des forêts obtenues pour deux études différentes [Imhoff 95b]. La première porte sur la forêt tropicale de feuillus à feuilles persistantes de Hawaï, et la seconde sur le mélange des deux jeux de données de forêts de conifères de Caroline du Nord (i.e. forêt de Duke) et d'Europe (forêt des Landes) citées précédemment. Les résultats obtenus sur ces deux types de forêt semblent similaires. Les deux relations déduites entre la biomasse et le coefficient de rétrodiffusion sont définies par un polynôme du 3^e degré tel que :

$$\sigma^0 = a_0 + a_1B + a_2B^2 + a_3B^3 \quad \text{où } B = \text{Biomasse (tonnes/ha)} \quad (6.16)$$

Les niveaux de saturation trouvés sont de 100 tonnes/ha en bande P, 40 tonnes/ha en bande L et de 20 tonnes/ha en bande C [Imhoff 95b]. Sur la forêt de Hawaï, les coefficients de rétrodiffusion sont fortement corrélés avec la biomasse pour les trois bandes ($r^2 > 0,8$). Cependant, la bande P reste la plus corrélée. Concernant l'association des deux jeux de données de conifères, les coefficients de rétrodiffusion sont plus faiblement corrélés avec la biomasse ($r^2 < 0,8$) [Imhoff 95b].

En utilisant les mêmes données que précédemment sur la forêt des Landes, Le Toan et al. [Le Toan 92] montrent que les paramètres de forêt (hauteur, diamètre à mi-hauteur, densité, surface de la base et biomasse du tronc) augmentent quasi-linéairement avec l'âge, sauf pour la surface de la base et la densité. Le paramètre le plus important ici est la biomasse totale des troncs. Celle-ci augmente linéairement avec l'âge ($r^2=0,9$) sans atteindre de niveau de saturation [Le Toan 92]. De plus, en comparant les paramètres biophysiques de la forêt entre eux, il apparaît une très forte corrélation entre l'âge, la hauteur, le diamètre à mi-hauteur et la biomasse des troncs. Les analyses de régression calculées entre les paramètres de la forêt et l'âge ne sont pas linéaires (i.e. exponentielle, logarithme et puissance) [Le Toan 92]. Le Toan et al. définissent l'intervalle dynamique de rétrodiffusion de la forêt comme étant le rapport de rétrodiffusion entre les arbres les plus vieux et les coupes rases. Le maximum est observé pour un angle d'incidence de 45° , en bande P, pour le canal croisé HV et est d'environ 15 dB. Enfin Le Toan et al. comparent les coefficients de rétrodiffusion avec la biomasse des troncs et montrent qu'en général, les coefficients de corrélation sont plus élevés en bande P qu'en bande L. De plus, le meilleur coefficient de corrélation est obtenu en bande P entre le canal croisé HV et la biomasse ($r^2=0,95$) [Le Toan 92]. Pour toutes les bandes de fréquences étudiées, la meilleure sensibilité de σ^0 à la biomasse des troncs reste dans la réponse du canal croisé.

Beaudoin et al. [Beaudoin 94] ont étendu l'étude précédente à la biomasse de différentes parties des arbres, i.e. troncs, branches, couronne, aiguilles et à la biomasse totale. En utilisant le modèle développé par l'Institut de Technologie du Massachusetts (MIT), Beaudoin et al. montrent que la réponse en HH est physiquement liée à la biomasse des troncs, alors que celle en VV et surtout en HV sont liées à la biomasse de la couronne. La biomasse aérienne totale peut être dérivée de HV pour des données SAR en bande P si les relations entre la biomasse des différentes parties des arbres sont connues [Beaudoin 94]. Ainsi, pour la forêt des Landes (pins maritimes), en utilisant les données en bande P et le canal croisé HV, Beaudoin et al. proposent de retrouver la biomasse des troncs, de la couronne ou totale à partir de l'image d'intensité filtrée par :

$$\begin{aligned}
 \text{biomasse des troncs :} & \quad B_t = 3349,9\sigma^0 + 4,8 \quad r^2 = 0,9 \\
 \text{biomasse de la couronne :} & \quad B_c = 662,9\sigma^0 + 0,8 \quad r^2 = 0,88 \\
 \text{biomasse aérienne totale :} & \quad B_s = 4248,8\sigma^0 + 7,6 \quad r^2 = 0,9
 \end{aligned} \tag{6.17}$$

En considérant un système SAR opérant en polarimétrie compacte, les canaux HH, VV et HV ne sont pas accessibles. L'objectif est donc de montrer la capacité de la polarimétrie compacte à estimer la biomasse.

6.2.1. Coefficients de rétrodiffusion CP et biomasse aérienne des forêts

Les données utilisées pour cette étude sont celles acquises par le radar RAMSES de l'ONERA lors de la campagne Pyla 2001 sur la forêt de Nezer. Ces données sont en bande P et disposent d'une vérité terrain (i.e. âge et biomasse en tonnes/ha) sur 55 zones différentes. De plus, elles ne présentent aucune topographie sous le couvert végétal. La première étape est de vérifier le constat fait par Beaudoin et al., à savoir le lien entre les différents coefficients de rétrodiffusion FP et la biomasse. La comparaison est aussi testée avec les coefficients de rétrodiffusion CP et FP reconstruits. Ainsi, la biomasse mesurée des 55 zones de végétation dont nous disposons est représentée en fonction des coefficients de rétrodiffusion calculés sur ces mêmes zones pour chaque canal HV, HH, HV (reconstruits à partir de la CP en utilisant les hypothèses de Souyris et al. [Souyris 05]), RR et RH (cf. Fig.6.10 (a) à (e) respectivement). Des courbes de régression liant la biomasse mesurée et les coefficients de rétrodiffusion calculés sont déduites. Les courbes de régression sont polynomiales (tracé noir, $B_{xy}=a\sigma_{xy}^2+b\sigma_{xy}+c$) et exponentielles (tracé rouge, $B_{xy}=ae^{b\sigma_{xy}}$), et leurs coefficients sont répertoriés dans le Tab.6.2 et le Tab.6.3 respectivement. Les coefficients de corrélation (notés r^2) permettent d'évaluer la sensibilité de chaque coefficient de rétrodiffusion à la biomasse. Pour les cinq polarisations étudiées, il est constaté que le coefficient de rétrodiffusion augmente avec la biomasse. Pour le canal HV, l'intervalle entre le peuplement de forêt dont la biomasse est la plus faible et celui pour lequel elle est la plus élevée est de 12 dB, pour le canal HH il est de 9 dB. Le canal croisé montre une forte corrélation avec la biomasse, i.e. $r^2>0,9$, contrairement à HH, i.e. $r^2=0,7$. Concernant le canal HV reconstruit à partir de la polarimétrie compacte (noté HV), l'intervalle entre la biomasse la plus faible et celle la plus élevée est de 10 dB. Le coefficient de rétrodiffusion de ce canal montre une forte corrélation avec la biomasse, i.e. $r^2>0,9$ comparable au canal HV. Pour le canal en polarimétrie compacte RR, l'intervalle entre la biomasse la plus faible et celle la plus élevée est de 9 dB. Le coefficient de rétrodiffusion montre une forte corrélation avec la biomasse, i.e. $r^2>0,9$, semblable au canal HV. Cette similitude est très importante car comme expliqué à la section 1.2.2.4, la rétrodiffusion cross-polarisée en réponse à une émission en polarisation circulaire droite est elle-même circulaire droite, i.e. σ_{RR} est le coefficient de rétrodiffusion normalisé en polarisation croisée (ou cross-pol), en réponse à une émission circulaire droite. Le canal RR est donc l'homologue de HV, canal cross-polarisé en réponse à une émission linéaire polarisée horizontalement. Il est nécessaire de rappeler que σ_{RR} peut être retrouvé directement à partir des paramètres de Stokes acquis dans la base linéaire et définis par l'Equation (1.22) (i.e. $\sigma_{RR}=(q_0-q_3)/2$). Concernant le canal RH, l'intervalle entre la biomasse la plus faible et celle la plus élevée est de 4,5 dB. Le coefficient de rétrodiffusion associé au canal RH semble être relativement bien corrélé à la biomasse aérienne, i.e. $r^2=0,8$ [Truong-Loï 10].

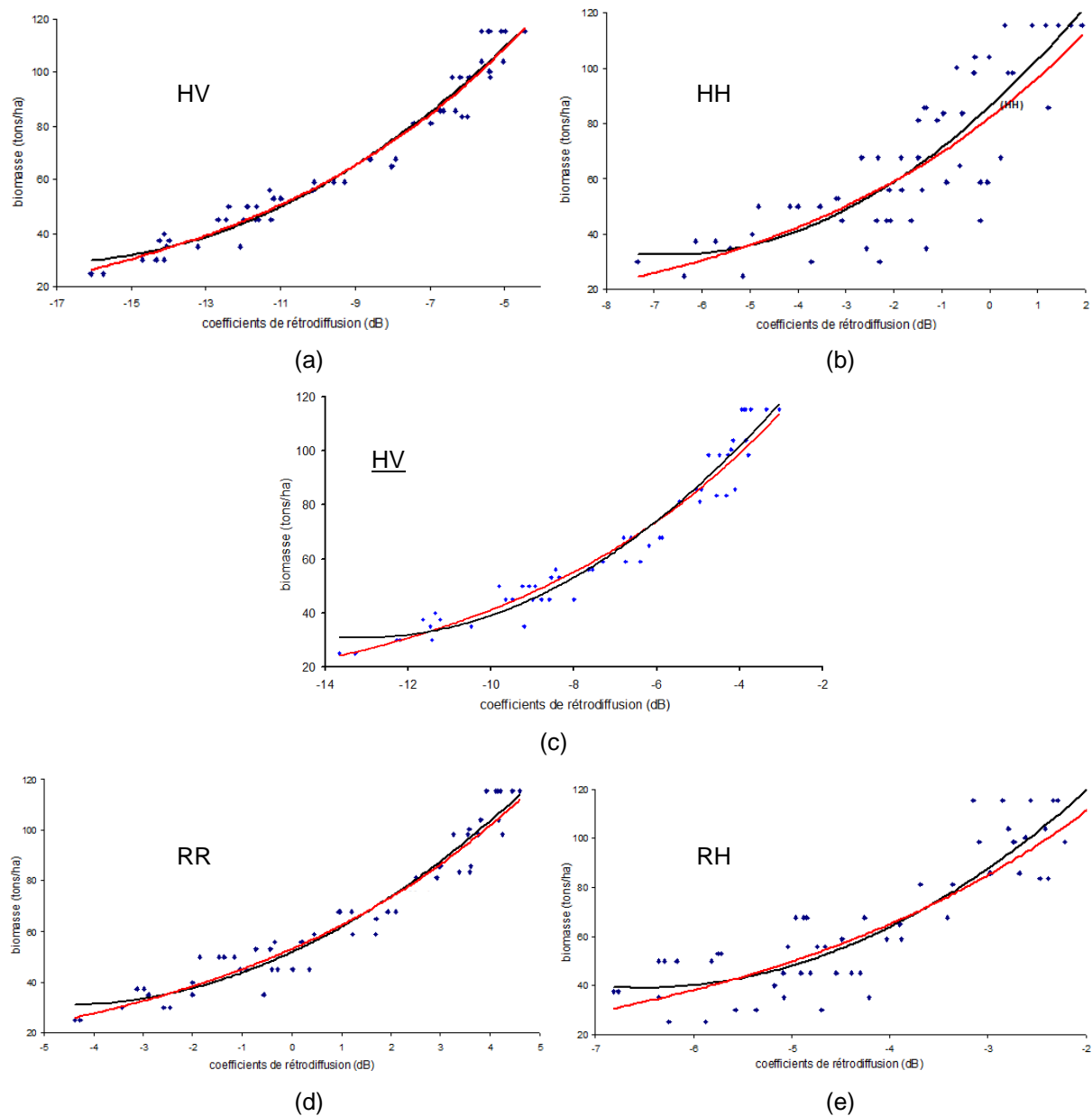


Fig.6.10 : Biomasse (tonnes/ha) en fonction des coefficients de rétrodiffusion (dB)
 (a) σ_{HV} , (b) σ_{HH} , (c) σ_{HV} , (d) σ_{RR} et (e) σ_{RH} . La courbe en noir correspond à la régression polynomiale, celle en rouge à la régression exponentielle [Truong-Loi 10].

$$B_{xy} = a\sigma_{xy}^2 + b\sigma_{xy} + c$$

Bande	Fréquence	Polarisation	a	b	c	r ²	erreur RMS (tonnes/ha)
Bande P	0.435 GHz	HV	0.5368	18.476	188.2	0.96	5.8
		HH	1.1909	15.982	86.108	0.7	15.1
		<u>HV</u>	0.8579	22.489	178.15	0.95	6.2
		RR	0.9752	9.0446	51.907	0.94	6.6
		RH	3.9574	51.497	206.65	0.81	12.2

Tab.6.2 : Coefficients de la courbe de régression polynomiale et coefficients de corrélation (r²). Erreur commise entre l'estimation de la biomasse et les valeurs mesurées en utilisant cette équation du second degré comme modèle.

$$B_{xy} = a e^{b \cdot \sigma_{xy}}$$

Bande	Fréquence	Polarisation	a	b	r ²	erreur RMS (tonnes/ha)
Bande P	0.435 GHz	HV	205,8	0,1274	0,96	5,7
		HH	81,92	0,1639	0,67	15,5
		<u>HV</u>	178,01	0,1465	0,95	6,5
		RR	53,143	0,1626	0,94	6,6
		RH	190,04	0,2678	0,71	12,8

Tab.6.3 : Coefficients de la courbe de régression *exponentielle* et coefficients de corrélation (r^2). Erreur commise entre l'estimation de la biomasse et les valeurs mesurées en utilisant cette équation exponentielle comme modèle.

6.2.2. Biomasse estimée et biomasse mesurée

Les équations des courbes de régression précédemment trouvées sont désormais utilisées comme modèle pour estimer la biomasse. La Fig.6.11 (a) à (f) montre la comparaison entre les valeurs de biomasse estimées et les valeurs mesurées pour les cinq canaux HV, HH, HV, RR et RH. Une bonne précision entre les valeurs estimées et *in situ* est constatée pour les canaux HV (Fig.6.11 (a)), HV (Fig.6.11(c)) et RR (Fig.6.11(e)). Rappelons qu'une onde polarisée circulairement droite (R) se réfléchit principalement en une onde polarisée circulairement gauche (L), faisant du canal RR le canal en polarisation croisée en polarimétrie compacte et que σ_{RR} peut être retrouvé directement à partir des paramètres de Stokes acquis dans la base linéaire et définis par l'Equation (1.22) (i.e. $\sigma_{RR}=(q_0-q_3)/2$). La comparaison de la biomasse estimée à l'aide des deux canaux HV original et reconstruit sur la Fig.6.11 (d) montre une très bonne correspondance entre les deux estimations. Les estimations pour les canaux HH (Fig.6.11(b)) et RH (Fig.6.11(f)) sont de moins bonne qualité, i.e. l'erreur en utilisant la forme polynomiale est de 15,1 tonnes/ha en HH et 12,2 tonnes/ha en RH comparée à des valeurs entre 5,8 tonnes/ha et 6,6 tonnes/ha pour les trois autres canaux. L'erreur en utilisant la forme exponentielle est du même ordre de grandeur. Les erreurs d'estimation peuvent être retrouvées dans le Tab.6.2 et le Tab.6.3. L'erreur la plus faible, en utilisant la forme polynomiale, est trouvée pour le canal croisé (i.e. HV) et est de 5,8 tonnes/ha. Ensuite, les deux canaux HV et RR ont une erreur moyenne relativement faible et proche de celle en HV (i.e. 6,2 et 6,6 respectivement) comparée à celle en RH et HH (i.e. 12,2 et 15,1 respectivement). En utilisant la forme exponentielle, l'erreur la plus faible correspond toujours au canal croisé et est de 5,7 tonnes/ha. Ensuite, les deux canaux HV et RR ont de nouveau une erreur relativement faible et proche de HV (i.e. 6,5 et 6,6 resp.) [Truong-Loï 10], contrairement aux canaux RH et HH (i.e. 12,8 et 15,5 resp.). La biomasse des forêts retrouvée à partir des données CP (HV et RR) est correcte avec une erreur similaire à celle du canal croisé en mode FP. De plus, la reconstruction du canal croisé à partir de données CP en utilisant les hypothèses de Souyris et al. [Souyris 05] est relativement bien conservée puisque l'estimation de la biomasse est fidèlement retrouvée. Il est clair que les estimations de biomasse faites avec les données compact-pol ou full-pol reconstruites sont similaires à l'estimation faite avec les données FP. Comme précédemment, la similitude entre l'estimation de la biomasse avec le canal HV et celle avec le canal

RR est logique compte tenu du fait que la polarisation croisée de la rétrodiffusion en réponse à une émission en polarisation circulaire droite est elle-même circulaire droite.

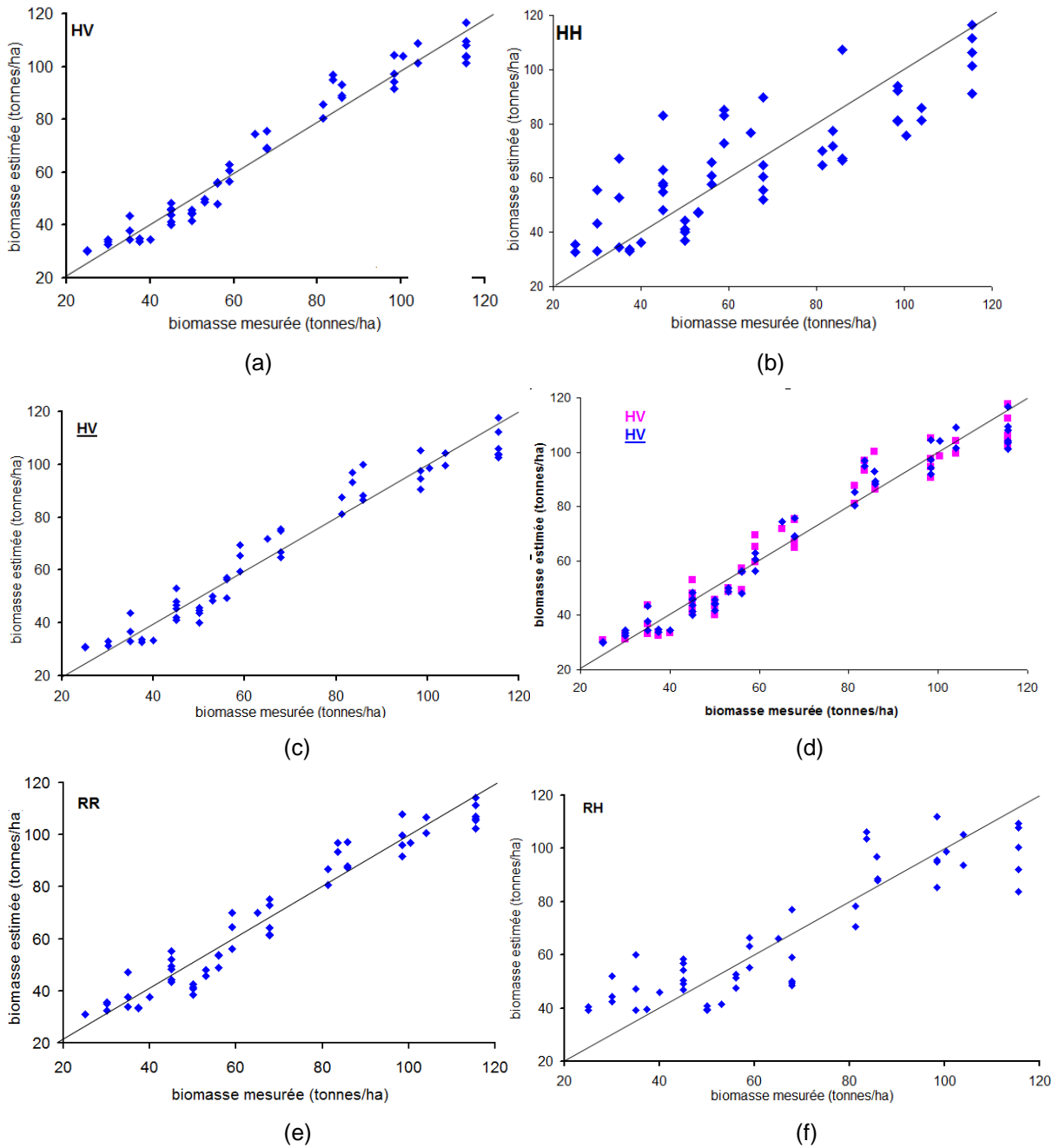


Fig.6.11 : Biomasse estimée en fonction de la biomasse mesurée (en tonnes/ha) pour les canaux (a)HV, (b)HH, (c)HV, (d)HV et HV, (e)RR et (f)RH [Truong-Loi 10]

Afin d'illustrer les estimations de biomasse, la biomasse estimée à l'aide des régressions exponentielles des canaux HV, \underline{HV} et RR sont représentées sur la Fig.6.12.

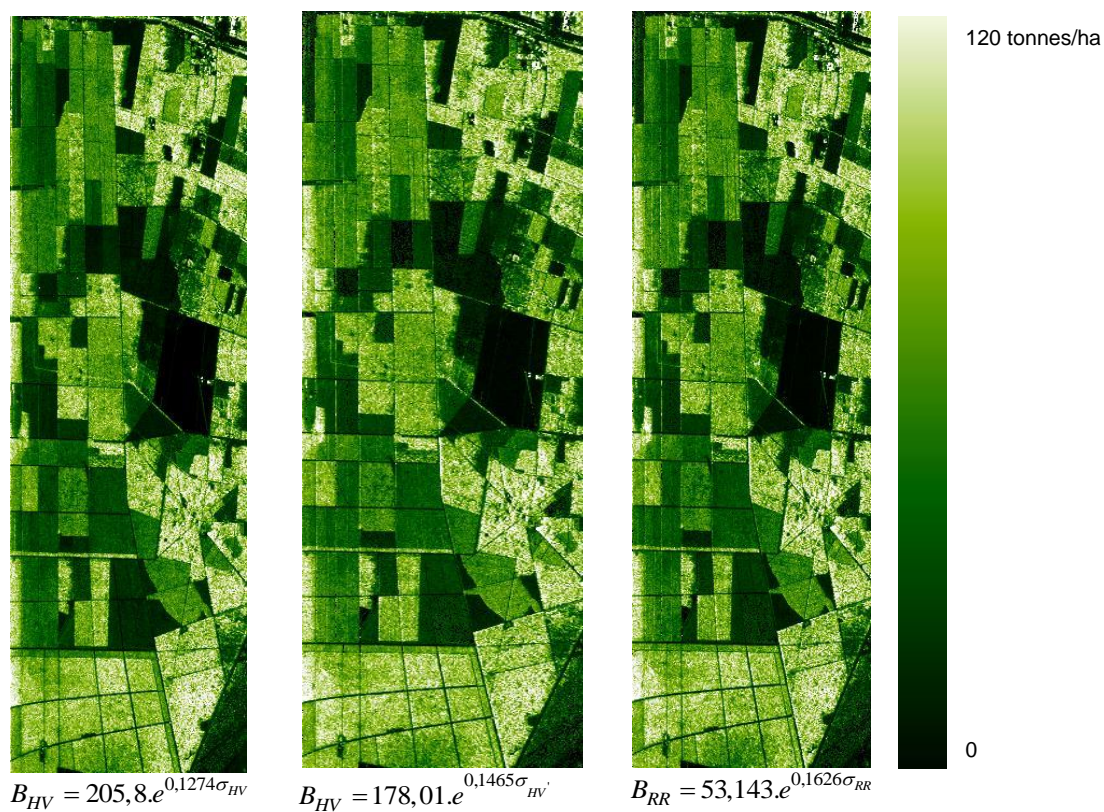


Fig.6.12 : Biomasse estimée grâce aux régressions exponentielles des canaux HV, \underline{HV} et RR [Truong-Loï 10].

En ne sélectionnant que les régions d'intérêt pour lesquelles les mesures terrain ont été acquises, la biomasse estimée grâce aux régressions exponentielles des canaux HV, \underline{HV} et RR est représentée sur la Fig.6.13.

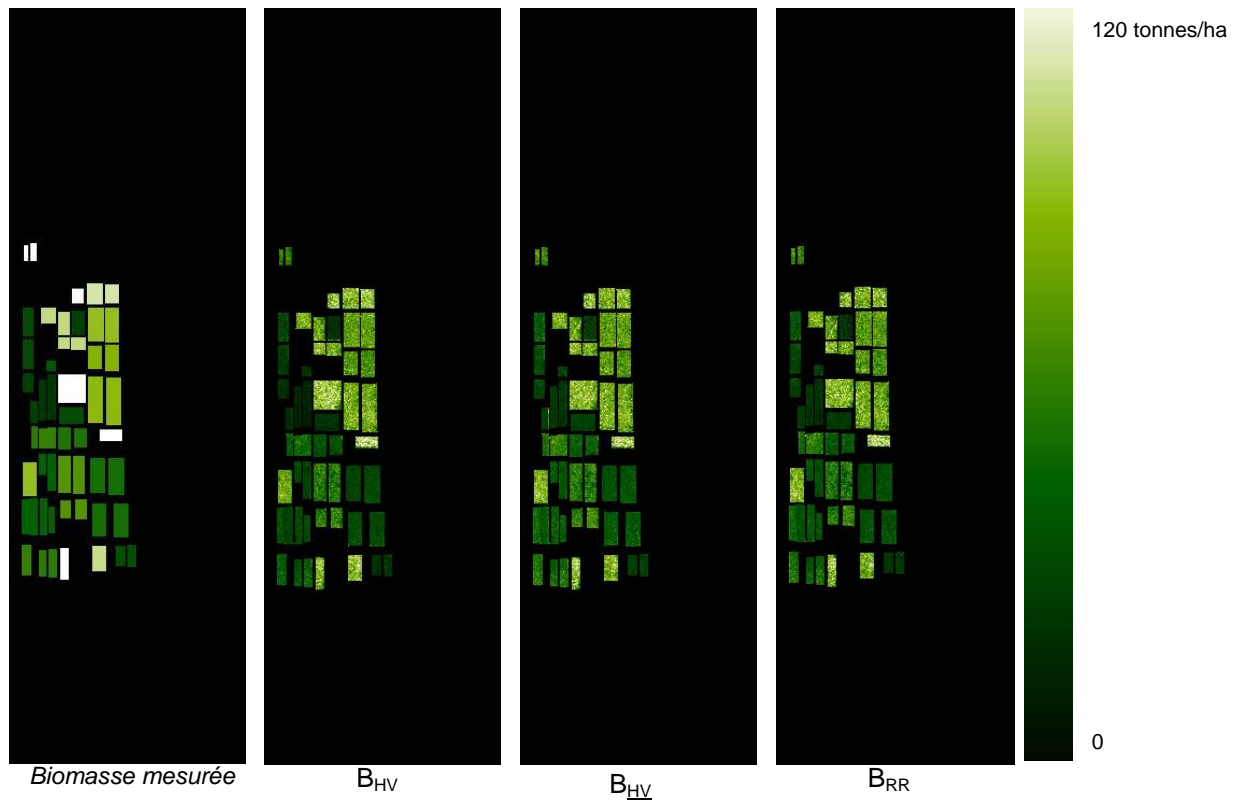
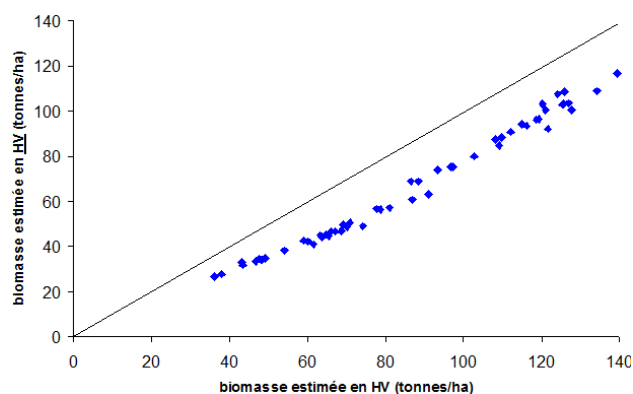
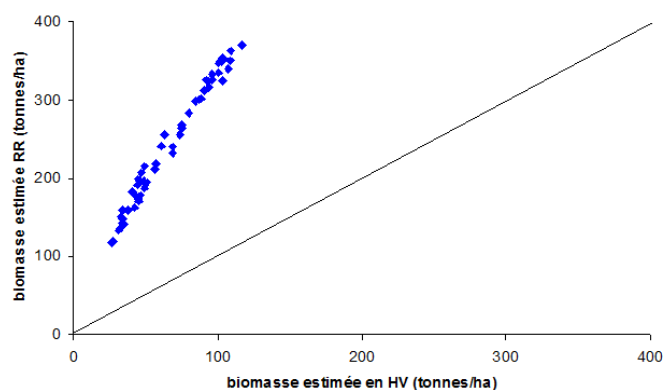


Fig.6.13 : Biomasse mesurée et estimée selon les régressions précédemment calculées sur les zones d'intérêt ayant fait l'objet des mesures in situ, pour les canaux HV, HV et RR [Truong-Loi 10].

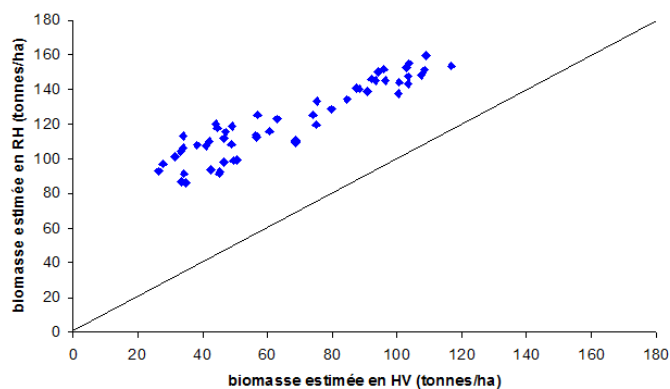
Maintenant, le canal FP en polarisation croisée (i.e. HV) est considéré comme canal de référence pour l'estimation de la biomasse (i.e. $B = 205,8.e^{0,1274\sigma}$). Les coefficients de rétrodiffusion HV, RR et RH sont introduits dans l'équation de régression de référence et l'estimation de la biomasse avec chacun de ces canaux est comparée à l'estimation de référence. Les résultats de ces comparaisons sont illustrés sur les Fig.6.14 (a), (b) et (c).



(a)



(b)



(c)

Fig.6.14 : Biomasse estimée avec les coefficients de rétrodiffusion HV (a), RR (b) et RH (c) en utilisant la régression du canal HV comme référence, et comparaison avec l'estimation en HV .

La biomasse estimée à l'aide des coefficients de rétrodiffusion en HV en utilisant l'équation de régression de HV montre une erreur de 20,3 tonnes/ha et un biais de -19,9 tonnes/ha (cf. Fig.6.14 (a)). Cependant, la biomasse est sous-estimée et le biais peut être corrigé. En corrigeant ce biais, l'estimation de la biomasse montre alors une erreur de seulement 4,4 tonnes/ha par rapport à l'estimation en HV et une erreur de 7,1 tonnes/ha par rapport à la biomasse mesurée sur le terrain. La biomasse estimée à l'aide des coefficients de rétrodiffusion en RR en utilisant l'équation de régression

de HV montre une erreur de 181,8 tonnes/ha et un biais de 174,9 tonnes/ha (cf. Fig.6.14 (b)). Si le biais est soustrait, l'erreur est de 49,6 tonnes/ha par rapport à l'estimation en HV et par rapport à la biomasse mesurée sur le terrain. La biomasse estimée à l'aide des coefficients de rétrodiffusion en RH en utilisant l'équation de régression de HV montre une erreur de 56,1 tonnes/ha et un biais de 55,1 tonnes/ha (cf. Fig.6.14 (c)). Si le biais est soustrait, l'erreur est de 10,8 tonnes/ha par rapport à l'estimation en HV et de 13,6 tonnes/ha par rapport à la biomasse mesurée sur le terrain.

6.3. Conclusion

Ce chapitre, consacré aux applications polarimétriques et plus particulièrement à l'estimation de l'humidité des sols et de la biomasse des forêts, montre le potentiel d'un système SAR opérant en polarimétrie compacte basse fréquence. Ainsi, après avoir présenté les algorithmes de Oh et Dubois pour estimer l'humidité des sols, une méthode d'estimation de l'humidité à partir des données compact-pol est présentée. Les coefficients de rétrodiffusion acquis par un système SAR opérant en polarimétrie compacte sont tout d'abord comparés à ceux acquis en full-pol. L'équivalence entre les signatures FP et CP permet d'appliquer l'algorithme de Dubois pour estimer l'humidité des sols. La technique est testée sur des données du radar RAMSES de l'ONERA en bande L acquises sur la zone du Moulin du Fâ en France et montre une erreur d'estimation de 4% en utilisant les données compact-pol simulées par rapport à l'estimation faite avec les données full-pol. Avec les données AIRSAR du JPL en bande L acquises sur la zone Chickasha lors de la campagne Washita en 1992, l'erreur d'estimation est de 2% par rapport aux mesures terrain. Dans un deuxième temps, les capacités d'un système SAR compact-pol à estimer la biomasse aérienne des forêts est évaluée grâce à des données en bande L du radar RAMSES de l'ONERA acquises sur la forêt de Nezer et disposant de mesures terrain. Les coefficients de rétrodiffusion acquis par un système SAR compact-pol sont simulés, comparés à la biomasse de la forêt et une régression en est déduite. En utilisant chaque équation de régression comme modèle d'estimation, la biomasse est estimée et comparée aux mesures terrain pour chaque canal. L'erreur constatée est environ de 6,2 tonnes/ha en compact-pol comparée à une erreur de 5,8 tonnes/ha en full-pol dans le canal en polarisation croisée. Il est important de noter que le mode compact-pol $\pi/2$ avec réceptions circulaires montre un fort potentiel dans l'estimation de la biomasse, notamment à l'aide du canal RR. En effet, ce canal correspond au canal cross-polarisé en réponse à une émission en polarisation circulaire droite, similaire au canal HV cross-polarisé en réponse à une émission linéaire polarisée horizontalement. De plus, σ_{RR} peut être retrouvé directement à partir des paramètres de Stokes acquis dans la base linéaire et définis par l'Equation (1.22) (i.e. $\sigma_{RR}=(q_0-q_3)/2$). Enfin en considérant le canal en polarisation croisée HV comme référence, l'estimation de la biomasse est calculée avec chacun des autres canaux (i.e. HV, RR et RH) à l'aide de l'équation de régression en HV. Un biais est observé sur les trois estimations. En soustrayant ce biais, les estimations montrent des erreurs relativement faibles pour deux canaux : 7,1 tonnes/ha en HV et 13,6 tonnes/ha en RH par rapport aux mesures terrain. Cependant, pour le canal en polarisation croisée RR, l'erreur est de 49,6 tonnes/ha par rapport aux mesures terrain.

Ce chapitre montre clairement que dans le contexte environnemental actuel, les applications telles que l'estimation de l'humidité des sols et de la biomasse des forêts peuvent être considérées en polarimétrie compacte pour des missions spatiales futures comme SMAP (Soil Moisture Active and Passive) et DESDynI (Deformation, Ecosystem Structure and DYnamics of Ice) du Jet Propulsion Laboratory, ainsi que BIOMASS (Biomass monitoring mission for Carbon Assessment) de l'ESA, visant à calculer l'humidité des sols et suivre la distribution spatiale de la biomasse à l'échelle globale. Une autre application, toujours dans le cadre de l'étude de la végétation, peut être envisagée si l'on ajoute le concept d'interférométrie à la polarimétrie SAR compacte. En effet, l'interférométrie SAR polarimétrique permet d'estimer la hauteur de la végétation. Le modèle RVoG présenté au Chapitre 2 est fondé sur un système SAR opérant en polarimétrie complète. Une première approche utilisant directement la polarimétrie compacte avec le modèle RVoG a montré un fort potentiel. Cependant, pour certains cas, l'estimation est dégradée comparée à celle faite avec les données FP. Une alternative doit donc être étudiée et cela fait l'objet du chapitre suivant.

6.4. Références

- [Beaudoin 94] A. Beaudoin, T. Le Toan, S. Goze, E. Nezry, A. Lopes, E. Mougin, C. C. Hsi, H. C. Han, J. A. Kong and R. T. Shin, *Retrieval of forest biomass from SAR data*, Int. J. Remote Sensing, vol. 15, no. 14, pp. 2777-2796, 1994.
- [Cloude 99] S. R. Cloude et K. P. Papathanassiou, *Surface Roughness and Polarimetric Entropy*, Proceedings of IGARSS, IGARSS 99, Hamburg, Allemagne, 28 Juin – 2 Juillet.
- [Dobson 92] M. C. Dobson, F. T. Ulaby, T. Le Toan, A. Beaudoin, E. S. Kasischke and N. Christensen, *Dependence of Radar Backscatter on Coniferous Forest Biomass*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 2, pp. 412-415, Mars 1992.
- [Dubois 95] P. C. Dubois, J. van Zyl et T. Engman, *Measuring Soil Moisture with Imaging Radars*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, no. 4, pp. 915-926, Juillet 1995.
- [Hajnsek 03] I. Hajnsek, E. Pottier et S. R. Cloude, *Inversion of Surface Parameters From Polarimetric SAR*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, no. 4, pp. 727-744, Avril 2003.
- [Hallikainen 85] M. T. Hallikainen, F. T. Ulaby, M. C. Dobson, M. A. El-Rayes et L.-K. Wu, *Microwave Dielectric Behavior of Wet Soil-Part I : Empirical Models and Experimental Observations*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. GE-23, no. 1, pp. 25-34, Janvier 1985.
- [Imhoff 95a] M.L. Imhoff , *A Theoretical Analysis of the Effect of Forest Structure on Synthetic Aperture Radar Backscatter and the Remote Sensing of Biomass*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, no. 2, pp. 341-352, Mars 1995.
- [Imhoff 95b] M.L. Imhoff, *Radar Backscatter and Biomass Saturation: Ramifications for Global Biomass Inventory*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, no. 2, pp. 511-518, Mars 1995.
- [Jackson] http://www.ars.usda.gov/SP2UserFiles/ad_hoc/12650600SoilMoistureProgram/chap4.pdf
- [Le Toan 92] T. Le Toan, A. Beaudoin, J. Riom and D. Guyon, *Relating Forest Biomass to SAR Data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 2, pp. 403-411, Mars 1992.
- [Oh 92] Y. Oh, K. Sarabandi et F. T. Ulaby, *An Empirical Model and an Inversion Technique for Radar Scattering from Bare Soil Surfaces*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 2, pp. 370-381, Mars 1992.

-
- [Paillou 03] Ph. Paillou, G. Grandjean, N. Baghdadi, E. Heggy, Th. August-Bernex et J. Achache, *Subsurface imaging in central-southern Egypt using low frequency radar: Bir Safsaf revisited*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, no. 7, pp. 1672-1684, 2003.
- [Paillou 07] Ph. Paillou, S. Lopez, Y. Lasne, A. Rosenqvist et T. Farr, *Mapping Subsurface Geology in Arid Africa using L-band SAR*, Proceedings of IGARSS 07, Barcelone, Espagne, Juillet 2007.
- [Riom 81] J. Riom and T. Le Toan, *Relations entre des types de forêts de pin maritime et la rétrodiffusion radar en bande L. en polarisation HH*, Proceedings of Spectral Signatures of Objects in Remote Sensing Symp, Avignon, France, 8-11 Septembre 1981.
- [Souyris 05] J-C. Souyris, P. Imbo, R. FjØrtoft, S. Mingot and J-S. Lee, *Compact Polarimetry Based on Symmetry Properties of Geophysical Media : The $\pi/4$ Mode*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 43, no. 3, Mars 2005.
- [Truong-Loï 09] M-L. Truong-Loï, A. Freeman, P. C. Dubois-Fernandez et E. Pottier, *Estimation of Soil Moisture and Faraday Rotation From Bare Surfaces Using Compact Polarimetry*, IEEE TGRS, vol. 47, no. 11, Novembre 2009.
- [Truong-Loï 10] M-L Truong-Loï, P. Dubois-Fernandez, E. Pottier, A. Freeman et J-C. Souyris, *Potentials of a Compact Polarimetric SAR System*, Proceedings of IGARSS 2010, Honolulu, Hawaï, USA, Juillet 2010.

Chapitre 7

Application PolInSAR

L'interférométrie SAR polarimétrique, présentée au Chapitre 1 section 1.4., permet de positionner l'élévation des centres de phase des différents mécanismes de rétrodiffusion. L'application la plus utilisée est l'estimation de la hauteur du couvert forestier à l'aide du modèle Random Volume over Ground (RVoG) introduit par Cloude et Papathanassiou [Cloude 98] et expliqué au Chapitre 2 section 2.5.1. Dans ce chapitre, le potentiel de l'interférométrie SAR polarimétrique avec des données en polarimétrie compacte est testé. Dans un premier temps, les résultats de l'application du modèle RVoG à la polarimétrie compacte proposée par Dubois et al. sont présentés. Ensuite, l'algorithme de pseudo-reconstruction de la matrice full-PolInSAR énoncé par Lavalle et al. est expliqué. Enfin, un procédé découlant de l'algorithme de Flynn et al. est proposé afin d'inverser la hauteur du couvert végétal avec des données en polarimétrie compacte. Cette technique exploite au maximum l'information polarimétrique et est évaluée sur des données aéroportées en bande P. Les résultats d'inversion compact-pol sont comparés à ceux issus de cette même méthode utilisée avec les données full-pol, avec celles reconstruites par le modèle de Lavalle et al. et aux résultats d'inversion du modèle RVoG appliqué aux données compact-pol.

7.1. Algorithmes existants

7.1.1. Application du modèle RVoG à la polarimétrie compacte

Le modèle d'inversion (i.e. RVoG) de Cloude et Papathanassiou [Cloude 03] présenté dans le Chapitre 2, peut être appliqué aux données compact-pol [Dubois 08]. Dans le cas de la polarimétrie complète, l'information PolInSAR est contenue dans un espace à quatre paramètres puisque la polarisation de chaque antenne peut être réglée avec chacune deux paramètres (les angles d'ellipticité et d'orientation). Dans le mode de polarimétrie compacte, l'espace est à deux paramètres correspondant aux états de polarisation de l'antenne de réception, la polarisation d'émission étant fixée. Par conséquent, l'espace à deux paramètres est un sous-espace de celui à quatre paramètres. L'algorithme d'inversion RVoG est donc directement appliqué aux données CP. Les résultats de cette inversion sont très similaires à ceux obtenus en mode FP et sont représentés sur la Fig.7.1. Tout d'abord les mesures angulaires FP et CP sont comparées. La mesure angulaire correspond à l'angle

formé par les deux extrémités de la région de cohérence et le centre du cercle complexe unité comme illustré sur la Fig.7.2 (flèche rouge).

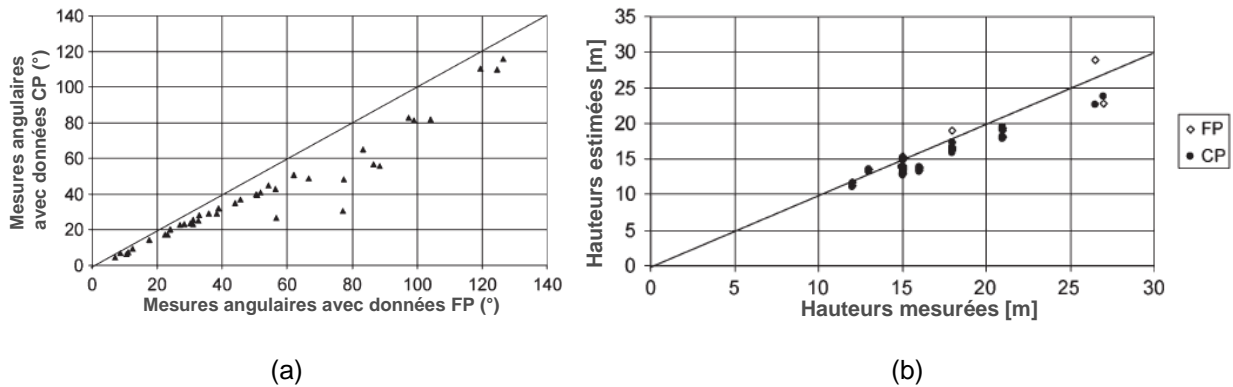


Fig.7.1 : (a) Mesures angulaires des valeurs de cohérence interférométrique associées aux données CP en fonction de celles associées aux données FP pour tous les peuplements forestiers examinés. (b) Résultats de l'inversion en utilisant le modèle RVoG pour les modes FP et CP [Dubois 08].

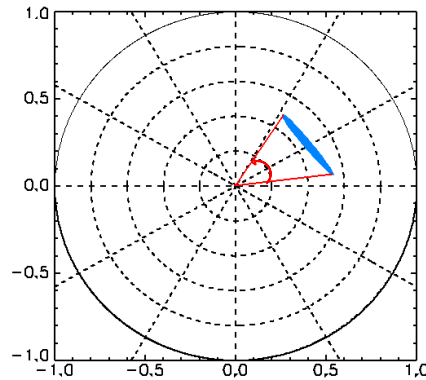


Fig.7.2 : Mesure angulaire.

Considérant maintenant des acquisitions soumises au phénomène de Faraday, Dubois et al. procèdent à l'inversion PolInSAR, pour plusieurs valeurs de rotation de Faraday, sur des données CP simulées à partir des données FP RAMSES en bande P. Le canal maître n'est soumis à aucune rotation de Faraday alors qu'une rotation de Faraday uniforme est appliquée sur le canal esclave. Le résultat de cette analyse est présenté sur la Fig.7.3.

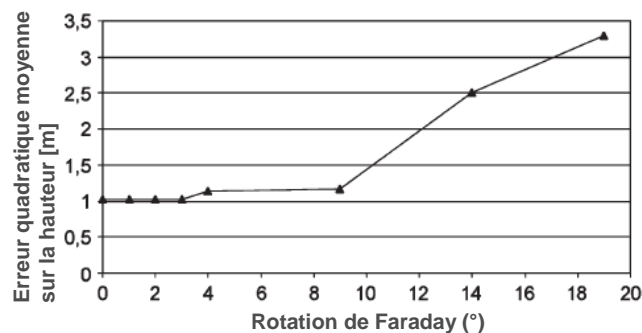


Fig.7.3 : Résultat de l'inversion PolInSAR compacte pour le mode CP $\pi/2$ par rapport au cas FP en fonction de l'angle de rotation de Faraday résiduel [Dubois 08].

Le résultat de l'inversion montre une petite sensibilité à l'ionosphère pour une différence de rotation de Faraday de moins de 10° . Au-delà de 10° , les résultats de l'inversion sont manifestement dégradés [Dubois 08]. En considérant que, sous une orbite héliosynchrone, les deux jeux de données polarimétriques nécessaires pour l'interférométrie sont acquis des jours différents mais à la même heure locale, les variations ionosphériques attendues peuvent être supposées plus petites que celles se produisant pendant le cycle journalier. Par conséquent, Dubois et al. en conclut qu'en mode CP $\pi/2$, pour une rotation de Faraday différentielle inférieure à 10° , aucune correction n'est nécessaire et la procédure d'inversion standard peut être directement appliquée sur les données non corrigées. En revanche, dans le cas où la variation ionosphérique est plus importante, une autre approche est indispensable.

Ainsi, Dubois et al. considèrent dans la suite de leur étude, deux mesures polarimétriques acquises à différentes dates [Dubois 08]. Pour estimer la rotation de Faraday, comme expliqué au Chapitre 2, Dubois et al. maximisent la cohérence interférométrique en tournant l'un des vecteurs de mesure reçus d'un angle Ω . Ainsi, la cohérence interférométrique associée à n'importe quel état de polarisation à la réception s'écrit en fonction de Ω et peut donc être maximisée par rapport à Ω . Le résultat de cette estimation est obtenu modulo π . Dubois et al. testent cette méthode sur des données aéroportées RAMSES obtenues sur la forêt de Nezer où une rotation de Faraday de 100° est introduite. Les résultats sont présentés sur la Fig.7.4.

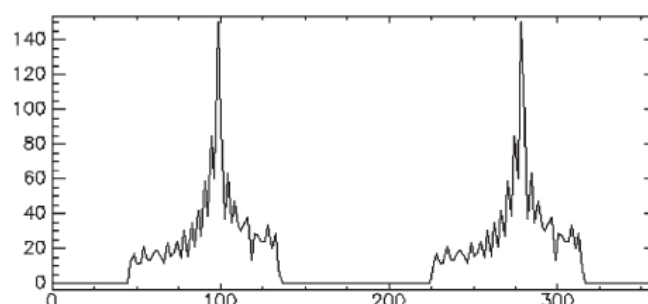


Fig.7.4 : Histogramme représentant l'estimation de l'angle de rotation de Faraday optimal, sur l'ensemble de l'espace de synthèse (pour tous les χ et ψ) [Dubois 08].

La Fig.7.4 présente le résultat de cette estimation. Deux pics distants de 180° et centré à 100° pour le premier montrent l'ambiguïté (i.e. modulo π) de l'estimation. Cependant cette ambiguïté ne peut être pénalisante que si l'étude porte sur la phase interférométrique absolue. Dans l'analyse PolInSAR, l'ambiguïté n'a pas d'impact sur l'inversion de la hauteur de la végétation tant qu'une correction équivalente est appliquée à tous les canaux polarimétriques, permettant de conserver les phases interférométriques relatives.

7.1.2. Pseudo-reconstruction de la matrice F-PolInSAR

7.1.2.1. Algorithme de pseudo-reconstruction de l'information F-PolInSAR

L'algorithme de pseudo-reconstruction de la matrice F-PolInSAR à partir des données C-PolInSAR de Lavalle et al. [Lavalle 09] est basé sur des hypothèses présentées par Souyris et al. [Souyris 05] pour la reconstruction de l'information FP à partir de données CP (cf. Chapitre 2). Ces hypothèses sont la symétrie de réflexion et l'invariance par rotation des termes cross-polarisés.

En considérant un système SAR opérant en mode $\pi/2$ avec une émission circulaire droite et deux réceptions linéaires H & V, les vecteurs de rétrodiffusion sont donnés par :

$$\begin{aligned} k_{(\pi/2)_1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH_1} - jS_{HV_1} & -jS_{VV_1} + S_{HV_1} \end{pmatrix}^T \\ k_{(\pi/2)_2} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH_2} - jS_{HV_2} & -jS_{VV_2} + S_{HV_2} \end{pmatrix}^T \end{aligned} \quad (7.1)$$

Comme présenté à la section 2.4 du chapitre 2, la matrice de covariance C-PolInSAR est de taille 4x4 et est de la forme :

$$C_4 = \begin{pmatrix} C_1 & \Omega \\ \Omega^\dagger & C_2 \end{pmatrix} \quad (7.2)$$

La matrice de covariance F-PolInSAR est de taille 6x6 et est de la forme :

$$C_6 = \begin{pmatrix} C_{11} & \Omega_{12} \\ \Omega_{12}^\dagger & C_{21} \end{pmatrix} \quad (7.3)$$

En utilisant l'hypothèse de symétrie de réflexion couplée à l'invariance par rotation des termes cross-polarisés, l'expression de la matrice de covariance reconstruite Ω_{12} est la suivante [Lavalle 09a] :

$$\Omega_{12} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 7j_{11} - jj_{12} + jj_{21} - j_{22} & 0 & j_{11} - 7jj_{12} - jj_{21} + j_{22} \\ 0 & 2(j_{11} + jj_{12} - jj_{21} + j_{22}) & 0 \\ j_{11} + jj_{12} + 7jj_{21} + j_{22} & 0 & -j_{11} - jj_{12} + jj_{21} + 7j_{22} \end{pmatrix} \quad (7.4)$$

Avec j_{11}, j_{12}, j_{21} et j_{22} les éléments de la matrice Ω .

Il est également possible de reconstruire les matrices de covariance C_{11} et C_{22} si les éléments de la matrice Ω sont remplacés par ceux de la matrice C_1 et C_2 . Cet algorithme, de la même manière que celui de Souyris et al., n'est applicable que pour des cibles naturelles où la symétrie de réflexion et l'invariance par rotation du terme cross-polarisé sont respectées, telles que les zones de végétation. Lorsque les propriétés de la cible ne correspondent pas aux hypothèses, la reconstruction devrait se dégrader, comme dans le cas de surfaces rugueuses où l'hypothèse d'invariance par rotation des termes cross-polarisés n'est pas respectée. Aussi, les cibles « artificielles » tels que les bâtiments ne respectent ni l'une ni l'autre de ces deux hypothèses.

7.2. Optimisation de l'inversion de hauteur pour estimation en C-PollnSAR

7.2.1. Contour de la région de cohérence F-PollnSAR

Les modèles de rétrodiffusion volumique tels que celui de Cloude et Papathanassiou [Cloude 98] ou Treuhaft [Treuhaft 00], énoncent qu'en l'absence de bruit, de décorrélation et d'erreur d'échantillonnage, la région de cohérence PollnSAR est une ligne droite dont la localisation et l'orientation dans le cercle unité dépendent de la hauteur de la canopée, de l'atténuation et de la hauteur du sol. A partir de ces modèles, la caractérisation du terrain devient un problème d'ajustement entre la ligne et la région de cohérence d'une part et le choix de la ligne de base d'autre part, puis d'inversion pour extraire les paramètres souhaités. L'extraction de la forme de la région de cohérence PollnSAR est donc un problème que Flynn et al. se proposent de résoudre [Flynn 02], [Tabb 02]. Flynn et al. présentent donc un algorithme calculant une approximation de la frontière externe de la région de cohérence. Les polarisations doivent être les mêmes aux deux antennes (*baseline-copolar*). La matrice de covariance 6x6 rappelée par l'Equation (7.3) peut être séparée en trois matrices 3x3 (i.e. C_{11} , C_{22} et Ω_{12}). La matrice Ω_{12} est celle contenant toute l'information interférométrique. La polarisation étant donnée par un vecteur unitaire complexe à trois éléments, la fonction de cohérence est définie par [Flynn 02] :

$$\gamma(w) = \frac{w^\dagger \Omega_{12} w}{\sqrt{(w^\dagger C_{11} w)(w^\dagger C_{22} w)}} \quad (7.5)$$

Pour des soucis de calcul, la simplification suivante est faite : $C = (C_{11} + C_{22})/2$. La cohérence modifiée est alors introduite [Flynn 02] :

$$\bar{\gamma}(w) = \frac{w^\dagger \Omega_{12} w}{w^\dagger C w} \quad (7.6)$$

Cette cohérence peut être séparée en sa partie réelle et imaginaire en utilisant la décomposition suivante : $\Omega_{12} = A + jB$, où les matrices A et B , hermitiennes, sont définies telles que [Flynn 02] :

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{2}(\Omega_{12} + \Omega_{12}^\dagger) \\ B &= \frac{1}{2j}(\Omega_{12} - \Omega_{12}^\dagger) \end{aligned} \quad (7.7)$$

Flynn et al. considèrent alors le problème de trouver le minimum et le maximum de $\Re e(\bar{\gamma})$. En effet, $\bar{\gamma}$ étant une fonction continue de w , les cohérences atteignant ces extrêmes sont situées sur le contour de la région de cohérence. Ces vecteurs extrêmes w sont solution du problème aux valeurs propres (notées λ) généralisé :

$$A w = \lambda C w \quad (7.8)$$

Chaque λ est une valeur de $\Re(\bar{\gamma})$ pour le w correspondant ; ce qui permet de déduire les solutions attendues, offrant deux points appartenant à la limite de la région de cohérence. D'autres points limites peuvent donc être calculés en utilisant des rotations de phase telles que [Flynn 02] :

$$\bar{\gamma} e^{j\phi}(w) = \frac{w^\dagger (\Omega_{12} e^{j\phi}) w}{w^\dagger C w} \quad (7.9)$$

D'où la décomposition dans le cas présent [Flynn 02] :

$$\begin{aligned} \Omega_{12} e^{j\phi} &= \tilde{A} + j\tilde{B} \\ \tilde{A} &= A \cos \phi - B \sin \phi \\ \tilde{B} &= A \sin \phi + B \cos \phi \end{aligned} \quad (7.10)$$

A et B étant hermitiennes. Le minimum et le maximum de $\Re(\bar{\gamma} e^{j\phi})$ peuvent donc être retrouvés en résolvant cette fois le problème aux valeurs propres généralisé suivant :

$$\tilde{A} w = \lambda C w \quad (7.11)$$

et en évaluant l'Equation (7.9) avec les vecteurs propres résultant. Par conséquent, cela donne deux points sur la limite de la région des valeurs possibles de $(\bar{\gamma} e^{j\phi})$. En multipliant ces deux points par $e^{-j\phi}$, deux points appartenant à la limite de la région de cohérence modifiée ($\bar{\gamma}$) sont obtenus. Tous les angles compris entre 0 et π donnent une paire différente de points situés sur le contour de la région de cohérence. La périmètre de la région de cohérence standard est retrouvé en évaluant l'Equation (7.5) avec ces solutions, de sorte que ces points soient situés sur ou à l'intérieur de la vraie périphérie. Cette procédure permet donc de tracer le contour entier de la région de cohérence modifiée comme illustré sur la Fig.7.5, mais selon Flynn et al., si et seulement si la région est convexe.

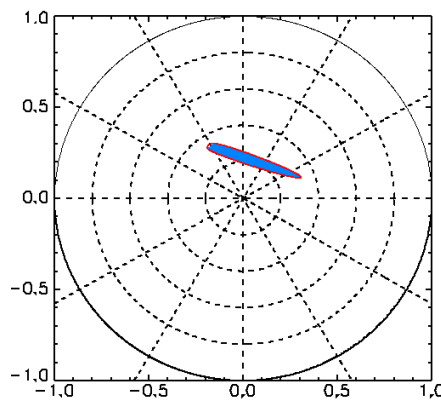


Fig.7.5 : Contour de la région de cohérence F-PollnSAR.

7.2.2. Contour de la région de cohérence C-PolInSAR

Comme expliqué à la section 7.1.1, en polarimétrie compacte, l'espace de cohérence est à deux paramètres caractéristiques des antennes de réception, contrairement à la polarimétrie complète à quatre dimensions caractéristiques des antennes d'émission et de réception. Ainsi, l'espace en polarimétrie compacte est un sous-espace de celui en polarimétrie complète. Par conséquent, la région de cohérence C-PolInSAR est naturellement plus petite et incluse dans celle F-PolInSAR et les signatures en polarimétrie compacte peuvent s'exprimer en fonction de celles en polarimétrie complète (cf. Equation (2.33), Chapitre 2). Les vecteurs de rétrodiffusion interférométriques s'écrivent, dans le cas du mode $\pi/2$ avec émission circulaire droite et réceptions linéaires H & V tels que :

$$\begin{aligned}\vec{k}_{\pi/2_1} &= (S_{RH_1} \quad S_{RV_1})^T = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_{HH_1} - jS_{HV_1} \quad S_{HV_1} - jS_{VV_1})^T \\ \vec{k}_{\pi/2_2} &= (S_{RH_2} \quad S_{RV_2})^T = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_{HH_2} - jS_{HV_2} \quad S_{HV_2} - jS_{VV_2})^T\end{aligned}\quad (7.12)$$

La matrice de covariance associée est celle décrite par l'Equation (2.33) du Chapitre 2. La région de cohérence C-PolInSAR est toujours contenue dans celle F-PolInSAR [Truong-Loï 10a], ce qui est illustré sur la Fig.7.6 où deux régions de cohérence, F-PolInSAR en bleu et C-PolInSAR en jaune, sont représentées. Ces deux régions de cohérence sont calculées à partir de données RAMSES en bande P acquises sur la forêt de Nezer. Afin d'exploiter au maximum l'information polarimétrique, une méthode est proposée. Il s'agit de l'algorithme de Flynn et al. [Flynn 02] proposée en F-PolInSAR, adaptée ici en C-PolInSAR et qui minimise ainsi la perte d'information.

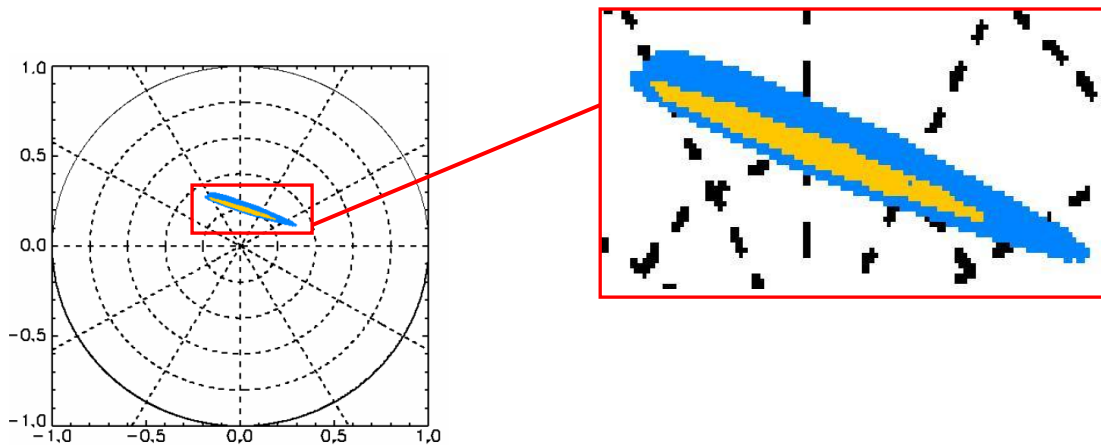


Fig.7.6 : Exemple de région de cohérence F-PolInSAR en bleu et C-PolInSAR en jaune.

La méthode de Flynn et al. précédemment décrite pour le cas F-PolInSAR peut être directement adaptée au cas C-PolInSAR. La différence est la taille de la matrice de covariance C-PolInSAR et des sous-matrices la composant. Cependant, de la même manière, le problème aux valeurs propres généralisé peut être résolu et le contour de la région de cohérence C-PolInSAR peut être tracé. Ceci

est illustré sur la Fig.7.7 où le contour de la région de cohérence F-PollnSAR est tracé en rouge et celui C-PollnSAR en vert.

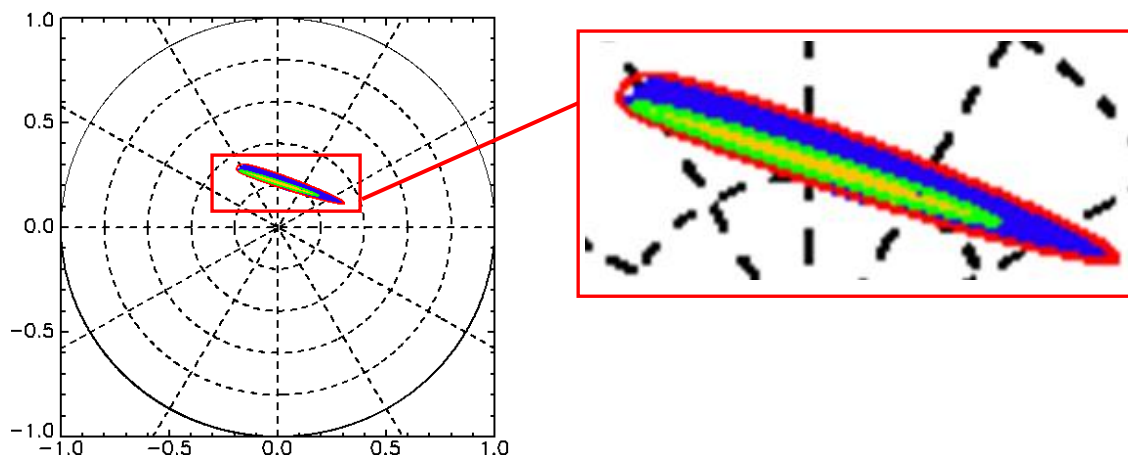


Fig.7.7 : Tracé des contours des régions de cohérence F-PollnSAR en rouge et C-PollnSAR en vert.

7.2.3. Inversion de hauteur

Le problème qui se pose dans l'inversion PollnSAR afin d'estimer la hauteur de la végétation est le choix de la droite de régression de la région de cohérence. La méthode de Cloude et Papathanassiou [Cloude 98] calcule l'erreur quadratique moyenne entre la ligne et le jeu de points formant la région de cohérence (en bleu sur les schémas de région de cohérence Fig.7.8) et sélectionne la droite pour laquelle l'erreur est minimale. Cependant, dans certains cas, la ligne ne passe pas par le centre ou l'axe principal de la région de cohérence. En effet, selon la forme de la région de cohérence, pas nécessairement elliptique, la droite de régression n'est pas optimale. Un exemple est illustré sur la Fig.7.8 où les deux régions de cohérence sont singulières.

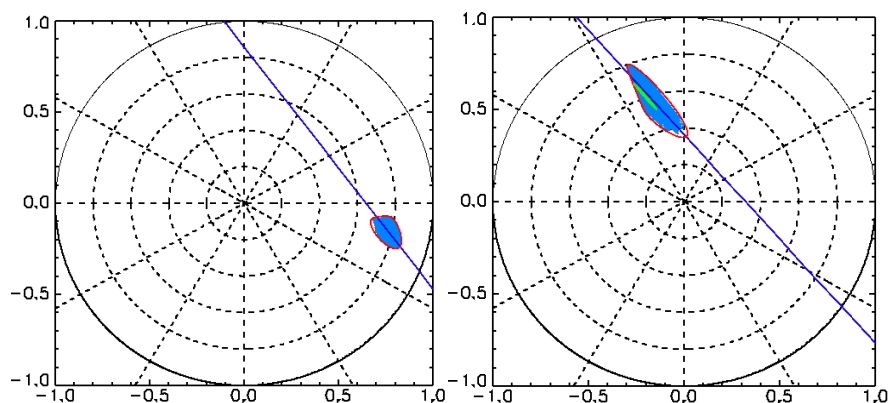


Fig.7.8 : Représentation de régions de cohérence ayant une forme quelconque.

En utilisant l'algorithme de Flynn et al. pour tracer le contour de la région de cohérence, il est alors possible de tracer une droite passant par l'axe le plus étendu de cette région. La méthode de Flynn et

al. permet de tracer le contour fermé d'un ensemble de points, la recherche des deux points les plus éloignés sur ce contour est ensuite accessible. La droite passant par ces deux points est ensuite tracée. Ce procédé est illustré sur la Fig.7.9. Puis, la contribution du « sol seul » et la phase topographique sont identifiés de la même manière que Cloude et Papathanassiou. Dans le but d'estimer la hauteur de la végétation, cette phase est par la suite supprimée en faisant « pivoter » la droite jusqu'à la phase nulle. Pour une atténuation donnée, choisie en fonction de la bande de fréquences utilisée et de la connaissance de la réponse d'une cible sous un couvert végétal, la hauteur de la canopée est donnée par l'intersection de la droite avec la courbe d'atténuation. Pour des raisons de simplicité dans l'explication des résultats et la comparaison avec le modèle RVoG, cette méthode est appelée et notée '*opt*' dans la suite.

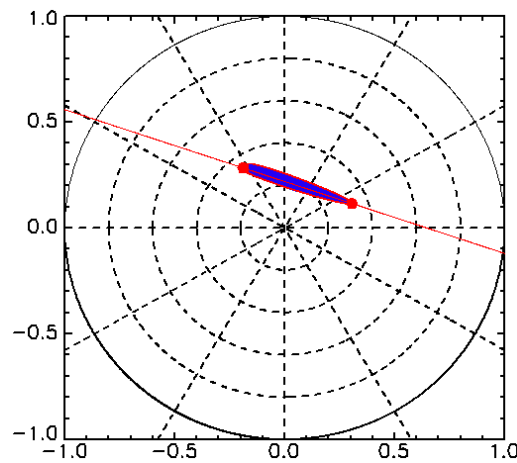


Fig.7.9 : Représentation des deux points extrêmes choisis sur le contour de la région de cohérence et la droite qui en découle.

Dans le cas d'un SAR opérant en polarimétrie compacte, les canaux HH et HV permettant de distinguer les contributions surfaciques et volumiques et de déduire la phase topographique ne sont pas disponibles. Les signatures compact-pol s'expriment en fonction de celles FP de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} M_{RH} \\ M_{RV} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_{HH} - jS_{HV} \\ S_{HV} - jS_{VV} \end{pmatrix} \quad (7.13)$$

En observant le comportement des hauteurs correspondant aux centres de phase FP, sur des données RAMSES en bande P acquises sur la forêt de Nezer, les hauteurs des centres de phase polarimétriques correspondant au canal co-polarisé HH sont les plus bas [Garestier 08]. Ces résultats sont visibles sur la Fig.7.10. Sur les parcelles dont la hauteur de la végétation est inférieure à 18m, le centre de phase le plus élevé est représenté par le canal co-polarisé VV [Garestier 08]. En revanche, pour une végétation plus élevée, le centre de phase le plus élevé correspond au canal cross-polarisé HV [Garestier 08]. Les hauteurs correspondant aux deux points extrêmes de la région de cohérence, trouvés par la méthode '*opt*', sont ajoutés comme illustré sur la Fig.7.11. Sur la Fig.7.11, il est évident

que les hauteurs déduites des deux points extrêmes (P_1 et P_2) occupent bien les positions les plus basses et les plus élevées.

De la même manière qu'en FP, les hauteurs des centres de phase CP sont calculées et représentées sur les Fig.7.12 et Fig.7.13. Il est à noter que le centre de phase le plus élevé correspond à la polarisation RV alors que celui le plus bas est représenté par la polarisation RH. De plus, les hauteurs des points extrêmes de la région de cohérence (R_1 et R_2) concordent bien avec les positions les plus basses et les plus élevées. Au vu de l'expression des signatures CP données par l'Equation (7.13) et des hauteurs des centres de phase FP, la composante en VV étant très élevée pour ces données, il est logique d'obtenir un tel résultat.

La comparaison des hauteurs des centres de phase FP et CP est montrée sur la Fig.7.14. Pour des arbres de moins de 20 ans, les hauteurs des centres de phase des polarisations RV et VV sont similaires ainsi que celles de RH et HH même si celles correspondant à RH sont légèrement supérieures à celles correspondant à HH. Aussi, les hauteurs des centres de phase des points extrêmes des régions de cohérence FP et CP, pour une végétation plus jeune que 20 ans, sont équivalentes, avec les hauteurs dérivées de R_2 légèrement supérieures à celles de P_2 . Par conséquent, cela permet dans le cas d'un SAR opérant en polarimétrie compacte, d'identifier la phase topographique et la contribution du sol comme étant les plus proches de la cohérence en RH.

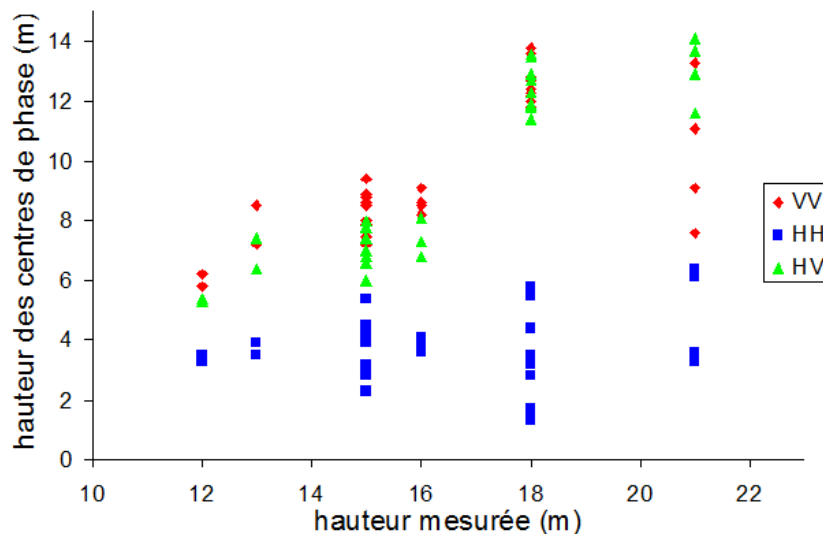


Fig.7.10 : Hauteur des centres de phase polarimétriques pour les polarisations HH, HV et VV.

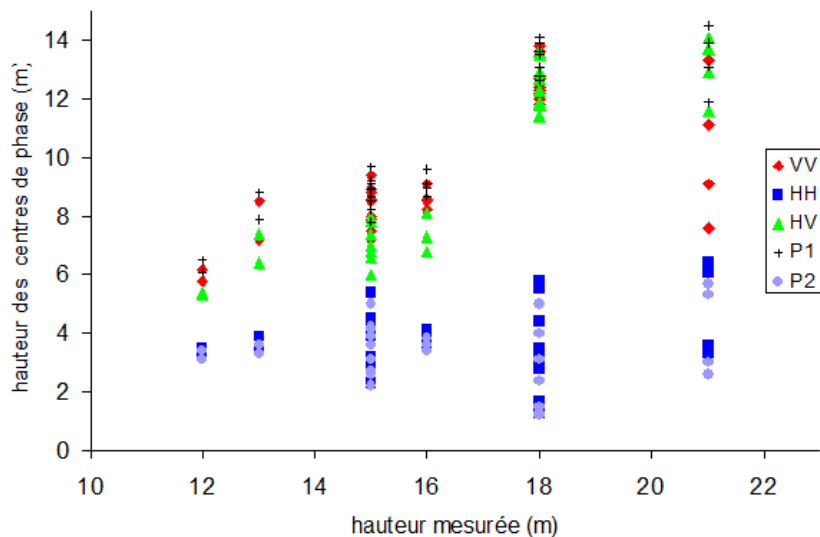


Fig.7.11 : Hauteur des centres de phase polarimétriques HH, HV et VV et hauteur des centres de phase polarimétriques correspondant aux points extrêmes de la région de cohérence.

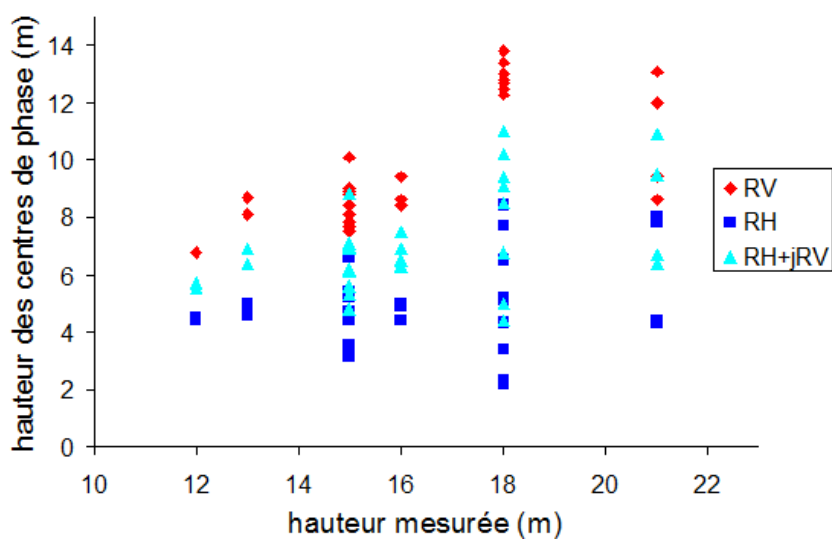


Fig.7.12 : Hauteur des centres de phase polarimétriques RH, RV et RH+jRV

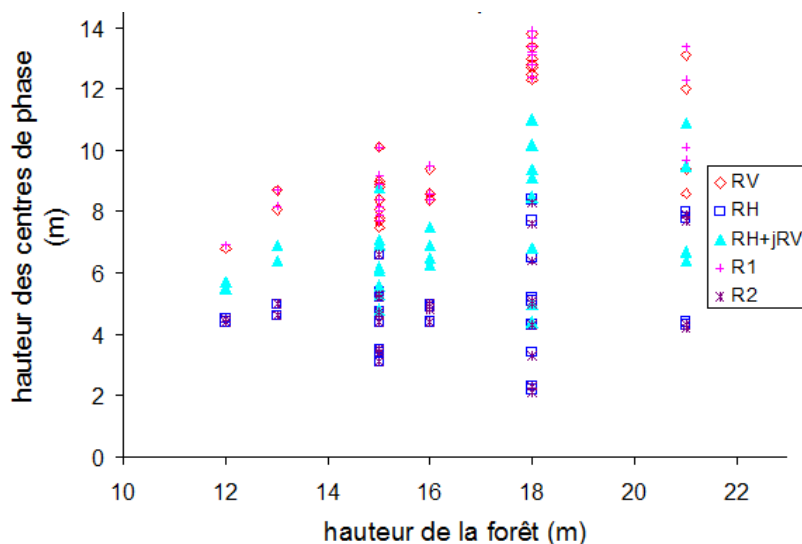


Fig.7.13 : Hauteur des centres de phase polarimétriques RH, RV et RH+jRV et hauteur des centres de phase polarimétriques correspondant aux points extrêmes de la région de cohérence.

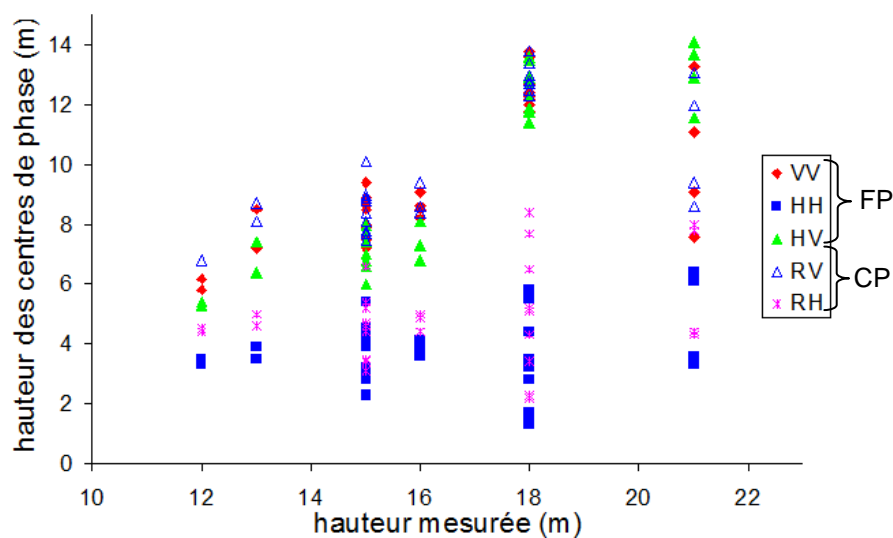


Fig.7.14 : Hauteur des centres de phase FP et CP

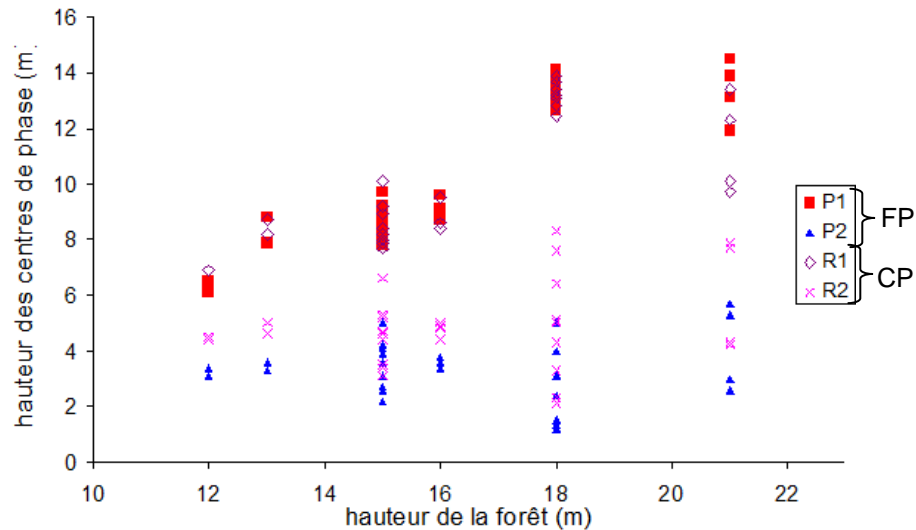


Fig.7.15 : Hauteur des centres de phase des points extrêmes des régions de cohérence FP et CP.

L'estimation de la hauteur de la végétation peut enfin être calculée. Dans un premier temps, l'estimation est calculée sur les données FP originales en utilisant l'algorithme RVoG et la méthode 'opt' présentée précédemment, et comparée aux mesures terrain. Les données sont celles du radar RAMSES en bande P acquises sur la forêt de Nezer. Les résultats de cette comparaison sont illustrés sur la Fig.7.16.

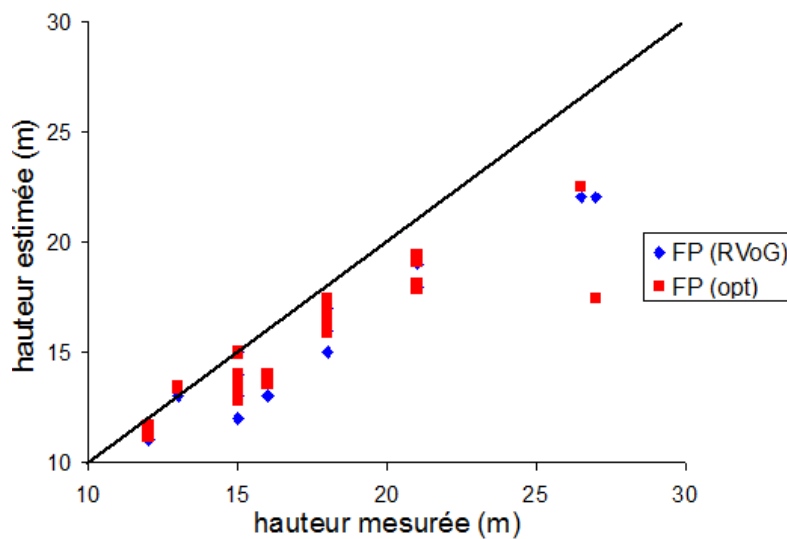


Fig.7.16 : Hauteur de la végétation estimée à partir des données FP en utilisant l'algorithme RVoG (bleu) et la méthode 'opt' (rouge), versus les mesures terrain.

Les estimations de la hauteur de la végétation à partir des données F-PolInSAR en utilisant le modèle RVoG ou la méthode présentée précédemment correspondent bien et sont relativement proches des mesures terrain mais la sous-estiment légèrement. Une erreur de 2,4m est remarquée entre le modèle RVoG et la vérité terrain ainsi qu'un biais de -2,1m. En ce qui concerne la méthode *opt*, l'erreur par rapport aux mesures terrain est de 2,5m et le biais de -1,8m. Entre les deux méthodes (RVoG et *opt*), l'erreur n'est seulement que de 1m [Truong-Loï 10a, Truong-Loï 10b].

Comparons maintenant l'estimation de hauteur en utilisant la méthode *opt* avec les données FP et CP, par rapport aux mesures terrain. Le résultat (Fig.7.17) montre une excellente correspondance entre les deux, avec une légère sous-estimation par rapport aux mesures terrain.

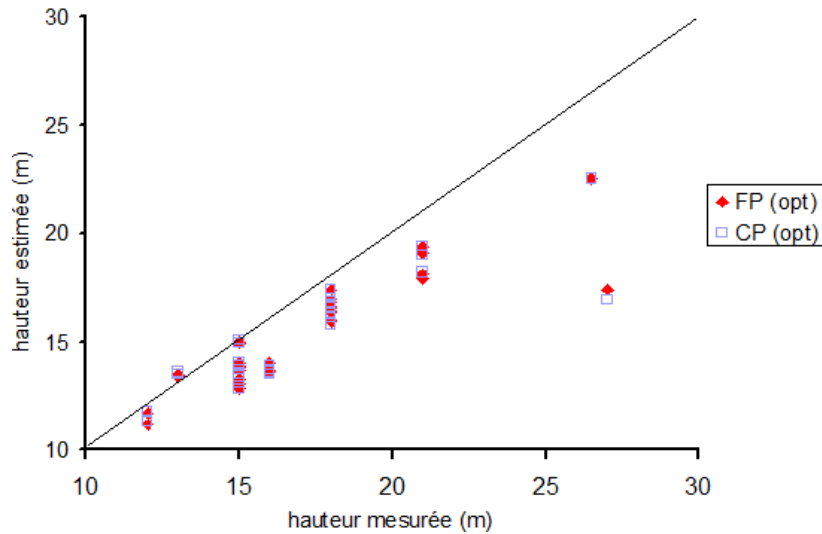


Fig.7.17 : Hauteur de la végétation estimée à partir des données FP (rouge) et CP (violet), en utilisant la méthode 'opt' versus les mesures terrain.

L'erreur constatée ici est identique pour les données FP et CP par rapport à la vérité terrain, et est de 2,5m. Le biais est de -1,8 m pour les données FP et de -1,78 m pour les données CP. L'erreur entre les deux estimations FP et CP n'est que 0,3 m, ce qui est extrêmement faible. Ces deux estimations FP et CP en utilisant la méthode *opt* sont comparées à l'estimation FP calculée à l'aide du modèle RVoG. Le résultat (Fig.7.18) montre une très bonne correspondance. La méthode *opt* surestime très légèrement la hauteur de la végétation par rapport au modèle RVoG, i.e. le biais n'est que de 0,4m. L'erreur d'estimation en utilisant cette méthode par rapport au modèle RVoG n'est que de 1m [Truong-Loi 10a, Truong-Loi 10b].

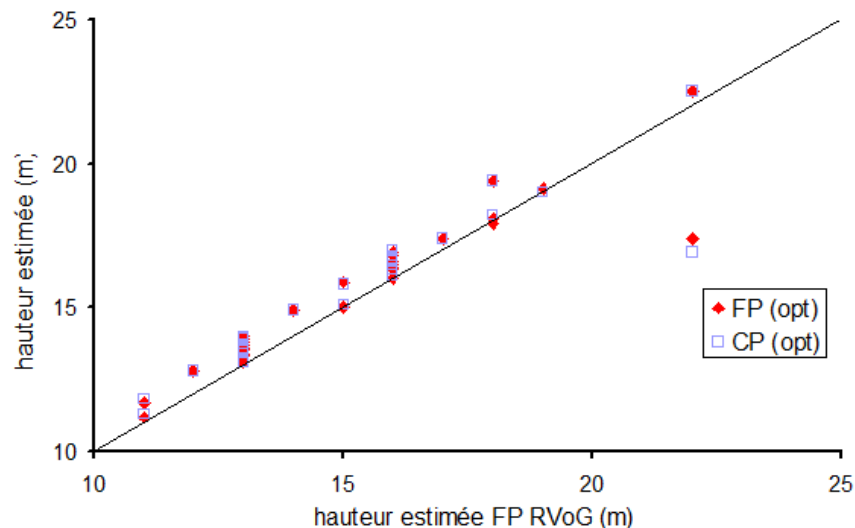


Fig.7.18 : Hauteur de la végétation estimée à partir des données FP (rouge) et CP (violet), en utilisant la méthode 'opt', versus l'estimation faite en FP avec le modèle RVoG.

Enfin, la comparaison est faite entre l'estimation de la hauteur de la végétation en utilisant d'une part les données FP reconstruites à partir des données CP en utilisant le modèle de Lavalley et al. présenté précédemment et d'autre part l'estimation sur les données CP en utilisant le modèle *opt*. Le résultat (Fig.7.19) montre une parfaite correspondance entre les deux mais une sous-estimation de la hauteur de la végétation par rapport aux mesures terrain (i.e. biais = -1,7m). L'erreur d'estimation en utilisant les données reconstruites grâce à la méthode de Lavalley et al. et les mesures *in situ* est de 2,5m [Truong-Loï 10a, Truong-Loï 10b].

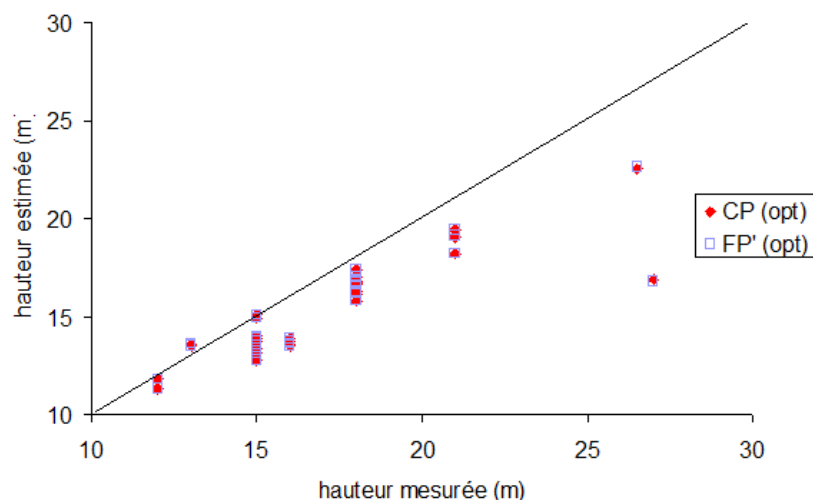


Fig.7.19 : Hauteur de la végétation estimée à partir des données FP reconstruites grâce à l'algorithme de Lavalley et al. (rouge) et CP (violet), en utilisant la méthode 'opt' versus les mesures terrain.

7.2.4. Application sur différents types de forêt et capteurs

La méthode présentée précédemment et testée sur les données RAMSES en bande P acquises sur la forêt de Nezer, est maintenant testée sur les données BIOSAR en bande P acquises par le German Aerospace Center (DLR) en 2007 lors d'une campagne en Suède sur le site de Remningstorp sur une forêt boréale (couple de données 0411-0410).

Dans un premier temps, la méthode *opt* appliquée aux données FP est comparée aux résultats obtenus avec le modèle RVoG. L'erreur d'estimation est de 1m. Cela montre que l'estimation faite avec cette méthode est plutôt satisfaisante. Toutes les erreurs de comparaison des différentes méthodes avec des données aussi bien FP que CP sont répertoriées dans le Tab.7.1.

		Mesures terrain	FP		CP		FP
			RVoG	opt	RVoG	Opt	opt
FP	RVoG	4,2m					
	Opt	4,4m	1,1m				
CP	RVoG	4,1m	1,7m				
	opt	5,2m	3,2m	3,8m	2,8m		
FP	opt	4,6m	2,7m	3,3m	2,6m	1,3m	

Tab.7.1 : Erreurs d'estimation de la hauteur en mètres selon la méthode utilisée

Il est clair, au vu des résultats de comparaison des méthodes RVoG et *opt*, que l'estimation de hauteur sur ces données a une erreur relativement élevée par rapport aux mesures terrain (i.e. environ 4m). L'estimation faite à partir des données en polarimétrie compacte en utilisant la méthode *opt* montre une erreur d'environ 3m sur ces données par rapport au modèle RVoG et une erreur de 5m par rapport aux mesures terrain. L'estimation de hauteur avec l'algorithme *opt* à partir des données FP reconstruites est légèrement meilleure qu'avec les données CP par rapport aux données FP originelles. Les mêmes graphiques de comparaison que pour les données RAMSES sont illustrés sur la Fig.7.20.

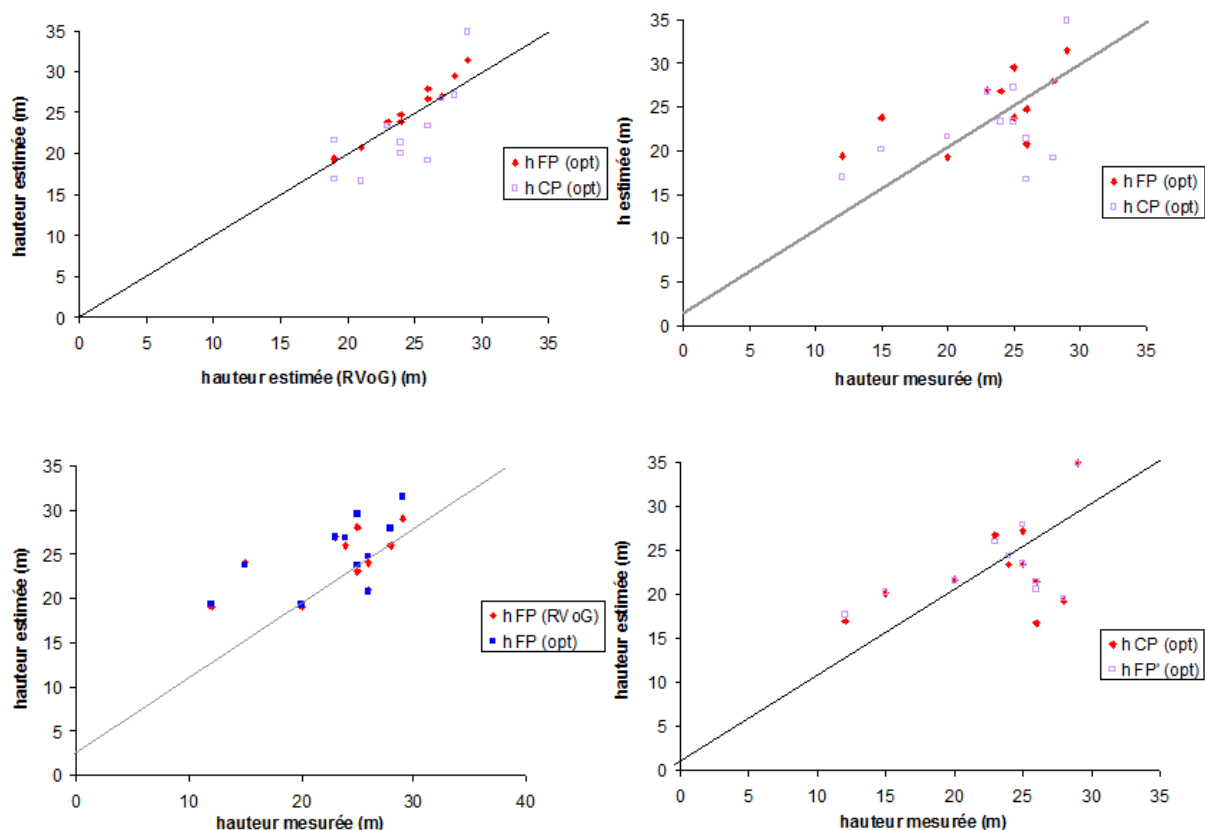


Fig.7.20 : Estimations de la hauteur avec les différentes méthodes et comparaison avec les mesures terrain sur les données BIOSAR (0411-0410), bande P.

Sur ces données, l'erreur d'estimation de la hauteur avec les données en polarimétrie compacte est comparable à l'erreur faite en FP par rapport aux mesures terrain.

7.3. Conclusion

Ce chapitre a pour but d'évaluer le potentiel d'un système compact-PolInSAR à estimer la hauteur de la végétation. Par définition les éléments du vecteur de rétrodiffusion en C-PolInSAR s'expriment en fonction de ceux du vecteur de rétrodiffusion F-PolInSAR. Cela implique donc que l'information acquise en C-PolInSAR est inférieure à celle acquise en F-PolInSAR. La région de cohérence C-

PollnSAR est donc toujours plus petite et contenue dans celle F-PollnSAR. Dubois et al. ont montré qu'il est possible d'appliquer directement le modèle RVoG de Cloude et Papathanassiou aux données C-PollnSAR. Lavalley et al. ont proposé une méthode de reconstruction de l'information F-PollnSAR en utilisant les hypothèses de la reconstruction de l'information polarimétrique proposée par Souyris et al. En utilisant la méthode de maximisation de Flynn et al. permettant d'exploiter la région de cohérence dans son intégralité afin de minimiser la perte d'information, le contour de la région de cohérence est tracé. La hauteur de la végétation est ensuite estimée en supposant une valeur d'atténuation fixe. Les résultats d'estimation sur les données RAMSES en bande P sont très bons par rapport aux mesures terrain et à l'estimation FP standard avec une erreur inférieure à 2,5m. Sur les données BIOSAR l'estimation est comparable à celle faite en FP avec le modèle RVoG par rapport aux mesures terrain avec une erreur entre 4 m et 5 m.

Dans l'ensemble de ce travail de thèse le potentiel d'un système SAR opérant en polarimétrie compacte a été montré à travers des applications réalisables avec ce type de données mais les implications liées au système lui-même n'ont pas été abordées. Or afin de justifier la construction éventuelle d'un système en polarimétrie compacte, la possibilité d'étalonner un tel système doit être étudiée. Cela fait l'objet du chapitre suivant.

7.4. Références

- [Cloude 98] S. R. Cloude and K. P. Papathanassiou, *Polarimetric SAR Interferometry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 36, no. 5, Septembre 1998.
- [Dubois 08] P. C. Dubois-Fernandez, J-C. Souyris, S. Angelliaume et F. Garestier, *The Compact Polarimetry Alternative for Spaceborne SAR at Low Frequency*, IEEE TGRS, vol. 46, no. 10, Octobre 2008.
- [Flynn 02] T. Flynn, M. Tabb et R. Carande, *Estimation of Coherence Region Shapes in Polarimetric SAR Interferometry*, AIRSAR Workshop, Mars 2002.
- [Garestier 08] F. Garestier, P. Dubois-Fernandez et I. Champion, *Forest height inversion using high resolution P-band Pol-InSAR data*, IEEE TGRS, vol. 46, no. 10, pp. 3544-3559, Novembre 2008.
- [Lavallo 09a] M. Lavallo, E. Pottier, D. Solimini et Y-L. Desnos, *Compact Polarimetric SAR Interferometry : PALSAR Observations and Associated Reconstruction Algorithms*, Proceedings of PolInSAR 2009, Italy, Janvier 2009.
- [Lavallo 09b] M. Lavallo, D. Solimini, E. Pottier et Y-L. Desnos, *Compact Polarimetric SAR Interferometry*, IEET Radar, Sonar & Navigation, accepté pour publication en 2009.
- [Souyris 05] J-C. Souyris, P. Imbo, R. FjØrtoft, S. Mingot and J-S. Lee, *Compact Polarimetry Based on Symmetry Properties of Geophysical Media : The $\pi/4$ Mode*, IEEE TGRS, vol. 43, no. 3, Mars 2005.
- [Tabb 02] M. Tabb, J. Orrey et R. Carande, *Phase diversity: an optimal decomposition for vegetation parameter estimation using polarimetric SAR interferometry*, Proceedings of EUSAR 2002.
- [Treuhaft 00] R. N. Treuhaft et P. R. Siquiera, *Vertical structure of vegetated land surfaces from interferometric and polarimetric radar*, Radio Science, vol. 35, no. 1, pp. 141-177, Janvier-Février 2000.
- [Truong-Loï 10a] M-L. Truong-Loï et P. Dubois-Fernandez, *An Optimized Method to Estimate Forest Height With Compact Polarimetric SAR System*, Proceedings of EuSAR 10, Aachen, Allemagne, Juin 2010.
- [Truong-Loï 10b] M-L. Truong-Loï, P. Dubois-Fernandez, E. Pottier, A. Freeman et J-C. Souyris, *Potentials of a Compact Polarimetric SAR System*, Proceedings of IGARSS 2010, Honolulu, Hawaiï, USA, Juillet 2010.

Chapitre 8

Étalonnage

Afin d'extraire l'information biophysique caractérisant la cible illuminée, la matrice de rétrodiffusion doit être exactement connue car elle représente les caractéristiques électromagnétiques de la cible. La matrice de rétrodiffusion ne peut être mesurée qu'à l'aide d'un jeu de polarisations orthogonales. Or il est presque impossible de construire un système d'antennes parfaitement isolées l'une par rapport à l'autre. Par conséquent, un mélange entre les canaux de polarisation apparaît. Des techniques d'étalonnage ont donc été développées afin de calibrer les systèmes radar polarimétriques. Deux types d'étalonnage existent : l'étalonnage interne et l'étalonnage externe. L'étalonnage interne consiste à injecter des signaux d'étalonnage directement à travers les composants du système radar afin de caractériser sa fonction de transfert. Cette approche n'est malheureusement pas envisageable pour certains composants essentiels comme les antennes. L'étalonnage externe est alors requis, il utilise des signaux d'étalonnage rétrodiffusés par des cibles au sol.

Dans ce chapitre, une définition générale de l'étalonnage radiométrique est tout d'abord donnée. Ensuite, quelques méthodes d'étalonnage de données full-pol sont présentées afin de comprendre ce procédé et de quelle manière il est adaptable à des données en polarimétrie compacte. Enfin, la dernière partie de ce chapitre propose une méthode pour calibrer un système opérant en mode de polarimétrie compacte dans le cas aéroporté puis spatial. La présente étude se base principalement sur des méthodes de transformation matricielle classiques en polarimétrie, mais certaines méthodes directes sont également possibles avec un système en polarimétrie hybride.

8.1. Définition de l'étalonnage

La puissance du signal à la sortie du récepteur est donnée par [Curlander 91] :

$$P_s = \frac{P_t G_r G^2(\phi) \lambda^2 (\sigma^0 \Delta x \Delta R_g)}{(4\pi)^3 R^4} \quad (8.1)$$

Où l'hypothèse d'une antenne réciproque dans le cas d'une scène homogène est supposée (i.e. $G^t = G^r = G$), P_t est la puissance émise, G_r est le gain à la réception et $\Delta x \Delta R_g$ est la surface au sol de chaque cellule de résolution avant compression.

Le facteur d'échelle dépendant de la distance $K(R)$ est donné par [Curlander 91] :

$$K(R) = \frac{P_t G_r G^2(\phi) \lambda^2 \Delta x \Delta R_g}{(4\pi)^3 R^4} \quad (8.2)$$

D'où
$$P_s = K(R) \sigma^0 \quad (8.3)$$

Or la surface de la cellule de résolution est donnée (avant compression) par $\Delta x \Delta R_g$, d'où [Curlander 91] :

$$\begin{aligned} \Delta x &= \lambda R / L \\ \Delta R_g &= c T_p / (2 \sin \theta) \end{aligned} \quad (8.4)$$

Avec λ la longueur d'onde, R la distance radar-cible, L la longueur de l'antenne, T_p la durée d'une impulsion et θ l'angle d'incidence. Le facteur d'échelle se réécrit donc tel que [Curlander 91] :

$$K(R) = \frac{P_t G_r G^2(\phi) \lambda^3 c T_p}{2(4\pi R)^3 L \sin \theta} = K_s(R) \frac{P_t G_r G^2(\phi)}{\sin \theta} \quad (8.5)$$

Où $K_s(R)$ est constitué des termes déterministes de $K(R)$. Etalonner le système revient donc à estimer la puissance émise P_t , le gain reçu G_r , le gain $G(\phi)$ dans la direction de l'axe de visée et d'élévation du diagramme d'antenne et l'angle d'incidence θ .

Afin d'estimer ces paramètres, les techniques d'étalonnage utilisées sont soit internes soit externes. Les techniques d'étalonnage interne utilisent des données provenant d'outils intégrés au système pour mesurer la puissance de sortie de l'émetteur et le gain du récepteur [Curlander 91]. L'étalonnage externe utilise des données acquises sur des sites d'étalonnage où des cibles sont déployées et pour lesquelles les propriétés de rétrodiffusion sont connues. Ces cibles peuvent être passives telles que les réflecteurs à coin (trièdres, dièdres), ou actives telles que les générateurs d'ondes continues, les transpondeurs, etc. Ces instruments doivent être placés de manière à pointer vers la ligne de vol du radar. Connaissant la SER d'un tel réflecteur σ^{ref} , si l'intensité du pixel correspondant est P^{ref} , la SER σ de n'importe quelle cible d'intensité P est donnée par [Massonnet 08] : $\sigma = P \cdot \sigma^{\text{ref}} / P^{\text{ref}}$. Cela suppose que la cible de référence et la cible à calibrer soient localisées à la même distance du radar. Le réflecteur trièdre est de loin le plus populaire car il dispose d'une très large ouverture aussi bien en azimut qu'en élévation et est un réflecteur passif. La valeur maximale de la SER théorique d'un trièdre idéal est donnée par [Curlander 91], [Freeman 92] :

$$\sigma_{pp}^T = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2} \quad (8.6)$$

Où a est la longueur d'un côté du trièdre. La matrice de rétrodiffusion d'un trièdre est la matrice identité. Par conséquent, la SER maximale se trouve seulement dans les canaux polarisés HH et VV. La valeur maximale de la SER théorique d'un dièdre est donnée par [Curlander 91], [Freeman 92] :

$$\sigma_{pp}^D = \frac{8\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \quad (8.7)$$

Où a et b sont les longueurs des côtés du dièdre. La matrice de rétrodiffusion du dièdre dépend de son orientation par rapport à la ligne de visée du radar.

Quelques matrices de rétrodiffusion normalisées de cibles externes canoniques sont répertoriées dans le Tab.8.1 où α est l'orientation du réflecteur par rapport à la ligne de visée du radar, a et b sont les longueurs des côtés des réflecteurs, G^E est le gain de l'amplificateur électronique, G^A est le gain de l'antenne et r le rayon de la sphère.

Cibles	Trièdre	Dièdre	Transpondeur	Sphère	Plaque carrée de côté a
Matrices de rétrodiffusion	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \cos 2\alpha & \sin 2\alpha \\ \sin 2\alpha & -\cos 2\alpha \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \sin \alpha \cos \alpha & \cos^2 \alpha \\ -\sin^2 \alpha & -\sin \alpha \cos \alpha \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
SER théorique	$\frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$	$\frac{8\pi a^2 b^2}{\lambda^2}$	$G^E \frac{(G^A)^2 \lambda^2}{4\pi}$	πr^2	$\frac{4\pi a^4}{\lambda^2}$

Tab.8.1 : Matrices de rétrodiffusion et SER théoriques de quelques cibles canoniques dans la base de polarisation cartésienne (\hat{h}, \hat{v}) .

L'étalonnage de données radar polarimétriques est présenté dans la section suivante.

8.2. Étalonage itératif

La technique d'étalonnage de van Zyl [van Zyl 90] utilise la réponse radar de cibles naturelles et un réflecteur trièdre afin de calibrer les données polarimétriques d'un système SAR. Sont étudiées, l'isolation (*cross-talk*) du système, le déséquilibre de canal (*channel imbalance*) et l'étalonnage radiométrique. Afin de corriger l'imparfaite isolation des canaux du système, van Zyl suppose des cibles naturelles présentant la symétrie de réflexion. De plus, van Zyl suppose des systèmes réciproques à l'émission et à la réception. Des cibles externes sont nécessaires seulement pour corriger le déséquilibre de canal et l'étalonnage radiométrique. L'isolation et le déséquilibre de canal sont donc traités séparément. Le système s'écrit donc mathématiquement tel que [van Zyl 90] :

$$Z = Ae^{j\phi} RST \quad (8.8)$$

Où Z est la matrice de rétrodiffusion mesurée symétrique, R représente les distorsions du système à la réception, T , les distorsions du système à l'émission, S est la matrice de rétrodiffusion souhaitée, A est un facteur d'amplitude absolu et ϕ une phase absolue. De plus, $R=T^T$, le système peut donc se réécrire tel que [van Zyl 90] :

$$\begin{pmatrix} Z_{HH} & Z_{HV} \\ Z_{HV} & Z_{VV} \end{pmatrix} = Ae^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f \end{pmatrix} \quad (8.9)$$

Où ces matrices sont complexes, δ_1 représente l'isolation d'un champ transmis ou reçu polarisé verticalement, δ_2 l'isolation du champ transmis ou reçu polarisé horizontalement, et f le déséquilibre de canal en amplitude et phase entre les canaux co-polarisés. La procédure de calibration proposée pour estimer l'isolation et le déséquilibre de canal est itérative. Finalement, pour estimer le facteur

d'étalonnage radiométrique absolu A , la surface équivalente radar (SER) mesurée d'un réflecteur trièdre peut être comparée à sa valeur théorique.

Une explication plus détaillée peut être trouvée en Annexe B.

8.3. Étalonage direct

8.3.1. Méthode de Quegan

Quegan [Quegan 94] expose une méthode directe (non itérative) pour calibrer des cibles distribuées. La technique repose fortement sur les idées de base introduites par van Zyl. Le procédé proposé par Quegan suppose des hypothèses sur la cible et sur le système.

Les hypothèses posées concernant la cible sont :

- 1) Chaque pixel d'une cible distribuée a une matrice de rétrodiffusion complexe (2x2) notée S , où S_{ij} est la réponse dans l'état de polarisation i à partir d'un stimulus dans l'état de polarisation j ,
- 2) Le principe de réciprocité spécifie que $S_{12}=S_{21}$,
- 3) La scène est dominée par des cibles distribuées pour lesquelles les réponses co- et cross-polarisées ne sont pas corrélées, i.e. $\langle S_{ii}S_{ij}^* \rangle = 0$ si $j \neq i$, présentant donc la symétrie de réflexion.

Les hypothèses appliquées au système sont :

- 4) Les effets du système peuvent être modélisés par un processus linéaire à deux étapes tel que la matrice observée O soit définie par [Quegan 94] :

$$O = RST + N \quad (8.10)$$

R et T étant les matrices de distorsion à la réception et à l'émission en phase et en amplitude comme dans l'Equation (8.8), et N la matrice représentant le bruit.

- 5) Les termes non diagonaux des matrices R et T sont faibles par rapport aux termes diagonaux, i.e. $r_{ij}, t_{ij} \ll r_{ii}, t_{ii}$ avec $i \neq j$.

Une explication plus détaillée peut être trouvée en Annexe B.

8.3.2. Méthodes de Freeman

Le modèle du système de Freeman [Freeman 08a] est le suivant :

$$M = Ae^{j\phi} D_R R_\Omega S R_\Omega D_T + N \quad (8.11)$$

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_3 \\ \delta_4 & f_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{HH} & N_{HV} \\ N_{VH} & N_{VV} \end{pmatrix} \quad (8.12)$$

Où R_Ω est la matrice modélisant les effets liés à la rotation de Faraday.

Ignorant le bruit représenté par la matrice N , Freeman étudie alors plusieurs cas :

- a. Ω et δ faibles (i.e. $\cos\Omega \approx 1$, $\sin\Omega \approx \Omega$).
- b. Ω et δ faibles et δ symétrique à l'émission et à la réception (i.e. $\delta_1 = \delta_3$ et $\delta_2 = \delta_4$).
- c. $\Omega = 0$, δ faible et symétrique
- d. $\Omega = 0$, δ faible et symétrique et ajout d'une distorsion asymétrique
- e. Ω connu, système réciproque (i.e. $D_R = D_T^T$)

Par différentes approximations, Freeman cherche à ramener les 5 cas à des systèmes équivalents à ceux de Quegan ou van Zyl. Une explication détaillée de chaque cas peut être retrouvée en Annexe B.

8.4. Etalonnage d'un système en polarimétrie compacte

Pour rappel, l'étalonnage polarimétrique des données SAR peut être représenté par les Equations (8.8) et (8.9). Les problèmes d'étalonnage radiométrique et de phase absolue sont ignorés pour l'instant, i.e. $A=1$ et $\phi=0$. Calibrer les données radar polarimétriques signifie trouver les éléments de la matrice de rétrodiffusion S à partir des éléments de la matrice mesurée M . Il s'agit alors d'estimer les matrices D_R , D_T et R_Ω représentant les distorsions polarimétriques du radar à la réception et à l'émission ainsi que la rotation de Faraday. Une fois les matrices D_R , D_T et R_Ω obtenues, il est possible de les inverser et de les insérer dans l'Equation (8.8) afin d'estimer S :

$$\tilde{S} = R_\Omega^{-1} D_R^{-1} M D_T^{-1} R_\Omega^{-1} \tag{8.13}$$

Le signe \sim signifiant l'estimée de la matrice considérée.

En polarimétrie compacte avec une émission circulaire droite, le système s'écrit tel que :

$$\begin{pmatrix} M_{RH} \\ M_{RV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\Omega & \sin\Omega \\ -\sin\Omega & \cos\Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\Omega & \sin\Omega \\ -\sin\Omega & \cos\Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_3 \\ \delta_4 & f_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_H \\ N_V \end{pmatrix} \tag{8.14}$$

L'émission étant unique, un seul terme représentant l'isolation à l'émission est considéré. Le système est donc représenté par le schéma de la Fig.8.1.

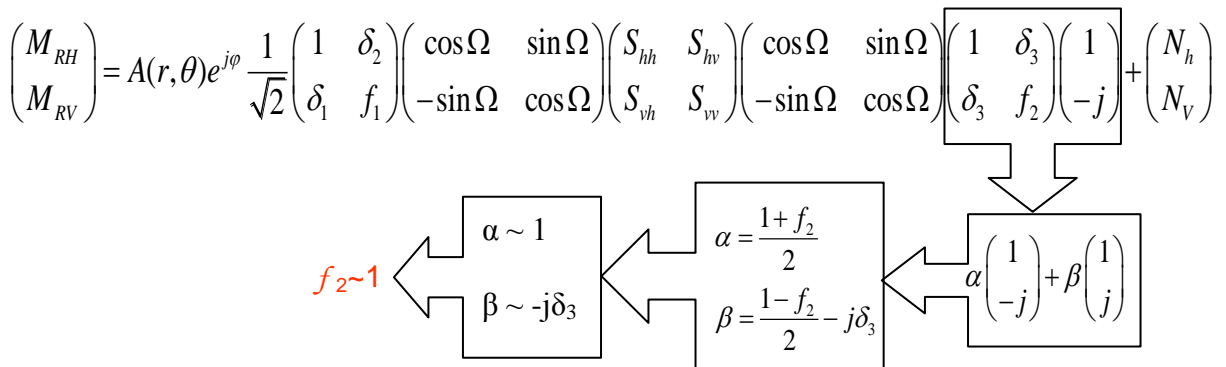


Fig.8.1 : Représentation du système en polarimétrie compacte

D'après le schéma de la Fig.8.1, la distorsion à l'émission correspond donc à l'addition d'une composante circulaire gauche. La condition alors nécessaire avant d'émettre est de s'assurer que l'amplitude du déséquilibre de canal est proche de 1 et sa phase nulle. De plus, l'inversion matricielle (cf. Equation (8.13)) présentée dans le cas de la polarimétrie complète est irréalisable ici puisque l'émission est unique, circulaire droite et représentée par un vecteur à deux éléments (cf. Equations (8.14) et (8.15)). Le problème rencontré en mode CP est l'impossibilité de corriger ultérieurement les distorsions à l'émission [Freeman 08b].

$$M = D_R R_\Omega S R_\Omega D_T \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \quad (8.15)$$

D'où

$$\tilde{R}_\Omega^{-1} \tilde{D}_R^{-1} M = S R_\Omega D_T \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \quad (8.16)$$

La partie droite de l'Equation (8.16) ne peut être inversée étant donnée la présence du vecteur $\begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix}$.

8.4.1. Approche de Freeman

En polarimétrie compacte $\pi/2$, seulement deux éléments sont mesurés : M_{RH} et M_{RV} . Le système, prenant en compte les effets de la rotation de Faraday (Ω), l'isolation (δ) et le déséquilibre de canal (j), est représenté par l'Equation (8.14).

Le schéma de la Fig.8.1 montre que la distorsion à l'émission peut être modélisée par l'ajout d'une composante orthogonale. Freeman propose donc d'étudier le cas de l'ajout d'une composante circulaire gauche à l'émission [Freeman 08b] pour modéliser l'isolation à l'émission :

$$\begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} + \delta \begin{pmatrix} 1 \\ j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + \delta \\ -j(1 - \delta) \end{pmatrix} \quad (8.17)$$

Considérant δ relativement faible $|\delta| \ll 1$, l'Equation (8.17) se réécrit comme suit :

$$\begin{pmatrix} 1 + \delta \\ -j(1 - \delta) \end{pmatrix} = (1 + \delta) \begin{pmatrix} 1 \\ -j(1 - 2\delta) \end{pmatrix} \quad (8.18)$$

Si une rotation de Faraday est maintenant ajoutée à l'émission, le champ électrique incident devient [Freeman 08b] :

$$\begin{pmatrix} E_H^i \\ E_V^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \left[\begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} + \delta \begin{pmatrix} 1 \\ j \end{pmatrix} \right] = e^{-j\Omega} \left[\begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} + \delta e^{2j\Omega} \begin{pmatrix} 1 \\ j \end{pmatrix} \right] = e^{-j\Omega} (1 + \Delta) \begin{pmatrix} 1 \\ -j(1 - 2\Delta) \end{pmatrix} \quad (8.19)$$

Avec $\Delta = \delta e^{2j\Omega}$

La rotation de Faraday n'affecte donc que la phase du terme d'isolation.

Le système a donc la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} M_{RH} \\ M_{RV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\Omega} (1 + \delta_3 e^{2j\Omega}) \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j(1 - 2\delta_3 e^{2j\Omega}) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_H \\ N_V \end{pmatrix} \quad (8.20)$$

$$\begin{pmatrix} M_{RH} \\ M_{RV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\Omega} (1 + \delta_3 e^{2j\Omega}) \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} - jS_{HV}(1 - 2\delta_3 e^{2j\Omega}) \\ S_{VH} - jS_{VV}(1 - 2\delta_3 e^{2j\Omega}) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_H \\ N_V \end{pmatrix} \quad (8.21)$$

Ce système présentant un nombre trop important d'inconnues par rapport au nombre d'équations, Freeman ignore le gain du système $A(r, \theta)$, les trois termes d'isolation ($\delta_1, \delta_2, \delta_3$) et le bruit N . De plus, l'hypothèse de réciprocité est posée (i.e. $S_{HV}=S_{VH}$). Le système s'écrit alors tel que [Freeman 08b] :

$$\begin{pmatrix} M_{RH} \\ M_{RV} \end{pmatrix} \cong \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\Omega} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} \cos \Omega + S_{HV} (\sin \Omega - j \cos \Omega) - jS_{VV} \sin \Omega \\ -S_{HH} \sin \Omega + S_{HV} (j \sin \Omega + \cos \Omega) - jS_{VV} \cos \Omega \end{pmatrix} \quad (8.22)$$

En utilisant un réflecteur trièdre ou une surface spéculaire, à incidence nulle, $S_{HH}=S_{VV}$ et $S_{HV}=0$, le système est le suivant [Freeman 08b] :

$$\begin{pmatrix} M_{RH} \\ M_{RV} \end{pmatrix} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\Omega} S_{HH} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega - j \sin \Omega \\ -\sin \Omega - j \cos \Omega \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j2\Omega} S_{HH} \begin{pmatrix} 1 \\ -jf \end{pmatrix} \quad (8.23)$$

La valeur de f peut alors être déduite [Freeman 08b] :

$$\hat{f} = j \begin{pmatrix} M_{RV} \\ M_{RH} \end{pmatrix} \quad (8.24)$$

Cette méthode peut donc être utilisée pour estimer ou vérifier le déséquilibre de canal en amplitude et en phase, pour une rotation de Faraday quelconque.

8.4.2. Etalonnage d'un système en polarimétrie compacte dont l'émission est parfaite

8.4.2.1. Cas aéroporté

Tout d'abord, le système considéré opère en mode $\pi/2$, n'est soumis à aucune rotation de Faraday (e.g. cas aéroporté) et est parfait à l'émission. De plus, le bruit est ignoré. Seuls l'isolation et le déséquilibre de canal à la réception sont pris en compte. L'hypothèse d'une isolation faible est posée ($\delta \ll 1$) et permet de négliger les produits entre les termes d'isolation (i.e. $\delta_x \delta_y \sim 0$). Le système est donc le suivant :

$$M = A e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \quad (8.25)$$

$$M = A e^{j\phi} \begin{pmatrix} S_{HH} - jS_{HV} + \delta_2 (S_{HV} - jS_{VV}) \\ \delta_1 (S_{HH} - jS_{HV}) + f_1 (S_{HV} - jS_{VV}) \end{pmatrix} \quad (8.26)$$

Dans un premier temps, un trièdre GT (*gridded-trihedral*) est utilisé [Sheen 92]. Ce type de trièdre présente, sur l'une de ses faces, des lignes conductrices parallèles et assez proches (relativement à la longueur d'onde utilisée). Cette grille est souvent placée sur une couche absorbant les micro-ondes. Cela permet l'atténuation de l'onde qui pénètre dans la grille. La polarisation parallèle aux lignes de la grille est réfléchiée alors que la polarisation orthogonale est absorbée.

Si la grille du trièdre est horizontale, la matrice de rétrodiffusion est la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} A^{GT_H} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (8.27)$$

Dans ce cas, les éléments mesurés sont les suivants :

$$\begin{aligned} M_{RH}^{GT_H} &= AA^{GT_H} e^{j\phi} \\ M_{RV}^{GT_H} &= AA^{GT_H} e^{j\phi} \delta_1 \end{aligned} \quad (8.28)$$

L'élément δ_1 peut alors être déduit [Truong-Loi 10] :

$$\delta_1 = \frac{M_{RV}^{GT_H}}{M_{RH}^{GT_H}} \quad (8.29)$$

Dans un deuxième temps, un dièdre orienté à 45° est utilisé. Sa matrice de rétrodiffusion est la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & A^D \\ A^D & 0 \end{pmatrix} \quad (8.30)$$

Dans ce cas, les éléments mesurés sont les suivants :

$$\begin{aligned} M_{RH}^D &= -AA^D e^{j\phi} j \\ M_{RV}^D &= AA^D e^{j\phi} f_1 \end{aligned} \quad (8.31)$$

L'élément f_1 peut alors être déduit [Truong-Loi 10] :

$$f_1 = j \frac{M_{RV}^D}{M_{RH}^D} \quad (8.32)$$

Enfin, un trièdre GT dont la grille est verticale est utilisé. Sa matrice de rétrodiffusion est la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & A^{GT_V} \end{pmatrix} \quad (8.33)$$

Dans ce cas, les éléments mesurés sont les suivants :

$$\begin{aligned} M_{RH}^{GT_V} &= AA^{GT_V} e^{j\phi} j \delta_2 \\ M_{RV}^{GT_V} &= -AA^{GT_V} e^{j\phi} j f_1 \end{aligned} \quad (8.34)$$

Le deuxième terme d'isolation peut alors être déduit en remplaçant f_1 par l'expression donnée par l'Equation (8.32) [Truong-Loi 10] :

$$\delta_2 = -j \frac{M_{RH}^{GT_V} M_{RV}^D}{M_{RV}^{GT_V} M_{RH}^D} \quad (8.35)$$

Il est donc possible de calibrer un système en polarimétrie compacte dont l'émission est parfaite et n'étant soumis à aucune rotation de Faraday (e.g. cas aéroporté) à l'aide d'un dièdre orienté à 45° et de deux trièdres GT, l'un avec les conducteurs orientés horizontalement, l'autre verticalement. Il faut remarquer que le cas full-pol ne nécessite uniquement qu'un trièdre selon la méthode de van Zyl. Cette différence est due à la redondance attendue sur les données full-pol où les canaux en polarisation croisée sont acquis par le système et où hypothèse de réciprocité est considérée (i.e. $S_{HV}=S_{VH}$). En polarimétrie compacte, les canaux en polarisation croisée (S_{HV} et S_{VH}) ne sont pas acquis par le système, c'est pourquoi un nombre plus important de réflecteurs est requis.

8.4.2.2. Cas spatial

Si le cas spatial est maintenant abordé, la rotation de Faraday est présente à l'émission et à la réception. Le système, parfait à l'émission (i.e. pas de distorsion liée à l'isolation et au déséquilibre de canal), est donc défini par [Truong-Loi 10] :

$$M = Ae^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \quad (8.36)$$

$$M = Ae^{j\phi} e^{-j\Omega} \begin{pmatrix} S_{HH} (\cos \Omega - \delta_1 \sin \Omega) - jS_{VV} (\sin \Omega + \delta_1 \cos \Omega) \\ S_{HH} (\delta_2 \cos \Omega - f_1 \sin \Omega) - jS_{VV} (\delta_2 \sin \Omega + f_1 \cos \Omega) \end{pmatrix} + Ae^{j\phi} S_{HV} \begin{pmatrix} -j + \delta_1 \\ -j\delta_2 + f_1 \end{pmatrix} \quad (8.37)$$

En utilisant tout d'abord un dièdre orienté à 0° dont la matrice de rétrodiffusion est la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} A^{D_0} & 0 \\ 0 & -A^{D_0} \end{pmatrix} \quad (8.38)$$

la réponse mesurée après rétrodiffusion par ce dièdre est caractérisée par les éléments suivants :

$$\begin{aligned} M_{RH}^{D^0} &= AA^{D_0} e^{j\phi} (1 + j\delta_1) \\ M_{RV}^{D^0} &= AA^{D_0} e^{j\phi} (\delta_2 + jf_1) \end{aligned} \quad (8.39)$$

Le rapport de ces deux réponses est donné par :

$$\frac{M_{RH}^{D^0}}{M_{RV}^{D^0}} = \frac{1 + j\delta_1}{\delta_2 + jf_1} \quad (8.40)$$

En considérant également un dièdre orienté à 45° dont la matrice de rétrodiffusion est donnée par l'Equation (8.30), les éléments mesurés sont les suivants :

$$\begin{aligned} M_{RH}^D &= AA^D e^{j\phi} (\delta_1 - j) \\ M_{RV}^D &= AA^D e^{j\phi} (f_1 - j\delta_2) \end{aligned} \quad (8.41)$$

Le rapport des deux éléments mesurés est donné par :

$$\frac{M_{RH}^D}{M_{RV}^D} = \frac{\delta_1 - j}{f_1 - j\delta_2} \quad (8.42)$$

En multipliant l'Equation (8.42) par l'Equation (8.40), la partie imaginaire puis la partie réelle de δ_1 peuvent être calculées [Truong-Loï 10] :

$$\Im m(\delta_1) = \frac{1}{2} - \frac{M_{RH}^D}{M_{RV}^D} \frac{M_{RV}^{D^0}}{M_{RH}^{D^0}} \quad (8.43)$$

$$\Re e(\delta_1) = \frac{j}{2} \left(\frac{M_{RV}^{*D^0}}{M_{RH}^{D^0}} \frac{M_{RV}^D}{M_{RH}^D} - 1 \right) \quad (8.44)$$

D'où

$$\delta_1 = \frac{j}{2} \left(\frac{M_{RV}^{*D^0}}{M_{RH}^{D^0}} \frac{M_{RV}^D}{M_{RH}^D} - \frac{M_{RH}^D}{M_{RV}^D} \frac{M_{RV}^{D^0}}{M_{RH}^{D^0}} \right) \quad (8.45)$$

Ensuite, en développant l'Equation (8.42) et en supposant $\delta^2 \sim 0$, δ_2 s'exprime en fonction de f_1 :

$$\frac{M_{RH}^D}{M_{RV}^D} = \frac{\delta_1 - j}{f_1 - j\delta_2} = \frac{(\delta_1 - j)(f_1^* + j\delta_2^*)}{|f_1|^2 + |\delta_2|^2} \quad (8.46)$$

D'où

$$\delta_2^* = |f_1|^2 \frac{M_{RH}^D}{M_{RV}^D} - \delta_1 f_1^* + j f_1^* \quad (8.47)$$

Ensuite, en utilisant un trièdre dont la matrice de rétrodiffusion est la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} A^T & 0 \\ 0 & A^T \end{pmatrix} \quad (8.48)$$

la réponse mesurée après rétrodiffusion par ce trièdre est caractérisée par les éléments suivants :

$$\begin{aligned} M_{RH}^T &= AA^T e^{j\phi} e^{-2j\Omega} (1 - j\delta_1) \\ M_{RV}^T &= AA^T e^{j\phi} e^{-2j\Omega} (\delta_2 - jf_1) \end{aligned} \quad (8.49)$$

En calculant le rapport de ces deux éléments et en remplaçant δ_2 par sa valeur (cf. Equation (8.47)), les δ_i s'annulent et l'expression de f_1 est alors la suivante [Truong-Loï 10] :

$$f_1 = \frac{2j}{\frac{M_{RH}^T}{M_{RV}^T} - \frac{M_{RH}^D}{M_{RV}^D}} \quad (8.50)$$

L'expression de δ_2 est alors déduite grâce à l'Equation (8.47) :

$$\delta_2 = |f_1|^2 \frac{M_{RH}^{D^*}}{M_{RV}^{D^*}} - \delta_1^* f_1 - jf_1 \quad (8.51)$$

Enfin, afin de déterminer la rotation de Faraday, le rapport suivant est calculé [Truong-Loi 10] :

$$\frac{M_{RH}^D}{M_{RH}^T} = \frac{A^D}{A^T} e^{2j\Omega} \frac{(-j + \delta_1)}{(1 - j\delta_1)} = \frac{A^D}{A^T} e^{2j\Omega} \frac{(-j + \delta_1)(1 + j\delta_1^*)}{1 + |\delta_1|^2} \quad (8.52)$$

D'où

$$e^{2j\Omega} = \frac{M_{RH}^D}{M_{RH}^T} \frac{A^T}{A^D} \left(j \frac{M_{RV}^{D^0}}{M_{RH}^{D^0}} \frac{M_{RV}^D}{M_{RH}^D} - 2j \right)^{-1} \quad (8.53)$$

Donc

$$\Omega = \frac{-j}{2} \ln \left(\frac{M_{RH}^D}{M_{RH}^T} \frac{A^T}{A^D} \left(j \frac{M_{RV}^{D^0}}{M_{RH}^{D^0}} \frac{M_{RV}^D}{M_{RH}^D} - 2j \right)^{-1} \right) \quad (8.54)$$

Afin de calibrer un système en polarimétrie compacte soumis à la rotation de Faraday et ayant des distorsions à la réception, il est nécessaire d'utiliser trois cibles externes : un dièdre orienté à 45°, un dièdre orienté à 0° et un trièdre. La méthode proposée par Freeman ne nécessitait qu'un réflecteur trièdre mais négligeait les termes d'isolation et le gain du système pour ne calculer que le déséquilibre de canal à la réception pour une rotation de Faraday quelconque. Il est à noter que l'approche présentée dans cette section pour le cas spatial permet également de calculer la rotation de Faraday Ω . En revanche, le dièdre est connu comme étant un réflecteur en coin difficile à orienter précisément car son ouverture azimutale est faible, ce qui rend son utilisation délicate lors de son installation et limite les résolutions. Cette assertion doit cependant être atténuée dans le cas de la polarimétrie compacte avec émission circulaire (i.e. n'importe quel mode $\pi/2$) car l'angle de rotation du dièdre par rapport à l'horizontale (i.e. α) n'introduit en fait qu'un délai de phase (cf. Equation (4.22)). Ainsi, il serait nécessaire d'étudier la robustesse de cette méthode et son comportement en présence de bruit. Cet aspect n'a pas été traité dans ce travail de thèse par manque de temps.

8.4.3. Méthodes directes

En vue de réaliser certaines études, considérons un radar dont la polarisation d'émission est presque parfaitement circulaire. En réponse à un réflecteur trièdre, les canaux de réception en H et V devraient avoir une amplitude équivalente et une phase relative de 90° (et de signe opposé à celui transmis). Si des déséquilibres apparaissent dans les canaux de réception, dus au câblage, aux amplificateurs ou au diagramme d'antenne, alors ces différences peuvent être directement observés, mesurés et transformés en coefficients de calibration. En réponse à un dièdre, le même constat peut être fait, excepté le fait que la phase observée est de même signe que celle transmise. En réalité un réflecteur dièdre n'est pas vraiment nécessaire, car l'information essentielle d'équilibre de phase est contenue dans la réponse d'un réflecteur trièdre.

Une autre méthode très intéressante, proposée par McKerracher [McKerracher 10] pour la calibration des deux Mini-RF SAR dual-pol dont le but est l'observation de la Lune, mériterait d'être également étudiée. L'approche proposée utilise les propriétés bien connues de la réponse à une émission au nadir (i.e. à la verticale). Pour un radar opérant en basse fréquence, la rétrodiffusion d'un point situé au nadir se comporte comme une réflexion quasi-spéculaire, pour laquelle les polarisations H et V sont équivalentes. Si le signal émis est quasi-circulaire, alors la rétrodiffusion observée en sortie du processeur SAR dans les canaux H et V devrait avoir une phase relative de $\pm 90^\circ$ et des amplitudes comparables. Toute différence peut être mesurée et transformée en coefficients de calibration. De plus, la variation de phase et l'équilibre en amplitude à travers le diagramme d'antenne en azimut, peuvent être directement observés dans le domaine des fréquences Doppler, afin de fixer les coefficients de calibration en azimut. Ensuite, lors d'un second passage, le radar peut être ré-orienté à 90° et ainsi effectuer les mêmes observations afin d'estimer les coefficients de calibration en distance.

Finalement, une méthode supplémentaire est l'utilisation d'un récepteur situé au sol qui enregistre le signal émis par le SAR au moment de son passage au-dessus.

8.5. Conclusion

Dans ce chapitre le problème d'étalonnage des données polarimétriques est traité. Dans un premier temps, l'étalonnage radiométrique est défini en différenciant étalonnage interne et externe. Ensuite, les méthodes d'étalonnage de [van Zyl 90], [Qegan 94] et [Freeman 92, Freeman 08] pour des données full-pol sont rapidement exposées, afin de montrer de quelle manière il est possible de calibrer les données. Enfin, la dernière partie de ce chapitre traite de l'étalonnage d'un système monostatique en polarimétrie compacte. Une première approche est présentée où la distorsion à l'émission est modélisée par une composante orthogonale à la polarisation d'émission. Cette méthode ne nécessite qu'un réflecteur trièdre et néglige les termes d'isolation et le gain du système. Il est montré que dans le cas d'un système en polarimétrie compacte l'émission doit être parfaite car il est impossible de corriger ultérieurement. Considérant donc un système parfait à l'émission, un premier cas est étudié où la rotation de Faraday n'est pas présente, correspondant à un système aéroporté. L'étalonnage de ce système nécessite l'utilisation d'un dièdre orienté à 45° et deux trièdres GT. Ensuite, une méthode d'étalonnage est proposée, pour laquelle le système CP est soumis à la rotation de Faraday. La méthode proposée requiert deux dièdres orientés à 0° et 45° et un trièdre. Il est important de noter que l'orientation du dièdre par rapport à l'horizontale (i.e. α), connue comme difficile à mettre en œuvre, n'introduit en fait qu'un délai de phase dans le cas de la polarimétrie compacte $\pi/2$. Cependant l'orientation du dièdre dans le plan perpendiculaire à l'axe de visée du radar reste difficile à réaliser. Des méthodes directes sont alors présentées. La première exploite la réponse d'un trièdre et montre que l'emploi de dièdre n'est pas absolument nécessaire, la seconde se sert de la réponse au nadir telle qu'implémentée par les mini-RF qui observent la Lune et la troisième suggère l'utilisation d'un récepteur situé au sol.

Dans l'ensemble de ce travail de thèse le potentiel de la polarimétrie compacte a été étudié en utilisant des données CP simulées à partir de données FP préalablement traitées (i.e. correction de la géométrie de visée, du lobe d'antenne, etc.) et calibrées. Il serait intéressant d'étudier la construction de la CP à partir de données FP brutes (*raw data*) pour ensuite traiter et calibrer les données CP brutes. Cela fait l'objet du chapitre suivant.

8.6. Références

- [Curlander 91] J-C. Curlander and R. N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar : Systems and Signal Processing*, John Wiley and Sons, New York, 1991.
- [Freeman 92] A. Freeman, *SAR Calibration : An Overview*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 6, pp. 1107-1121, Novembre 1992.
- [Freeman 08a] A. Freeman et T. Ainsworth, *Calibration of longer wavelength polarimetric SARs*, Proceedings of EUSAR 2008, Friedrichshafen, Allemagne, Juin 2008.
- [Freeman 08b] A. Freeman, P. Dubois-Fernandez and M-L. Truong-Loï, *Compact Polarimetry at Longer Wavelengths - Calibration*, Proceedings of EUSAR 2008, Friedrichshafen, Allemagne, Juin 2008.
- [Massonnet 08] D. Massonnet et J-C. Souyris, *Imaging With Synthetic Aperture Radar*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2008.
- [McKerracher 10] P.L. McKerracher, J.R. Jensen, H.B. Sequeira, R.K. Raney, R.C. Schulze, D.B.J. Bussey, B.J. Butler, C.D. Neish, M. Palsetia, G.W. Patterson, P.D. Spudis, B.J. Thomson, F.S. Turner, *Mini-RF Calibration, a Unique Approach to On-Orbit Synthetic Aperture Radar System Calibration*, 41st Lunar and Planetary Science Conference, 2010.
- [Quegan 94] S. Quegan, *A Unified Algorithm for Phase and Cross-Talk Calibration of Polarimetric Data – Theory and Observations*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 32, no. 1, pp. 89-99, Janvier 1994.
- [Sheen 92] D. R. Sheen, E. L. Johansen, L. P. Elenbogen and E. S. Kasischke, *The Gridded Trihedral: A New Polarimetric SAR Calibration Reflector*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 6, pp. 1149-1153, Novembre 1992.
- [Truong-Loï 10] M-L. Truong-Loï, P. Dubois-Fernandez, E. Pottier and A. Freeman, *Potentials of a Compact Polarimetric SAR System*, Proceedings of IGARSS2010, Hawaï, USA, Juillet 2010.
- [van Zyl 90] J. J. van Zyl, *Calibration of Polarimetric Radar Images Using Only Image Parameters and Trihedral Corner Reflector Responses*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 28, no. 3, pp. 337-348, Mai 1990.

Chapitre 9

Données brutes

Afin de simplifier les traitements et la calibration, l'ensemble du travail de cette thèse utilise des données en polarimétrie compacte simulées à partir des données full-pol traitées et calibrées. Cependant, de manière à tester le potentiel d'un système SAR compact-pol, il est nécessaire de vérifier si la construction des données compact-pol à partir des données full-pol brutes est équivalente à celle faite à partir des données full-pol traitées et calibrées.

9.1. Construction de la polarimétrie compacte à partir des données brutes

Dans le cas d'un système opérant en mode $\pi/2$ avec une émission circulaire droite et deux réceptions linéaires H & V, le vecteur de rétrodiffusion est $\vec{k}_{\pi/2_L}$ défini par l'Equation (2.23) du Chapitre 2. L'élément \vec{k}_{RH} formé à partir des données full-pol brutes est appelé dans la suite \vec{k}_{RH_raw} et correspond aux données compat-pol brutes alors que celui formé à partir des données full-pol traitées et calibrées est appelé \vec{k}_{RH_pro} .

$$\vec{k}_{RH_raw} = S_{HH_{raw}} - jS_{HV_{raw}} \quad (9.1)$$

$$\vec{k}_{RH_pro} = S_{HH_{pro}} - jS_{HV_{pro}} \quad (9.2)$$

Avec $S_{HH_{raw}}$ et $S_{HV_{raw}}$ (cf. Equation (9.1)) les signaux FP bruts en sortie du démultiplexeur, alors que $S_{HH_{pro}}$ et $S_{HV_{pro}}$ (cf. Equation (9.2)) sont les signaux FP déjà traités.

Les signaux radar enregistrés sont des réels purs. Le calcul des signaux bruts CP ne peut donc pas se faire directement puisqu'alors les signaux bruts seraient complexes (i.e. multiplication par $-j$). De plus, le processeur fonctionne avec des signaux réels en entrée. Le signal brut FP réel en polarisation croisée (dans le cas de $S_{RH_{raw}}$) doit donc être tout d'abord transformé en signal complexe afin de réaliser la multiplication par $(-j)$. Une fois la multiplication effectuée, le signal peut être retransformé en

signal réel et les deux signaux $S_{HH_{raw}}$ et $-jS_{HV_{raw}}$ peuvent être ajoutés. Les signaux CP bruts ainsi formés ($\vec{k}_{RH_{raw}}$ et $\vec{k}_{RV_{raw}}$) peuvent maintenant être traités par le processeur SAR.

Ainsi, dans un premier temps, afin de réaliser la multiplication du signal $S_{HV_{raw}}$ par le nombre imaginaire pur (-j), une transformation de Hilbert est effectuée. L'addition des deux signaux $S_{HH_{raw}}$ et $-jS_{HV_{raw}}$ peut ensuite être calculée. Cependant, afin d'effectuer une comparaison fidèle avec les signaux préalablement traités et étalonnés, des termes d'étalonnage sont nécessaires. En effet, l'étalonnage des signaux co- et cross-polarisés FP est différent. Dans le cas du signal CP formé à partir des signaux FP traités et calibrés (cf. Equation (9.2)), la construction du signal CP revient à :

$$\begin{aligned}\vec{k}_{RH_{pro}} &= S_{HH_{pro}} - jS_{HV_{pro}} \\ \vec{k}_{RH_{pro}} &= A_{HH} . S_{HH_{raw}} - j . A_{HV} . S_{HV_{raw}}\end{aligned}\quad (9.3)$$

Où A_{HH} et A_{HV} sont les facteurs d'étalonnage appliqués aux signaux co- et cross-polarisés. Par conséquent, une fois les signaux bruts co- et cross-polarisés combinés pour former le signal CP brut tel que décrit par l'Equation (9.1), il n'est plus possible de calibrer chaque composante du signal CP brut (i.e. $S_{HH_{raw}}$ et $-jS_{HV_{raw}}$) pour le comparer au signal tel que décrit par l'Equation (9.2). La formation du signal compact-pol brut est donc réalisée comme suit :

$$\vec{k}_{RH_{raw}} = S_{HH_{raw}} - j \frac{A_{HV}}{A_{HH}} S_{HV_{raw}} \quad (9.4)$$

Ce signal brut est par la suite traité avec des paramètres identiques (géométrie de visée, lobe d'antenne, etc.) au signal co-polarisé. La dernière phase d'étalonnage est la multiplication du signal compact-pol traité par le facteur A_{HH} :

$$\vec{k}_{RH} = A_{HH} \times \vec{k}_{RH_{raw}} = A_{HH} \left(S_{HH_{raw}} - j \frac{A_{HV}}{A_{HH}} S_{HV_{raw}} \right) \quad (9.5)$$

Le signal qui serait mesuré par un système CP issu de l'Equation (9.5) est noté dans la suite M_{RH} et est le signal obtenu avec un système SAR opérant en polarimétrie compacte, parfaitement traité et calibré. Les mêmes étapes peuvent être effectuées pour le signal compact-pol M_{RV} .

Afin de faire une comparaison cohérente, les signaux FP traités et calibrés permettant de construire $\vec{k}_{RH_{pro}}$ doivent être également traités de la même manière. Le traitement des données brutes, comme l'étalonnage, est différent pour les signaux co- et cross-polarisés. En effet, le lobe d'antenne appliqué au signal co-polarisé est distinct de celui appliqué au signal cross-polarisé. Il est donc nécessaire de traiter tous les signaux de la même manière afin de comparer des signaux consistants ($\vec{k}_{RH_{raw}}$ et $\vec{k}_{RH_{pro}}$). Le signal cross-polarisé est donc retraité en lui appliquant le même lobe d'antenne que celui du signal co-polarisé tel que :

$$\begin{aligned}\vec{k}_{RH_{pro}} &= S_{HH_{pro}} - jS_{HV_{pro}} \\ \vec{k}_{RH_{pro}} &= T_{HH} . S_{HH_{pro}} - j . T_{HV} . S_{HV_{pro}}\end{aligned}\quad (9.6)$$

Avec T_{HH} le facteur modélisant le lobe d'antenne du signal co-polarisé.

Le traitement des signaux (corrections lobe d'antenne, géométrie de visée, etc.) n'est pas une simple multiplication du signal par un facteur mais elle est modélisée de cette manière pour une meilleure compréhension. Le signal \vec{k}_{RH_pro} de l'Equation (9.2) est donc obtenu et correspond à la simulation du signal en polarimétrie compacte. Cela met en évidence le fait que le lobe d'antenne en polarimétrie compacte doit être parfait et connu avant l'émission.

La comparaison des amplitudes des deux signaux M_{RH} et M_{RH_pro} montre une très bonne correspondance. La cohérence calculée entre les deux images complexes est également très satisfaisante (cf. Fig.9.1 (c)). Une représentation {R ;V ;B} est illustrée sur la Fig.9.1 (b) avec les données compact-pol simulées à partir des données full-pol traitées et étalonnées d'une part et les données compact-pol construites telles qu'issues directement d'un système SAR opérant en polarimétrie compacte d'autre part (Fig.9.1(b)). Une représentation colorée des deux signaux est présentée sur la Fig.9.1 ainsi que la cohérence entre ces deux signaux sur des données SETHI bande L acquises sur la zone de Garons lors de la campagne ENVIRO de juin 2009.

Les deux processus sont expliqués schématiquement sur l'organigramme ci-dessous (cf. Fig.9.2).



Fig.9.1 : (a) Images $\{R;V;B\}=\{M_{Rh}+M_{Rv};M_{Rh};M_{Rv}\}$ issues des données full-pol traitées et calibrées, (b) $\{R;V;B\}=\{M_{Rh}+M_{Rv};M_{Rh};M_{Rv}\}$ issues des données full-pol brutes et (c) cohérence entre les deux images compact-pol. Données SETHI, bande L acquises sur la zone de Garons lors de la campagne ENVIRO de juin 2009.

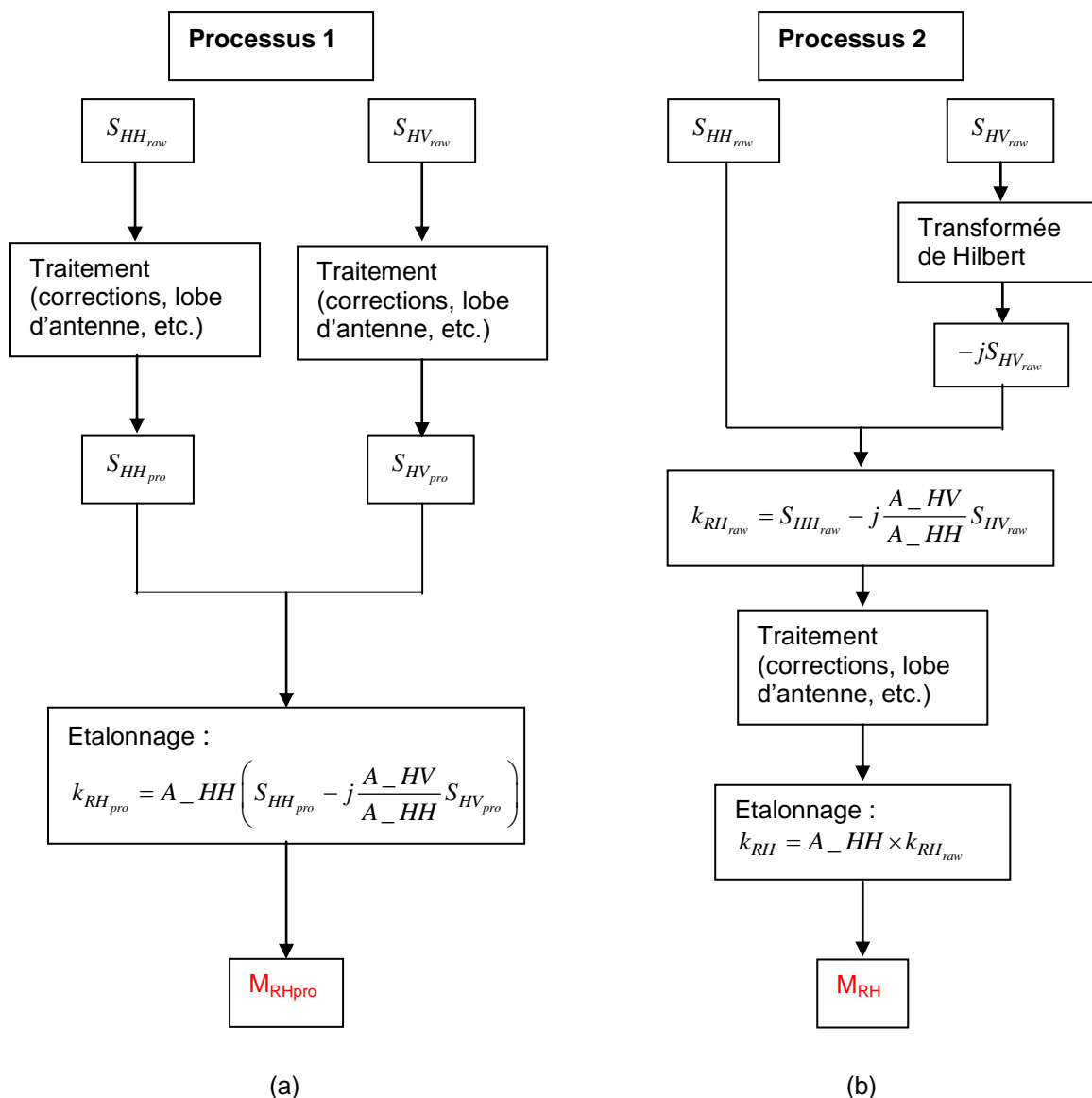


Fig.9.2 : Organigrammes représentant les deux processus de construction de la polarimétrie compacte. (a) Le processus de simulation de la polarimétrie compacte à partir des données full-pol traitées. (b) celui formant la polarimétrie compacte à partir des données full-pol brutes correspondant à un système SAR opérant en polarimétrie compacte. La différence apparaît clairement entre les deux processus puisque dans le processus 2 le traitement est réalisé sur l'élément compact-pol lui-même alors que dans le processus 1, les deux éléments full-pol sont tout d'abord traités. De même pour l'étalonnage, il est réalisé sur les données compact-pol traitées dans le processus 2 alors que pour le processus 1, il est effectué sur les données full-pol traitées. $M_{RH_{pro}}$ et M_{RH} représentent les signaux mesurés.



Fig.9.3 : (a) Représentation colorée des données full-pol originelles et (b) full-pol reconstruites à partir des données compact-pol en utilisant l'algorithme de Souyris et al.. Les données compact-pol utilisées sont celles construites à partir des données full-pol brutes (processus 2).

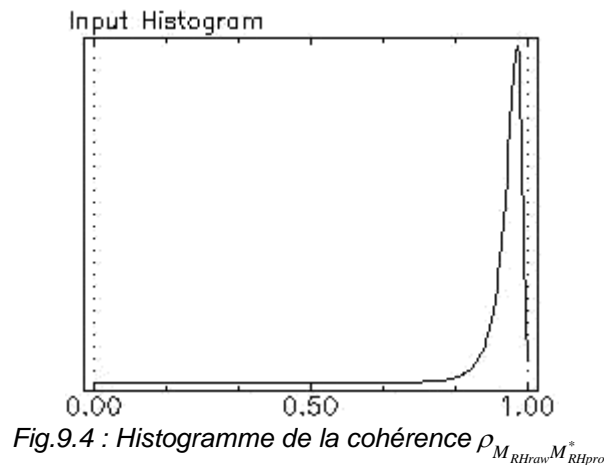


Fig.9.4 : Histogramme de la cohérence $\rho_{M_{RHraw}M_{RHpro}^*}$

Le gradient de couleur en distance observé sur les Fig.9.1 et Fig.9.3 est lié au diagramme d'antenne. L'image de cohérence entre les deux signaux montre qu'au niveau des zones sombres une perte de cohérence est constatée, notamment en fin de fauchée. Il n'y a donc pas d'équivalence entre les deux signaux pour ces zones. Cependant pour tout le reste de l'image l'histogramme de la cohérence est supérieur à 0,9 (cf. Fig.9.4), on peut donc dire que les signaux sont équivalents.

Disposant du vecteur de rétrodiffusion compact-pol complet issu du processus 2, la reconstruction selon Souyris et al. [Souyris 05] des canaux FP est testée. Une représentation de l'amplitude des données FP originelles ainsi que celles reconstruites est illustrée ci-dessus sur la Fig.9.3.

Au vu de la Fig.9.3, la comparaison des deux images FP originelles et reconstruites sont relativement similaires en se basant sur l'histogramme de la cohérence, supérieur à 0,9 sur l'ensemble de l'image. La reconstruction de l'information FP est donc satisfaisante.

9.2. Conclusion

Dans ce chapitre, l'équivalence entre les signaux CP construits à partir des signaux FP bruts et FP préalablement traités et calibrés est montrée. La cohérence entre les deux signaux sur des données SETHI bande L acquises sur la zone de Garons lors de la campagne ENVIRO de juin 2009 est supérieure à 0,9 sur l'ensemble de l'image, prouvant une très bonne équivalence entre les deux signaux. La reconstruction de l'information FP à partir des données CP construites à partir des données FP brutes est comparable aux données FP originelles.

9.3. Références

[Souyris 05] J-C. Souyris, P. Imbo, R. Fjørtoft, S. Mingot and J-S. Lee, *Compact Polarimetry Based on Symmetry Properties of Geophysical Media : The $\pi/4$ Mode*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 43, no. 3, Mars 2005.

Conclusion

Le travail présenté dans ce mémoire explore les potentiels d'un système SAR aéroporté ou spatial opérant en polarimétrie compacte à basse fréquence. L'objectif est en premier lieu de démontrer qu'un tel système est envisageable du point de vue de l'étalonnage et dans un contexte spatial où l'ionosphère vient perturber fortement les mesures. Le deuxième objectif est de montrer les capacités d'un tel système en termes d'applications thématiques.

La première partie de cette thèse introduit les concepts fondamentaux de l'imagerie SAR. Sa configuration géométrique, sa résolution en distance et en azimut sont tout d'abord expliquées. La polarimétrie SAR permet d'identifier les mécanismes de rétrodiffusion. L'interférométrie SAR permet d'évaluer la topographie du terrain. L'association des deux concepts forme l'interférométrie SAR polarimétrique et permet de localiser verticalement les centres de phase des mécanismes de rétrodiffusion et donc de les associer à des éléments structuraux de la cible. Aussi, des propriétés de symétrie, utilisées pour la réalisation de ce travail, sont présentées : la symétrie de réflexion et de rotation par rapport à l'axe de visée du radar et la symétrie azimutale, combinaison des deux autres.

La notion de polarimétrie compacte est ensuite introduite. La polarimétrie compacte est un cas particulier du mode dual-pol pour lequel les polarisations de réception sont orthogonales et leur phase relative est préservée. Le but de ce type de polarimétrie est d'accéder aux fauchées importantes associées aux systèmes monocanaux tout en maximisant l'information polarimétrique acquise. Trois modes ont été suggérés : le mode $\pi/4$, le mode $\pi/2$ et le mode hybride. Le choix d'une émission circulaire (i.e. tel qu'avec le mode $\pi/2$ ou hybride) est justifié afin d'éviter la rotation du plan de propagation de l'onde lors de sa traversée au sein de l'ionosphère comparé au mode dual-pol standard. Ainsi, une onde émise en polarisation circulaire conserve sa circularité. La rotation de Faraday se traduit alors par un délai de phase. L'émission circulaire est donc recommandée afin d'éviter le phénomène de Faraday à l'émission.

La seconde partie de ce travail s'intéresse à l'estimation et à la correction de la rotation de Faraday à la réception. Les techniques utilisées en polarimétrie complète ne peuvent pas être appliquées directement à la polarimétrie compacte qui nécessite des hypothèses complémentaires. Ces

hypothèses sont valides sur des surfaces de type « sol nu ». La première étape implique donc la sélection de ces surfaces à partir de données en polarimétrie compacte. Un nouveau paramètre, appelé coefficient de conformité, est présenté afin de répondre à ce besoin. Ce coefficient est indépendant de la rotation de Faraday et peut être utilisé avec des données en polarimétrie compacte sous l'hypothèse de symétrie de réflexion. Il permet également de construire une classification distinguant trois types de rétrodiffusion (surface, volume et double-rebond). Cette classification est évaluée par rapport aux classifications de Cloude-Pottier et Freeman-Durden. Elle montre une bonne correspondance avec plus de 70% de pixels identifiés comme étant le même type de rétrodiffusion sur des données SAR spatiales, aéroportées, en bande L et en bande P.

Une fois les sols nus sélectionnés grâce au coefficient de conformité, la rotation de Faraday peut alors être estimée. Trois méthodes sont proposées, simulées et comparées aux méthodes de Freeman et de Bickel et al. qui utilisent des données en polarimétrie complète. Deux des méthodes proposées, CP1 et CP2, sont théoriquement équivalentes puisque les deux modes utilisés, $\pi/2$ avec réceptions linéaires et $\pi/2$ avec réceptions circulaires, sont liés par une relation simple. Les résultats des estimations confirment cette équivalence et sont conformes aux valeurs de rotation de Faraday simulées et comparables aux méthodes full-pol. De plus, CP1 et CP2 estiment la rotation de Faraday modulo π , réel progrès par rapport aux méthodes existantes et d'un grand intérêt pour les systèmes opérant en basse fréquence. Aussi, l'estimation de la rotation de Faraday sur des zones d'océan, où les hypothèses de symétrie de réflexion et de différence de phase nulle entre les canaux co-polarisés sont vérifiées, s'est révélée possible. Cela pourrait ouvrir de nouvelles perspectives en matière de cartographie du TEC sur les zones d'océan.

La troisième partie de cette étude vise à évaluer le potentiel thématique de ces données en couvrant un large spectre d'applications allant de l'estimation de l'humidité des sols à l'étude de la végétation.

La comparaison entre les signatures full-pol et compact-pol sur des surfaces de sol nu montre une erreur inférieure à 2dB, ce qui rend possible l'utilisation de l'algorithme de Dubois et al. pour estimer l'humidité des sols. Les données compact-pol peuvent donc être directement utilisées dans l'algorithme de Dubois et al. afin d'estimer l'humidité des sols. L'estimation sur les données RAMSES compact-pol est comparable à celle utilisant des données en polarimétrie complète puisque l'erreur n'est que de 4%. Testée sur des données AIRSAR acquises en bande L sur la zone de Little Washita Watershed et disposant de mesures terrain sur la zone de Chickasha, l'estimation avec des données compact-pol est montrée possible avec une erreur de seulement 2%, comparable à celle utilisant les données full-pol.

Concernant l'estimation de la biomasse aérienne des forêts, le canal en polarisation croisée (i.e. HV), considéré comme le plus corrélé à la biomasse aérienne des forêts selon les méthodes de régression existantes, n'est pas accessible en polarimétrie compacte. La corrélation des coefficients de

rétrodiffusion en polarimétrie compacte avec la biomasse est donc étudiée et une régression en est déduite. La corrélation des canaux HV (i.e. HV reconstruit) et RR avec la biomasse est semblable à celle en HV, soit supérieure à 0,9. Le canal RH montre quant à lui une moins bonne corrélation avec la biomasse (i.e. 0,8). Utilisant chaque régression afin d'estimer la biomasse avec chacun de ces quatre paramètres (i.e. HV, HV, RR et RH), les résultats d'estimation comparés aux mesures terrain montrent une erreur de 5,8 tonnes/ha pour HV, 6,2 tonnes/ha pour HV, 6,6 tonnes/ha pour RR et 12,2 tonnes/ha pour RH. Ces résultats sont intéressants car ils montrent d'une part que la reconstruction permet de retrouver un canal en polarisation croisée fiable pour l'estimation de la biomasse, mais aussi que la théorie selon laquelle le canal RR correspond au canal en polarisation croisée en polarimétrie compacte est confirmée par ce résultat. Il est également important de rappeler que le canal en polarisation croisée RR peut être directement retrouvé à partir des paramètres de Stokes, donc pour n'importe quelle base de polarisation à la réception, notamment les polarisations linéaires orthogonales H et V. Estimer la biomasse aérienne des forêts en polarimétrie compacte est donc possible. Cependant, les modèles existants d'estimation de la biomasse requièrent le canal en polarisation croisée HV. La régression de HV est alors utilisée comme modèle et testée avec le coefficient de rétrodiffusion HV. L'erreur obtenue est de 20 tonnes/ha, mais surtout présente un biais de 19 tonnes/ha qu'il est possible de corriger.

Ensuite, dans le but d'estimer la hauteur de la végétation, le concept d'interférométrie est combiné à la polarimétrie. Afin de retrouver la ligne, passant par la région de cohérence et nécessaire à l'utilisation du modèle d'inversion standard RVoG, il est proposé d'utiliser le grand axe de l'ellipse et donc pour cela d'utiliser l'algorithme de Flynn et al. Cet algorithme existe avec des données en polarimétrie complète, il est ici adapté aux données en polarimétrie compacte et permet ainsi de minimiser la perte d'information en traçant le contour de la région de cohérence (i.e. maximiser la cohérence). L'inversion effectuée sur des données RAMSES bande P acquises sur la forêt de Nezer, montre une erreur quadratique moyenne de 2,5m par rapport aux mesures terrain, erreur comparable à celle obtenue avec des données en polarisation complète.

Concernant les implications systèmes, la différence notable entre un système en polarimétrie complète et un système en polarimétrie compacte est l'acquisition des canaux en polarisation croisée (i.e. HV, VH). Ne disposant pas de ces canaux en polarimétrie compacte, un nombre plus important de cibles est requis. De plus, l'émission ne pouvant être corrigée ultérieurement, il est essentiel qu'elle soit quasi-parfaite (i.e. l'efficacité de la polarimétrie compacte $\pi/2$ dépend de la qualité du champ émis qui doit présenter un rapport axial proche de 1). Considérant une émission quasi-circulaire, une méthode d'étalonnage utilisant deux dièdres orientés à 0° , à 45° et un trièdre, est proposée. Notons que l'orientation du dièdre par rapport à l'horizontale (i.e. α), connue comme difficile à réaliser, n'introduit en fait qu'un délai de phase dans le cas de la polarimétrie compacte $\pi/2$. D'autres méthodes, directes, sont présentées. La première exploite la réponse d'un trièdre et montre que l'utilisation de dièdre n'est pas forcément nécessaire. La seconde se sert de la réponse au nadir

comme implémenté par Mc Kerracher et al. pour les mini-RF qui observent la Lune. Enfin la troisième méthode, plus classique, propose d'avoir recours à un récepteur situé au sol.

Par ailleurs, les analyses mises en œuvre dans cette thèse sont effectuées en simulant des données en polarimétrie compacte à partir de données en polarimétrie complète parfaitement calibrées. Afin de finaliser cette étude, la construction de la polarimétrie compacte à partir de données en polarimétrie complète brutes est proposée. L'équivalence est montrée et la cohérence interférométrique entre les deux types de données est supérieure à 0,9.

Pour conclure, ce travail de thèse a montré que la polarimétrie compacte est une option envisageable pour un système SAR spatial en basse fréquence. La polarisation à l'émission doit être choisie circulaire pour permettre une invariance de l'espace d'observation en présence de rotation de Faraday. Il est ensuite possible d'estimer et de corriger celle-ci à la réception à partir du moment où la scène contient des zones de surfaces nues ou des zones marines. Le coefficient de conformité, accessible pour les données en polarimétrie compacte, permet une classification des mécanismes de rétrodiffusion. Les applications thématiques des données en polarimétrie compacte ont été explorées avec l'estimation de l'humidité des sols, la quantification de la biomasse et l'inversion de la hauteur de la végétation. Le travail de thèse a volontairement balayé plusieurs des grandes applications, sans pouvoir par faute de temps aller en profondeur dans chacun des domaines. Cette première analyse a montré le potentiel et devra être poursuivie de manière plus approfondie et plus ciblée.

Perspectives

A fin de compléter ce travail, il serait intéressant d'approfondir certaines études de cette thèse. Voici les perspectives proposées :

- Concernant le coefficient de conformité :
 - Il serait intéressant d'étudier son comportement dans le cas où les hypothèses ne sont pas respectées, c'est-à-dire dans le cas de terrain en pente ou pour des angles d'incidence plus élevés (i.e. supérieurs à 40°).
 - L'analyse de la classification sur des cibles naturelles pourrait être poursuivie.
- Concernant l'estimation de la biomasse et de la végétation :
 - L'étude devrait être menée sur d'autres types de forêts : forêts naturelles, tropicales, etc.
 - L'étude devrait également être effectuée sur des forêts présentant une topographie significative.

Le jeu d'images acquis en Guyane Française par le capteur SETHI de l'ONERA dans le cadre de la mission TropiSAR constituerait probablement une base de données à explorer pour confirmer la validité de la polarimétrie compacte pour les applications de biomasse dans un contexte tropical.

- Concernant l'étalonnage d'un système en polarimétrie compacte :
 - Le bruit du système doit être pris en compte.
 - La méthode d'étalonnage proposée pour les Mini-RF dual-pol SAR qui utilise les propriétés de la réponse à une émission au nadir doit être explorée.
 - L'observation directe par un récepteur au sol du signal émis par le SAR lorsque celui-ci passe au-dessus est une alternative à examiner.
- Les effets ionosphériques autres que la rotation de Faraday (i.e. scintillations, etc) peuvent être étudiés.
- D'autres domaines d'applications tels que l'étude des glaces ou des structures de *subsurfaces* pourraient être envisagés.

-
- Les effets de la non-circularité de l'onde émise doivent être étudiés dans le but d'établir précisément le niveau d'exigence système sur ce paramètre en fonction des applications envisagées.
 - Il est montré dans ce travail de thèse que la reconstruction de l'information full-polarimétrique (ou de la matrice de covariance 3x3) est possible et permet d'utiliser les résultats de la littérature, mais requiert des hypothèses fortes. Cependant, l'utilisation du formalisme 2x2 (ou du vecteur de Stokes) peut être directement étudiée, et c'est ce qui est fait pour l'estimation de l'humidité, de la biomasse et de la hauteur de la végétation dans ce travail de thèse où les deux procédures ont été étudiées. L'approche 2x2 est recommandée pour l'exploration éventuelle des données de polarimétrie compacte afin de s'affranchir des hypothèses associées à la reconstruction.

Annexe A

Classifications

Cet annexe a pour but d'expliquer les classifications qui existent en polarimétrie complète et qui sont utilisées dans cette thèse.

A.1. Classification de Cloude-Pottier ou H/α

En 1997, Cloude et Pottier [Cloude 97] ont proposé une méthode d'extraction des paramètres basée sur une analyse des vecteurs/valeurs propres de la matrice de cohérence T_3 et qui permet une décomposition selon le type de rétrodiffusion (vecteurs propres) et leur grandeur relative (valeurs propres). Cette classification, non-supervisée, utilise trois paramètres. Le premier est l'entropie polarimétrique H afin de quantifier les mécanismes globaux de rétrodiffusion, le second est le paramètre α pour identifier les mécanismes de rétrodiffusion et le troisième est l'anisotropie, complémentaire à l'entropie.

La matrice de cohérence (3x3) moyennée T_3 est Hermitienne et peut donc être diagonalisée grâce à la matrice de transition unitaire U_3 :

$$T_3 = U_3 \Sigma U_3^{-1} \quad (\text{A.1})$$

où Σ est une matrice diagonale (3x3) d'éléments réels et positifs et $U_3 = (\vec{u}_1 \quad \vec{u}_2 \quad \vec{u}_3)$ est la matrice unitaire (3x3) où \vec{u}_1 , \vec{u}_2 et \vec{u}_3 sont les trois vecteurs propres orthogonaux unitaires et qui s'écrivent dans le cas d'un milieu ne présentant pas de symétrie azimutale :

$$U_3 = (\vec{u}_1 \quad \vec{u}_2 \quad \vec{u}_3) = \begin{pmatrix} \cos \alpha_1 e^{j\phi_1} & \cos \alpha_2 e^{j\phi_2} & \cos \alpha_3 e^{j\phi_3} \\ \sin \alpha_1 \cos \beta_1 e^{j(\delta_1 + \phi_1)} & \sin \alpha_2 \cos \beta_2 e^{j(\delta_2 + \phi_2)} & \sin \alpha_3 \cos \beta_3 e^{j(\delta_3 + \phi_3)} \\ \sin \alpha_1 \sin \beta_1 e^{j(\gamma_1 + \phi_1)} & \sin \alpha_2 \sin \beta_2 e^{j(\gamma_2 + \phi_2)} & \sin \alpha_3 \sin \beta_3 e^{j(\gamma_3 + \phi_3)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

T_3 peut donc se décomposer de la manière suivante :

$$T_3 = \lambda_1 T_{3_1} + \lambda_2 T_{3_2} + \lambda_3 T_{3_3} \quad (\text{A.3})$$

Le mécanisme de rétrodiffusion est donc la somme non cohérente de trois mécanismes indépendants élémentaires (T_{3_1} , T_{3_2} et T_{3_3}) et de rang 1.

A.1.1. L'entropie H

L'entropie selon Von Neumann, notée H, est un indicateur du degré de désordre statistique de chaque rétrodiffuseur et est donnée par :

$$H = -\sum_{k=1}^N P_k \log_N (P_k) \quad (\text{A.4})$$

où les P_k sont les pseudo-probabilités des valeurs propres λ_i et N est la base du logarithme ($N=3$ dans le cas monostatique).

$$P_i = \frac{\lambda_i}{\sum_{j=1}^3 \lambda_j} \quad \text{et} \quad \sum_{i=1}^3 P_i = 1 \quad (\text{A.5})$$

Les valeurs propres étant invariantes par rotation, l'entropie polarimétrique est un paramètre invariant par rotation autour de l'axe de visée du radar.

Si l'entropie polarimétrique a une valeur faible ($H < 0,3$), alors le système est dit faiblement dépolarisant ; un seul mécanisme de rétrodiffusion domine et peut être retrouvé en identifiant le vecteur propre correspondant à la valeur propre la plus importante. À l'inverse, si l'entropie est élevée, le système est dit dépolarisant et plusieurs mécanismes de rétrodiffusion sont présents. Ainsi, plus l'entropie augmente, plus le nombre de classes identifiées à partir des observations polarimétriques est réduit. Dans le cas extrême où $H=1$, l'information de polarisation est nulle et le mécanisme de rétrodiffusion est identifié comme étant un processus de bruit aléatoire.

A.1.2. Le paramètre α

Le paramètre α permet l'identification des mécanismes de rétrodiffusion et s'exprime tel que :

$$\alpha = \sum_{k=1}^3 \alpha_k P_k \quad (\text{A.6})$$

Avec
$$\alpha_k = \arccos \left| v_{k_1} \right| \quad (\text{A.7})$$

où v_{k_1} est le vecteur propre correspondant à la valeur propre la plus élevée. Le paramètre α prend ses valeurs dans l'intervalle $[0 ; 90^\circ]$. $\alpha = 0^\circ$ correspond à une réflexion simple, $\alpha = 45^\circ$ à une diffusion volumique et $\alpha = 90^\circ$ à une double réflexion. Ce paramètre est aussi invariant par rotation autour de l'axe de visée du radar donc indépendant des mouvements du porteur ou des pentes de la topographie en azimut.

A.1.3. L'anisotropie A

L'anisotropie polarimétrique est un autre paramètre lié aux valeurs propres et complémentaire à l'entropie, significatif pour des valeurs propres ordonnées telles que $\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3$:

$$A = \frac{\lambda_2 - \lambda_3}{\lambda_2 + \lambda_3} \tag{A.8}$$

Les valeurs propres étant invariantes par rotation, l'anisotropie est donc aussi un paramètre invariant par rotation autour de l'axe de visée du radar.

L'anisotropie évalue l'importance des deuxième et troisième valeurs propres. Elle peut être utilisée comme source de discrimination lorsque deux valeurs propres ont la même valeur, pour une entropie élevée ($H > 0,7$). En effet, lorsque l'entropie est plus faible, l'anisotropie est fortement bruitée (i.e. les deuxième et troisième valeurs propres sont principalement dominées par le bruit).

A.1.4. La classification H/α

Cloude et Pottier [Cloude 96], [Cloude 97], ont proposé une classification non supervisée basée sur le plan à deux dimensions H/α. Ce plan est divisé en neuf zones caractérisant les différents comportements de rétrodiffusion, comme illustré Fig.B.1.

En ajoutant l'anisotropie, ce plan H/α se transforme en un plan à trois dimensions H/A/α permettant de compléter l'analyse pour des valeurs d'entropie élevées. Par exemple, pour une entropie élevée, une anisotropie faible correspondra à une rétrodiffusion aléatoire, alors qu'une forte anisotropie mettra en évidence deux types de mécanismes de rétrodiffusion avec une même probabilité.

De plus, l'association de l'entropie et de l'anisotropie (i.e. $(1-H)A$, $(1-H)(1-A)$, etc.) permet d'améliorer l'identification des processus de rétrodiffusion.

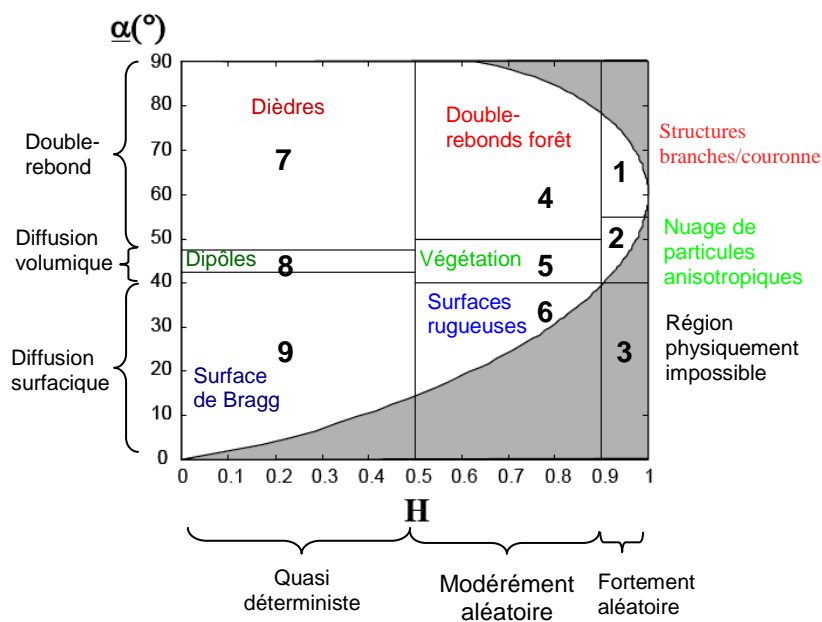


Fig.B.1 : Plan 2-D H/α [Lee 09]

A.2. Modèle de Freeman-Durden

A.2.1. Surface de Bragg du premier ordre

Une surface légèrement rugueuse est modélisée, d'après la décomposition de Freeman-Durden, comme une surface de Bragg du premier ordre, pour laquelle la composante en polarisation croisée est négligeable. La matrice S d'une surface de Bragg est la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} R_H & 0 \\ 0 & R_V \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

où R_H et R_V sont les coefficients de réflexion pour des ondes polarisées horizontalement et verticalement et sont donnés par :

$$R_H = \frac{\cos \theta - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}}$$

$$R_V = \frac{(\varepsilon_r - 1) \{ \sin^2 \theta - \varepsilon_r (1 + \sin^2 \theta) \}}{(\varepsilon_r \cos \theta + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta})^2} \quad (\text{A.10})$$

où θ est l'angle d'incidence local et ε_r est la constante diélectrique relative de la surface. La matrice de covariance d'une surface s'écrit donc :

$$C_{3s} = \begin{pmatrix} |R_H|^2 & 0 & R_H R_V^* \\ 0 & 0 & 0 \\ R_V R_H^* & 0 & |R_V|^2 \end{pmatrix} = f_s \begin{pmatrix} |\beta|^2 & 0 & \beta \\ 0 & 0 & 0 \\ \beta^* & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.11})$$

où f_s est la contribution de rétrodiffusion de simple rebond pour la composante $|S_{VV}|^2$:

$$f_s = |R_V|^2 \quad \text{et} \quad \beta = \frac{R_H}{R_V} \quad (\text{A.12})$$

A.2.2. Double-rebond

Les double-rebonds sont représentés par une rétrodiffusion d'un réflecteur dièdre tel que sol-tronc où les surfaces peuvent avoir une constante diélectrique différente. Les coefficients de réflexion sont donc différents pour les deux surfaces. R_{TH} et R_{TV} sont les coefficients de réflexion d'un tronc vertical, R_{GH} et R_{GV} sont les coefficients de réflexion de Fresnel d'une surface de sol horizontale, pour les polarisations horizontales et verticales. La matrice S est la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} e^{2j\gamma_H} R_{TH} R_{GH} & 0 \\ 0 & e^{2j\gamma_V} R_{TV} R_{GV} \end{pmatrix} \quad (\text{A.13})$$

où des facteurs de propagation $e^{2j\gamma_H}$ et $e^{2j\gamma_V}$ ont été ajoutés afin de généraliser le modèle. Les coefficients γ_H et γ_V modélisent les effets d'atténuation et de changement de phase subis par les

ondes polarisées horizontalement et verticalement lors du trajet de propagation aller-retour. La matrice de covariance d'un double-rebond s'écrit :

$$C_{3_{DR}} = \begin{pmatrix} |R_{TH}R_{GH}|^2 & 0 & e^{2j(\gamma_H-\gamma_V)}R_{TH}R_{GH}R_{TV}^*R_{GV}^* \\ 0 & 0 & 0 \\ e^{2j(\gamma_V-\gamma_H)}R_{TV}R_{GV}R_{TH}^*R_{GH}^* & 0 & |R_{TV}R_{GV}|^2 \end{pmatrix} = f_{DR} \begin{pmatrix} |\alpha|^2 & 0 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 \\ \alpha^* & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (A.14)$$

où f_{DR} est la contribution de rétrodiffusion de double-rebond pour la composante $|S_{VV}|^2$:

$$f_{DR} = |R_{TV}R_{GV}|^2 \quad \text{et} \quad \alpha = e^{2j(\gamma_H-\gamma_V)} \frac{R_{TH}R_{GH}}{R_{TV}R_{GV}} \quad (A.15)$$

A.2.3. Rétrodiffusion volumique

La rétrodiffusion volumique du feuillage des forêts (ou canopée) est décrite par un nuage de rétrodiffuseurs cylindriques orientés aléatoirement. La matrice S d'un dipôle élémentaire est donnée par :

$$S = \begin{pmatrix} S_H & 0 \\ 0 & S_V \end{pmatrix} \quad (A.16)$$

S_v et S_h sont les coefficients de rétrodiffusion complexes dans le système de coordonnées complexes de la particule. Les rétrodiffuseurs sont supposés être aléatoirement orientés par rapport à la direction de visée du radar avec un angle ϕ par rapport à la direction de polarisation verticale. La matrice de rétrodiffusion devient donc :

$$\begin{aligned} S(\phi) &= \begin{pmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_H & 0 \\ 0 & S_V \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} S_V \sin^2 \phi + S_H \cos^2 \phi & (S_V - S_H) \cos \phi \sin \phi \\ (S_V - S_H) \cos \phi \sin \phi & S_H \sin^2 \phi + S_V \cos^2 \phi \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (A.17)$$

La matrice de covariance résultante est :

$$C_{3_v} = \begin{pmatrix} |S_H|^2 I_1 + |S_V|^2 I_2 + 2\Re(S_V S_H^*) I_4 & (S_V - S_H)^* (S_H I_5 + S_V I_6) & (|S_V|^2 + |S_H|^2) I_4 + S_H S_V^* I_1 + S_H^* S_V I_2 \\ (S_V - S_H)(S_H I_5 + S_V I_6)^* & |S_V - S_H|^2 I_4 & (S_V - S_H)(S_H^* I_6 + S_V^* I_5) \\ (|S_V|^2 + |S_H|^2) I_4 + S_H^* S_V I_1 + S_H S_V^* I_2 & (S_V - S_H)^* (S_H I_6 + S_V I_5) & |S_H|^2 I_2 + |S_V|^2 I_1 + 2\Re(S_V S_H^*) I_4 \end{pmatrix} \quad (A.18)$$

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos^4 \phi p(\phi) d\phi & I_2 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin^4 \phi p(\phi) d\phi \\ I_3 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2 2\phi p(\phi) d\phi & I_4 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2 \phi \cos^2 \phi p(\phi) d\phi \\ I_5 &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos^3 \phi \sin \phi p(\phi) d\phi & I_6 &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin^3 \phi \cos \phi p(\phi) d\phi \end{aligned} \quad (A.19)$$

Où

$p(\phi)$ est la fonction densité de probabilité de l'angle d'orientation. Si $p(\phi)$ est supposée uniforme

$p(\phi) = \frac{1}{2\pi}$, il s'ensuit :

$$I_1 = I_2 = \frac{3}{8} \quad I_3 = \frac{1}{2} \quad I_4 = \frac{1}{8} \quad I_5 = I_6 = 0 \quad (\text{A.20})$$

La matrice de covariance se ré-écrit donc :

$$C_{3_v} = \begin{pmatrix} \frac{1}{4}(|S_v|^2 + |S_h|^2) + \frac{1}{8}(|S_v + S_h|^2) & 0 & \frac{1}{8}(|S_v|^2 + |S_h|^2) + \frac{3}{4}\Re(S_v S_h^*) \\ 0 & \frac{1}{8}|S_h - S_v|^2 & 0 \\ \frac{1}{8}(|S_v|^2 + |S_h|^2) + \frac{3}{4}\Re(S_h S_v^*) & 0 & \frac{1}{4}(|S_v|^2 + |S_h|^2) + \frac{1}{8}(|S_v + S_h|^2) \end{pmatrix} \quad (\text{A.21})$$

Si les rétrodiffuseurs cylindriques orientés aléatoirement sont supposés très fins et horizontaux alors

$S_h \rightarrow 0$ et la matrice de covariance s'écrit donc :

$$\frac{f_v}{8} \begin{pmatrix} 3 & 0 & 1 \\ 0 & 2 & 0 \\ 1 & 0 & 3 \end{pmatrix} \quad (\text{A.22})$$

où f_v correspond à la contribution de la composante de rétrodiffusion volumique.

Enfin, si les composantes de rétrodiffusion surfacique, volumique et double-rebonds sont supposées non corrélées, les statistiques totales de deuxième ordre sont la somme de toutes les statistiques décrites ci-dessus pour les mécanismes indépendants. Le modèle de rétrodiffusion total est donc :

$$C_3 = C_{3_S} + C_{3_{DR}} + C_{3_V} = \begin{pmatrix} |\beta|^2 f_S + |\alpha|^2 f_{DR} + \frac{3f_V}{8} & 0 & \beta f_S + \alpha f_{DR} + \frac{f_V}{8} \\ 0 & \frac{2f_V}{8} & 0 \\ \beta^* f_S + \alpha^* f_{DR} + \frac{f_V}{8} & 0 & f_S + f_{DR} + \frac{3f_V}{8} \end{pmatrix} \quad (\text{A.23})$$

Ce modèle présente donc quatre équations et cinq inconnues. Cependant, la contribution de volume peut être soustraite des termes $|S_{HH}|^2$, $|S_{VV}|^2$, et $S_{HH}S_{VV}^*$ afin d'obtenir le système suivant à trois équations et quatre inconnues :

$$\begin{aligned} \langle S_{HH} S_{HH}^* \rangle &= |\beta|^2 f_S + |\alpha|^2 f_{DR} \\ \langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle &= \beta f_S + \alpha f_{DR} \\ \langle S_{VV} S_{VV}^* \rangle &= f_S + f_{DR} \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Une solution peut être trouvée si l'une des inconnues est fixée. Ainsi, d'après Van Zyl [Van Zyl 92], l'une des deux contributions surfacique ou double-rebond peut être considérée comme dominante

selon le signe de la partie réelle de $\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle$. Si $\Re(\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle) \geq 0$ alors la rétrodiffusion de surface est considérée comme dominante et le paramètre α peut être fixé : $\alpha = -1$; dans ce cas le système peut être résolu (i.e. f_S, f_{DR}, f_V et β). A l'inverse, si $\Re(\langle S_{HH} S_{VV}^* \rangle) \leq 0$, les double-rebonds sont alors dominants et le paramètre β peut être fixé : $\beta = +1$; et le système peut être résolu (i.e. f_S, f_{DR}, f_V et α). Enfin la puissance de chaque mécanisme peut être déterminée par :

$$\begin{aligned} P_S &= f_S (1 + |\beta|^2) \\ P_{DR} &= f_{DR} (1 + |\alpha|^2) \\ P_V &= f_V \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

L'avantage du modèle à trois composantes de Freeman-Durden est qu'il repose sur les aspects physiques de la rétrodiffusion radar et non pas sur une construction exclusivement mathématique. En revanche, sa mise en application est restreinte par deux hypothèses importantes. La première est qu'il n'est pas applicable partout (e.g. forme des rétrodiffuseurs de la canopée autre que des dipôles, directions d'orientation des rétrodiffuseurs différentes, surfaces en pente...) et la seconde est l'hypothèse de symétrie de réflexion. Yamaguchi et al. [Yamaguchi 05] ont exploré le cas où cette dernière hypothèse n'est pas respectée, cela fait l'objet de la section suivante.

A.3. Modèle de Yamaguchi

Basé sur le modèle de rétrodiffusion à trois composantes décrit précédemment, celui de Yamaguchi et al. [Yamaguchi 05] considère le cas où la condition de symétrie de réflexion n'est pas respectée ($\langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle \neq 0$ et $\langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle \neq 0$) en introduisant un terme supplémentaire, créant ainsi un modèle de rétrodiffusion à quatre composantes. Cette quatrième composante correspond à un rétrodiffuseur hélicoïdal présent dans des cibles de forme compliquée ou des structures construites par l'homme. Une onde incidente polarisée linéairement est rétrodiffusée par une cible hélicoïdale suivant une polarisation circulaire gauche ou droite, selon l'ellipticité de la cible. Les matrices de rétrodiffusion sont donc :

$$S_{EG} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & -1 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad S_{ED} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & -1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.26})$$

avec les indices « EG » et « ED » pour « Ellipticité Gauche » et « Ellipticité Droite ». Les deux matrices de covariance résultantes sont donc :

$$C_{3_{EG}} = \frac{f_C}{4} \begin{pmatrix} 1 & -j\sqrt{2} & -1 \\ j\sqrt{2} & 2 & -j\sqrt{2} \\ -1 & j\sqrt{2} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_{3_{ED}} = \frac{f_C}{4} \begin{pmatrix} 1 & j\sqrt{2} & -1 \\ -j\sqrt{2} & 2 & j\sqrt{2} \\ -1 & -j\sqrt{2} & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.27})$$

où f_C correspond à la contribution de la composante de rétrodiffusion hélicoïdale.

Afin de considérer le cas général, Yamaguchi et al. ne négligent pas le terme en polarisation croisée de la matrice de Sinclair :

$$S = \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & c \\ c & b \end{pmatrix} \quad (\text{A.28})$$

La matrice de rétrodiffusion tournée d'un angle ϕ par rapport à la ligne de visée du radar est donc plus complexe :

$$S(\phi) = \begin{pmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} S_{HH} \cos^2 \phi + S_{VV} \sin^2 \phi + S_{HV} \sin 2\phi & \frac{1}{2}(S_{VV} - S_{HH}) \sin 2\phi + S_{HV} \cos 2\phi \\ \frac{1}{2}(S_{VV} - S_{HH}) \sin 2\phi + S_{HV} \cos 2\phi & S_{HH} \sin^2 \phi + S_{VV} \cos^2 \phi - S_{HV} \sin 2\phi \end{pmatrix} \quad (\text{A.29})$$

Cela conduit à une matrice de covariance également plus complexe :

$$C_{\Sigma} = \begin{pmatrix} |a|^2 I_1 + |b|^2 I_2 + |c|^2 I_3 + 2\Re(ab^*) I_4 & a \frac{b^* - a^*}{2} I_5 + b \frac{b^* - a^*}{2} I_6 + c \frac{b^* - a^*}{2} I_7 + ac^* I_{10} & (|a|^2 + |b|^2) I_4 - |c|^2 I_3 + ab^* I_1 + a^* b I_2 \\ + 2\Re(ac^*) I_5 + 2\Re(bc^*) I_6 & + bc^* I_9 + |c|^2 I_8 & + (b^* c - ac^*) I_5 + (a^* c - bc^*) I_6 \\ a \frac{b-a}{2} I_5 + b^* \frac{b-a}{2} I_6 + c^* \frac{b-a}{2} I_7 + a^* c I_{10} & \frac{1}{4} |b-a|^2 I_3 + |c|^2 I_7 + \Re\{c^*(b-a)\} I_8 & a \frac{b-a}{2} I_6 + b^* \frac{b-a}{2} I_5 - c^* \frac{b-a}{2} I_7 + a^* c I_9 \\ + b^* c I_9 + |c|^2 I_8 & & + b^* c I_{10} - |c|^2 I_8 \\ (|a|^2 + |b|^2) I_4 - |c|^2 I_3 + a^* b I_1 + ab^* I_2 & a \frac{b^* - a^*}{2} I_6 + b \frac{b^* - a^*}{2} I_5 - c \frac{b^* - a^*}{2} I_7 + ac^* I_9 & |a|^2 I_2 + |b|^2 I_1 + |c|^2 I_3 + 2\Re(ab^*) I_4 \\ + (bc^* - a^* c) I_5 + (ac^* - b^* c) I_6 & + bc^* I_{10} - |c|^2 I_8 & - 2\Re(ac^*) I_6 - 2\Re(bc^*) I_5 \end{pmatrix} \quad (\text{A.30})$$

$$\text{Où} \quad \begin{aligned} I_1 &= \int_0^{2\pi} \cos^4 \phi p(\phi) d\phi & I_2 &= \int_0^{2\pi} \sin^4 \phi p(\phi) d\phi \\ I_3 &= \int_0^{2\pi} \sin^2 2\phi p(\phi) d\phi & I_4 &= \int_0^{2\pi} \sin^2 \phi \cos^2 \phi p(\phi) d\phi \\ I_5 &= \int_0^{2\pi} \cos^2 \phi \sin 2\phi p(\phi) d\phi & I_6 &= \int_0^{2\pi} \sin^2 \phi \sin 2\phi p(\phi) d\phi \\ I_7 &= \int_0^{2\pi} \cos^2 2\phi p(\phi) d\phi & I_8 &= \int_0^{2\pi} \sin 2\phi \cos 2\phi p(\phi) d\phi \\ I_9 &= \int_0^{2\pi} \sin^2 \phi \cos 2\phi p(\phi) d\phi & I_{10} &= \int_0^{2\pi} \cos^2 \phi \cos 2\phi p(\phi) d\phi \end{aligned} \quad (\text{A.31})$$

La seconde contribution importante apportée par la décomposition de Yamaguchi et al. concerne la modification de la forme de la matrice de rétrodiffusion volumique. Ainsi la fonction de densité de probabilité uniforme caractérisant un nuage de dipôles orientés aléatoirement est remplacée par une distribution de probabilité non uniforme, telle que :

$$p(\phi) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin \phi & \text{pour } 0 < \phi < \pi \\ 0 & \text{pour } \pi < \phi < 2\pi \end{cases} \quad \text{avec} \quad \int_0^{2\pi} p(\theta) d\theta = 1 \quad (\text{A.32})$$

en considérant que la structure générale des forêts, des troncs et des branches est verticale et où ϕ est pris à partir de l'axe horizontal vu du radar.

Il s'ensuit la valeur des intégrales :

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{3}{15} & I_2 &= I_3 = \frac{8}{15} & I_4 &= \frac{2}{15} \\ I_5 &= I_6 = I_8 = 0 & I_9 &= -\frac{6}{15} & I_{10} &= \frac{1}{15} \end{aligned} \quad (\text{A.33})$$

La matrice de covariance volumique résultante pour un dipôle vertical (i.e. $S_{dip_V} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$) s'écrit :

$$C_{3v} = \frac{f_v}{15} \begin{pmatrix} 8 & 0 & 2 \\ 0 & 4 & 0 \\ 2 & 0 & 3 \end{pmatrix} \quad (\text{A.34})$$

La matrice de covariance volumique résultante pour un dipôle horizontal (i.e. $S_{dip_H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$) s'écrit :

$$C_{3v} = \frac{f_v}{15} \begin{pmatrix} 3 & 0 & 2 \\ 0 & 4 & 0 \\ 2 & 0 & 8 \end{pmatrix} \quad (\text{A.35})$$

Selon la scène imagée, Yamaguchi a proposé de sélectionner la matrice de covariance de rétrodiffusion volumique en fonction du rapport $10 \log \left(\frac{\langle |S_{VV}|^2 \rangle}{\langle |S_{HH}|^2 \rangle} \right)$. Si la différence d'amplitude relative est supérieure à 2dB, alors une des deux formes asymétriques décrites ci-dessus (A.34) ou (A.35) est choisie. Si la différence d'amplitude relative est comprise dans l'intervalle [-2 dB; +2dB] alors la forme symétrique de Freeman (A.22) est choisie, comme illustrée ci-dessous.

$10 \log \left(\frac{\langle S_{VV} ^2 \rangle}{\langle S_{HH} ^2 \rangle} \right)$	-4 dB	-2 dB	0 dB	2 dB	4 dB
C_{3v}	$\frac{f_v}{15} \begin{pmatrix} 8 & 0 & 2 \\ 0 & 4 & 0 \\ 2 & 0 & 3 \end{pmatrix}$	$\frac{f_v}{8} \begin{pmatrix} 3 & 0 & 1 \\ 0 & 2 & 0 \\ 1 & 0 & 3 \end{pmatrix}$	$\frac{f_v}{15} \begin{pmatrix} 3 & 0 & 2 \\ 0 & 4 & 0 \\ 2 & 0 & 8 \end{pmatrix}$		

Enfin, si les composantes de rétrodiffusion surfacique, volumique, double-rebonds et hélicoïdales sont supposées non corrélées, les statistiques totales de deuxième ordre sont la somme de toutes les statistiques décrites ci-dessus pour les mécanismes indépendants. Le modèle de rétrodiffusion total est donc :

$$\begin{aligned}
C_3 &= C_{3_S} + C_{3_{DR}} + C_{3_{EG/ED}} + C_{3_V} \\
&= \begin{pmatrix} |\beta|^2 f_S + |\alpha|^2 f_{DR} + \frac{f_C}{4} & \pm j \frac{\sqrt{2} f_C}{4} & \beta f_S + \alpha f_{DR} - \frac{f_C}{4} \\ \pm j \frac{\sqrt{2} f_C}{4} & \frac{f_C}{2} & \pm j \frac{\sqrt{2} f_C}{4} \\ \beta^* f_S + \alpha^* f_{DR} - \frac{f_C}{4} & \pm j \frac{\sqrt{2} f_C}{4} & f_S + f_{DR} + \frac{f_C}{4} \end{pmatrix} + f_V \begin{pmatrix} a & 0 & d \\ 0 & b & 0 \\ d & 0 & c \end{pmatrix} \quad (\text{A.36})
\end{aligned}$$

Les paramètres a , b , c et d sont fixés selon la matrice de covariance de rétrodiffusion volumique choisie. Enfin la puissance de chaque mécanisme peut être déterminée par :

$$\begin{aligned}
P_S &= f_S (1 + |\beta|^2) \\
P_{DR} &= f_{DR} (1 + |\alpha|^2) \\
P_V &= f_V \\
P_C &= f_C
\end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

Annexe B

Etalonnage

Cet annexe a pour but de détailler les méthodes d'étalonnage présenté succinctement dans le Chapitre 8.

B.1. Méthode de van Zyl

La technique d'étalonnage de van Zyl [van Zyl 90] utilise la réponse radar de cibles naturelles et un réflecteur trièdre afin de calibrer les données polarimétriques d'un système SAR. Sont étudiées, l'isolation (*cross-talk*) du système, le déséquilibre de canal (*channel imbalance*) et l'étalonnage radiométrique. Afin de corriger l'imparfaite isolation des canaux du système, van Zyl suppose des cibles naturelles présentant la symétrie de réflexion. De plus, van Zyl suppose des systèmes réciproques à l'émission et à la réception. Des cibles externes sont nécessaires seulement pour corriger le déséquilibre de canal et l'étalonnage radiométrique. L'isolation et le déséquilibre de canal sont donc traités séparément. Le système s'écrit donc mathématiquement tel que [van Zyl 90] :

$$Z = Ae^{j\phi} RST \quad (\text{B.1})$$

Où Z est la matrice de rétrodiffusion mesurée symétrique, R représente les distorsions du système à la réception, T , les distorsions du système à l'émission, S est la matrice de rétrodiffusion souhaitée, A est un facteur d'amplitude absolu et ϕ une phase absolue. En ignorant dans un premier temps le bruit du système, $R=T^T$, le système se ré-écrit tel que [van Zyl 90] :

$$\begin{pmatrix} Z_{HH} & Z_{HV} \\ Z_{HV} & Z_{VV} \end{pmatrix} = Ae^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Où ces matrices sont complexes, δ_1 représente l'isolation d'un champ transmis ou reçu polarisé verticalement, δ_2 l'isolation du champ transmis ou reçu polarisé horizontalement, et f le déséquilibre de canal en amplitude et phase entre les canaux co-polarisés. La procédure de calibration proposée pour estimer l'isolation et le déséquilibre de canal est itérative.

Pour montrer qu'il est possible de séparer l'étalonnage de l'isolation de celle du déséquilibre de canal et radiométrique, la matrice R (ou T) peut être ré-écrite telle que :

$$\begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2/f & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Ou
$$R = R_C R_X \quad (\text{B.4})$$

Le système est donc le suivant :

$$\begin{aligned} Z &= A R_X R_C S T_C T_X \\ Z &= A R_X W T_X \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Où la matrice intermédiaire W a été introduite et est définie telle que :

$$\begin{aligned} W &= A e^{j\phi} \begin{pmatrix} S_{HH} & f S_{HV} \\ f S_{HV} & f^2 S_{VV} \end{pmatrix} \\ &= A e^{j\phi} R_C S T_C \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Les matrices R_X et T_X contiennent l'élément δ_2/f qu'il n'est pas nécessaire de séparer en δ_2 et f pour corriger l'isolation du système. Il est ensuite montré que l'isolation doit être corrigée avant le déséquilibre de canal. Ainsi, afin de calibrer l'isolation du système, le problème est linéarisé. Pour cela, deux hypothèses sont posées : les amplitudes de δ_1 et δ_2 sont faibles ($\delta_1, \delta_2 \ll 1$) et les composantes co- et cross-polarisées de la matrice S ne sont pas corrélées pour des cibles distribuées aléatoirement présentant la symétrie azimutale ($\langle S_{HH} S_{HV}^* \rangle = 0$ et $\langle S_{HV} S_{VV}^* \rangle = 0$). Ce qui est aussi vrai pour la matrice W . En utilisant l'Equation (B.5) et les hypothèses citées ci-dessus, les cinq équations ci-dessous permettent de calculer les termes d'isolation [van Zyl 90] :

$$\begin{aligned} \langle Z_{HH} Z_{HH}^* \rangle &\approx \langle W_{HH} W_{HH}^* \rangle \\ \langle Z_{VV} Z_{VV}^* \rangle &\approx \langle W_{VV} W_{VV}^* \rangle \\ \langle Z_{VV} Z_{HH}^* \rangle &\approx \langle W_{VV} W_{HH}^* \rangle \\ \langle Z_{HV} Z_{HH}^* \rangle - \langle W_{HV} W_{HH}^* \rangle &\approx \delta_1 \langle W_{HH} W_{HH}^* \rangle + \delta_2/f \langle W_{VV} W_{HH}^* \rangle + 2(\delta_2/f)^* \langle W_{HV} W_{HV}^* \rangle \\ \langle Z_{HV} Z_{VV}^* \rangle - \langle W_{HV} W_{VV}^* \rangle &\approx \delta_1 \langle W_{HH} W_{VV}^* \rangle + \delta_2/f \langle W_{VV} W_{VV}^* \rangle + 2\delta_1^* \langle W_{HV} W_{HV}^* \rangle \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

En utilisant les cinq équations ci-dessus et en supposant les hypothèses vraies pour la matrice W , van Zyl en déduit δ_1 et δ_2/f . Pour estimer ces deux termes, il est donc nécessaire de connaître le produit $\langle W_{HV} W_{HV}^* \rangle$. Ce produit est faible par rapport aux produits croisés des termes co-polarisés sur des zones d'océan ou de surfaces nues. Par contre, sur des zones de végétation il devient équivalent aux produits croisés des termes co-polarisés, voire même plus élevé que l'amplitude du terme $\langle Z_{VV} Z_{HH}^* \rangle$. Afin de concrètement calibrer les données, l'Equation (B.5) est ré-écrite en fonction de la matrice mesurée Z et des matrices de distorsions R_X et T_X .

$$W = R_X^{-1} Z T_X^{-1} \quad (\text{B.8})$$

Les éléments de la matrice W sont donc fonction de ceux de la matrice mesurée Z et des éléments δ_1 et δ_2/f tels que :

$$\begin{aligned} \langle W_{HH} W_{HH}^* \rangle &\approx \langle Z_{HH} Z_{HH}^* \rangle \\ \langle W_{VV} W_{VV}^* \rangle &\approx \langle Z_{VV} Z_{VV}^* \rangle \\ \langle W_{VV} W_{HH}^* \rangle &\approx \langle Z_{VV} Z_{HH}^* \rangle \\ \langle W_{HV} W_{HH}^* \rangle &\approx \langle Z_{HV} Z_{HH}^* \rangle - \delta_1 \langle Z_{HH} Z_{HH}^* \rangle - (\delta_2/f) \langle Z_{VV} Z_{HH}^* \rangle - 2\delta_1^* \langle Z_{HV} Z_{HV}^* \rangle \\ \langle W_{HV} W_{VV}^* \rangle &\approx \langle Z_{VV} Z_{HV}^* \rangle - \delta_1^* \langle Z_{VV} Z_{HH}^* \rangle - (\delta_2/f)^* \langle Z_{VV} Z_{VV}^* \rangle - 2(\delta_2/f) \langle Z_{HV} Z_{HV}^* \rangle \\ \langle W_{HV} W_{HV}^* \rangle &\approx \langle Z_{HV} Z_{HV}^* \rangle + |\delta_1|^2 \langle Z_{HH} Z_{HH}^* \rangle + |\delta_2/f|^2 \langle Z_{VV} Z_{VV}^* \rangle - \delta_1 \langle Z_{HH} Z_{HV}^* \rangle \\ &\quad - \delta_1^* \langle Z_{HV} Z_{HH}^* \rangle - (\delta_2/f) \langle Z_{VV} Z_{HV}^* \rangle - (\delta_2/f)^* \langle Z_{HV} Z_{VV}^* \rangle \\ &\quad + \delta_1 (\delta_2/f)^* \langle Z_{HH} Z_{VV}^* \rangle + \delta_1^* (\delta_2/f) \langle Z_{VV} Z_{HH}^* \rangle \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

A partir de là, la technique pour estimer les termes d'isolation est itérative. Van Zyl propose de poser $\delta_1=0$ et $\delta_2/f=0$ dans un premier temps pour calculer une estimation initiale des paramètres d'isolation. Cette première estimation est ensuite utilisée pour améliorer l'estimation de $\langle W_{HV} W_{HV}^* \rangle$ en utilisant l'Equation (B.9). Puis cette nouvelle estimée de $\langle W_{HV} W_{HV}^* \rangle$ est utilisée pour améliorer l'estimation des paramètres d'isolation, etc. Cette procédure itérative est répétée jusqu'à ce que les valeurs de $\langle W_{HV} W_{HV}^* \rangle$, δ_1 et δ_2/f atteignent une valeur relativement stable.

Par la suite, van Zyl étudie le cas où le bruit N est présent. Le système est donc le suivant [van Zyl 90]:

$$Z^n = ARST + N \quad (\text{B.10})$$

Avec N une matrice symétrique. Plusieurs hypothèses sont posées :

- le bruit dans les différents canaux n'est pas corrélé (e.g. $\langle N_{ij}^* N_{kl} \rangle = 0$)
- le bruit et le signal ne sont pas corrélés (i.e. $\langle N_{ij}^* S_{kl} \rangle = 0$, $i, j, k, l = h, v$)
- les puissances de bruit mesurées dans les canaux sont égaux (i.e. $\langle N_{HH}^* N_{HH} \rangle = \langle N_{VV}^* N_{VV} \rangle = 2 \langle N_{HV}^* N_{HV} \rangle = \sigma_n$)

De la même manière que précédemment, van Zyl exprime les paramètres d'isolation en fonction de la matrice mesurée Z , de la matrice W et du bruit. Van Zyl conclut que si le bruit domine, les valeurs estimées des paramètres d'isolation seront presque nulles.

Dans le but désormais de corriger le déséquilibre de canal f , la matrice W est écrite en fonction des matrices R , S et T :

$$\begin{pmatrix} W_{HH} & W_{HV} \\ W_{HV} & W_{VV} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} S_{HH} & fS_{HV} \\ fS_{HV} & f^2 S_{VV} \end{pmatrix} \quad (\text{B.11})$$

L'Equation (B.6) permet d'écrire la relation suivante :

$$W_{VV}W_{HH}^* = f^2 S_{VV}S_{HH}^* \quad (\text{B.12})$$

$$\frac{W_{VV}W_{VV}^*}{W_{HH}W_{HH}^*} = |f|^4 \frac{S_{VV}S_{VV}^*}{S_{HH}S_{HH}^*} \quad (\text{B.13})$$

Ainsi, si la scène imagée contient des cibles pour lesquelles les relations entre les canaux co-polarisés de la matrice de rétrodiffusion sont connues, alors l'amplitude et la phase de f peuvent être estimées. Pour des réflecteurs trièdres :

$$\frac{S_{VV}S_{VV}^*}{S_{HH}S_{HH}^*} = 1 \quad (\text{B.14})$$

Et
$$\arg(S_{VV}S_{HH}^*) = 0 \quad (\text{B.15})$$

En supposant que des réflecteurs trièdres sont déployés dans la zone imagée, l'amplitude et la phase de f peuvent donc être estimées, aux positions des réflecteurs dans l'image, par [van Zyl 90] :

$$|f| = \left[\frac{W_{VV}^* W_{VV}}{W_{HH}^* W_{HH}} \right]^{1/4} \quad (\text{B.16})$$

Et
$$\arg(f) = \frac{1}{2} \arg(W_{HH}^* W_{VV}) \quad (\text{B.17})$$

Van Zyl montre ensuite qu'en présence de bruit, l'erreur pour estimer l'amplitude de f se produit lorsque le bruit dans le canal HH est exactement déphasé par rapport au signal alors que parallèlement le bruit dans le canal VV est exactement en phase avec le signal ; ou l'inverse, le bruit dans le canal HH est en phase avec le signal alors qu'au même moment le bruit dans le canal VV est déphasé par rapport au signal. Le rapport de l'estimée bruitée de l'amplitude de f par rapport à la vraie amplitude de f est [van Zyl 90] :

$$|f|^n / |f| \approx \left[1 \pm \frac{4}{\sqrt{SNR}} \right]^{1/4} \quad (\text{B.18})$$

Où SNR est le rapport signal à bruit.

Finalement, pour estimer le facteur d'étalonnage radiométrique absolu A , la surface équivalente radar (SER) mesurée d'un réflecteur trièdre peut être comparée à sa valeur théorique.

B.2. Méthode de Quegan

Quegan [Quegan 94] expose une méthode directe (non itérative) pour calibrer des cibles distribuées. La technique repose fortement sur les idées de base introduites par van Zyl. Le procédé proposé par Quegan suppose des hypothèses sur la cible et sur le système.

Les hypothèses posées concernant la cible sont :

- 1) Chaque pixel d'une cible distribuée a une matrice de rétrodiffusion complexe (2x2) notée S , où S_{ij} est la réponse dans l'état de polarisation i à partir d'un stimulus dans l'état de polarisation j ,
- 2) Le principe de réciprocité spécifie que $S_{12}=S_{21}$,
- 3) La scène est dominée par des cibles distribuées pour lesquelles les réponses co- et cross-polarisées ne sont pas corrélées, i.e. $\langle S_{ij}S_{ij}^* \rangle = 0$ si $j \neq i$, présentant donc la symétrie de réflexion.

Les hypothèses appliquées au système sont :

- 4) Les effets du système peuvent être modélisés par un processus linéaire à deux étapes tel que la matrice observée O soit définie par [Quegan 94] :

$$O = RST + N \quad (\text{B.19})$$

R et T étant les matrices de distorsion à la réception et à l'émission en phase et en amplitude comme dans l'Equation (B.1), et N la matrice représentant le bruit.

- 5) Les termes non diagonaux des matrices R et T sont faibles par rapport aux termes diagonaux, i.e. $r_{ij}, t_{ij} \ll r_{ii}, t_{ii}$ avec $i \neq j$.

L'Equation (B.19) peut donc être ré-écrite de la manière suivante :

$$O = MS + N \quad (\text{B.20})$$

Où O est le vecteur (4x1) défini tel que $O=(O_{11}, O_{21}, O_{12}, O_{22})^T$, N est défini de la même manière, et M est la matrice (4x3) représentant les effets du système [Quegan 94] :

$$M = \begin{pmatrix} r_{11}t_{11} & r_{11}t_{21} + r_{12}t_{11} & r_{12}t_{21} \\ r_{21}t_{11} & r_{22}t_{11} & r_{22}t_{21} \\ r_{11}t_{12} & r_{11}t_{22} & r_{12}t_{22} \\ r_{21}t_{12} & r_{21}t_{22} + r_{22}t_{12} & r_{22}t_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{B.21})$$

Dans la suite, seule la matrice M est intéressante pour l'étalonnage et le bruit N est ignoré.

L'hypothèse (3) implique la forme suivante pour la matrice de covariance :

$$C_S = SS^\dagger = \begin{pmatrix} \sigma_{11} & 0 & \rho \\ 0 & \sigma_{21} & 0 \\ \rho^* & 0 & \sigma_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{B.22})$$

Où \dagger est le signe de la transposée conjuguée, $\rho = \langle S_{11}S_{22}^* \rangle$ et $\sigma_{ij} = \langle |S_{ij}|^2 \rangle$. La matrice de covariance observée est donnée par $C=OO^\dagger=MS S^\dagger M^\dagger=MC S M^\dagger$. Les éléments de la matrice C peuvent être exprimés sous une autre forme, plus simple, en remplaçant les termes r_{ij} et t_{ij} par les paramètres suivants [Quegan 94] :

-Les rapports des termes d'isolation :

$$u=r_{21}/r_{11}, v=t_{21}/t_{22}, w=r_{12}/r_{22} \text{ et } z=t_{12}/t_{11}. \quad (\text{B.23})$$

-Le gain du système dans le deuxième canal :

$$Y=r_{22}t_{22} \quad (\text{B.24})$$

-Le déséquilibre de canal à la réception :

$$k=r_{11}/r_{22} \quad (\text{B.25})$$

-Le rapport des déséquilibres de canaux à la réception et à l'émission :

$$\alpha = \frac{r_{22} t_{11}}{r_{11} t_{22}} \quad (\text{B.26})$$

Pour une notation plus compacte, un autre paramètre est introduit, proportionnel à la vraie puissance cross-pol :

$$\beta = |r_{11} t_{22}|^2 \sigma_{21} = |kY|^2 \sigma_{21} \quad (\text{B.27})$$

A noter que k et α sont supposés être de l'ordre de 1, et selon l'hypothèse (5), u , v , w , et $z \ll 1$.

Avec ces définitions, la matrice de distorsion du système, prend maintenant la forme [Quegan 94] :

$$M = Y \begin{pmatrix} \alpha & v + \alpha w & vw \\ \alpha u & \alpha & v \\ \alpha z & 1 & w \\ \alpha uz & u + \alpha z & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k^2 & 0 & 0 \\ 0 & k & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.28})$$

Les éléments de la matrice de covariance observée se regroupent en deux classes. La première définit les paramètres nécessaires pour écrire les cibles distribuées et présentant la symétrie azimutale. Ces termes sont :

$$\begin{aligned} \sigma_{11} &= \frac{1}{|Y|^2} \frac{1}{|k|^4} \frac{C_{11}}{|\alpha|^2} \\ \rho &= \frac{1}{|Y|^2} \frac{1}{|k|^2} \frac{C_{14}}{\alpha} \\ \sigma_{22} &= \frac{1}{|Y|^2} C_{44} \\ \sigma_{21} &= \frac{1}{|Y|^2} \frac{1}{|k|^2} \beta \end{aligned} \quad (\text{B.29})$$

La deuxième classe est :

$$\begin{aligned} C_{21} &= uC_{11} + vC_{41} + \alpha\beta(v^* + \alpha^* w^*) \\ C_{24} &= vC_{44} + uC_{14} + \alpha\beta(u^* + \alpha^* z^*) \\ C_{31} &= zC_{11} + wC_{41} + \beta(v^* + \alpha^* w^*) \\ C_{34} &= wC_{44} + zC_{14} + \beta(u^* + \alpha^* z^*) \\ C_{22} &= uC_{12} + vC_{42} + |\alpha|^2 \beta \\ C_{33} &= z^* C_{31} + w^* C_{34} + \beta \\ C_{32} &= u^* C_{31} + v^* C_{34} + \alpha^* \beta \\ &\equiv zC_{12} + wC_{42} + \alpha^* \beta \end{aligned} \quad (\text{B.30})$$

L'étalonnage de l'isolation consiste à résoudre ce second jeu d'équations pour les 6 inconnues u , v , w , z , α et β . Les solutions pour u , v , w , et z sont [Quegan 94] :

$$\begin{aligned}
u &= (C_{44}C_{21} - C_{41}C_{24}) / \Delta \\
v &= (C_{11}C_{24} - C_{21}C_{14}) / \Delta \\
w &= (C_{44}C_{31} - C_{41}C_{34}) / \Delta \\
z &= (C_{11}C_{34} - C_{31}C_{14}) / \Delta
\end{aligned} \tag{B.31}$$

où $\Delta = C_{11}C_{44} - |C_{14}|^2$. Alors qu'une unique solution est trouvée pour u , v , w , et z , α a deux solutions, chacune associée à une valeur de β . La première solution est [Quegan 94] :

$$\alpha_1 = \frac{C_{22} - uC_{12} - vC_{42}}{X} \tag{B.32}$$

Où $X = C_{32} - zC_{12} - wC_{42}$

La valeur de β associée est :

$$\beta_1 = \frac{|X|^2}{C_{22} - uC_{12} - vC_{42}} \tag{B.33}$$

La deuxième solution est [Quegan 94] :

$$\alpha_2 = \frac{X^*}{C_{33} - z^*C_{31} - w^*C_{34}} \tag{B.34}$$

La valeur de β associée est :

$$\beta_2 = C_{33} - z^*C_{31} - w^*C_{34} \tag{B.35}$$

La méthode de Quegan présentée ici permet de calibrer l'isolation d'un système SAR pour lequel la scène imagée possède des zones dominées par des cibles présentant la symétrie azimutale. La méthode est directe, ne nécessitant aucune itération, et est donc stable. Cette méthode échoue seulement si les coefficients de rétrodiffusion cross-polarisés sont négligeables, et elle ne doit pas être appliquée si les rapports d'isolation sont trop élevés.

B.3. Méthode de Freeman

Le modèle du système de Freeman [Freeman 08a] est le suivant :

$$M = Ae^{j\phi} D_R R_\Omega S R_\Omega D_T + N \tag{B.36}$$

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_3 \\ \delta_4 & f_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{HH} & N_{HV} \\ N_{VH} & N_{VV} \end{pmatrix} \tag{B.37}$$

Où R_Ω est la matrice modélisant les effets liés à la rotation de Faraday.

Ignorant le bruit représenté par la matrice N , Freeman étudie alors plusieurs cas :

- Ω et δ faibles (i.e. $\cos \Omega \approx 1$, $\sin \Omega \approx \Omega$).
- Ω et δ faibles et δ symétrique à l'émission et à la réception (i.e. $\delta_1 = \delta_3$ et $\delta_2 = \delta_4$).
- $\Omega = 0$, δ faible et symétrique

- d. $\Omega=0$, δ faible et symétrique et ajout d'une distorsion asymétrique
- e. Ω connu, système réciproque (i.e. $D_R=D_T^T$)

B.3.1. Ω et δ faibles

Dans le premier cas, Freeman considère que la rotation de Faraday et les termes représentant l'isolation du système sont faibles. Dans ce cas, $\cos(\Omega) \sim 1$ et $\sin(\Omega) \sim \Omega$ et $\Omega\delta \rightarrow 0$. Le système décrit par l'Equation (B.37) se simplifie alors et s'écrit [Freeman 07] :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & (\delta_2 + \Omega)/f_1 \\ \delta_1 - \Omega f_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_3 + \Omega f_2 \\ (\delta_4 - \Omega)/f_1 & f_2/f_1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.38})$$

Calibrer selon l'Equation (B.38) revient à résoudre un système équivalent à celui de Quegan où :

$$F = f_1/f_2, \delta_1' = \delta_1 - \Omega f_1, \delta_2' = (\Omega + \delta_2)/f_1; \delta_3' = \delta_3 + \Omega f_2; \delta_4' = (\delta_4 - \Omega)/f_1$$

Or il y a ici 5 équations et 7 inconnues, donc des hypothèses supplémentaires sont requises pour compléter l'étalonnage. Les termes d'isolation du système sont alors considérés nuls ($\delta=0$). Le système est donc le suivant [Freeman 07] :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \Omega \\ -\Omega f_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \Omega f_2 \\ -\Omega & f_2 \end{pmatrix} \quad (\text{B.39})$$

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \Omega/f_1 \\ -\Omega f_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \Omega f_2 \\ -\Omega/f_2 & f_2/f_1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.40})$$

En posant : $F = f_2/f_1$, $\delta_1' = -\Omega f_1$, $\delta_2' = \Omega/f_1$; $\delta_3' = \Omega f_2$; $\delta_4' = -\Omega/f_1$, le système est identique à celui de Quegan et peut donc être résolu. Cette formulation du système est valide sauf près du maximum solaire où Ω sera plus élevé [Freeman 07].

B.3.2. Ω faible, δ faible et symétrique

Dans le second cas, Freeman suppose Ω et δ faibles et les termes d'isolation du système symétriques, i.e. $\delta_1 = \delta_3$ et $\delta_2 = \delta_4$. Le système est alors défini par [Freeman 07] :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & (\delta_2 + \Omega)/f_1 \\ \delta_1 - \Omega f_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 + \Omega f_2 \\ (\delta_2 - \Omega)/f_1 & f_2/f_1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.41})$$

En posant : $F = f_1/f_2$, $\delta_1' = \delta_1 - \Omega f_1$, $\delta_2' = (\Omega + \delta_2)/f_1$; $\delta_3' = \delta_1 + \Omega f_2$; $\delta_4' = (\delta_2 - \Omega)/f_1$, le système peut alors être résolu sans aucune hypothèse supplémentaire. Les solutions sont les suivantes :

$$f_1 = \sqrt{2 \frac{(\delta_3' - \delta_1^-)}{(\delta_2' - \delta_4')} \frac{F}{F+1}}, \quad \Omega = \frac{f_1}{2} (\delta_2' - \delta_4'), \quad f_2 = f_1/F, \quad \delta_1 = \left[(\delta_1' + \delta_3') - \Omega(f_2 - f_1) \right] / 2 \text{ et}$$

$$\delta_2 = f_1 (\delta_2' + \delta_4') / 2$$

L'étalonnage peut donc être effectué sans aucune information provenant d'une cible externe. Les seules restrictions ici sont une rotation de Faraday non nulle, une isolation entre les canaux non nulle et symétrique, et des déséquilibres de canaux différents à l'émission et à la réception.

B.3.3. $\Omega=0$, δ faible et symétrique

Dans le troisième cas, Freeman ignore la rotation de Faraday et considère l'isolation du système faible et symétrique. Dans ce cas le système est réduit à [Freeman 07] :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f_2 \end{pmatrix} \quad (\text{B.42})$$

En posant : $F=f_1/f_2$, $\delta_1' = \delta_1$, $\delta_2' = \delta_2/f_1$; $\delta_3' = \delta_1$; $\delta_4' = \delta_2/f_1$, le système est indéterminé. En effet, il y a ici une information redondante sur les termes d'isolation et un manque d'information pour résoudre f_1 et f_2 . Il est donc nécessaire d'utiliser des cibles externes afin d'obtenir l'information manquante. La situation ici est identique à celle de van Zyl.

B.3.4. $\Omega=0$, δ faible et symétrique, ajout d'une distorsion asymétrique

Dans le quatrième cas, Freeman ignore la rotation de Faraday et ne tient compte que d'une isolation faible et symétrique. Par contre, Freeman introduit une distorsion asymétrique, relativement faible et de valeur connue, similaire à une rotation de Faraday. Le système est donc le suivant [Freeman 07] :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 & -\Delta \\ \Delta & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & -\Delta \\ \Delta & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.43})$$

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \begin{pmatrix} 1 - \delta_1 \Delta & \delta_2/f_1 - \Delta \\ \Delta + \delta_1 & \delta_2 \Delta/f_1 + 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \delta_1 \Delta & -\Delta + \delta_1 \\ \delta_2/f_1 + \Delta f_2/f_1 & -\delta_2 \Delta/f_1 + f_2/f_1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.44})$$

Les termes du second ordre dans le produit $\delta\Delta$ sont ignorés. En posant : $F=f_1/f_2$, $\delta_1' = \Delta + \delta_1$, $\delta_2' = \delta_2/f_1 - \Delta$; $\delta_3' = -\Delta + \delta_1$; $\delta_4' = \delta_2/f_1 + \Delta f_2/f_1$, le système est équivalent à celui de Quegan. Connaissant la valeur de Δ , il est possible de déduire δ_1 , δ_2/f_1 et f_2/f_1 . Par contre il est impossible de séparer f_2 et f_1 sans ajouter d'information supplémentaire provenant de cibles externes. Le résultat est tout de même

meilleur que pour le cas précédent. Un auto-étalonnage est donc possible en présence de rotation de Faraday, si celle-ci est connue.

B.3.5. Ω connu, système réciproque

Enfin, dans le dernier cas, Freeman suppose que la rotation de Faraday est connue et que le système est réciproque. La rotation de Faraday est considérée comme assez importante et est connue avec une certaine incertitude $\Delta\Omega$. Le système est le suivant [Freeman 07] :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \cos^2 \Omega \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & t \\ -t & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & t \\ -t & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f_2 \end{pmatrix} \quad (\text{B.45})$$

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = A(r, \theta) e^{j\phi} \cos^2 \Omega \begin{pmatrix} 1 - \delta_2 t & t + \delta_2 \\ \delta_1 - f_1 t & \delta_1 t + f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \delta_2 t & \delta_1 + f_2 t \\ -t + \delta_2 & -\delta_1 t + f_2 \end{pmatrix} \quad (\text{B.46})$$

Avec $t = \tan(\Omega)$. La méthode de Quegan ne peut pas être appliquée ici car les termes non diagonaux sont trop élevés. De plus, en général, le produit de la matrice de distorsion avec celle modélisant la rotation de Faraday n'est pas symétrique :

$$\begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & t \\ -t & 1 \end{pmatrix} \neq \begin{pmatrix} 1 & t \\ -t & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f_2 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{pmatrix} 1 & t \\ -t & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f_2 \end{pmatrix} \neq \begin{pmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & t \\ -t & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.47})$$

La rotation de Faraday ne peut donc pas être corrigée seule sans corriger les autres termes de distorsion du système. Pour tenter de corriger la rotation de Faraday, Freeman multiplie le système à l'émission et à la réception par la matrice de rotation de Faraday inverse [Freeman 07] :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -(t + \Delta t) \\ t + \Delta t & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 - \delta_2 t & t + \delta_2 \\ \delta_1 - f_1 t & \delta_1 t + f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \delta_2 t & \delta_1 + f_2 t \\ -t + \delta_2 & -\delta_1 t + f_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & -(t + \Delta t) \\ t + \Delta t & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.48})$$

Avec $\Delta t = \tan(\Omega + \Delta\Omega) - \tan(\Omega)$. En développant, le système devient :

$$\begin{pmatrix} M_{HH} & M_{HV} \\ M_{VH} & M_{VV} \end{pmatrix} = \alpha \beta \begin{pmatrix} 1 & x_2 \\ x_1 & F_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & x_3 \\ x_4 & F_2 \end{pmatrix} \quad (\text{B.49})$$

Avec :

$$\begin{aligned}
\alpha &= 1 + f_1 t(t + \Delta t) - (\delta_1 + \delta_2)t - \delta_1 \Delta t \\
x_1 &= \frac{t(1 - f_1) + \Delta t + \delta_1 - \delta_2(t + \Delta t)}{\alpha} \\
x_2 &= \frac{t(1 - f_1) - f_1 \Delta t + \delta_2 - \delta_1 t(t + \Delta t)}{\alpha} \\
F_1 &= \frac{t^2 + f_1 + t \Delta t + (\delta_1 + \delta_2)t + \delta_2 \Delta t}{\alpha} \\
\beta &= 1 + f_2 t(t + \Delta t) + (\delta_1 + \delta_2)t + \delta_1 \Delta t \\
x_3 &= \frac{t(f_2 - 1) - \Delta t + \delta_1 - \delta_2 t(t + \Delta t)}{\beta} \\
x_4 &= \frac{t(f_2 - 1) + f_2 \Delta t + \delta_2 - \delta_1(t + \Delta t)}{\beta} \\
F_2 &= \frac{t^2 + f_2 + t \Delta t - (\delta_1 + \delta_2)t - \delta_2 \Delta t}{\beta}
\end{aligned} \tag{B.50}$$

Les effets de la rotation de Faraday ne sont pas supprimés mais sont tout de même réduits. Le système compte ici 5 inconnues : Δt , f_1 , f_2 , δ_1 et δ_2 . En développant au premier ordre l'Equation (B.50), il vient [Freeman 07] :

$$\begin{aligned}
\alpha &= 1 + f_1 t^2 \\
x_1 &= \frac{t(1 - f_1)}{1 + f_1 t^2} \\
x_2 &= \frac{t(1 - f_1)}{1 + f_1 t^2} \\
F_1 &= \frac{t^2 + f_1}{1 + f_1 t^2} \\
\beta &= 1 + f_2 t^2 \\
x_3 &= \frac{t(f_2 - 1)}{1 + f_2 t^2} \\
x_4 &= \frac{t(f_2 - 1)}{1 + f_2 t^2} \\
F_2 &= \frac{t^2 + f_2}{1 + f_2 t^2}
\end{aligned} \tag{B.51}$$

Freeman conclut en proposant de dérouler toutes les valeurs possibles de $\arg(f_1 f_2)$ entre -180° et $+180^\circ$ par pas de 10° , et trouver celui qui, après correction de la rotation de Faraday, minimise :

$$\frac{0,5(M_{HV} M_{HV}^* + M_{VH} M_{VH}^*)}{(M_{HH} M_{HH}^* + M_{VV} M_{VV}^*)} \tag{B.52}$$

Bibliographie

[Bamler 98] R. Bamler et P. Hartl, *Synthetic aperture radar interferometry*, Inverse Problems, vol. 14, no. 4, 1998.

[Baqué 10] R. Baqué, P. Dreuillet, O. Ruault du Plessis, H. Cantalloube, L. Ulander, G. Stenström, T. Jonsson, A. Gustavsson, LORAMBIS - A bistatic VHF/UHF SAR experiment for FOPEN, Proceedings of Radar2010, Washington DC, USA, 10-14 Mai 2010.

[Beaudoin 94] A. Beaudoin, T. Le Toan, S. Goze, E. Nezry, A. Lopes, E. Mougin, C. C. Hsi, H. C. Han, J. A. Kong and R. T. Shin, *Retrieval of forest biomass from SAR data*, Int. J. Remote Sensing, vol. 15, no. 14, pp. 2777-2796, 1994.

[Bickel 65] S. H. Bickel et R. H. T. Bates, *Effects of Magneto-Ionic Propagation on the Polarization Scattering Matrix*, Proc. IRE, vol. 53, pp. 1089-1091, 1965.

[Boerner 81] W-M. Boerner, M. B. El-Arini, C-Y. Chan, P. M. Mastoris, *Polarization Dependence in Electromagnetic Inverse Problems*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-29, no. 2, Mars 1981.

[Boerner 92] W-M. Boerner et al. (Eds), *Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry*, Proceedings of the NATO-ASI Series C : Mathematical and Physical Sciences, vol. C-350, Part 1, Kluwer Academic Publishers, Pays-Bas, 1992.

[Castanet 08] L. Castanet, P. Lassudrie-Duchesne, *Propagation des ondes radioélectriques à travers l'atmosphère*, Techniques de L'Ingénieur, REF. E1163, 10 mai 2008.

[Cloude 95] S.R. Cloude et E. Pottier, *Concept of Polarization Entropy in Optical Scattering*, Opt. Eng., vol. 34, no. 6, pp. 1599-1610, 1995.

[Cloude 96] S. R. Cloude et E. Pottier, *A Review of Target Decomposition Theorems in Radar Polarimetry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 34, no. 2, Mars 1996.

[Cloude 97] S. R. Cloude et E. Pottier, *An Entropy Based Classification Scheme for Land Applications of Polarimetric SAR*, IEEE TGRS, vol. 35, no. 1, Janvier 1997.

[Cloude 98] S. R. Cloude et K. P. Papathanassiou, *Polarimetric SAR Interferometry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 36, no. 5, Septembre 1998.

[Cloude 99] S. R. Cloude et K. P. Papathanassiou, *Surface Roughness and Polarimetric Entropy*, Proceedings of IGARSS, IGARSS 99, Hamburg, Allemagne, 28 Juin – 2 Juillet.

[Cloude 03] S.R. Cloude et K.P. Papathanassiou, *A 3-Stage Inversion Process for Polarimetric SAR Interferometry*, IEE Proceedings Radar, Sonar & Navigation, vol. 150, no. 3, Juin 2003.

[Cloude 10] S. R. Cloude, *Polarisation: Applications in Remote Sensing*, Oxford University Press, 2010.

[Colin 06] E. Colin, C. Titin-Schnaider et W. Tabbara, *An Interferometric Coherence Optimization Method in Radar Polarimetry for High-Resolution Imagery*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 44, no. 1, Janvier 2006.

[Curlander 91] J-C. Curlander et R.N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing*, John Wiley and Sons, New York, 1991.

[Dobson 92] M. C. Dobson, F. T. Ulaby, T. Le Toan, A. Beaudoin, E. S. Kasischke and N. Christensen, *Dependence of Radar Backscatter on Coniferous Forest Biomass*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 2, pp. 412-415, Mars 1992.

[Dubois 95] P. C. Dubois, J. van Zyl et T. Engman, *Measuring Soil Moisture with Imaging Radars*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, no. 4, pp. 915-926, Juillet 1995.

[Dubois 08] P. C. Dubois-Fernandez, J-C. Souyris, S. Angelliaume et F. Garestier, *The Compact Polarimetry Alternative for Spaceborne SAR at Low Frequency*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 10, Octobre 2008.

[Elachi 87] C. Elachi, *Introduction to the Physics and Techniques of Remote Sensing*, John Wiley & Sons, 1987.

[Flynn 02] T. Flynn, M. Tabb et R. Carande, *Estimation of Coherence Region Shapes in Polarimetric SAR Interferometry*, AIRSAR Workshop, Mars 2002.

[Freeman 92] A. Freeman, *SAR Calibration : An Overview*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 6, pp. 1107-1121, Novembre 1992.

[Freeman 98] A. Freeman et S. L. Durden, *A Three-Component Scattering Model for Polarimetric SAR Data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 36, no. 3, Mai 1998.

[Freeman 04a] A. Freeman et S. S. Saatchi, *On the Detection of Faraday Rotation in Linearly Polarized L-Band SAR Backscatter Signatures*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, no. 8, pp. 1607-1616, Août 2004.

[Freeman 04b] A. Freeman, *Calibration of Linearly Polarized Polarimetric SAR Data Subject to Faraday Rotation*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, no. 8, pp. 1617-1624, Août 2004.

[Freeman 08a] A. Freeman et T. Ainsworth, *Calibration of longer wavelength polarimetric SARs*, Proceedings of EUSAR 2008, Friedrichshafen, Allemagne, Juin 2008.

[Freeman 08b] A. Freeman, P. Dubois-Fernandez and M-L. Truong-Loï, *Compact Polarimetry at Longer Wavelengths - Calibration*, Proceedings of EUSAR 2008, Friedrichshafen, Allemagne, Juin 2008.

[Garestier 08] F. Garestier, P. Dubois-Fernandez et I. Champion, *Forest height inversion using high resolution P-band Pol-InSAR data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 10, pp. 3544-3559, Novembre 2008.

[Garestier 09] F. Garestier, P. Dubois-Fernandez, D. Guyon, T. Le Toan, *Forest Biophysical Parametre estimation using L and P Band Polarimetric SAR data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 47, no 10, pp. 3379-3388, 2009.

[Garestier 10] F. Garestier, P. Dubois-Fernandez, I. Champion and T. Le Toan, *Pine forest investigation using high resolution P-band PolInSAR data*, soumis à RSE, accepté en Mars 2010.

[Garriott 65] O. K. Garriott, F. L. Smith III et P. C. Yuen, *Observations of Ionospheric Electron Content Using a Geostationary Satellite*, Planet. Space Science, vol. 13, pp. 829-838, 1965.

[Graham 74] L. C. Graham, *Synthetic Interferometer Radar for Topographic Mapping*, Proceedings of IEEE, vol. 62, no. 6, Juin 1974.

- [Guissard 94] A. Guissard, "Phase calibration of polarimetric radars from slightly rough surfaces," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 32, no. 3, pp. 712–714, Mai 1994.
- [Hajnsek 03] I. Hajnsek, E. Pottier et S. R. Cloude, *Inversion of Surface Parameters From Polarimetric SAR*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, no. 4, pp. 727-744, Avril 2003.
- [Hallikainen 85] M. T. Hallikainen, F. T. Ulaby, M. C. Dobson, M. A. El-Rayes et L.-K. Wu, *Microwave Dielectric Behavior of Wet Soil-Part I : Empirical Models and Experimental Observations*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-23, no. 1, pp. 25-34, Janvier 1985.
- [Imhoff 95a] M.L. Imhoff , *A Theoretical Analysis of the Effect of Forest Structure on Synthetic Aperture Radar Backscatter and the Remote Sensing of Biomass*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 2, pp. 341-352, Mars 1995.
- [Imhoff 95b] M.L. Imhoff, *Radar Backscatter and Biomass Saturation: Ramifications for Global Biomass Inventory*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 2, pp. 511-518, Mars 1995.
- [Iwata 08] T. Iwata, H. Ishida, Y. Osawa, *Advanced Land Observing Satellite (ALOS) : enabling technologies and platform performance*, *SPIE Eur. Remote Sensing Conf.*, vol. 7106, Cardiff – U.K., 9 Octobre 2008.
- [Jackson] http://www.ars.usda.gov/SP2UserFiles/ad_hoc/12650600SoilMoistureProgram/chap4.pdf
- [Lasne 04] Y. Lasne, P. Paillou, T. August-Bernex, G. Ruffié et G. Grandjean, *A Phase Signature for Detecting Wet Subsurface Structures Using Polarimetric L-Band SAR*, *IEEE TGRS*, vol. 42, no. 8, Août 2004.
- [Lavallo 09] M. Lavallo, E. Pottier, D. Solimini et Y-L. Desnos, *Compact Polarimetric SAR Interferometry : PALSAR Observations and Associated Reconstruction Algorithms*, *Proceedings of PolInSAR 2009*, Italy, Janvier 2009.
- [Lavallo 09] M. Lavallo, D. Solimini, E. Pottier et Y-L. Desnos, *Compact Polarimetric SAR Interferometry*, *IEET Radar, Sonar & Navigation*, accepté pour publication en 2009.
- [Le Toan 92] T. Le Toan, A. Beaudoin, J. Riom and D. Guyon, *Relating Forest Biomass to SAR Data*, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 30, no. 2, pp. 403-411, Mars 1992.
- [Lee 09] J-S. Lee et E. Pottier, *Polarimetric Radar Imaging: From Basics to Applications*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009.

-
- [Lüneburg 96] E. Lüneburg, *Radar Polarimetry : A revisions of basic concepts*, in Direct and Inverse Electromagnetic Scattering, H. Serbest et S. R. Cloude, (Eds.), Pittman Research Notes in Mathematics Series 361, Addison Wesley Longman, Harlow, Royaume-Uni, 1996.
- [Lüneburg 97] E. Lüneburg, S. R. Cloude et W-M. Boerner, *On the Proper Polarimetric Scattering Matrix Formulation of the Forward Propagation Versus Backscattering Radar Systems Description*, Proceedings of IGARSS'97, Singapoure, 3-8 Août 1997.
- [Lüneburg 99] E. Lüneburg, *Polarimetric Target Matrix Decompositions and the 'Karhunen-Loève Expansion'*, Proceedings of IGARSS'99, Hamburg, Allemagne, 28 Juin – 2 Juillet, 1999.
- [Massonnet 93] D. Massonnet et T. Rabaute, *Radar Interferometry : Limits and Potential*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 31, no. 2, Mars 1993.
- [Massonnet 08] D. Massonnet et J-C. Souyris, *Imaging With Synthetic Aperture Radar*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2008.
- [McKerracher 10] P.L. McKerracher, J.R. Jensen, H.B. Sequeira, R.K. Raney, R.C. Schulze, D.B.J. Bussey, B.J. Butler, C.D. Neish, M. Palsetia, G.W. Patterson, P.D. Spudis, B.J. Thomson, F.S. Turner, *Mini-RF Calibration, a Unique Approach to On-Orbit Synthetic Aperture Radar System Calibration*, 41st Lunar and Planetary Science Conference, 2010.
- [Meyer 08] F. Meyer, J. Nicoll, *Mapping Ionospheric TEC Using Faraday Rotation in Full-Polarimetric L-Band SAR Data*, Proceedings of EuSAR 2008, Friedrichshafen, Allemagne, Juin 2008.
- [Nghiem 92] S. V. Nghiem, S. H. Yueh, R. Kwok et F. K. Li, *Symmetry properties in polarimetric remote sensing*, Radio Science, vol. 27, no. 5, pp. 693-711, Octobre 1992.
- [Oh 92] Y. Oh, K. Sarabandi et F. T. Ulaby, *An Empirical Model and an Inversion Technique for Radar Scattering from Bare Soil Surfaces*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 2, pp. 370-381, Mars 1992.
- [Paillou 03] Ph. Paillou, G. Grandjean, N. Baghdadi, E. Heggy, Th. August-Bernex et J. Achache, *Subsurface imaging in central-southern Egypt using low frequency radar: Bir Safsaf revisited*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, no. 7, pp. 1672-1684, 2003.
- [Paillou 07] Ph. Paillou, S. Lopez, Y. Lasne, A. Rosenqvist et T. Farr, *Mapping Subsurface Geology in Arid Africa using L-band SAR*, Proceedings of IGARSS 07, Barcelone, Espagne, Juillet 2007.

-
- [Papathanassiou 01] K. P. Papathanassiou et S.R. Cloude, *Single-Baseline Polarimetric SAR Interferometry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 39, no. 11, Novembre 2001.
- [Papathanassiou 03] K. P. Papathanassiou et S.R. Cloude, *A 3-Stage Inversion Process for Polarimetric SAR Interferometry*, IEE Proceedings Radar, Sonar & Navigation, vol. 150, no. 3, Juin 2003.
- [Qi 07] R-Y. Qi et Y-Q. Jin, *Analysis of the Effects of Faraday Rotation on Spaceborne Polarimetric SAR Observations at P-Band*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 5, pp. 1115-1122, Mai 2007.
- [Quegan 94] S. Quegan, *A Unified Algorithm for Phase and Cross-Talk Calibration of Polarimetric Data – Theory and Observations*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 32, no. 1, pp. 89-99, Janvier 1994.
- [Raney 07] R. K. Raney, *Hybrid-Polarity SAR Architecture*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 11, Novembre 2007.
- [Raney 09] R. K. Raney and A. Freeman, *Hybrid-Polarity SAR Architecture*, Proceedings of PolInSAR 09, Frascati – Italy, 26-30 Janvier 2009.
- [Riom 81] J. Riom and T. Le Toan, *Relations entre des types de forêts de pin maritime et la rétrodiffusion radar en bande L. en polarisation HH*, Proceedings of Spectral Signatures of Objects in Remote Sensing Symp, Avignon, France, 8-11 Septembre 1981.
- [Rosen 00] P.A. Rosen et al., *Synthetic Aperture Radar Interferometry*, Proceedings of IEEE, vol. 88, no. 3, Mars 2000.
- [Sheen 92] D. R. Sheen, E. L. Johansen, L. P. Elenbogen and E. S. Kasischke, *The Gridded Trihedral: A New Polarimetric SAR Calibration Reflector*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, no. 6, pp. 1149-1153, Novembre 1992.
- [Souyris 02] J-C. Souyris et S. Mingot, *Polarimetry based on one transmitting and two receiving polarizations : the $\pi/4$ mode*, Proceedings of IGARSS 2002, Toronto – Canada, 24-28 Juin 2002.
- [Souyris 05] J-C. Souyris, P. Imbo, R. Fjørtoft, S. Mingot and J-S. Lee, *Compact Polarimetry Based on Symmetry Properties of Geophysical Media : The $\pi/4$ Mode*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 43, no. 3, Mars 2005.

[Tabb 02] M. Tabb, J. Orrey et R. Carande, *Phase diversity: an optimal decomposition for vegetation parameter estimation using polarimetric SAR interferometry*, Proceedings of EUSAR 2002.

[Treuhft 00] R. N. Treuhft et P. R. Siqueira, *Vertical structure of vegetated land surfaces from interferometric and polarimetric radar*, Radio Science, vol. 35, no. 1, pp. 141-177, Janvier-Février 2000.

[Truong-Loï 09] M-L. Truong-Loï, A. Freeman, P. C. Dubois-Fernandez and E. Pottier, *Estimation of Soil Moisture and Faraday Rotation From Bare Surfaces Using Compact Polarimetry*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 47, no. 11, Novembre 2009.

[Truong-Loï 09] M-L. Truong-Loï, A. Freeman, P. Dubois-Fernandez et E. Pottier, *Comparison between the conformity coefficient and previous classification techniques for bare surface discrimination and application to compact polarimetric mode*, Proceedings of PolInSAR 09, Frascati, Italie, Janvier 2009.

[Truong-Loï 09] M-L. Truong-Loï, P. Dubois-Fernandez, E. Pottier, S. Angelliaume, J-C. Souyris, *Polarimetric Analysis From Compact-pol Measurements: Potential and Limitations*, Proceedings of IGARSS 09, Cape Town, Afrique du Sud, Juillet 2009.

[Truong-Loï 10] M-L. Truong-Loï et P. Dubois-Fernandez, *An Optimized Method to Estimate Forest Height With Compact Polarimetric SAR System*, Proceedings of EuSAR 10, Aachen, Germany, Juin 2010.

[Truong-Loï 10] M-L Truong-Loï, P. Dubois-Fernandez, E. Pottier, A. Freeman et J-C. Souyris, *Potentials of a Compact Polarimetric SAR System*, Proceedings of IGARSS 2010, Honolulu, Hawaiï, USA, Juillet 2010.

[Ulaby 82] F.T. Ulaby, R.K. Moore et A.K. Fung, *Microwave remote sensing, active and passive*, volume II, Radar Remote Sensing and Surface Scattering and Emission Theory, Addison-Wesley Publishing Company, 1982.

[Van de Hulst 81] H.C. Van de Hulst, *Light Scattering by Small Particles, Chapitre 5 Polarized Light and Symmetry Relations*, New York : Dover, 1981.

[van Zyl 90] J. J. van Zyl, *Calibration of Polarimetric Radar Images Using Only Image Parameters and Trihedral Corner Reflector Responses*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 28, no. 3, pp. 337-348, Mai 1990.

[van Zyl 92] J. J. van Zyl, *Application of Cloude's target decomposition theorem to polarimetric imaging radar*, SPIE, Vol. 1748 Radar Polarimetry.

[van Zyl 08] J. J. van Zyl et Y. Kim, *Requirements for Model-Based Polarimetric Decompositions*, IGARSS 08, 6-11 Juillet 2008, Boston, MA, USA.

[Wright 03] P. A. Wright, S. Quegan, N. S. Weadon et C. D. Hall, *Faraday Rotation Effects on L-band Spaceborne SAR data*, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, no. 12, pp. 2735-2744, Décembre 2003.

[Yamaguchi 05] Y. Yamaguchi, T. Moriyama, M. Ishido et H. Yamada, *Four-Component Scattering Model for Polarimetric SAR Image Decomposition*, IEEE TGRS, vol. 43, no. 8, Août 2005.