

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté : Des sciences et de la technologie
Département : Génie électrotechnique et automatique

THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT EN SCIENCE

Filière : Génie électrique

Présentée par

TIFOUTI Issam

Intitulée

**Contribution au filtrage adaptatif du chatoiement dans
les images radar SAR polarimétrique**

Soutenue le : 16/07/2018

Devant le Jury composé de :

Mr. BOUDJEHEM Djalil Professeur Univ. De 08 mai 1945 Guelma. Président

Mr. MOUSSAOUI Abdelkrim Professeur Univ. De 08 mai 1945 Guelma. Rapporteur

Mr. BAHI Tahar Professeur Univ. De Badji Mokhtar Annaba. Examineur

Mr. BOUBEKRI Hani MCA ENSET De Skikda. Examineur

Année Universitaire 2017/2018.

Remerciements

Cette thèse s'est préparée au sein du laboratoire de contrôle avancé (LABCAV) de l'Université 8 mai 1945 Guelma.

Ma reconnaissance s'adresse, en premier lieu, à mon directeur de thèse, Monsieur Abdelkrim MOUSSAOUI Professeur à l'Université 8 mai 1945 Guelma, pour m'avoir confié le sujet de cette thèse qu'il a dirigé avec intérêt. Et aussi pour la confiance qu'il m'a accordée tout le long de mes travaux de recherche. Je le remercie vivement pour son encadrement et les nombreuses discussions que nous avons eues ensemble tout au long de la préparation de la thèse.

Je remercie Monsieur BOUDJEHEM Djalil, Professeur à l'Université 8 Mai 45 Guelma, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury. Je remercie également Monsieur Boubekri Hani maitre de conférence A à l'école normale supérieure technologique de Skikda, ainsi que, Monsieur Bahi Tahar, Professeur à l'Université de Badji Mokhtar, Annaba, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont aussi à l'Université 8 Mai 45 Guelma, ainsi qu'au Département d'Electronique et Télécommunications pour leur investissement dans ma formation.

Merci également à mes collègues, membres de l'équipe de laboratoire LABCAV, pour leur bonne humeur et pour les échanges culturels et scientifiques que nous avons eu. Je me tourne ensuite vers mes amis et ma famille qui m'ont apporté à un moment ou à un autre leur aide pendant cette thèse. Je remercie aussi tous ceux que j'ai oubliés, et qui de près ou de loin, ont contribué à la préservation de cette thèse et auprès tiens à m'excuser.

Enfin je ne saurais terminer sans remercier mes parents, sans qui rien de tout cela n'aurait pu être possible.

ABSTRACT

Noise can be appear into the image during the image acquisition and transmission process. Noise in images is the principaly factor which degrades the quality of the images. Speckle or multiplicative noise, is a form of noise often dependent on the signal, where the amplitude is attached to the value of the original pixel. This tends to minimize the contrast and resolution of the image. In order to increase the quality of the image, we must minimize the speckle noise. For this, several filters are used to reduce the noise and consequently improve the quality of the images. This work compares the effectiveness of different speckle reduction filters such as Frost Filter, Lee Filter, Kuan Filter, Wiener Filter, Median Filter and SRAD (Speckle Reducing Anistrophic Diffusion) Filter, applied to the different type of images such as Synthetic Aperture Radar (SAR), Ultrasound, Computerized Tomography Scan (CT), Magnetic Resonance Imaging (MRI), Positron Emission Tomography (PET) and Photographic. The statistical parameters such as Signal to Noise Ratio (SNR), Peak Signal to Noise Ratio (PSNR), Structural Similarity Index (SSIM), Mean Square Error (MSE) and Root Mean Square Error (RMSE) are compared and the results are tabulated, which allows us to determine the suited filter that is well for the corresponding image type. Finally the best filter has been found and proposed based on the statistical and experimental results.

Keywords: Speckle noise, Speckle Filtering, SAR, Ultrasound, PET, CT, Photographic, MRI Images, Statistical measures.

RESUME

Le bruit peut être apparait dans l'image pendant le processus d'acquisition et de transmission d'image. Il est le facteur principal qui dégrade la qualité des images. Speckle ou bruit multiplicatif, est une forme de bruit qui dépend souvent du signal, où l'amplitude est attachée à la valeur du pixel d'origine. Cela conduit à minimiser le contraste et la résolution de l'image. Afin d'augmenter la qualité de l'image, nous devons minimiser le bruit de speckle. Pour cela, plusieurs filtres sont utilisés pour réduire le bruit et améliorer ainsi la qualité des images. Ce travail compare l'efficacité de différents filtres de réduction de speckle tels que le filtre de Frost, le filtre de Lee, le filtre de Kuan, le filtre de Wiener, le filtre de Médian et le filtre SRAD (Speckle Reduction Anistropic Diffusion), appliqués aux différents types d'images), tels que l'image radar à synthèse d'ouverture (SAR), Ultrason, Tomographie informatisée (CT), l'imagerie par Résonance Magnétique (IRM), la Tomographie par Emission de Positons (TEP) et la photographie. Les paramètres statistiques tels que rapport signal sur bruit (SNR), pic rapport signal sur bruit (PSNR), indice de similarité structurelle (SSIM), erreur quadratique moyenne (MSE) et la racine d'erreur quadratique moyenne (RMSE) sont comparés et les résultats sont tabulés , ce qui nous permet de déterminer le filtre adapté qui convient au type d'image correspondant. Enfin, le meilleur filtre est trouvé et proposé sur la base des résultats statistiques et expérimentaux.

Mots-clés: Bruit de tache, Filtrage de tache, SAR, Échographie, TEP, CT, Photographique, Images d'IRM, Mesures statistiques.

Sommaire

Remerciements	i
Résumé	ii
Sommaire	iv
Liste des figures	viii
Liste des tableaux	xii
Introduction générale.....	01
Chapitre 01 : Introduction sur les systèmes radar	04
I.1 Historique.....	04
I.2 Introduction.....	04
I.3 Forme d'onde.....	05
I.3.1 Onde impulsionnelle.....	05
I.3.2 Onde dite « continue ».....	06
I.4 Fondement physique de l'imagerie RSO.....	08
I.4.1 Le domaine du spectre électromagnétique : choix de la longueur d'onde.....	08
I.4.2 Conclusion sur le choix de la longueur d'onde.....	10
I.4.3 Traversée de l'atmosphère.....	10
I.4.3.1 Traversée de la troposphère.....	10
I.4.3.2 Traversée de la ionosphère.....	11
I.4.4 La polarisation d'une onde.....	11
I.4.5 Paramètres instrumentaux.....	12
I.4.5.1 Fréquence	12
I.4.5.2 Angled'incidence.....	12
I.4.6 Caractéristiques radiométriques des images.....	13
I.4.7 Caractéristiques géométriques des images.....	14
I.5 Radar à ouverture synthétique.....	15
I.6 Description de la géométrie.....	16
I.7 Principe de formation des images RSO.....	17
I.7.1 Le radar à antenne réelle.....	18
I.7.1.1 Principe et géométrie d'acquisition.....	18
I.7.1.2 Le signal radar enregistré.....	19
I.7.1.3 Notion de résolution d'un capteur.....	19
I.7.1.4 Résolution radiale.....	20
I.7.1.5 Résolution azimutale.....	22

I.8 Conclusion.....	23
Chapitre 02 : Principe de radar à synthèse d'ouverture	24
II.1 Introduction.....	24
II.2 Principe de radar à synthèse d'ouverture.....	24
II.2.1 Radar imageur (sans synthèse d'ouverture).....	24
II.2.2 Principe de la compression d'impulsion.....	26
II.2.3 Principe de l'antenne synthétique.....	28
II.2.3.1 Traitement SAR en azimut.....	29
II.2.3.2 Synthèse d'ouverture basée sur la méthode ω -k.....	30
II.2.3.3 Compression des signaux en azimut.....	31
II.3.2 A nage Doppler, antenne en rotation.....	35
II.3 Di érents modes de fonctionnement.....	35
II.3.1 Mode strip-map.....	35
II.3.3 Mode télescope.....	36
II.3.4 Mode scansar.....	36
II.3.5 Mode squint, ou mode dépointé.....	37
II.3.6 Mode inverse.....	37
II.3.7 Mode multivue.....	38
II.4 Problèmes inhérents à l'imagerie radar.....	39
II.4.1 Speckle.....	39
II.4.2 Phénomènes de distorsions.....	39
II.4.3 Mouvement des cibles.....	41
II.4.3.1 Mouvements de translation.....	41
II.4.3.2 Mouvements de rotation.....	42
II.4.4 Influence du type de radar.....	42
II.5 Limites de l'imagerie SAR.....	43
II.5.1 Problème de résolution.....	44
II.5.2 E ets de masquage.....	44
II.5.3 Caractérisation de cible incomplète.....	44
II.6 Conclusion.....	45
Chapitre 03 : Traitement des images RSO	46
III.1 Introduction.....	46
III.2 Que voit-on sur une image RSO.....	46
III.2.1 Analyse d'une image RSO.....	46

III.2.2 Le chatoiement.....	47
III.2.2.1 Illumination cohérente.....	49
III.2.2.2 Le chatoiement pleinement développé : un premier modèle.....	50
III.2.2.3 Le chatoiement pleinement développé : un second modèle.....	52
III.2.2.4 Généralisation et application à l'imagerie.....	54
III.3 Le chatoiement pleinement développé en imagerie RSO.....	55
III.3.1 Les lois de chatoiement (sol homogène).....	56
III.3.1.1 Formalisme des lois.....	56
III.3.1.2 Statistiques des lois : approche traditionnelle.....	59
III.3.1.3 Log-statistiques des lois : les statistiques de deuxième espèce.....	60
III.3.1.4 Estimation des paramètres : cas des lois Gamma généralisées.....	62
III.3.1.5 Méthode du maximum de vraisemblance (MV).....	62
III.3.1.6 Méthode des moments.....	63
III.3.1.7 Méthode des log-moments.....	64
III.3.1.8 Estimation des paramètres : cas des lois de Rayleigh-Nakagami.....	64
III.3.1.9 Méthode du maximum de vraisemblance.....	64
III.3.1.10 Méthode des moments.....	65
III.3.2.1 Formalisme des lois (images en intensité).....	66
III.3.2.2 Estimations des lois (lois à 3 paramètres).....	68
III.4. Le filtrage du speckle :	69
III.4.1 Les filtres adaptatifs classiques :	69
III.4.1.1 Le Coefficient de variation :	69
III.4.1.1.1 Le coefficient de variation global :	69
III.4.1.1.2 Le coefficient de variation local:.....	70
III.4.1.2 Le filtre de Lee.....	71
III.4.3 Le filtre de Kuan:.....	72
III.4.4 Le filtre de Frost :	73
III.4.5 Modèle de Yu et Acton (SRAD) :	74
III.4.6 Filtrage de Wiener.....	75
III.4.7 Filtre Médian.....	76
III.5 Conclusion.....	77
Chapitre 04 : Application du filtrage adapté sur les images	78
IV.1 Introduction.....	78
IV.2 Méthodologie proposée	79

IV.3 Estimation des paramètres statistiques	79
IV.3.1 Estimation de SNR	79
IV.3.2 Estimation du PSNR	80
IV.3.3 Estimation du MSE	80
IV.3.4 Estimation de RMSE	80
IV.3.5 Estimation de SSIM	80
IV.4. Algorithme pour la selection des filtres	81
IV.5 Résultats Expérimentaux	82
IV.5.1 Image SAR	83
IV.5.2 Image Ultrason.....	87
IV.5.3 Image PET	91
IV.5.4 Image CT	96
IV.5.5 Image IRM	101
IV.5.6 Image Photographique.....	105
IV.6 Conclusion	110
Conclusion générale	111
Bibliographie	112

Liste des figures

Figure I.1 : Onde de type chirp pour un radar impulsif.....	6
Figure I.2 : Onde de type FMCW.....	7
Figure I.3 : Onde de type SFCW émise pour un radar à onde dite« continue »	8
Figure I.4 : Exemples d'images radar dans deux bandes de fréquence différentes.....	10
Figure I.5 : Définition de la polarisation d'une onde.....	12
Figure I.6 : Phénomène de chatoiement engendré par des interférences constructives et destructives.	14
Figure I.7 : (a) Raccourcissement du versant : la distance horizontale (2) apparaît plus courte sur une image radar en portée oblique (1). (b) Repliement du versant : le sommet B du versant est vu par le radar avant son pied A.	15
Figure I.8 : Configuration géométrique d'un radar SAR.....	17
Figure I.9 : Configuration géométrique du radar SAR dans le plan distance.....	17
Figure I.10 : Résolutions d'un radar.....	17
Figure I.11 : Principe du radar à antenne réelle.....	18
Figure I.12 : Principe de formation des images.....	19
Figure I.13 : Résolutions radiales.....	21
Figure I.14 : Résolution en azimuth	22
Figure II.1 : Configuration géométrique de la prise d'échantillons dans l'axe azimuth.....	28
Figure II.2 : Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie ω -k.....	30
Figure II.3 : Configuration géométrique dans le plan slant –azimuth.....	31
Figure II.4 : Image focalisée à l'aide de deux filtres adaptés en distance et en azimuth dans le plan <i>slant</i> -azimuth.....	35
Figure II.5 : Acquisition en mode strip-map.....	35
Figure II.6 : Acquisition par analyse Doppler.....	36
Figure II.7 : Acquisition en mode télescope.....	36
Figure II.8 : Acquisition en mode scansar.....	37
Figure II.9 : Acquisition en mode squint.....	37
Figure II.10 : Acquisition en mode inverse.....	38
Figure II.11 : Les distorsions d'échelle oblique.	40
Figure II.12 : Déformations dues à la projection	41
Figure II.13: Exemple de plate-forme aéroportée.	42
Figure II.14: Exemple de plate-forme spatioportée.....	43
Figure III.1 : Cibles canoniques. A gauche, trièdre en bordure du glacier d'Argentière. A droite, dièdre dépolarisant en test à Argentière.....	48
Figure III.2 : Marche aléatoire : loi de probabilité de R pour N = 100. Entre -20 et 20 (i.e. entre -4σ et 4σ), on observe 99,993% des vènements.....	51
Figure III.3 : Loi de probabilité du carré d'une variable R suivant la loi normale tracée figure III.2 avec N = 100. Entre 0 et $400=20^2$, on observe toujours 99,993% des évènements.....	52
Figure III.4 : Loi de probabilité de la somme des carrés de deux variables	53

Figure III.5 : Dans le plan complexe, le signal reçu par un radar est en fait la somme des échos en provenance d'un grand nombre de diffuseurs.....	56
Figure III.6 : Les lois du chatoiement pleinement développé.....	59
Figure III.7 : Loi $K[\mu, L, M]$ (équation III.75) : $\mu = 1$ et $L = 1, 3, 5$ et 10 . A gauche $M = 1$. A droite $M = 3$	68
Figure III.8 : Loi de Fisher $F[\mu, L, M]$	68
Figure III.9: Exemple de filtre Médian.....	77
Figure IV.1 : Algorithme de réduction de speckle	82
Figure IV.2 : (a) Image SAR originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.	83
Figure IV.3 : Graphe d'image SAR avec écart-type 0,01	84
Figure IV.4 : Graphe d'image SAR avec écart-type 0,02	85
Figure IV.5 : Graphe d'image SAR avec écart-type 0,03	85
Figure IV.6: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	85
Figure IV.7: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	86
Figure IV.8: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	86
Figure IV.9: Réduction de speckle en utilisant le filtre Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03....	86
Figure IV.10: Réduction de speckle en utilisant le filtre SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	86
Figure IV.11: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	87
Figure IV.12 : (a) Image Ultrason originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.	87
Figure IV.13 : Graphe d'image Ultrason avec écart-type 0,01	88
Figure IV.14 : Graphe d'image Ultrason avec écart-type 0,02	89
Figure IV.15 : Graphe d'image Ultrason avec écart-type 0,03	89
Figure IV.16: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	90
Figure IV.17: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	90
Figure IV.18: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	90
Figure IV.19: Réduction de speckle en utilisant le filtre Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	91
Figure IV.20: Réduction de speckle en utilisant le filtre SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	91
Figure IV.21: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	91
Figure IV.22 : (a) Image PET originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image	

bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.....	92
Figure IV.23 : Graphe d'image PET avec écart-type 0,01.....	92
Figure IV.24 : Graphe d'image PET avec écart-type 0,02.....	93
Figure IV.25 : Graphe d'image PET avec écart-type 0,03.....	94
Figure IV.26: Reduction de speckle en utilisant le filter de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03....	94
Figure IV.27: Reduction de speckle en utilisant le filter de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	94
Figure IV.28: Reduction de speckle en utilisant le filter de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	95
Figure IV.29: Reduction de speckle en utilisant le filter Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	95
Figure IV.30: Reduction de speckle en utilisant le filter SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	95
Figure IV.31: Reduction de speckle en utilisant le filter de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	96
Figure IV.32 : (a) Image CT originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.....	96
Figure IV.33 : Graphe d'image CT avec écart-type 0,01	97
Figure IV.34 : Graphe d'image CT avec écart-type 0,02	98
Figure IV.35 : Graphe d'image CT avec écart-type 0,03	98
Figure IV.36: Reduction de speckle en utilisant le filter de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	99
Figure IV.37: Reduction de speckle en utilisant le filter de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	99
Figure IV.38: Reduction de speckle en utilisant le filter de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	99
Figure IV.39: Reduction de speckle en utilisant le filter Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	100
Figure IV.40: Reduction de speckle en utilisant le filter SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	100
Figure IV.41: Reduction de speckle en utilisant le filter de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	100
Figure IV.42 : (a) Image IRM originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.	101
Figure IV.43 : Graphe d'image IRM avec écart-type 0,01	102
Figure IV.44 : Graphe d'image IRM avec écart-type 0,02	102
Figure IV.45 : Graphe d'image IRM avec écart-type 0,03	103
Figure IV.46: Reduction de speckle en utilisant le filter de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	103
Figure IV.47: Reduction de speckle en utilisant le filter de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02 0) Image débruitée pour SD 0.03.	104
Figure IV.48: Reduction de speckle en utilisant le filter de Lee, (a) Image débruitée	

pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	104
Figure IV.49: Reduction de speckle en utilisant le filter Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	104
Figure IV.50: Reduction de speckle en utilisant le filter SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	105
Figure IV.51: Reduction de speckle en utilisant le filter de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	105
Figure IV.52 : (a) Image Photographique originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.....	106
Figure IV.53 : Graphe d'image Photographique avec écart-type 0,01	106
Figure IV.54 : Graphe d'image Photographique avec écart-type 0,02	107
Figure IV.55 : Graphe d'image Photographique avec écart-type 0,03	108
Figure IV.56: Reduction de speckle en utilisant le filter de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03	108
Figure IV.57: Reduction de speckle en utilisant le filter de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03	108
Figure IV.58: Reduction de speckle en utilisant le filter de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03	108
Figure IV.59: Reduction de speckle en utilisant le filter Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03	109
Figure IV.60: Reduction de speckle en utilisant le filter SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.....	109
Figure IV.61: Reduction de speckle en utilisant le filter de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.	110

Liste des tableaux

Tableau I.1: Les diverses bandes de fréquence utilisées en imagerie radar.....	9
Tableau III.1 : Lois du chatoiement RSO : lois en amplitude (loi de Rayleigh-Nakagami) et lois en intensité (lois Gamma et Gamma généralisée).	57
Tableau III.2 : Lois du chatoiement RSO : lois en amplitude (loi de Rayleigh-Nakagami) et lois en intensité (lois Gamma et Gamma généralisée).....	62
Tableau IV.1: Résultats d'image SAR avec écart-type 0,01.....	83
Tableau IV.2: Résultats d'image SAR avec écart-type 0,02	84
Tableau IV.3: Résultats d'image SAR avec écart-type 0,03	85
Tableau IV.4: Résultats d'image Ultrason avec écart-type 0,01	88
Tableau IV.5: Résultats d'image Ultrason avec écart-type 0,02	88
Tableau IV.6: Résultats d'image Ultrason avec écart-type 0,03	89
Tableau IV.7: Résultats d'image PET avec écart-type 0,01	92
Tableau IV.8: Résultats d'image PET avec écart-type 0,02	93
Tableau IV.9: Résultats d'image PET avec écart-type 0,03	93
Tableau IV.10: Résultats d'image CT avec écart-type 0,01	97
Tableau IV.11: Résultats d'image CT avec écart-type 0,02	97
Tableau IV.12: Résultats d'image CT avec écart-type 0,03	98
Tableau IV.13: Résultats d'image IRM avec écart-type 0,01.....	101
Tableau IV.14: Résultats d'image IRM avec écart-type 0,02.....	102
Tableau IV.15: Résultats d'image IRM avec écart-type 0,03.....	103
Tableau IV.16: Résultats d'image Photographique avec écart-type 0,01.....	106
Tableau IV.17: Résultats d'image Photographique avec écart-type 0,02.....	107
Tableau IV.18: Résultats d'image Photographique avec écart-type 0,03.....	107

Introduction générale

Le principe du radar était déjà connu et vérifié expérimentalement à la fin du 19^{ième} siècle, mais c'est dans les années 1920 et 1930 que les expériences se sont multipliées [1]. Les systèmes radars sont alors utilisés pour détecter des bateaux et des avions à grande distance de nuit ou par temps de brouillard. Les systèmes radars ont ensuite été rapidement associés à la télédétection qui consiste à observer la terre de manière aérienne ou spatiale [2]. La télédétection spatiale est particulièrement intéressante car elle ne connaît pas de frontière géographique ou politique [3]. En effet, les satellites de télédétection généralement positionnés sur les orbites polaires peuvent survoler n'importe quel endroit du globe et ainsi obtenir de nombreuses informations sans connaître de limite en localisation géographique.

Les ondes utilisées initialement étaient continues. Au cours de la seconde guerre mondiale, la recherche sur les radars s'est intensifiée et a conduit aux radars à impulsion dont la longueur d'onde était de l'ordre du mètre. Après la guerre, le développement de systèmes radars militaires et civils s'est poursuivi, sont alors apparues les notions de polarimétrie et d'interférométrie. Les radars sont maintenant capables de tirer un maximum d'informations sur les cibles à partir des ondes réfléchies. Les radars modernes permettent, entre autres, de reconnaître et d'identifier des cibles à partir de l'onde reçue alors qu'elles paraissent identiques pour des capteurs optiques classiques [4].

Le Radar à Synthèse d'Ouverture, appelé *Synthetic Aperture Radar* (SAR) en anglais est un système d'imagerie radar qui permet d'atteindre en pratique des résolutions spatiales élevées [5]. Ceci en fait la base de tous les systèmes d'acquisition d'images radar à l'heure actuelle. Un système SAR fonctionne en émettant une onde électromagnétique en direction du sol et en mesurant à la fois la phase et l'amplitude du signal de retour (appelé signal rétrodiffusé). Les données ainsi mesurées sont donc complexes. De plus, dû à la propriété de polarisation des ondes électromagnétiques, des systèmes SAR appelés PolSAR (pour Polarimetric SAR) sont capables d'émettre et de recevoir des ondes polarisées orthogonalement à la fois en émission et en réception. Pour chaque cellule de résolution du système radar, on dispose ainsi de plusieurs mesures grâce aux différentes combinaisons possibles de polarisation, contenues dans une matrice appelée matrice de diffusion.

En raison de la nature aléatoire de l'environnement observé par un radar, où des modifications dans l'espace ou dans le temps peuvent intervenir de manière très rapide, le signal rétrodiffusé est représenté par une variable aléatoire. Traditionnellement, pour des radars disposant d'une faible résolution, chaque cellule de résolution contient un très grand

nombre de réflecteurs sur lesquels l'onde provenant du radar va venir se réfléchir. Le signal mesuré pour cette cellule de résolution est donc la somme des signaux élémentaires sur chacun des réflecteurs présents au sein de la cellule. Comme ce nombre est important, le Théorème Central Limite implique que le signal rétrodiffusé est distribué selon une loi gaussienne. Ainsi, les données SAR polarimétriques sont généralement modélisées par une loi gaussienne complexe multivariée.

Ces dernières années, la télédétection par le système radar à ouverture synthétique suscite un intérêt marqué auprès des chercheurs [6]. Le système radar utilise des longueurs d'onde qui peuvent traverser les nuages, et offre par conséquent des possibilités intéressantes pour la surveillance de la terre. Cependant, les images produites par ce système sont affectées par un bruit de nature multiplicative, c'est-à-dire qui augmente avec l'intensité du signal reçu au niveau du capteur. Ce fort bruit, appelé chatoiement, rend inefficace les méthodes habituelles de filtrage et de traitement d'images, et complique le processus d'interprétation. Ainsi, il faut recourir à des méthodes de filtrage qui tiennent compte des caractéristiques des images radar. De nouvelles méthodes de filtrage ont été élaborées pour réduire le bruit dans les images radar. Ces méthodes, appelées adaptatives, se basent essentiellement sur l'estimation de l'homogénéité d'une région. Elles donnent des résultats meilleurs que ceux offerts par les autres filtres utilisés précédemment. Cependant, le bruit important rend ces méthodes peu fiables.

Dans ce travail de recherche, nous examinons les méthodes adaptatives de filtrage, et nous proposons une méthode qui repose sur des critères plus pertinents. Nous proposons également un algorithme d'évaluation des approches de filtrage. Cet algorithme sera utilisé pour comparer plusieurs filtres. Les filtres proposés dans ce travail de recherche, sont impliqués dans cette comparaison. La dernière étape de ce travail consiste à choisir le meilleur filtre pour un tel type d'image spécifique.

Le premier chapitre de ce manuscrit rappelle quelques principes fondamentaux de la propagation et de la diffusion des ondes électromagnétiques qui seront utilisés pour modéliser la liaison radar imageur. Nous donnerons quelques définitions sur la polarisation d'une onde. Nous aborderons ensuite les caractéristiques radiométriques et géométriques. Finalement, nous présenterons le principe de formation des images RSO ainsi les notions de résolution radiale et azimutale.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons, tout d'abord, un principe souvent utilisé dans le traitement des données radars : la compression d'impulsion. Nous verrons comment cette technique permet d'améliorer les résolutions des images radar. Ensuite, une brève

description des radars imageurs et l'intérêt de l'ouverture synthétique en configuration SAR seront réalisés. Nous présenterons également les différents modes de fonctionnement et d'acquisition les plus courants dans les systèmes radar imageur. Enfin, les principaux problèmes inhérents à l'imagerie radar ainsi que certaines limites de cette configuration d'acquisition seront présentés.

Dans le troisième chapitre, nous allons aborder les problèmes liés au traitement des images RSO, nous allons en particulier voir une étude détaillée sur le bruit de *speckle*. ainsi une aperçu sur les méthodes les plus connues pour le filtrage des images tel que les filtres adaptatif (Lee, Kuan, Frost etc).

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré aux simulations et aux expérimentations, c'est une application du travail réalisé. Tout d'abord, nous présenterons les paramètres statistiques qui permettent d'évaluer la performance des filtres. Ensuite on va appliquer les étapes de notre algorithme, ces étapes sont comme suit:

- Utilisation de plusieurs types d'images.
- Ajout de bruit de *speckle* avec différents écart type.
- Applications de plusieurs filtres sur les images infectées par le *speckle*.
- Calcul des paramètres statistiques.

Ensuite les résultats obtenus par simulation sont alors tabulés et figurés pour mieux comprendre le travail. Enfin l'algorithme permet de choisir quel est le meilleur filtre pour tel type d'image à partir des résultats obtenus par le calcul des paramètres statistiques et la comparaison avec l'image originale.

Chapitre 01

Introduction sur les systèmes radar

I.1 Historique

Le mot **radar** est le sigle de l'expression américaine RAdio Detection And Ranging, c'est à dire détection par radio et mesure de la distance. Jusqu'à la moitié des années 40 les Anglais utilisaient le terme de *radiolocation* et les Français celui de détection électromagnétique (DEM). C'est un système qui illumine une portion de l'espace avec une onde électromagnétique et reçoit les ondes réfléchies par les objets qui s'y trouvent. Ces ondes peuvent caractériser les objets: que ce soit leur position horizontale, leur altitude, leur vitesse et parfois leur forme.

En 1886, Heinrich Hertz démontra la similitude entre ondes lumineuses et ondes «radio», toutes deux électromagnétiques. Leur différence essentielle est que la longueur d'onde de ces dernières est beaucoup plus grande que celle des ondes lumineuses. Hertz montra que les ondes «radio» pouvaient, elles aussi, être réfléchies par les corps métalliques et diélectriques. Dès 1904, l'Allemand Christian Hülsmeier décrivait un «appareil de projection et de réception d'ondes hertziennes pour donner l'alarme en présence d'un corps métallique tel qu'un navire ou un train situé dans le faisceau du projecteur». Cette possibilité était vérifiée expérimentalement de façon plus ou moins complète de 1922 à 1927 par un certain nombre de chercheurs. En juin 1930, l'Américain L. A. Hyland obtint une détection accidentelle d'un avion passant dans un faisceau d'ondes «radio» de 9 mètres de longueur d'onde. Dès lors, le Naval Research Laboratory (N.R.L.) expérimenta de 1930 à 1934 un premier système de «détection d'objets par radio» en ondes métriques (environ 5 m de longueur d'onde) permettant des détections d'avions distants de quelque 80 kilomètres. Un radar est essentiellement constitué par un émetteur, une antenne et un récepteur muni d'un système de visualisation, ces deux éléments ne faisant la plupart du temps qu'un seul [7].

I.2 Introduction

De nos jours, le terme radar ne se limite plus au système de détection et de localisation mais englobe aussi de nouveaux systèmes électroniques basés sur l'émission et la réception d'ondes électromagnétiques (EM) [8]. Parmi ces nouveaux systèmes électroniques se trouvent les radars imageurs. Ce type de système basé sur le principe radar est complémentaire aux systèmes imageurs basés sur des capteurs optiques. L'imagerie optique est basée sur l'acquisition des rayonnements optiques et infrarouges réfléchis par un objet afin de générer l'image de celui-ci. L'avantage de l'utilisation de l'imagerie optique est la facilité d'interprétation des images [9]. Les images produites étant très proches de la perception de l'œil humain, il est facile d'interpréter ces images. Cependant,

le système optique présente un inconvénient majeur : lors de l'acquisition d'image la nuit ou par temps couvert, il est très compliqué voire impossible de produire des images optiques interprétables. Or, un système radar possède sa propre source d'émission, celui-ci est alors opérationnel par tout temps et notamment dans les pays très nuageux tels que ceux situés au niveau de la ceinture équatoriale par exemple.

Un certain nombre de radars imageurs exploitent le principe de la synthèse d'ouverture. Leur capacité à recevoir et collecter des signaux en amplitude et en phase offre des possibilités de très haute résolution pour l'imagerie ainsi que des mesures interférométriques (élévation du terrain) [10]. De plus, la capacité de pénétration de l'onde électromagnétique émise dans certaines bandes, liée aux caractéristiques de cette onde, offre aussi des possibilités de détection d'objets à travers le feuillage ou à travers des parois [11-12]. Enfin, l'utilisation de la polarisation des ondes électromagnétiques émises autorise la mesure des propriétés de dépolarisation des milieux rétrodiffusants. Par exemple, il est possible de récupérer des informations sur l'état des champs pour l'agriculture et la présence de ruines en archéologie [13-14].

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter les grandeurs qui permettent de caractériser un système radar. Ensuite, nous expliquons les différentes configurations, pour l'acquisition des signaux, qui permettent de réaliser une image radar. Puis, nous exprimons les différentes formes d'onde qui sont émises par un système radar imageur. Enfin, nous détaillons plus précisément le principe du radar à ouverture synthétique et nous présentons différentes méthodes permettant d'obtenir une image à haute résolution. Nous détaillons aussi les problèmes rencontrés lors de l'interprétation des images produites par le radar.

I.3 Forme d'onde

Le choix de la forme d'onde du radar a plusieurs incidences sur les résultats liés à l'exploitation de l'onde réfléchie car cette forme d'onde détermine certaines performances du radar telles que la résolution en distance, l'ambiguïté en distance. Les formes d'onde utilisables en radar peuvent être classées dans deux groupes distincts : les formes d'onde impulsionnelles et les formes d'onde dites à « ondes continues » [8].

I.3.1 Onde impulsionnelle

Le premier groupe de formes d'onde correspond aux ondes impulsionnelles qui présentent un support temporel fini et de courte durée. Ces formes d'onde ont une durée d'émission T_p très courte par rapport au temps mis par l'onde pour parcourir la distance entre l'antenne d'émission et l'objet rétrodiffusant puis entre cet objet et l'antenne de réception. Les premiers radars présentaient des formes d'ondes à l'émission impulsionnelle

et le spectre du signal à l'émission était composé d'une fréquence unique. Actuellement, la plupart des radars imageurs sont dit à large bande et les ondes électromagnétiques émises présentent une largeur spectrale B. Un exemple d'onde impulsionnelle à large bande est donné sur la figure I.1. Celle-ci correspond à une onde modulée linéairement en fréquence. Cette forme d'onde est aussi appelée chirp pour *compressed high intensity radar pulse*.

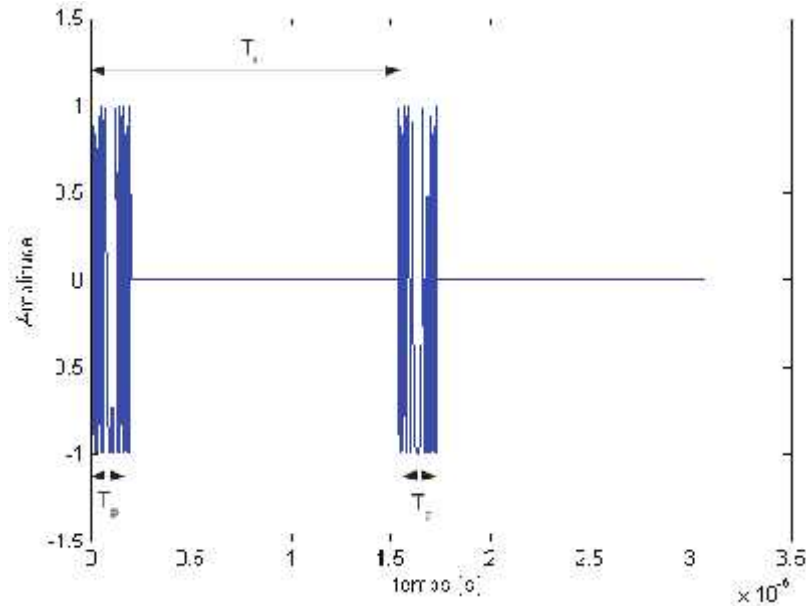


Figure I.1 : Onde de type chirp pour un radar impulsionnel

L'expression analytique de cette onde est donnée par l'équation suivante :

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp[j2\pi(f_s t + Kt^2)] \dots\dots\dots(I.1)$$

Où $\text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right)$ est la fenêtre rectangulaire d'une durée T_p , $f_s = f_c - B/2$ est la fréquence en début de modulation avec f_c la fréquence porteuse et $K = B/T_p$ est la pente du chirp. Une fois l'onde émise, le radar va attendre une certaine durée avant d'émettre de nouveau cette impulsion. Cette durée d'attente est aussi appelée temps d'écoute. La durée totale de la période d'émission et de la période d'écoute est appelée temps de récurrence T_r . Cette durée est caractérisée par la fréquence de répétition de l'impulsion, *FRI* avec $T_r = 1/FRI$.

I.3.2 Onde dite « continue »

Le deuxième groupe de formes d'onde correspond aux « ondes continues ». Lorsque l'antenne d'émission émet une forme d'onde continue, la transmission de l'onde par le système radar se fait sans interruption. Au niveau de la réception, le système radar écoute aussi de manière permanente. Le fait que la transmission et la réception fonctionnent de manière continue implique que les configurations à ondes continues soient

bistatiques. Dans les configurations colocalisées, l'une des limitations des configurations à ondes continues est la portée de ce type de radar. En effet, du fait de l'imperfection de l'isolation entre l'antenne d'émission et de réception, les radars à ondes continues sont limités à des applications à faible puissance de transmission. Les deux formes d'ondes dites à ondes continues les plus connues sont les ondes de type FMCW (*frequency modulation continuous wave*) et les ondes de type SFCW (*step frequency continuous wave*). Les ondes FMCW sont basées sur le principe d'une rampe fréquentielle émise pendant une certaine durée et répétée en permanence

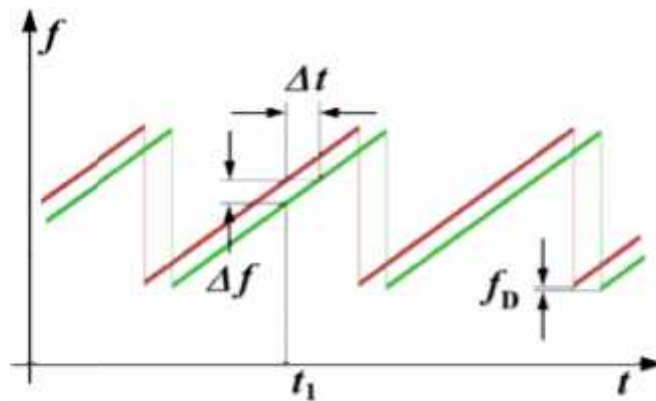


Figure I.2 : Onde de type FMCW

Comme montré sur la figure I.2. Les principaux avantages d'un système radar de type FMCW sont :

- l'utilisation d'une technologie simple et relativement peu coûteuse comparée à la technologie des radars impulsions [15].
- la possibilité d'obtenir l'information en distance à partir d'une simple transformée de Fourier,
- la discrétion de ce système par rapport aux autres systèmes radars [16].

Pour les formes d'onde de type SFCW, le principe est basé sur la technique du spectre synthétique [17] et montré sur la figure I.3. En effet, on émet une impulsion à une fréquence d'émission précise pendant une durée limitée T_p . Puis, de la même manière, on émet une autre impulsion mais à une fréquence différente. En combinant le spectre des différents signaux émis, il est possible de considérer un spectre dont la largeur totale est égale à la somme des spectres des différents signaux émis. Ainsi, les ondes SFCW permettent par une approche spectrale, de générer des formes d'onde temporelle assimilable à des impulsions. Dans la suite de la thèse, les mesures sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau fonctionnant sur le principe du SFCW. Les principales caractéristiques physiques d'un système radar étant présentées, nous proposons maintenant

de décrire les caractéristiques liées au traitement du signal permettant d'obtenir une image radar.

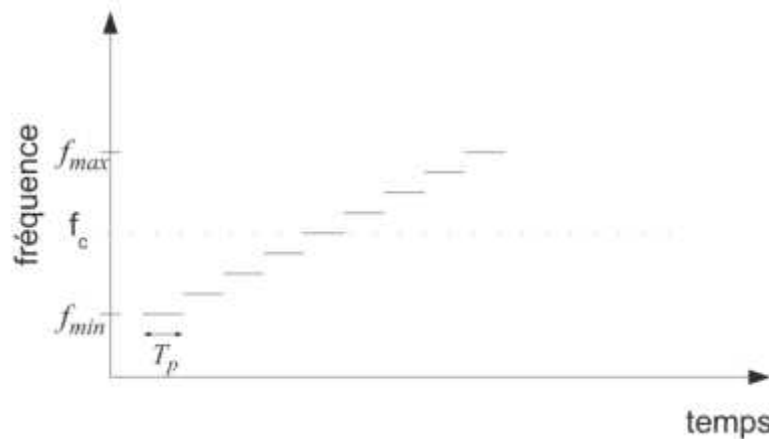


Figure I.3 : Onde de type SFCW émise pour un radar à onde dite « continue »

I.4 Fondement physique de l'imagerie RSO

Le capteur radar est un capteur actif qui émet une onde hyperfréquence polarisée dans une direction donnée, et qui enregistre le signal réfléchi par la surface terrestre dans une polarisation donnée.

Le contenu du signal rétro-diffusé par la surface terrestre est fonction de deux catégories de paramètres : les paramètres liés aux caractéristiques du système radar (longueur d'onde, polarisation, angle d'incidence) et les paramètres liés aux propriétés de la surface imagée (type de couvert, taux d'humidité, propriété électrique, relief, rugosité, etc.) [18].

I.4.1 Le domaine du spectre électromagnétique : choix de la longueur d'onde.

Les longueurs d'onde utilisées en imagerie radar sont rappelées dans le tableau 1.1. Une onde du spectre électromagnétique est sensible aux obstacles de dimensions semblables à sa longueur d'onde. La portion du spectre électromagnétique utilisée en imagerie radar couvre une longueur d'onde d'une étendue variant du mètre au centimètre. Ces longueurs d'onde sont grandes par rapport aux ondes visibles et infrarouges, ce qui explique leur choix en télédétection : elles sont quasiment insensibles aux différentes couches de l'atmosphère.

Parmi le spectre des hyperfréquences, le choix de la longueur d'onde est guidé par deux critères importants :

- La sensibilité à la traversée de l'atmosphère : les longueurs d'onde insensibles à l'atmosphère sont généralement préférées.
- La sensibilité à la matière : les propriétés d'interaction onde-matière ne sont pas les mêmes en bande P qu'en bande K

Suivant l'application visée par la mission satellitale (étude du couvert végétal, étude des sous-sols), le choix de la longueur d'onde ne sera pas le même.

Tableau I.1: Les diverses bandes de fréquence utilisées en imagerie radar.

Bande	Fréquence (GHz)	Longueur d'onde (cm)
P	0.225 - 0.39	133 – 76.9
L	0.39 - 1.55	76.9 – 19.3
S	1.55 - 4.20	19.3 – 7.1
C	4.20 – 5.75	7.1 – 5.2
X	5.75 – 10.9	5.2 – 2.7
K _u	10.9 – 22	2.7 – 1.36
K _a	22 - 36	1.36 – 0.83

La figure I.4 donnent des exemples d'images radar acquises en bande X et en bande K. Ces images radar sont acquises par le capteur RSO du Sandia National Laboratories. La résolution est métrique.

Les grandes longueurs d'onde traversent facilement la canopée et pénètrent certains types de sol. Ainsi les bandes L et P sont utilisées pour des applications géophysiques (cartographie des «sous-sol» naturels [19], étude de la biomasse, classification des agricultures [20], etc.).

Les longueurs d'onde plus petites sont plus sensibles à la rugosité. Ainsi la bande X est caractérisée par une diffusion de surface. Elle est ainsi préférée pour les applications militaires et l'étude du milieu urbain (cartographie, reconnaissance de structure, haute résolution spatiale). Les futures missions spatiales haute résolution (Cosmo-Skymed, SAR-Lupe, etc.) privilégient cette bande de fréquence.

En bande Ku et Ka, caractérisées par de petites longueurs d'onde, de nombreuses surfaces sont rugueuses comme le montre les images de la figure I.4. En bande K, les ombres se distinguent facilement radiométriquement des autres surfaces de la scène, pour la grande majorité rugueuses par rapport à la longueur d'onde du signal incident (exemple de l'ombre du monument central de l'image I.4 (c)). Ceci n'est pas toujours le cas en bande X, pour laquelle un nombre plus important de surfaces sont spéculaires et donc confondues radiométriquement avec les ombres.

I.4.2 Conclusion sur le choix de la longueur d'onde

Les bandes C et S constituent généralement un compromis acceptable entre toutes les applications et les propriétés atmosphériques requises ; c'est pourquoi elles sont exploitées par les missions satellitales en cours (ERS 1 & 2, Radarsat 1 & 2, etc.).



(a) Isleta Lake, Isleta Pueblo, Nouveau Mexique, Etats Unis

(b) Albuquerque, Nouveau Mexique, Etats Unis

Images radar en amplitude en bande X



(c) Washington Monument, Washington DC, Etats Unis

(d) The Jefferson Memorial, Washington DC, Etats Unis

Images radar en amplitude en bande Ku

Figure I.4 : Exemples d'images radar dans deux bandes de fréquence différentes

I.4.3 Traversée de l'atmosphère

Les deux couches délicates à traverser par une onde du spectre électromagnétique sont la couche basse troposphérique et la couche haute ionosphérique.

I.4.3.1 Traversée de la troposphère

Les limitations liées à la troposphère sont dues à la vapeur d'eau et aux poussières présentes dans cette couche. Celles-ci induisent une dilatation des distances des bandes hyperfréquences de plus petite longueur d'onde. Ainsi les ondes les plus longues (L et P) traversent quasiment sans atténuation les couches basses de l'atmosphère (insensibilité à la

couche nuageuse, la bruine, la poussière et la pluie fine) par rapport aux ondes courtes (K) qui sont sensibles aux petites poussières et à l'eau.

I.4.3.2 Traversée de la ionosphère

Les limitations liées à l'ionosphère sont dues à la teneur en ion importante de cette couche. L'indice de réfraction ionosphérique est une fonction inverse de la fréquence. Ainsi plus celle-ci est grande, plus la traversée de la couche ionosphérique sera possible (en théorie les ondes inférieures à 30MHz se réfléchissent sur la ionosphère et ne la traversent pas). Ce sont donc cette fois les ondes longues qui sont sensibles à l'ionosphère (couche supérieure de l'atmosphère).

➤ Résumé

Pour résumer, les bandes basses hyperfréquences K_u et K_a subissent des atténuations dans les couches basses de l'atmosphère alors que les bandes hautes hyperfréquences subissent de fortes dispersions à la traversée de l'ionosphère. C'est pourquoi les bandes L, S, C et X sont les plus utilisées des ondes hyperfréquences dans un contexte spatial (observation, télécommunications, navigation, etc.).

I.4.4 La polarisation d'une onde

Une notion importante en imagerie radar est la notion de polarisation. Avec la longueur d'onde, son choix influe beaucoup sur la nature de l'information de l'image RSO. La polarisation d'une onde représente l'orientation de son champ électromagnétique. Plus précisément, elle décrit le lieu de l'extrémité de son champ électrique \vec{E} (voir figure I.5). Généralement ce lieu de point est une ellipse mais peut dans certains cas particuliers dégénérer en un segment linéaire (on parle de polarisation linéaire) ou un cercle (on parle de polarisation circulaire). Dans le domaine de l'observation radar, on utilise des polarisations linéaires. Parmi celles-ci, deux cas particuliers sont à distinguer :

- la polarisation H, pour laquelle le champ \vec{E} est parallèle à la surface éclairée,
- la polarisation V, pour laquelle le champ \vec{E} est dans un plan orthogonal à la surface éclairée.

Un système radar est généralement conçu pour émettre et recevoir une polarisation donnée, mais certains nouveaux systèmes peuvent émettre et recevoir au choix dans les deux polarisations. On distingue quatre combinaisons de polarisations de transmission et de réception :

- HH : émission et réception en polarisation horizontale ;
- VV : émission et réception en polarisation verticale ;

- HV : émission en polarisation horizontale et réception en polarisation verticale ;
- VH : émission en polarisation verticale et réception en polarisation horizontale.

Les données enregistrées dans les deux premières configurations de polarisation sont appelées données simple polarisation, alors que celles enregistrées dans les deux suivantes sont appelées données à polarisation croisée (cross-polar).

Suivant la combinaison de polarisations utilisée, le signal enregistré n'est pas le même. Les interactions onde-matière peuvent dépolari ser l'onde reçue selon les propriétés électriques de la surface irradiée. Ainsi l'exploitation de données polarimétriques donne une information sur ces propriétés de dépolari sation d'une surface ou d'un objet. L'information polarimétrique est complète et pleinement exploitable si on possède pour une surface sa réponse aux quatre combinaisons de polarisations précédentes. De la connaissance de ces grandeurs est généralement déduite la matrice de rétrodi usion de la cible ou surface qui donne di érentes informations relatives à leurs propriétés électriques : le type de mécanismes de rétrodi usions dominants [21] [22] [23], le taux d'humidité des sols, leurs permittivités, leurs rugosités, etc.

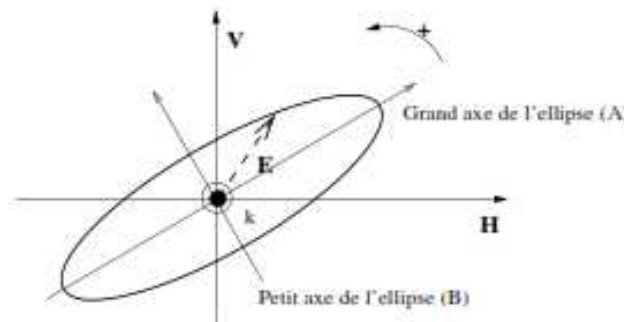


Figure I.5 : Définition de la polarisation d'une onde

I.4.5 Paramètres instrumentaux

I.4.5.1 Fréquence

La sensibilité du signal radar à la surface est directement liée à sa fréquence. Celle-ci varie de 0,3 à 300 GHz, soit une longueur d'onde comprise entre 1 mm et 1 m. Les principales bandes de fréquences des radars utilisés en observation de la Terre sont la bande L (= 0,39-1,55 GHz ou = 19,3-76,9 cm), la bande C (= 4,20-5,75 GHz ou = 5,2-7,1 cm) et la bande X (= 10,9-22 GHz ou = 1,36-2,7 cm). Par exemple, les capteurs TerraSAR-X, ASAR d'ENVISAT et PALSAR d'ALOS opèrent respectivement en bandes X (9,65 GHz ou 3,1 cm), C (5,3 GHz ou 6 cm) et L (1,27 GHz ou 23 cm) [24].

I.4.5.2 Angle d'incidence

Il s'agit de l'angle entre la direction du faisceau incident et la normale à la pente. Généralement, l'amplitude du signal retour diminue lorsque l'angle d'incidence augmente : en incidence normale un maximum d'énergie est renvoyé dans la direction de visée, alors qu'en incidence rasante, l'énergie est majoritairement réfléchi dans la direction opposée à celle du faisceau incident. Les radars embarqués sur satellites disposent aujourd'hui d'antennes à visée variable. L'angle de visée des capteurs ERS-1/2 et JERS-1, lancés au début des années 1990, est fixe à 23° et 35°, respectivement, alors que celui du capteur RADARSAT-1, lancé en 1995, varie de 10° à 60°.

I.4.6 Caractéristiques radiométriques des images

Pour expliquer les caractéristiques radiométriques des images radars très souvent on fait appel à l'équation dite de radar mettant en relation la puissance de l'écho aux paramètres d'opération du radar ainsi qu'aux caractéristiques géométriques et électriques de la cible.

Dans le cas où l'antenne de transmission est le même que l'antenne de réception, l'équation radar s'écrit :

$$P_r = P_e \frac{G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \sigma \dots\dots\dots(I.2)$$

Où P_r et P_e sont respectivement la puissance du signal reçu et celle du signal émis; G est le gain de l'antenne, un facteur qui décrit la baisse de la puissance émise du centre du lobe principal de l'antenne vers ses extrémités (patron de l'antenne); λ est la longueur d'onde et R est la portée du radar. Dans cette équation, le coefficient σ exprime la capacité de la cible de diffuser le rayonnement incident vers le radar. Ce coefficient, appelé section efficace radar (SER ou RCS de l'anglais radar cross section) est exprimé en unités de surface de la section géométrique d'une sphère parfaitement conductrice (diffuseur isotrope) qui placée sous les mêmes conditions que la cible envoie exactement vers le radar la même puissance que la cible réelle. Dans le cas de la télédétection on l'emploie pour caractériser des cibles isolées (cibles ponctuelles) dont le signal domine à l'intérieur d'un élément de résolution.

En effet, une surface homogène n'apparaît que très rarement uniforme sur une image radar. Celle-ci est plutôt composée de pixels dont les valeurs sont plus ou moins dispersées. Il s'agit du phénomène de chatoiement. Le chatoiement résulte des interférences entre les ondes réfléchies par tous les diffuseurs élémentaires à l'intérieur de la cellule de résolution. Comme ce sont des ondes cohérentes leur relation de phase dictera

la nature de l'interférence : destructive ou constructive (figure I.6). Dans le cas d'une interférence constructive l'amplitude de l'onde capté sera plus grande que la somme des amplitudes des ondes individuelles et dans le cas contraire, elle le sera moindre. Comme d'un élément de résolution à l'autre les diffuseurs élémentaires ne sont pas distribués exactement de la même façon, les signaux captés au-dessus d'une région quelconque varieront d'une façon aléatoire. Si le nombre de diffuseurs élémentaires est suffisamment grand (chatoiement développé) le chatoiement est considéré comme un bruit multiplicatif [26].

Comme nous le verrons plus loin le chatoiement est en partie responsable des apparences texturales sur les images radar. Dans bien de traitements d'images radar, il faut s'attaquer au prime abord à ce phénomène dont l'élimination a suscité bien de techniques de filtrage. Ce phénomène est très accentué au niveau des images constituées d'une seule vue tandis que celles disposant de plusieurs vues, le voient s'atténuer en fonction du nombre de vues.

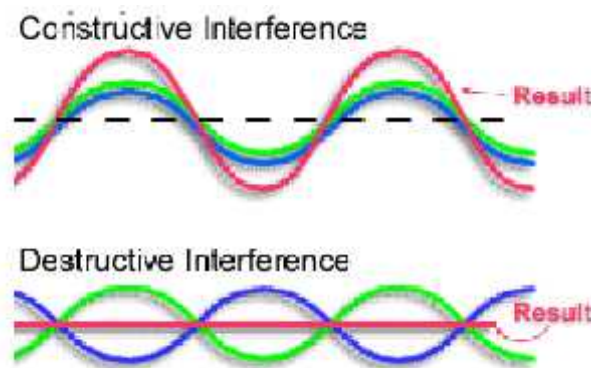


Figure I.6 : Phénomène de chatoiement engendré par des interférences constructives et destructives.

I.4.7 Caractéristiques géométriques des images

En raison d'une part de la vision du radar imageur (perspective oblique) et d'autre part du fait de l'utilisation du temps aller-retour du signal pour positionner un objet le long de la fauchée, les images radar présentent des déformations géométriques uniques. Pour un terrain plat l'échelle de l'image est plus petite à une portée proximale qu'à une portée distale. C'est pourquoi il y a préférence d'uniformiser l'échelle en ramenant l'image à une géométrie portée au sol-azimut pour les produits détectés comme il a été question précédemment. Cependant les déformations les plus particulières s'observent lorsque le terrain est accidenté et/ou des objets surélevés s'y trouvent (bâtiments, pylônes électriques, etc.). Ces déformations ont pour nom raccourcissement, repliement, et dilatation.

Le raccourcissement s'observe sur les versants faisant face au radar et dont la pente locale est relativement faible et inférieure à l'angle d'incidence (figure I.7a). À la limite tout le versant peut apparaître comme un seul point sur une image. Le raccourcissement se traduit par une radiométrie élevée en raison de la contraction des distances.

Le repliement (ou inversion) s'observe toujours sur les versants faisant face au radar mais dont la pente est supérieure à l'angle d'incidence. Le sommet du versant est alors plus proche du radar que son pied. Le versant apparaît donc inversé sur l'image en portée oblique. Puisque plusieurs objets contribuent en même temps que le sommet au signal de retour, la radiométrie sera élevée (figure I.7b).

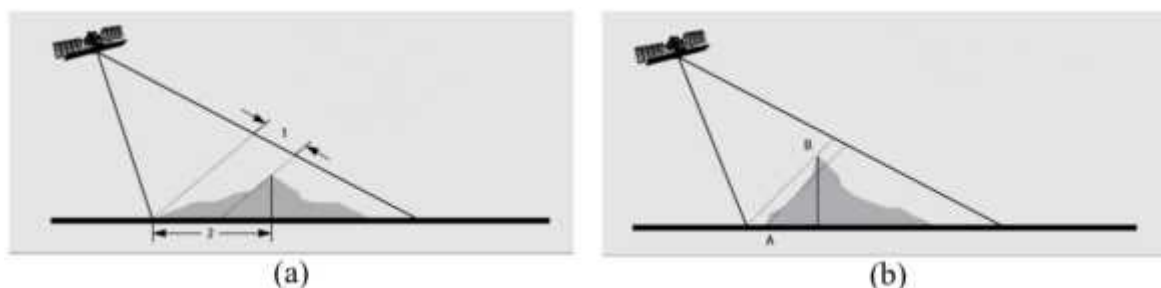


Figure I.7 : (a) Raccourcissement du versant : la distance horizontale (2) apparaît plus courte sur une image radar en portée oblique (1). (b) Repliement du versant : le sommet B du versant est vu par le radar avant son pied A. (source : RSI, 1996).

La dilatation s'observe sur les versants de dos au radar. Contrairement au raccourcissement la distance horizontale entre le sommet et le pied du versant apparaîtra plus longue sur une image radar en portée oblique. À la limite le versant de dos au radar peut ne peut recevoir du rayonnement et donc n'enverra aucun signal de retour (zone d'ombre radar).

D'où la nécessité de prétraitement afin de convertir l'image en géométrie réelle. Pour ce faire, l'image est reprojétée à l'aide d'un modèle numérique de terrain, colonne par colonne afin de tenir compte des angles d'incidence locaux.

Cependant d'un point de vue radiométrique fort raccourcissements et repliements signifient perte d'information sur les objets se trouvant sur des versants faisant face au radar. Il est à noter que toutes ces déformations s'observent, bien sûr à une échelle locale, en milieu urbain comprenant une foule d'objets surélevés tels les bâtiments et les pylônes électriques.

I.5 Radar à ouverture synthétique

La technique du radar à ouverture synthétique (SAR pour synthetic aperture radar) est une technique dite à haute résolution. En effet, cette technique permet d'obtenir des

résolutions en distance et en azimut (même direction de déplacement du porteur) de l'image radar inférieur à 30 centimètre dans les deux dimensions [27]. Cette méthode est basée sur la double focalisation en distance et en azimut. La résolution en distance est obtenue grâce à l'utilisation des propriétés des signaux émis. La résolution en azimut est liée à la combinaison des différents signaux reçus à différents instants. Cette combinaison est basée sur le principe de l'antenne synthétique développée dans les années 1950. Sa première application est liée aux travaux sur la transformée de Gabor, avec comme application l'holographie [28]. Son application dans le domaine du radar date des années 1970 avec l'avènement de la transformée de Fourier rapide [29] et des capacités de calculs des ordinateurs de plus en plus grandes.

I.6 Description de la géométrie

On considère la configuration exposée sur la figure I.8. La géométrie liée à l'antenne radar est décrite par les angles d'ouverture en élévation β_e et en azimut β_{az} . Ces angles déterminent l'empreinte au sol de notre radar. L'angle β_e détermine la largeur de fauchée W_s du radar en distance et l'angle β_{az} détermine la largeur de fauchée azimutale W_{az} . Les largeurs de fauchée en distance et en azimut déterminent les distances maximales d'observation de notre radar dans ces deux dimensions. Le réflecteur n'est situé au sol aux coordonnées $(x_{sol,n}, y_{sol,n})$ dans l'espace distance azimut. Lors du processus d'imagerie radar, la région d'intérêt est imagée suivant l'axe de visée (*slant*), décrit sur la figure I.9.

L'image du réflecteur n situé sur le sol, point rouge sur l'image, est alors projetée sur cet axe de visée et est repérée avec les coordonnées (x_n, y_n) dans l'espace *slant*-azimut, point vert sur l'image. Les images créées par le système radar sont présentées dans l'espace *slant* azimut.

Le passage de l'espace *slant* -azimut à l'espace distance-azimut est effectué à l'aide d'une projection du plan *slant*-azimut sur le plan distance-azimut.

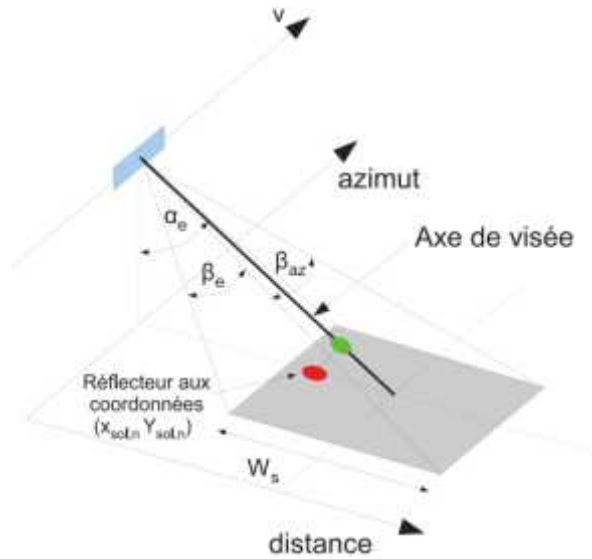


Figure I.8 : Configuration géométrique d'un radar SAR

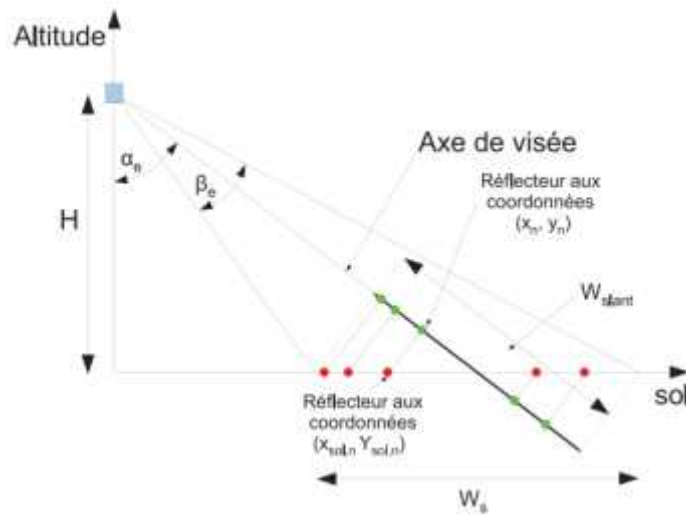


Figure I.9 : Configuration géométrique du radar SAR dans le plan distance

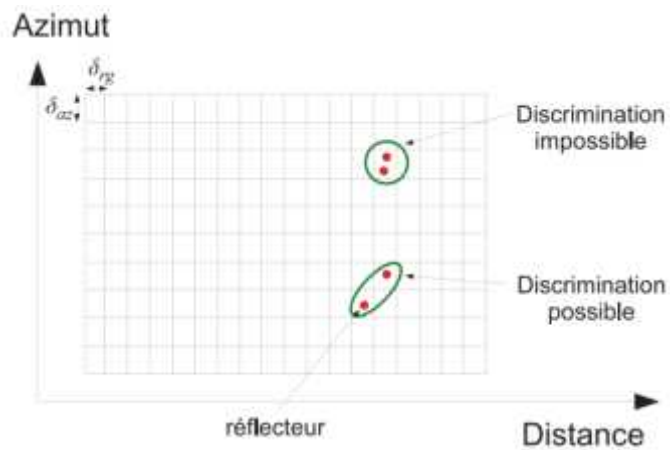


Figure I.10 : Résolutions d'un radar

I.7 Principe de formation des images RSO

Nous posons ici les bases de la formation d'une image radar à synthèse d'ouverture.

I.7.1 Le radar à antenne réelle

I.7.1.1 Principe et géométrie d'acquisition

Le radar imageur à visée latérale et à antenne réelle a été le premier radar imageur utilisé. Son fonctionnement est simple et illustré sur la figure I.11 [30].

Il émet des trains d'impulsions d'ondes hyperfréquences dans une polarisation donnée et dans une direction oblique à la scène [31]. Il est généralement monté sur une plateforme aéroportée ou, embarqué sur un satellite qui suit une trajectoire rectiligne. Ces ondes sont réfléchies ensuite par la surface de la terre; ce sont les échos retournés qui permettent la formation de l'image.

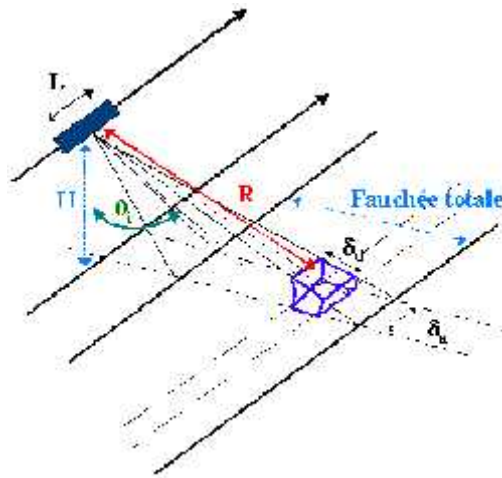


Figure I.11 : Principe du radar à antenne réelle

Pour réaliser une image, le capteur fonctionne successivement en mode émission puis réception (figure I.12). A un instant t donné, une impulsion d'une certaine durée τ est émise [32]. Le capteur bascule ensuite en mode réception et enregistre pendant une certaine durée Δt , les échos renvoyés par la scène observée. Cet enregistrement permet la formation d'une ligne de l'image. Après une durée égale à $\frac{1}{PRF}$, la PRF désignant la fréquence de répétition des impulsions, le capteur bascule à nouveau en mode émission et une nouvelle impulsion est émise. Entre l'instant t et $(t + \frac{1}{PRF})$, le porteur, de vitesse v , s'est déplacé d'une distance $\frac{v}{PRF}$, ce qui permet l'acquisition de la ligne suivante et donc le balayage des colonnes de l'image.

On désigne généralement par azimut la direction de déplacement du porteur, et distance la direction perpendiculaire à cette direction, correspondant à la seconde dimension de l'image.

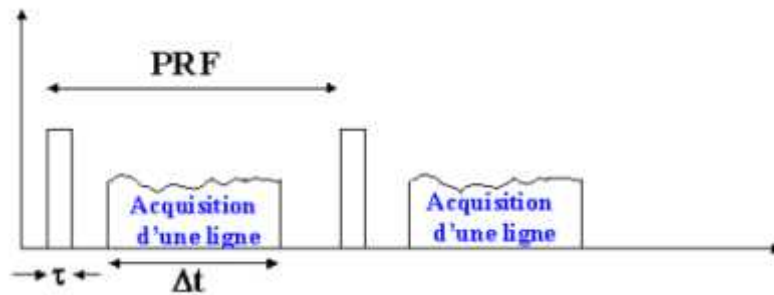


Figure I.12 : Principe de formation des images

En azimut le signal est naturellement échantillonné à la fréquence de répétition des impulsions (PRF). En distance la fréquence d'échantillonnage F_e est choisie par les designers du système : le signal enregistré à chaque émission d'impulsion est un signal continu qui est ensuite numérisé par un CAN (convertisseur analogique numérique) pour être stocké et traité.

I.7.1.2 Le signal radar enregistré

L'information enregistrée par un imageur radar est une donnée complexe. La composante d'amplitude donne une information sur la nature des objets composant la scène. La composante de phase porte une information sur le trajet parcouru par l'onde et donc la topologie du terrain. Elle n'est pas exploitable seule mais toujours en couple d'images acquises sous des angles d'incidence différents et très proches (conditions interférométrique). Seule la composante d'amplitude d'une image radar est généralement exploitée.

I.7.1.3 Notion de résolution d'un capteur

Il est important de différencier la résolution d'un capteur de la résolution d'une image. La résolution spatiale d'un système correspond à la distance minimale entre deux réflecteurs au sol pour qu'ils soient séparés sur une image. Dans les deux directions, cette dernière est dépendante des paramètres du capteur.

La résolution d'une image correspond au pas d'un pixel c'est à dire à la dimension au sol qu'il représente. Dans les deux directions, cette résolution est liée aux fréquences d'échantillonnage du signal (PRF et F_e). La résolution d'une image est généralement choisie moins grande que celle du système afin d'être en accord avec le théorème d'échantillonnage de Shannon.

La résolution est dite "haute" si la taille des cellules de résolution est petite, et inversement la résolution sera "basse" pour de grandes cellules de résolutions. On parle généralement de haute résolution (ou grande résolution) lorsque cette dernière approche le mètre (inférieur à 2-3 mètres). Les moyennes ou basses résolutions désignent des résolutions de l'ordre de quelques dizaines de mètres.

Par la suite, L désigne la largeur de l'antenne, τ la durée de l'impulsion, λ la longueur d'onde du train émis, c la célérité de la lumière, δ_d la résolution du système en distance, δ_a la résolution du système en azimut [33].

Enfin dans ce qui suit le terme résolution désigne la résolution du système.

I.7.1.4 Résolution radiale

Les impulsions émises latéralement sont des impulsions supposées rectangulaires, d'amplitude finie et de durée τ . Elles sont émises à une fréquence $f_r = 1/T$, avec $t \gg T$. Une impulsion atteint le sol à des instants différents selon l'incidence θ . A chaque angle θ correspond une position radiale au sol, dont la réponse parviendra à un moment différent sur l'antenne en fonction de la distance aller-retour parcourue entre le sol et la cible. La variation possible de la distance radiale quand θ parcourt le lobe principal de l'antenne sur l'ensemble de son ouverture radiale β_r s'appelle la fauchée de l'instrument [34].

On distingue la résolution radiale oblique Δ_r (slant range resolution) et la résolution radiale au sol Δ_r (ground range resolution), toutes deux illustrées sur la Figure I.13.

La résolution radiale oblique Δ_r correspond à l'incrément de distance cible-satellite le plus petit que l'on puisse percevoir en mesurant le temps de retour de l'onde. Elle représente donc la demi-distance parcourue par l'onde électromagnétique le temps d'une impulsion, car l'information reçue au niveau de l'antenne radar aura fait un aller-retour. Elle a pour

expression $\Delta_r = \frac{c\tau}{2}$, avec c la célérité de la lumière ($3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$).

La résolution radiale sur le terrain est la projection au sol de la résolution radiale oblique. Elle est souvent plus significative que la précédente car, de fait, les cibles sont situées sur le sol.

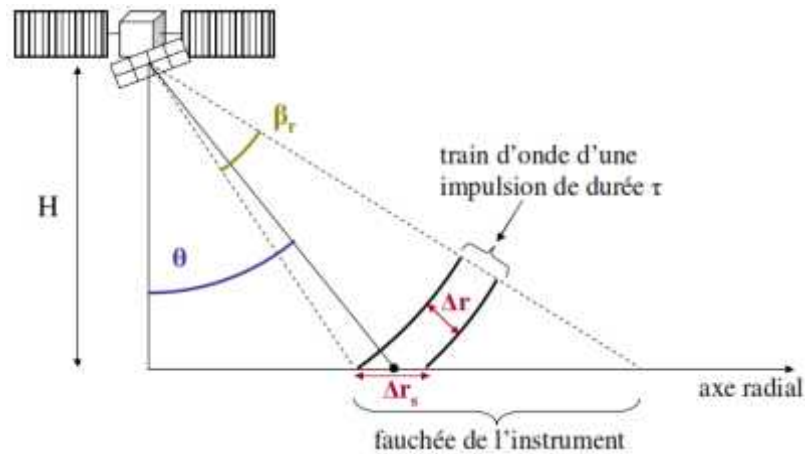


Figure I.13 : Résolutions radiales

Elle vaut, en considérant $\Delta_r \ll H$: $\Delta_{r_s} = \frac{c\tau}{2\sin(\theta)}$

Deux paramètres influent donc sur la résolution radiale :

- la durée d'impulsion : plus l'impulsion est brève, meilleure est la résolution.
- l'angle d'incidence : plus la cible est proche du nadir (angle d'incidence faible), plus la résolution est mauvaise.

En réalité, la réduction de la durée d'impulsion est limitée techniquement par la nécessité d'envoyer ces impulsions avec une énergie élevée, afin d'assurer un signal sur bruit acceptable. Les résolutions radiales que l'on peut obtenir avec ces durées d'impulsion sont très insuffisantes. Par exemple, les ordres de grandeur pour un radar en bande C embarqué sur un satellite sont les suivants : $t=27,2\mu\text{s}$ et $\theta=23^\circ$ (configuration d'ASAR pour l'incidence IS2). La résolution radar au sol vaudrait donc $\Delta_{r_s}=10,4\text{ km}$.

Il faut donc réduire artificiellement la durée d'impulsion. Pour ce faire, des méthodes de compression d'impulsion ont été mises au point : on envoie des impulsions longues mais modulées linéairement en fréquence, et un traitement adapté de filtrage permet de compresser l'impulsion.

On ne détaillera pas ici le traitement mathématique de ces filtres, mais on peut noter les résultats suivants :

- on obtient une nouvelle durée d'impulsion plus courte : $\tau' = \frac{0.885}{\Delta f}$

Avec Δf la variation de fréquence (bande passante) utilisée dans la modulation, de l'ordre de la dizaine de MHz.

- on en déduit une nouvelle résolution radiale au sol : $\Delta_{r_s} = \frac{c\tau'}{2\sin(\theta)}$

La résolution radiale dépend donc avant tout de la bande passante utilisée dans la modulation de fréquence, et non de la durée d'impulsion. Toujours dans le cas d'ASAR, on a $\Delta f = 16,0$ MHz, correspondant à une durée d'impulsion $\tau' = 55,3$ ns, environ 500 fois plus courte que l'impulsion réelle. On obtient alors une résolution radiale au sol de $\Delta r_s = 21,2$ m.

I.7.1.5 Résolution azimutale

La résolution en azimut est fonction de l'angle d'ouverture β du lobe principal du diagramme d'antenne du signal émis (figure I.14). Pour que deux cibles soient séparables en azimut, il faut qu'elles ne soient pas dans le lobe d'antenne au même moment [18].

L'ouverture d'antenne est conventionnellement calculée à -3dB. En première approximation, elle est donnée par l'équation:

$$\beta = \frac{\lambda}{L}$$

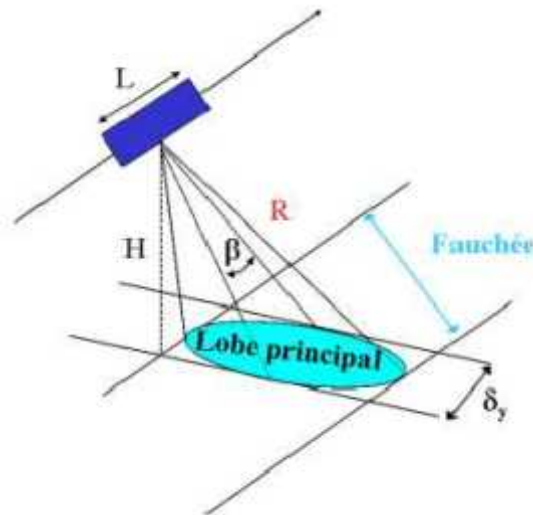


Figure I.14 : Résolution en azimut

A une distance R du capteur (l'angle d'ouverture de l'antenne est généralement assez petit pour être assimilé à son sinus, étant données les bandes de fréquences de l'onde émise), on obtient une résolution égale à :

$$\delta_a = R\beta = R \frac{\lambda}{L} \dots\dots\dots(I.3)$$

Ainsi la résolution azimutale dépend de la distance radiale au capteur. Elle est en théorie non constante sur toute la largeur de la fauchée : les cibles au plus proche (Near Range) du capteur ont une résolution meilleure que celle au plus loin (Far Range).

On fait souvent l'hypothèse que la largeur de la fauchée est suffisamment petite devant l'altitude du porteur, pour se permettre l'approximation d'une résolution azimutale constante.

Finalement, la résolution azimutale est donnée par la formule :

$$\delta_a = \frac{H\lambda}{L \cos \theta_i} \dots\dots\dots(I.4)$$

Il est important de remarquer que la résolution en azimut est inversement proportionnelle à la longueur de l'antenne. Pour augmenter, la résolution en azimut, il faut donc travailler avec des antennes très grandes. Considérons le cas du satellite ERS, l'incidence est de 23°, la longueur d'onde $\lambda = 5.6$ cm et l'altitude du porteur est de 800 km. Dans ces conditions pour obtenir une résolution de 20m, il faudrait une antenne de longueur 2.5km : les limites du radar imageur à antenne réelle apparaissent ici.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, diverses notions relatives à l'imagerie radar ont été introduites afin de mieux comprendre l'information contenue dans ce type d'image. En particulier, les principales notions de physique relatives aux ondes et aux interactions avec la matière ont été brièvement introduites afin de mettre en évidence l'importance du choix des paramètres capteurs (longueur d'onde, polarisation, etc.) sur la nature de l'information enregistrée. Une section suivante a permis de présenter le mécanisme de formation des images radar à synthèse d'ouverture ainsi que les divers traitements utilisés pour améliorer la résolution des capteurs existants.

Chapitre 02

Principe de radar à synthèse d'ouverture

II.1 Introduction

Un certain nombre de radars imageurs exploitent le principe de la synthèse d'ouverture [35]. Leur capacité à recevoir et collecter des signaux en amplitude et en phase offre des possibilités de très haute résolution pour l'imagerie (cartographie 2D) ainsi que des mesures interférométriques (élévation du terrain). De plus, la capacité de pénétration de l'onde électromagnétique émise dans certaines bandes, liée aux caractéristiques de cette onde, offre aussi des possibilités de détection d'objets à travers le feuillage [36] ou à travers des parois [37]. Enfin, l'utilisation de la polarisation des ondes électromagnétiques émises autorise la mesure des propriétés de dépolarisation des milieux rétrodiffusants. Par exemple, il est possible de récupérer des informations sur l'état des champs pour l'agriculture [38] et la présence de ruines en archéologie [39].

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter les grandeurs qui permettent de caractériser un système radar. Ensuite, nous expliquons les différentes configurations, pour l'acquisition des signaux, qui permettent de réaliser une image radar. Puis, nous exprimons les différentes formes d'onde qui sont émises par un système radar imageur. Enfin, nous détaillons plus précisément le principe du radar à ouverture synthétique et nous présentons différentes méthodes permettant d'obtenir une image à haute résolution. Nous détaillons aussi les problèmes rencontrés lors de l'interprétation des images produites par le radar.

II.2 Principe de radar à synthèse d'ouverture

II.2.1 Radar imageur (sans synthèse d'ouverture)

La configuration du radar considérée est celle d'un radar de type stripmap montré sur la figure II.5. Dans cette partie de l'étude nous considérons que la forme d'onde des signaux appartient à la famille des ondes à impulsion. On considère un radar impulsionnel émettant un signal réel sinusoïdal $S_e(t)$ à la fréquence f_c , avec une amplitude A_0 et dont la durée de l'impulsion est T_p .

En utilisant la notation complexe, ce signal est défini par l'équation :

$$s_e(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) A_0 \exp(j2\pi f_c t) \dots\dots\dots(\text{II.1})$$

Le signal renvoyé par un objet se trouvant à une distance R du radar est alors décrit à partir de l'équation (II.1) :

$$s_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2R}{c}}{T_p}\right) A_0 \sigma \exp\left[j2\pi f_c \left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \dots\dots\dots(\text{II.2})$$

Le signal reçu est considéré dans le plan (axe de visée-azimut). L'angle de visée n'est donc pas pris en compte dans notre étude.

À partir des caractéristiques du signal reçu, il est possible de déterminer les résolutions du système radar. La résolution correspond à la distance minimale entre deux réflecteurs à partir de laquelle il est possible de les discriminer sur une image radar. On définit deux résolutions : la résolution en distance, δ_{rg} , et la résolution en azimut, δ_{az} . La résolution en azimut est directement liée aux caractéristiques géométriques de prise de vue et de l'antenne :

$$\delta_{az} = \frac{R\lambda_c}{D} \dots\dots\dots(II.3)$$

Où D est la dimension en azimut de l'antenne et λ_c la longueur d'onde associée à la fréquence porteuse. On peut remarquer que la résolution en azimut est fortement dépendante de la distance entre le radar et l'objet rétrodiffusant. Plus la région d'intérêt est loin et plus la résolution en azimut δ_{az} de l'image est grande. Afin de compenser cet effet, il est donc nécessaire de prendre des antennes de grandes dimensions. À titre d'exemple, si nous reprenons la configuration décrite dans le chapitre précédent, il faudrait une antenne de dimension azimutale D environ égale à 260 m pour obtenir une résolution δ_{az} égale à 1 m.

Dans le cas de la résolution en distance, l'équation donnant la distance minimale δ_{rg} pour détecter deux réflecteurs est décrite avec :

$$\delta_{rg} = \frac{cT_p}{2} \dots\dots\dots(II.4)$$

La résolution en distance dépend donc de la durée de l'impulsion transmise. Afin d'améliorer cette résolution, il est donc nécessaire de diminuer T_p . Cependant, en diminuant la durée de l'impulsion, on diminue aussi la puissance moyenne P_m du signal. En effet, la puissance moyenne est définie par :

$$P_m = \frac{A_0^2 \sigma^2 T_p}{T_r} \dots\dots\dots(II.5)$$

Où $A_0^2 \sigma^2$ est la puissance du signal. Si on considère que la puissance reçue $A_0^2 \sigma^2$ et le temps de récurrence T_r sont fixes pour une application donnée, améliorer la résolution en distance a donc pour effet de dégrader le RSB qui est défini avec la relation suivante [40]:

$$RSB = \frac{P_m}{\sigma_v^2} \dots\dots\dots (II.6)$$

Où σ_v^2 est la variance du bruit. L'amélioration de la résolution en distance a donc pour e et de dégrader le rapport signal sur bruit du système radar et par conséquent la qualité des images produites par ce système imageur.

Plusieurs solutions existent pour a ner les résolutions sans avoir à redimensionner, ou dégrader, le système. Ces solutions sont basées sur des méthodes issues du traitement de signal. Dans le cas de la résolution en distance, le principe de la compression d'impulsion est appliqué. Dans le cas de la résolution en azimut, le principe de la synthèse d'ouverture est utilisé.

II.2.2 Principe de la compression d'impulsion

On considère le signal émis $s_e(t)$ comme un signal périodique modulé linéairement en fréquence (*chirp*) ayant une largeur de bande B et une fréquence porteuse f_c [41]. Directement dérivé de l'expression de l'onde impulsionnelle, le signal est défini avec :

$$s_e(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) A_0 \exp[j2\pi(f_s t + Kt^2)] \dots\dots\dots (II.7)$$

Le signal reçu $s_r(t)$ est alors défini par l'équation (II.8) pour un réflecteur situé à une distance R et de SER σ :

$$s_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2R}{c}}{T_p}\right) A_0 \sigma \exp\left[j2\pi\left(f_s\left(t - \frac{2R}{c}\right) + K\left(t - \frac{2R}{c}\right)^2\right)\right] \dots\dots\dots (II.8)$$

Le principe de la compression d'impulsion est basé sur l'opération de filtrage adapté. Nous obtenons alors le signal compressé $s_{rc}(t)$ en convoluant le signal reçu avec le signal émis :

$$s_{rc}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(t') s_e^*(t' - t) dt' \dots\dots\dots (II.9)$$

Où $(.)^*$ correspond à l'opérateur conjugué. En appliquant l'opérateur de convolution de la relation (II.9) et en utilisant les expressions (II.7) et (II.8) des signaux émis et reçus, nous obtenons alors le signal reçu et compressé en distance :

$$s_{rc}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{t' - \frac{2R}{c}}{T_p}\right) A_0 \sigma \exp\left[j2\pi\left(f_s\left(t' - \frac{2R}{c}\right) + K\left(t' - \frac{2R}{c}\right)^2\right)\right] \times \text{rect}\left(\frac{t' - t}{T_p}\right) A_0 \exp\left[-j2\pi\left(f_s(t' - t) + K(t' - t)^2\right)\right] dt' \dots\dots\dots(\text{II.10})$$

Après simplification [20, 21], l'équation (II.10) devient :

$$s_{rc}(t) = A_0^2 \sigma T_p \exp\left[j2\pi f_s\left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \text{sinc}\left[KT_p\left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \dots\dots\dots(\text{II.11})$$

Où la fonction décrite par « sinc » est la fonction sinus cardinal définie avec :

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \dots\dots\dots(\text{II.12})$$

En remplaçant f_s par $f_c - \frac{B}{2}$ et en posant $\Phi = \pi B\left(t - \frac{2R}{c}\right)$, on obtient:

$$s_{rc}(t) = A_0^2 \sigma T_p \exp(-j\Phi) \text{sinc}\left[KT_p\left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \exp\left[j2\pi f_c\left(t - \frac{2R}{c}\right)\right] \dots\dots\dots(\text{II.13})$$

À partir de l'expression de ce signal compressé en distance, on mesure la résolution en distance. La résolution en distance est obtenue par la formule suivante:

$$\delta_{rg} = \frac{c}{2B} \dots\dots\dots(\text{II.14})$$

La résolution du signal compressé est donc inversement proportionnelle à la largeur du spectre de celui-ci. Plus la largeur du spectre est grande et meilleure sera la résolution. De plus, le fait d'effectuer la compression en distance permet d'avoir un gain au niveau du rapport signal sur bruit. En effet, en configuration monostatique, avant la compression en distance, le RSB est défini par [42]:

$$RSB = \frac{P_e G_r G_t \lambda_c^2 \sigma}{4\pi^3 R^4 P_n} \dots\dots\dots(\text{II.15})$$

Où $P_n = k_B T_s B = k_B T_0 F B$ est la puissance du bruit thermique du radar, k_B est la constante de Boltzmann ($k_B = 1.38 \times 10^{-23}$ W.s/K), T_0 est la température de référence ($T_0 = 290$ K), T_s est la température du bruit ($T_s = T_0 F$), F est le facteur de bruit du système (sans unité). Après la compression d'impulsion, ce rapport RSB devient :

$$RSB = \frac{P_e G_r G_t \lambda_c^2 B T \sigma}{4\pi^3 R^4 P_n} \dots\dots\dots(\text{II.16})$$

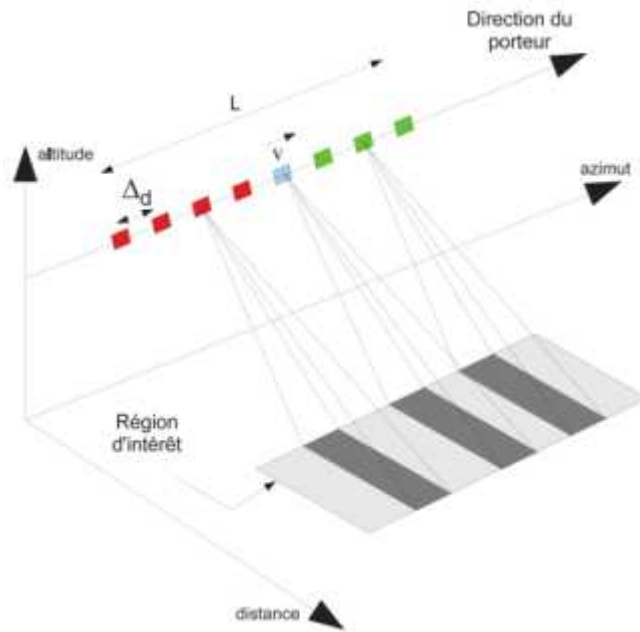


Figure II.1 : Configuration géométrique de la prise d'échantillons dans l'axe azimut

On remarque donc que le gain en RSB du signal compressé est égal au produit de la bande du signal par la durée de l'impulsion.

Il convient maintenant de décrire le principe de la synthèse d'ouverture qui permet d'obtenir la résolution dans la direction azimutale.

II.2.3 Principe de l'antenne synthétique

Dans un premier temps, nous considérons les caractéristiques géométriques décrites dans le chapitre précédent. On considère donc une antenne de longueur $D = 1$ m, située à une distance $R = 5201$ m du centre de la région d'intérêt. Le radar émet un signal dont la longueur d'onde est de $\lambda_c = 0,05$ m. En utilisant l'équation (II.3), on obtient une résolution en azimut δ_{az} de valeur égale à 260 m. De manière équivalente, on peut obtenir une résolution en azimut δ_{az} de 0,5 m si nous avons une antenne de longueur $D = 520$ m.

L'intérêt de l'ouverture synthétique est d'obtenir une bonne résolution en azimut (par exemple, 0,5 m) à partir d'une antenne de petite longueur (par exemple, 1 m). De manière plus générale, le but est d'obtenir des résolutions très fines avec des antennes dont les dimensions sont restreintes. Le principe de l'antenne synthétique est basé sur le déplacement de l'antenne d'émission entre les différentes acquisitions. En considérant la configuration de la figure II.1, l'antenne d'émission se déplace d'une distance totale L , suivant l'axe azimutal, par rapport à la région d'intérêt. De la même manière que pour l'analyse en distance, on considère que les objets placés sur la région d'intérêt sont immobiles durant toute la durée de l'acquisition radar. Entre deux impulsions, l'antenne

d'émission se déplace d'une distance Δ_d . Ce déplacement entraîne l'apparition d'un décalage Doppler au niveau de la phase des signaux renvoyés par les réflecteurs situés sur la région d'intérêt. Ce décalage Doppler est dû à la différence des distances parcourues par l'onde émise lors du trajet "émetteur-réflecteur-récepteur" pour chaque position de l'antenne d'émission. En prenant en compte les différents déplacements Δ_d de l'antenne d'émission et de réception (donc des différents décalages Doppler associés), il est possible en utilisant un traitement spécifique, d'obtenir une bonne discrimination spatiale dans la direction azimutale. Cette opération s'appelle la synthèse d'ouverture. Le choix de la distance Δ_d doit cependant respecter des contraintes. En effet, cette distance Δ_d représente aussi la fréquence d'échantillonnage spatiale en azimut du système imageur. Il faut donc que cette fréquence d'échantillonnage respecte le théorème de Shannon dans le domaine espace ce qui donne:

$$\Delta_d \leq \frac{c}{s(f_c + B/2)}$$

Dans le domaine azimutal, il existe plusieurs méthodes permettant de compresser l'image en azimut. Certaines de ces méthodes sont exactes et permettent de focaliser le réflecteur au bon endroit. D'autres sont des méthodes approchées et sont limitées à des configurations très simples.

II.2.3.1 Traitement SAR en azimut

Différentes méthodes d'imagerie SAR permettent de produire une image de la région d'intérêt.

Les quatre méthodes les plus connues sont [43] :

- La méthode de rétroprojection (back-projection) : cette méthode d'imagerie SAR est dite exacte puisque sa formulation prend en compte la géométrie du problème et n'écrit aucune approximation. En effet, il s'agit d'une méthode de recalage des points de l'image dans le domaine temporel. Cependant les temps de calcul sont assez longs ;
- L'algorithme distance-doppler (range-doppler algorithm, RDA) : cette méthode d'imagerie est très rapide en temps de calcul. Cependant, si l'objet migre en distance (variation de distance entre l'antenne d'émission et le réflecteur supérieure à la résolution d'une case distance de la région d'intérêt) alors l'image finale est défocalisée en azimut. Une possibilité pour corriger cette migration est l'utilisation de la méthode de RCMC (range cell migration compensation) afin d'obtenir l'image de la région d'intérêt ;

- L'algorithme de redimensionnement impulsional (chirp scaling algorithm, CSA) : cette méthode est rapide en temps de calcul. Cependant, lors de la compensation de la migration de l'objet, cette méthode se base sur une approximation du signal qui peut être fautive en cas d'ouverture azimutale très grande.
- L'algorithme ω -k : cet algorithme est plus lent que le RDA et le CSA mais plus rapide que l'algorithme de rétroprojection. Il s'agit d'une méthode quasi-exacte basée sur le principe du filtrage adapté et de l'interpolation de Stolt dans le domaine fréquentiel. L'interpolation de Stolt sert à corriger l'e et de migration des réflecteurs et à focaliser correctement l'image radar.

Dans la suite, nous détaillons et présentons les résultats obtenus à l'aide de l'algorithme ω -k et de la méthode de rétro-projection.

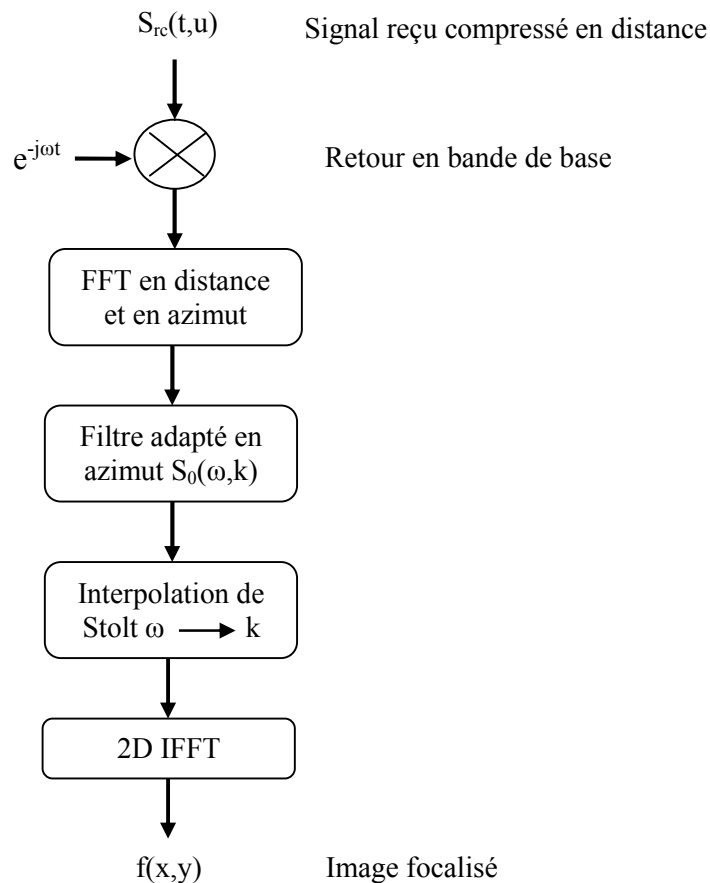


Figure II.2 : Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie ω -k

II.2.3.2 Synthèse d'ouverture basée sur la méthode ω -k

L'algorithme ω -k est présenté sur la figure II.2. En entrée de l'algorithme, on récupère les signaux fournis par la sortie du processus de compression d'impulsion en distance. On applique ensuite une transformée de Fourier :

- dans la dimension distance (passage du domaine temps —aussi appelé fast-time puisque correspondant à la vitesse de l'onde électromagnétique— au domaine fréquence),
- dans la dimension azimuth (passage du domaine espace —aussi appelé slow-time puisque correspondant à la vitesse du porteur— au domaine fréquence spatiale).

La première étape de l'algorithme ω -k est la compression des signaux en azimuth par l'intermédiaire d'un filtrage adapté en azimuth. À l'instar de la compression en distance, ce filtrage est adapté à la nature des signaux reçus en considérant l'évolution de la géométrie dans l'axe azimuth. Suite à cette focalisation en azimuth, les réflecteurs situés à la distance de référence sont correctement focalisés. Il reste alors à effectuer la focalisation des autres réflecteurs de l'image en compensant les erreurs de phase à l'aide d'une interpolation développée par Stolt [44]. Cette interpolation permet de décrire les points de mesure obtenus dans le plan (ω, k_u) vers le plan (k_x, k_y) . Pour terminer, une transformée de Fourier inverse est appliquée aux données décrites dans ce dernier plan (k_x, k_y) pour obtenir l'image finale dans le plan (x, y) [45].

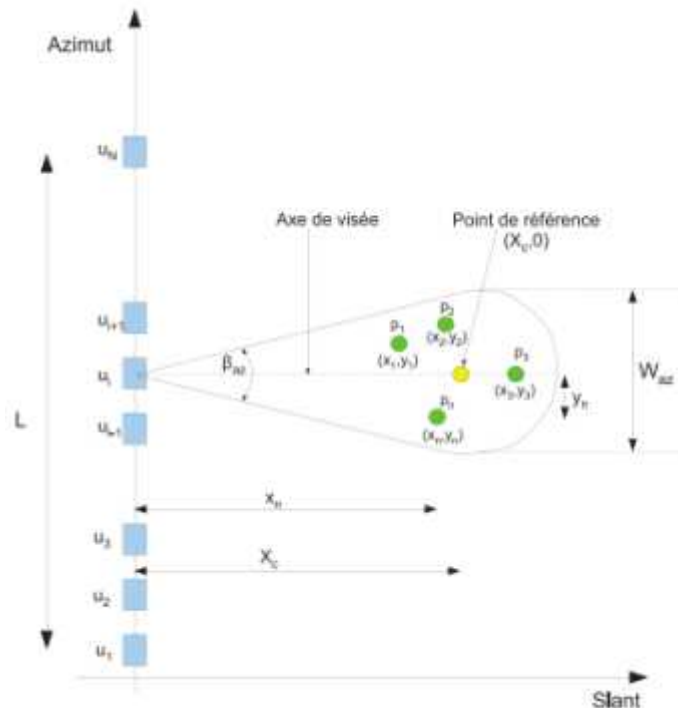


Figure II.3 : Configuration géométrique dans le plan slant -azimut

II.2.3.3 Compression des signaux en azimut

On considère le système radar défini sur la figure II.3 dans le cas d'une configuration aéroportée. Dans le domaine distance-azimut, la réponse provenant des échos des réflecteurs se trouvant sur la région d'intérêt est définie par [43] :

$$s_{rt}(t, u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n T_p \exp(-j\Phi) \sin c \left[KT_p \left(t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c} \right) \right] \dots\dots\dots(II.17)$$

$$\times \exp \left[-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2} \right] \exp(j\omega_c t)$$

Où (x_n, y_n) représente les coordonnées des réflecteurs dans la région d'intérêt, σ_n représente les valeurs de la SER pour les réflecteurs de la région d'intérêt, u représente les positions de l'antenne d'émission suivant l'axe azimutal, k est le nombre d'onde avec $k = \omega_c/c$ et ω_c est la pulsation radar.

Par la suite, afin de simplifier l'écriture, on pose

$$h_r(t) = T_p \exp(-j\Phi) \sin c \left[KT_p \left(t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c} \right) \right] \dots\dots\dots(II.18)$$

De plus, on considère que $x_n \gg (y_n - u)$ (approximation légitime dans le cas des applications aéroportées et satellitaires). On peut alors écrire que :

$$h_r(t) = T_p \exp \left[-j\pi B \left(t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c} \right) \right] \sin \left[KT_p \left(t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c} \right) \right] \dots\dots\dots(II.19)$$

$$\approx T_p \exp \left[-j\pi B \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) \right] \sin \left[KT_p \left(t - \frac{2x_n}{c} \right) \right]$$

Finalement, le signal reçu, en tenant compte de l'approximation effectuée sur l'expression de $h_r(t)$, est alors :

$$s_{rc}(t, u) = \sum_n A_0 \sigma_n h_r(t) \exp \left[-j2K\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2} \right] \exp(j\omega_c t) \dots\dots\dots(II.20)$$

L'approximation effectuée sur $h_r(t)$ n'est pas appliquée au reste de l'équation II.20 afin de ne pas faire d'approximation sur le déphasage existant en azimut.

La première étape de la compression des signaux en azimut consiste à effectuer un retour en bande de base du signal $s_{rc}(t,u)$. Puis, on passe du domaine temporel (t,u) au domaine fréquentiel (ω, k_u) à l'aide de deux transformées de Fourier. L'expression de (II.20) devient alors :

$$s_{rc}(\omega, k_u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n H_r(\omega) \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-j2K\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}\right] \exp(-jk_u u) du \dots\dots\dots(\text{II.21})$$

Où $H_r(\omega) = \exp\left[j\pi B \frac{2x_n}{c}\right] \frac{1}{|K|} \text{rect}\left[\frac{\omega - 2\pi B}{KT_p}\right]$ est la transformée de Fourier de $h_r(t)$. La

grandeur k_u représente les fréquences spatiales associées à l'ouverture synthétique. L'utilisation de la méthode de la phase stationnaire pour déterminer la transformée de Fourier suivant u implique des fréquences spatiales k_u comprises entre $[-2k, 2k]$. Il est alors possible de simplifier l'expression (II.21) :

$$s_{rc}(\omega, k_u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n H_r(\omega) \exp\left(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2} x_n - jk_u y_n\right) \dots\dots\dots(\text{II.22})$$

On effectue alors sur le signal défini en (II.22) un filtrage adapté. Pour cela on utilise la notion de filtre adapté défini pour (II.9). La différence par rapport au filtre adapté en distance est que ce filtre adapté est effectué dans le domaine fréquentiel. Dans ce cas, le produit de convolution entre le signal reçu et le signal utilisé pour le filtrage devient une simple multiplication dans le domaine fréquentiel et est défini par (II.23) :

$$F(\omega, k_u) = S_{rc}(\omega, k_u) \times S_0^*(\omega, k_u) \dots\dots\dots(\text{II.23})$$

Où $S_0(\omega, k_u)$ est le signal utilisé pour le filtrage adapté dans le domaine fréquentiel et (*) l'opérateur de conjugué. Dans le cas de la compression en distance, le signal $S_0(\omega, k_u)$ est le signal émis. Pour la compression en azimut, le signal utilisé pour le filtrage est la réponse théorique en azimut d'un réflecteur positionné sur la région d'intérêt aux coordonnées (X_0, Y_0) dans l'espace *slant* -azimut.

Ce réflecteur choisi sert alors de point de référence afin de focaliser en azimut l'intégralité des objets se trouvant dans la région d'intérêt. En général, ce point de référence étant le centre de la région d'intérêt aux coordonnées $(X_0=X_c, Y_0=Y_c)$ avec une SER égale à 1. On peut alors définir la réponse théorique du point de référence dans le domaine temporel :

$$s_0(t, u) = \exp\left[-j2\pi k\sqrt{x_c^2 + (Y_c - u)^2}\right] \dots\dots\dots(\text{II.24})$$

À l'aide de deux transformées de Fourier, l'une en distance et l'autre en azimut, on obtient la réponse théorique du point référence dans le domaine fréquentiel :

$$s_0(\omega, k_u) = \exp\left[-j\sqrt{4k^2 - k_u^2} X_c - jk_y Y_c\right] \dots\dots\dots(\text{II.25})$$

Dans le cas où nous considérons que la distance entre l'antenne et la région d'intérêt est très grande, la projection de la distance R sur l'axe distance varie faiblement

au cours de l'acquisition. On peut alors faire l'approximation que $(x_n=X_c)$. En appliquant cette approximation dans la relation (II.22), on obtient:

$$s_{rc}(\omega, k_u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n H_r(\omega) \exp\left(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2} X_n - jk_u y_n\right) \dots\dots\dots(II.26)$$

En combinant les équations (II.26) et (II.25) dans l'équation (II.23), on peut alors écrire :

$$F(\omega, k_u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n H_r(\omega) \exp(-jk_u y_n) \dots\dots\dots(II.27)$$

En effectuant une transformée de Fourier inverse en distance et en azimuth, on passe du domaine (ω, k_u) au domaine (t, u) . On obtient alors la réponse $f(t, u)$ focalisée en distance et en azimuth :

$$f(t, u) = \sum_n A_0^2 \sigma_n T_p \exp(j\Phi) \operatorname{sinc}\left[KT_p\left(t - \frac{2x_n}{c}\right)\right] \operatorname{sinc}\left[\frac{k}{\pi}(u - y_n)\right] \dots\dots\dots(II.28)$$

En posant $x = ct/2$ et $y = u$, on obtient alors l'image focalisée $f(x, y)$ dans l'espace *slant* – azimuth.

À partir de l'expression de ce signal compressé en azimuth, on mesure la résolution en azimuth.

Cette résolution est obtenue par la formule suivante :

$$\delta_{az} = \frac{D}{2} \dots\dots\dots(II.29)$$

Où D est la dimension de l'antenne en azimuth.

On considère que le point de référence choisi est le point central de la région d'intérêt et de coordonnées $(X_c, Y_c) = (629 \text{ m}, 0 \text{ m})$. Les réflecteurs sont positionnés aux coordonnées $x \in \{189 \text{ m}, 629 \text{ m}, 1069 \text{ m}\}$ dans l'axe *slant* et $y \in \{-91 \text{ m}, 0 \text{ m}, 91 \text{ m}\}$ dans l'axe azimuth. Le résultat obtenu après le filtre adapté en azimuth pour ces neuf réflecteurs positionnés sur la région d'intérêt est montré sur la figure II.4. On peut remarquer que les réflecteurs situés à la même distance dans l'axe *slant* que le point de référence sont correctement focalisés en azimuth. Toutefois, pour les réflecteurs éloignés du point de référence dans l'axe *slant*, on peut voir l'apparition d'un « flou » (mauvaise focalisation) à l'emplacement de ces réflecteurs. Ce phénomène de « flou » est dû au déplacement du porteur lors de l'acquisition. En effet, lors de ce déplacement, la distance entre l'antenne d'émission et les réflecteurs varie dans le temps. Cette variation est unique pour chaque réflecteur se trouvant dans la région d'intérêt. Cependant, afin de focaliser en azimuth, on se sert d'un point de référence placée à une distance X_c dans l'axe *slant*. La correction du mouvement de l'antenne appliquée par le filtre adapté en azimuth est alors faite par rapport

à ce point de référence. Par conséquent, la correction du mouvement de l'antenne est incomplète pour tous les points ne se trouvant pas à la même distance dans l'axe *slant* que le point de référence. Il faut donc compenser cette correction incomplète, après filtrage en azimuth, du mouvement de l'antenne pour tous les réflecteurs ne se trouvant pas à la même distance dans l'axe *slant* que le point de référence.

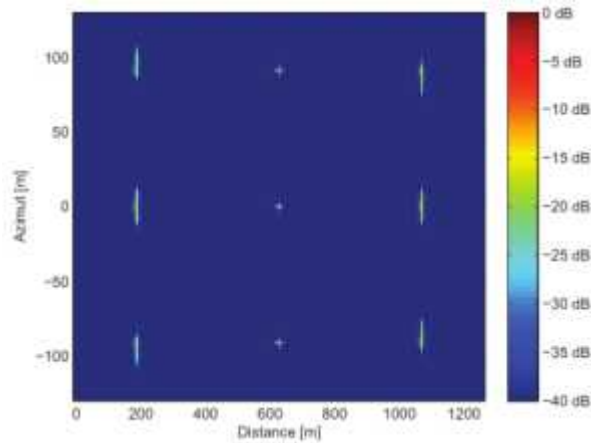


Figure II.4 : Image focalisée à l'aide de deux filtres adaptés en distance et en azimuth dans le plan *slant* -azimut

II.3 Différents modes de fonctionnement

Cette partie présente les modes d'acquisition les plus courants. En fonction des caractéristiques de chacun d'entre eux, elle nous permettra de choisir le mieux adapté pour une utilisation en radar imageur.

II.3.1 Mode strip-map

Le mode strip-map (figure II.5) correspond aux acquisitions obtenues en configuration SLAR (Side Looking Airborne Radar) [46]. Dans ce cas, l'antenne est fixe, orientée perpendiculairement à la direction de déplacement du porteur. L'image est alors formée en défilement continu.

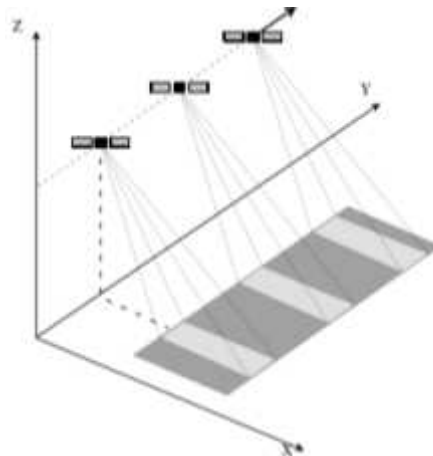


Figure II.5 : Acquisition en mode strip-map

II.3.2 A nage Doppler, antenne en rotation

L'a nage Doppler (en anglais DBS : Doppler Beam Sharpening) peut être utilisée par les radars aéroportés pour acquérir une image du sol autour de l'avion (figure II.6). L'antenne est en rotation, en gisement, avec une vitesse angulaire ω .

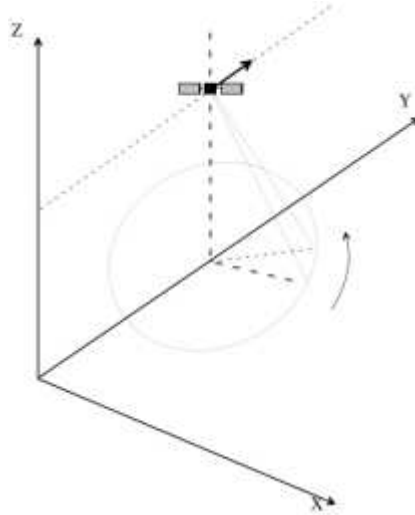


Figure II.6 : Acquisition par a nage Doppler

II.3.3 Mode télescope

Le télescope (en anglais : spotbeam ou spotlight) est utilisé par des radars aéroportés ou spatiaux. Le principe consiste à faire varier l'angle de visée du faisceau de l'antenne lors du déplacement du radar (figure II.7) [47]. Ainsi, une même région est illuminée plus longtemps qu'avec une synthèse d'ouverture classique. Cette technique est envisageable sur les systèmes capables de dépointer leur antenne afin de suivre une zone au sol. Le temps d'éclairement, et donc la taille de l'antenne synthétique, peut être augmenté jusqu'à ce que la résolution recherchée soit obtenue. L'image ne défile pas en continu, elle n'est disponible qu'à la fin de l'éclairement.

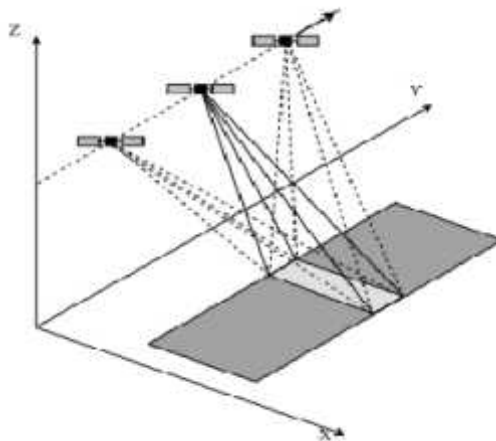


Figure II.7 : Acquisition en mode télescope

II.3.4 Mode scansar

Le scansar est utilisé par un radar ayant un angle d'incidence faible pour obtenir une fauchée plus grande que la distance ambiguë au prix d'une résolution dégradée (figure II.8) [48]. Cette technique consiste à utiliser les propriétés de dépointage latéral de l'antenne. Le temps d'éclairage naturel est partagé en n segments. Chaque segment est consacré à l'observation d'une fauchée différente. Les fauchées sont choisies adjacentes. Le nombre de segments est ajusté pour atteindre la fauchée totale recherchée. La mise en œuvre de ce procédé nécessite une commutation rapide du faisceau d'antenne en élévation qui n'est réalisable qu'avec une antenne à balayage électronique.

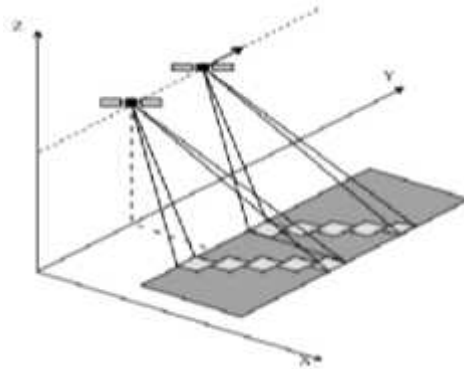


Figure II.8 : Acquisition en mode scansar

II.3.5 Mode squint, ou mode dépointé

Le squint est un mode analogue au strip-map, mais pour lequel l'antenne est maintenue fixe dans une direction non perpendiculaire au vecteur vitesse (figure II.9) [49]. L'image est donc formée en défilement continu. Les résolutions obtenues sont identiques au mode strip-map. L'antenne latérale reste toutefois une solution préférentielle car elle minimise le temps d'éclairage. Elle est également la plus simple du point de vue du traitement car c'est celle pour laquelle les phénomènes de migration sont les plus faibles c'est-à-dire que les variations de distances entre le radar et la cible sont faibles.

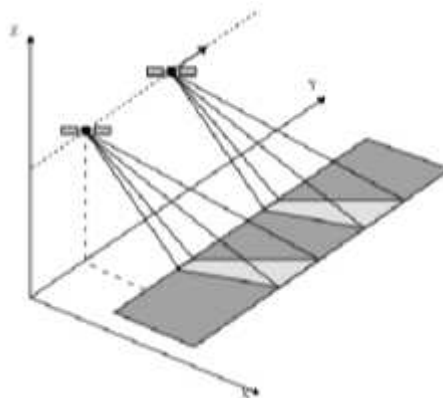


Figure II.9 : Acquisition en mode squint

II.3.6 Mode inverse

Le radar en mode inverse produit des images d'objets présentant un mouvement de rotation par rapport au radar (figure II.10) [50]. Il est basé sur une analyse du signal reçu en fonction du temps et de la fréquence Doppler. Le résultat est une image à deux dimensions. L'analyse temporelle fournit la position des points brillants suivant l'axe de la ligne de visée du radar. L'analyse de la fréquence Doppler fournit la position des points brillants suivant l'axe azimutal.

La principale application, dans le cas des radars aéroportés, est la reconnaissance d'avions en vol ou de navires en mer. Le radar et la cible étant simultanément en mouvement, le traitement n'est pas exactement de type ISAR mais plutôt une sorte de SAR généralisé. Le récepteur adapté au signal reçu est difficile à réaliser. En effet, les cibles n'étant pas coopératives, la géométrie du système n'est pas maîtrisée. De plus, les caractéristiques polarimétriques de la cible et du milieu sont difficilement prédictibles.

Lorsque le radar est fixe et que la cible est en mouvement rotatif, alors cette configuration est équivalente à celle pour laquelle la cible est fixe et le radar en mouvement suivant une trajectoire circulaire. Ainsi, on remarque que le mode inverse est un cas particulier du mode télescope pour lequel la trajectoire est circulaire.

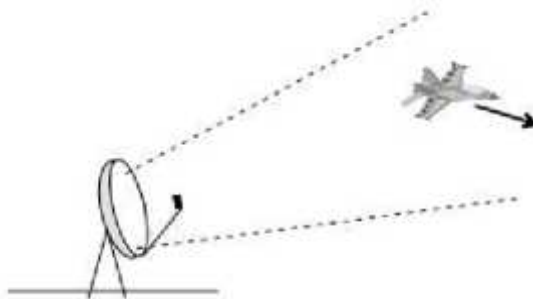


Figure II.10 : Acquisition en mode inverse

II.3.7 Mode multivue

Tous les modes reposant sur le principe de l'antenne synthétique peuvent donner lieu à une variante dite multivue dans laquelle plusieurs images d'un même site sont formées à partir d'observations sous des angles de vue différents. Ces images, statistiquement indépendantes du fait de la fluctuation des cibles en fonction de l'angle de vue, sont ensuite sommées en module, produisant ainsi un effet de postintégration non-cohérente qui réduit la granulation apparente (speckle) [51].

Ce mode ne diffère du mode de base dont il est dérivé que par le traitement. Les modes multivues sont largement utilisés pour améliorer la résolution radiométrique. Ils sont

applicables aussi bien au cas de l'antenne synthétique focalisée qu'à celui de l'antenne synthétique non focalisée.

II.4 Problèmes inhérents à l'imagerie radar

Les radars permettent d'obtenir des images de bonne qualité grâce au principe d'ouverture synthétique. Mais ce principe d'imagerie repose sur des capteurs actifs qui font apparaître des particularités qui n'existent pas lors d'acquisitions obtenues à l'aide de capteurs optiques classiques. Les images radars seront caractérisées par un bruit appelé speckle provenant du mode d'acquisition, des distorsions dues à la géométrie d'acquisition et des zones floues liées aux mouvements des cibles. Après avoir présenté ces caractéristiques, nous présenterons l'influence du type de radar utilisé sur celle-ci.

II.4.1 Speckle

Le speckle est un bruit multiplicatif dû aux superpositions constructives ou destructives des réflexions élémentaires. Il confère à l'image un aspect granulaire commun aux systèmes d'imagerie utilisant une source d'éclairage cohérente (laser, radar. . .)[52]. Il existe de nombreux types de filtres permettant de traiter les images SAR. Chaque filtre possède ses propres particularités : certains permettront de lisser l'image, d'autre permettront de diminuer le niveau du bruit ou encore d'améliorer l'interprétation visuelle des images. L'utilisation des différents filtres dépend donc de l'application envisagée. Les principaux filtres utilisés en imagerie SAR sont : le filtre de Lee [53], le filtre de Kuan [54] et le filtre de Frost [55].

Chacun de ces filtres a une approche unique sur la réduction du speckle et effectue le traitement dans une fenêtre d'observation. Les filtres sont basés sur un rapport statistique entre le pixel central de la fenêtre et les pixels compris dans la fenêtre. Le choix du type de filtre à utiliser dépendra alors de la variance locale de chacune des fenêtres. Quelque soit la complexité de l'algorithme de filtrage, plus la taille de la fenêtre sera grande, plus les temps de calcul seront importants. En contrepartie, une fenêtre trop petite ne permettra pas un bon filtrage du speckle. Afin d'obtenir un résultat optimal une solution consiste à utiliser des fenêtres de taille variable [56][57]. Ainsi, la taille de la fenêtre d'observation varie en fonction du contenu de l'image et le filtrage appliqué conviendra parfaitement à la fenêtre considérée.

II.4.2 Phénomènes de distorsions

Un autre phénomène remarquable en imagerie radar concerne les distorsions. Elles correspondent aux aberrations géométriques que l'on peut observer sur une image radar et sont principalement dues au système de visée latérale [58]. Les distorsions les plus

fréquemment rencontrées peuvent être classées en deux catégories: les distorsions de l'échelle oblique juste liées à la géométrie d'acquisition et les distorsions liées à la géométrie d'acquisition ainsi qu'aux caractéristiques géométriques de la zone observée [59][60]. Les distorsions de l'échelle oblique proviennent du fait que le radar mesure les distances selon un certain angle d'incidence qui varie en fonction de la portée. Ce phénomène se retrouve sur les schémas figure II.11 où les deux cibles ont les mêmes dimensions mais leurs projections sur le plan image ne sont pas identiques. Il est facile d'atténuer cette distorsion si l'on connaît la géométrie d'acquisition à l'aide d'un traitement géométrique.

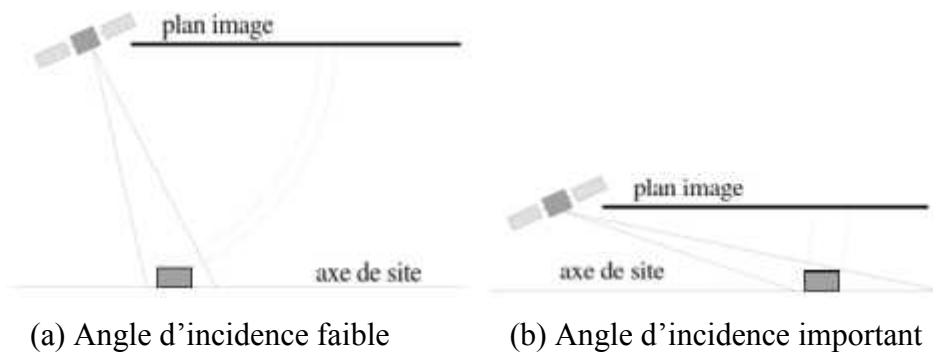


Figure II.11 : Les distorsions d'échelle oblique.

En ce qui concerne les distorsions liées à la géométrie de la zone observée, elles vont dépendre de la pente du terrain et sont schématisées dans la figure II.12.

Il est possible de classer ces distorsions en deux groupes :

- les zones de compression (zone 1), de recouvrement (zone 2) et d'inversion (zone 3) : ces phénomènes se produisent lorsqu'une pente se trouve face à la visée du radar. Si la pente n'est pas trop prononcée alors un phénomène de compression apparaît, les distances sur le plan image sont plus petites que la réalité. Si la pente augmente et devient perpendiculaire au vecteur visé alors toute l'énergie rétrodi usée par la pente est concentrée en un seul point. C'est la zone de recouvrement. Enfin, si la pente augmente encore alors les projections sur le plan image sont inversées par rapport à la réalité, on est dans la zone d'inversion.
- les zones de dilatation (zone 4) et d'ombre (zone 5) : elles apparaissent lors de l'observation de pentes opposées à la visée du radar. La zone de dilatation intervient pour une pente relativement faible, on constate que les distances sur le plan image sont alors plus importantes que dans la réalité. Si la pente devient plus importante, alors une partie de la scène observée est cachée, c'est la zone d'ombre.

Aux vues des caractéristiques des distorsions qui peuvent apparaître, il semble préférable de travailler avec un angle de visée faible même si cela dégrade la résolution. En effet, dans cette configuration, les distorsions de l'échelle oblique vont être accentuées mais nous avons vu que celles-ci peuvent être atténuées tandis que les autres distorsions, plus complexes d'interprétation, seront amoindries.

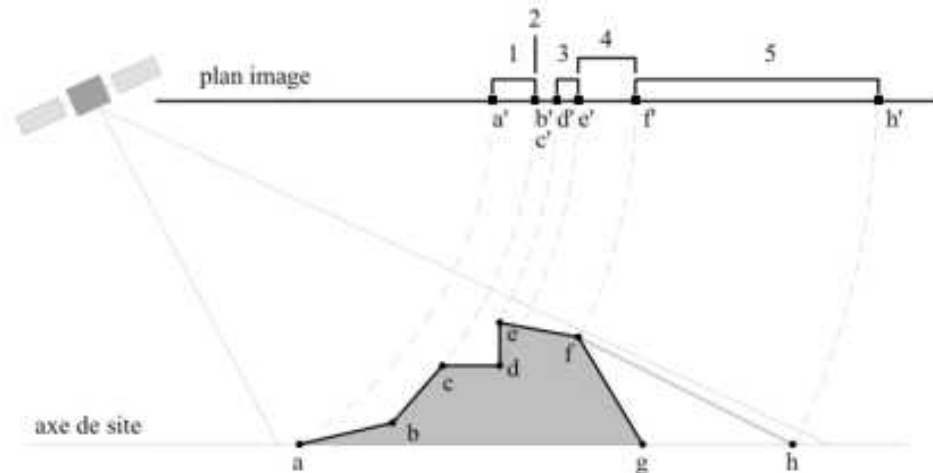


Figure II.12 : Déformations dues à la projection : 1 zone de compression, 2 zone de recouvrement, 3 zone d'inversion, 4 zone de dilatation, 5 zone d'ombre.

II.4.3 Mouvement des cibles

Un autre problème rencontré lors de la reconstruction des images provient des mouvements de la cible qui génèrent du flou sur l'image [61]. Deux principes sont alors envisageables afin de limiter l'effet de flou. Le premier consiste à réaliser un traitement transverse fractionné afin de diminuer les effets des mouvements de la cible [62].

Le deuxième principe réside sur une étude précise de la configuration monostatique et la connaissance exacte des positions et des vitesses des différents éléments qui permet de compenser en partie le décalage provoqué par ces mouvements et donc de réduire les zones floues sur l'image. On peut considérer que les mouvements peuvent être décomposés en deux classes : les mouvements de translation et les mouvements de rotation.

II.4.3.1 Mouvements de translation

L'étude des mouvements de translation du radar et de la cible permet de retrouver les vitesses radiales de ceux-ci [60]. Si l'on connaît les vitesses du radar et de la cible alors il est possible de retrouver les décalages provoqués par celles-ci et de les éliminer. De même, si on ne connaît que la vitesse du radar, il est également possible de supprimer les décalages provoqués par les mouvements de la cible par une étude trajectographique.

II.4.3.2 Mouvements de rotation

Si on suppose connus certains paramètres de la configuration d'acquisition (positions et vitesses du radar) alors les décalages provoqués par les mouvements de translation peuvent être compensés [60]. Par contre, comme nous l'avons remarqué pour l'imagerie ISAR, les décalages provenant des mouvements de rotation vont dépendre du temps, même si les vitesses de rotation restent constantes : ils ne pourront donc pas être compensés. La solution la plus utilisée en imagerie est de faire appel au temps-fréquence afin de limiter les effets de flou.

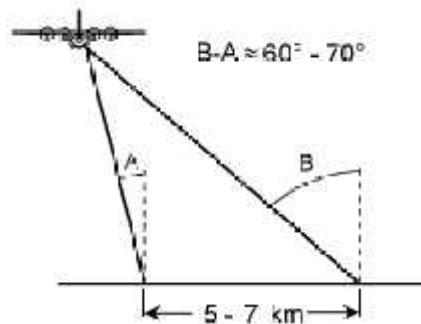


Figure II.13: Exemple de plate-forme aéroportée.

II.4.4 Influence du type de radar

Les capteurs radars utilisés pour faire de l'imagerie peuvent être installés sur une plate-forme aéroportée ou sur un satellite. Selon l'utilisation finale de l'imagerie, l'un ou l'autre des deux types de plate-forme présentera des avantages [3][63]. La résolution spatiale en imagerie SAR est indépendante de l'altitude, il sera donc possible d'obtenir de bonne résolution quelque soit la plate forme utilisée.

Bien que la résolution spatiale soit indépendante de l'altitude, la géométrie de visée et la fauchée peuvent être grandement affectées par une variation en altitude. Aux altitudes opérationnelles des avions, un radar aéroporté doit couvrir une grande étendue d'angle d'incidence (jusqu'à 60 ou 70 degrés) pour couvrir un couloir de 5 à 7 km (figure II.13). Or, nous avons vu précédemment que l'angle d'incidence a un effet important sur la représentation de structures sur une image (zones de compression, de recouvrement, d'inversion, de dilatation ou d'ombre).

Les radars spatiaux, quant à eux, sont capables de contourner certains de ces problèmes de géométrie visuelle étant donné qu'ils opèrent à des altitudes 100 fois plus hautes que les radars aéroportés. Les radars spatiaux, se trouvant à des altitudes de plusieurs centaines de kilomètres, peuvent acquérir des images sur des fauchées comparables à celles des radars aéroportés avec une gamme d'angle d'incidence comprise

entre 5 et 15 degrés (figure II.14). Ainsi, nous obtenons une illumination plus uniforme et les variations indésirables dues à la géométrie de visée sont réduites.

Les radars aéroportés sont, pour leur part, relativement flexibles quant à la capacité d'acquérir des données à partir de différents angles et directions de visée. Ainsi, en optimisant la géométrie d'acquisition pour un terrain particulier ou en réalisant des acquisitions sous différentes directions, il est possible de réduire les effets dus à la grande étendue d'angle d'incidence.

Un radar spatioporté n'a pas cette flexibilité puisque sa géométrie de visée et son horaire d'acquisition sont déterminés par son orbite. Cependant, les radars spatioportés ont l'avantage de pouvoir acquérir plus facilement des images de grandes régions par rapport aux radars aéroportés, tout en conservant une géométrie de visée constante. La fréquence de couverture dans ce cas n'est pas aussi grande que pour une plate-forme aérienne en effet et la fréquence de visite est alors de l'ordre du mois.

Par contre, les radars aéroportés sont soumis aux variations de vitesse et aux autres mouvements de l'avion, ainsi qu'aux conditions météorologiques. Afin d'éviter des erreurs d'artefact ou de positionnement dues aux variations aléatoires du mouvement de l'avion, le système radar doit utiliser un système de navigation et de télémétrie sophistiqué (centrales inertielles embarquées) et un traitement de l'image avancé. Il est ainsi possible de corriger la plupart des variations de mouvement, mis à part les plus importantes telles que les fortes turbulences. Les radars spatioportés ne sont pas affectés par ce type de mouvement car leur orbite est généralement très stable et leur position peut être calculée très précisément.

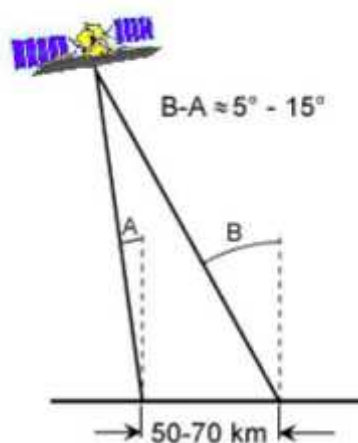


Figure II.14: Exemple de plate-forme spatioportée.

II.5 Limites de l'imagerie SAR

L'imagerie radar présente de nombreux intérêts et trouve donc son utilité dans différents secteurs (militaire, océanographie, agriculture..). Mais, la multiplication des

applications et la recherche d'informations de plus en plus pertinentes mettent en évidence les limites de l'imagerie SAR monostatique. En effet, outre les problèmes liés au mode d'acquisition évoqués dans la partie précédente, nous constatons que la configuration monostatique implique des manques ou des pertes d'informations concernant les cibles observées.

II.5.1 Problème de résolution

Tout d'abord en ce qui concerne la résolution, pour améliorer la résolution radiale, il est nécessaire d'augmenter la largeur de bande ce qui est réalisable à l'aide de différentes techniques. Par contre, afin d'améliorer la résolution en azimuth, il faut augmenter la taille de l'antenne synthétique. Or, il n'est pas toujours possible de réaliser une antenne de la taille souhaitée, la résolution alors obtenue n'est pas optimale.

Les principales raisons qui empêchent l'amélioration de la résolution en azimuth peuvent être regroupées en deux classes. Premièrement, des contraintes d'ordre géométrique. En effet, il faut pouvoir observer la cible correctement tout au long de l'observation en tenant compte du déplacement du radar (et par conséquent de l'angle de visée) et d'éventuels obstacles qui peuvent apparaître. Deuxièmement, dans le contexte d'une guerre électronique, l'utilisation d'une antenne synthétique de grande taille implique un temps d'observation relativement long et de ce fait, le radar peut facilement être détecté et les signaux interceptés.

II.5.2 Effets de masquage

Une autre limite de l'imagerie SAR provenant de la configuration d'acquisition concerne les masquages. En effet, sous certaines conditions de prises de vue, des cibles peuvent être masquées par d'autres ou n'importe quel obstacle se trouvant sur le parcours de l'onde électromagnétique. Dans ce cas, elles n'apparaîtront pas sur l'image reconstruite ou leurs échos seront atténués dans le cas d'un masquage partiel. Les informations sur la scène observée risquent donc d'être faussées.

II.5.3 Caractérisation de cible incomplète

En ce qui concerne les cibles furtives, celle-ci sont conçues pour minimiser la réflexion des ondes électromagnétiques ainsi elles restent invisibles aux yeux des radars imageurs. De plus, dans le cadre d'une liaison monostatique, la SER des cibles n'est déterminée que pour l'onde réfléchi utilisée. Or, l'information contenue dans les ondes réfléchies dans les autres directions peut parfois contenir des informations plus pertinentes et ainsi faciliter l'identification de cibles ou la caractérisation d'une surface.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit le principe des radars imageurs. Nous avons décrit les différents paramètres qui permettent de dimensionner le radar. De plus, nous avons présenté les différentes configurations possibles pour le radar. Nous avons par ailleurs vu les méthodes de focalisation de l'image basées sur la compression d'impulsion dans le domaine distance et deux méthodes de focalisation dans le domaine azimuth tirant avantage du principe de la synthèse d'ouverture. Les images radars présentées sont obtenues par l'intermédiaire de simulations considérant donc le système idéal, à savoir sans perturbations. Nous avons ensuite très succinctement présenté les différents problèmes possibles pouvant dégrader les images produites par le radar.

Chapitre 03

Traitement des images RSO

III.1 Introduction

Le *speckle* est la conséquence de l'interférence des ondes rétrodiffusées par les nombreuses inhomogénéités contenues dans le milieu étudié, il a suscité un regain d'intérêt lors de la commercialisation des premiers lasers dans les années 1960 [64]. Il est entièrement déterminé par les données de toutes les positions de tous les diffuseurs. Ce bruit a la propriété d'augmenter avec l'intensité moyenne (dérivé de sa nature multiplicative). Néanmoins, sa présence peut fortement perturber l'interprétation de l'image, sa segmentation, ou toute autre approche d'extraction de l'information en vue de sa classification [65] [66], il n'est pas spécifique au seul domaine de l'optique mais apparaît également dans des domaines tels que l'imagerie radar à synthèse d'ouverture (RSO), La tomographie par cohérence optique (OCT) ou l'échographie [67].

Après avoir traité des principes fondamentaux de la formation des images RSO, nous allons aborder les problèmes liés au traitement des images RSO. En effet, contrairement aux images habituelles, les images RSO ont une apparence granuleuse qui est la conséquence des sommations cohérentes effectuées tant par les mécanismes physiques de la rétrodiffusion que par les outils de traitement lors de la synthèse. Ce chatoiement, intrinsèque à l'imagerie cohérente, présente donc des caractéristiques très spécifiques qui seront abordées dans la première partie et qui ont pour conséquences de faire apparaître un bruit multiplicatif sur les images. Tout ceci conduit donc à définir des techniques de traitement d'images spécifiquement dédiées à ce type d'images qui seront détaillées par la suite.

III.2 Que voit-on sur une image RSO

III.2.1 Analyse d'une image RSO

L'interprétation d'une image RSO n'a rien d'évident pour un néophyte. En effet, l'utilisation d'une illumination cohérente va provoquer, en cas de multiréflexions, l'apparition d'un phénomène nouveau : le chatoiement. Mais, dans le même temps, s'il n'existe qu'une seule cible dans la cellule de résolution, la PSF du capteur (le produit de sinus cardinaux en distance et en azimuth) peut provoquer des artefacts : l'apparition des lobes secondaires qui vont polluer les pixels voisins.

Le chatoiement, qui correspond à un nombre très grand de cibles élémentaires dans une cellule de résolution, est un phénomène gênant car il dégrade la lisibilité de l'image. Néanmoins, nous verrons que ce phénomène peut être modélisé et des techniques de traitement spécifique peuvent être mises en œuvre.

Les cibles isolées peuvent aussi être abordés et modélisés lorsque leur géométrie n'est pas trop compliquée. Par exemple, pour une longueur d'onde λ donnée, on connaît la RCS (Radar Cross Section) des cibles suivantes (dites canoniques) [68]:

- la sphère de rayon a :

$$\sigma_{sphere} = \pi a^2 \dots\dots\dots(III.1)$$

Qui est omnidirectionnelle et indépendant de la longueur d'onde,

- la plaque rectangulaire de cotés a et b :

$$\sigma_{plaque} = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \dots\dots\dots(III.2)$$

Dont les directivités sont $\simeq \frac{\lambda}{a}$ et $\frac{\lambda}{b}$

- le dièdre avec $a < b$ (b correspond à l'axe du dièdre) :

$$\sigma_{dièdre} = \frac{8\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \dots\dots\dots(III.3)$$

Qui, s'il est correctement orienté, rétrodi use exactement dans la direction d'émission (même si l'on tourne la cible selon l'axe du dièdre d'un angle de l'ordre de $\pm 20^\circ$) et qui a une directivité $\simeq \frac{\lambda}{b}$ dans la direction perpendiculaire au dièdre,

- le trièdre de coté a :

$$\sigma_{trièdre} = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2} \dots\dots\dots(III.4)$$

Qui, s'il est pointé selon sa diagonale principale, rétrodi use excatement dans la direction d'émission (même si l'on tourne la cible selon les deux axes du dièdre d'un angle de l'ordre de $\pm 20^\circ$).

Cependant, il faut bien reconnaître que l'analyse proposé dans ce document est assez simpliste et que, dans le monde réel, le mélange de cibles et de chatoiement correspond à la majeure partie des situations rencontrées.

III.2.2 Le chatoiement

L'imagerie cohérente, qui suppose l'illumination de la scène observée par une source cohérente et que l'on rencontre tout aussi bien en imagerie radar (ondes électromagnétique), en imagerie optique (utilisation d'un laser) ou en acoustique (en échographie médicale ou en sonar), a des propriétés bien particulières dès lors que l'on s'intéresse au signal rétrodi usé par une surface ou par un volume. En e et, la prise en

compte d'un grand nombre de cibles élémentaires, censées représenter le milieu di usant, conduit à l'apparition du phénomène de chatoiement



Figure III.1 : Cibles canoniques. A gauche, trièdre en bordure du glacier d'Argentière. A droite, dièdre dépolarisant en test à Argentière.

Speckle dont la conséquence la plus remarquable est que la rétrodiffusion d'un milieu homogène est en général un signal non constant et d'apparence bruitée. Cette propriété essentielle tient au fait que l'on illumine la zone d'analyse par des ondes cohérentes, et que la rétrodiffusion élémentaire de chaque cible opérera par sommation cohérente.

Pour analyser ce phénomène, qui a des conséquences capitales pour le traitement des images RSO, on va s'attacher à décomposer le problème selon les étapes suivantes :

- que se passe-t-il lorsque l'on utilise une onde monochromatique pour imager une zone avec une infinité de diffuseurs élémentaires quasi ponctuels ?
- que se passe-t-il lorsque l'on utilise un signal ayant un support limité dans le temps ?
- comment "jongler" entre les lois du signal complexe et celles des images (tant en amplitude qu'en intensité) ?
- que se passe-t-il lorsque l'on ramène le signal dans une bande de fréquence permettant une numérisation et une analyse numérique ?

Après cette analyse, qui nous conduira à comprendre les lois statistiques sous-jacentes au phénomène de chatoiement, nous aborderons les techniques spécifiques à l'analyse et au filtrage de telles images. Notons d'ailleurs qu'à quelques détails près, ces techniques sont applicables pour toute image issue d'un système imageur cohérent (images RSO, échographiques, photographique, lidars,....).

III.2.2.1 Illumination cohérente

Une onde monochromatique monodimensionnelle selon un axe donné Ox , par essence exemple d'illumination cohérente, est un objet sans grande réalité physique : en effet, elle correspond à un signal stationnaire qui, par essence, a une durée infinie, ni origine, ni fin, et qui, sous sa forme réelle peut toujours se ramener à l'expression réelle :

$$s(t) = \cos(\omega t - 2\pi kx) = \cos 2\pi(ft - kx) \dots\dots\dots(III.5)$$

Ou en complexe :

$$s(t) = e^{j(\omega t - 2\pi kx)} = e^{2\pi j(ft - kx)} \dots\dots\dots(III.6)$$

f est la fréquence, ω la pulsation et $k = \frac{1}{\lambda}$ le nombre d'onde.

L'onde est invariante par une translation égale à $p\lambda$ avec $p \in \mathbb{Z}$.

Si le milieu présente une vitesse de propagation c , on relie la longueur d'onde λ et la fréquence f par la relation :

$$\lambda = \frac{c}{f} \dots\dots\dots(III.7)$$

L'onde est invariante par une translation temporelle de durée $p \frac{1}{f}$ avec $p \in \mathbb{Z}$.

Supposons que le milieu analysé soit constitué de N objets positionnés sur l'axe Ox , et dont on connaît les positions $x_i, i \in [1, N]$. On posera aussi comme hypothèse que ces objets peuvent être considérés comme des cibles parfaitement ponctuelles dont les réponses impulsionnelles sont des distributions de Dirac. On peut alors écrire que l'objet i agit comme un filtre linéaire parfait sur l'onde incidente et se comporte comme une nouvelle source:

$$s(t) \otimes \delta\left(t - \frac{x_i}{c}\right)$$

Une première conséquence de cette illumination par une onde monochromatique est que l'on ne peut distinguer l'onde réémise par la cible i et celle qui serait réémise par une cible positionnée en :

$$x_i + p\lambda \quad p \in \mathbb{Z} \dots\dots\dots(III.8)$$

Cette relation montre donc le problème majeur de l'imagerie cohérente: l'utilisation d'une onde monochromatique de longueur d'onde λ ne fournit de l'information que sur l'échelle de la longueur d'onde et "replie" l'information à l'intérieur d'une arche unique de

l'onde incidente. Cette propriété aura une grande importance en interférométrie puisque, utilisée par exemple en sismique, cette discipline permet d'analyser des variations inférieures à la longueur d'onde et se montre défailante dès lors que les mouvements de la croûte terrestre dépassent la longueur d'onde.

Une seconde conséquence du principe de l'illumination par une onde monochromatique est que la somme de deux ondes réfléchies est une onde monochromatique s'exprimant comme l'onde initiale. En effet, il est facile de montrer par identification que:

$$a_1 \cos\left(\omega\left(t - \frac{x_1}{c}\right)\right) + a_2 \cos\left(\omega\left(t - \frac{x_2}{c}\right)\right) = a_3 \cos\left(\omega\left(t - \frac{x_3}{c}\right)\right) \dots\dots\dots(III.9)$$

De même:

$$a_1 e^{j\omega\left(t - \frac{x_1}{c}\right)} + a_2 e^{j\omega\left(t - \frac{x_2}{c}\right)} = a_3 e^{j\omega\left(t - \frac{x_3}{c}\right)} \dots\dots\dots(III.10)$$

L'aspect de l'onde réfléchi est donc une onde monochromatique qui ne permet d'avoir aucune information sur la position des cibles (dès lors qu'il y a plus de deux cibles). Ceci est dû principalement à l'hypothèse de linéarité émise pour la réémission des ondes par les cibles élémentaires.

En conclusion, l'illumination de N cibles par une onde monochromatique donne une onde réfléchi monochromatique dont l'amplitude est spécifique à la sommation cohérente, mais dont la phase est inexploitable.

III.2.2.2 Le chatoiement pleinement développé : un premier modèle

Les milieux dotés d'un grand nombre de diffuseurs ponctuels ont fait l'objet de nombreuses études qui ont permis en particulier de définir la notion de "chatoiement pleinement développé" proposé par Goodman [69]. Pour modéliser de tels milieux, il est nécessaire d'en effectuer une approche statistique et nous allons prendre un cas simplissime pour poser le cadre de cette démarche : celui où les cibles sont toutes identiques et localisées en

$$x_i = p \frac{\lambda}{2} \quad p \in \mathbb{Z} \dots\dots\dots(III.11)$$

Nous avons vu précédemment que l'illumination par une onde monochromatique ne permet pas de différencier les positions y et $y+q\lambda$ avec $q \in \mathbb{Z}$, ce qui fait que notre modèle se réduit simplement à analyser une population de P cibles en $x_1=0$ et Q cibles en $x_2 = \frac{\lambda}{2}$.

Si ce milieu est illuminé par un signal $s(t) = \cos(2\pi f t)$, le signal réémis s'écrit :

$$\begin{aligned}
 r(t) &= P \cos(2\pi ft) + Q \cos(2\pi ft + \pi) \\
 &= (P - Q) \cos(2\pi ft) \dots\dots\dots(III.12) \\
 &= R \cos(2\pi ft)
 \end{aligned}$$

Sous cette forme, on retrouve le modèle de la marche aléatoire bien connu du monde de la thermodynamique statistique [70] : à chaque pas de temps, un objet se déplace d'une distance donnée unité sur une droite en tirant aléatoirement sa direction de déplacement (à droite ou à gauche). Considérons donc N tirages tels que les valeurs de P et Q correspondent respectivement au nombre de tirage vers la droite et vers la gauche (P + Q = N) : on sait alors que la probabilité de se trouver à la distance R de l'origine s'écrit sous la forme d'une loi de Gauss de variance $\sigma^2 = \frac{N}{4}$ (et donc d'écart type $\sigma = \frac{\sqrt{N}}{2}$) :

$$p(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi N}} e^{-\frac{2R^2}{N}} \dots\dots\dots(III.13)$$

On montre aisément que la valeur moyenne est nulle.

La courbe III.2 a été tracée avec N = 100 (l'écart type est alors de 5).

Notons que si l'on considère la valeur absolue de R, on a :

$$p(|R|) = 2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi N}} e^{-\frac{2R^2}{N}} \dots\dots\dots(III.14)$$

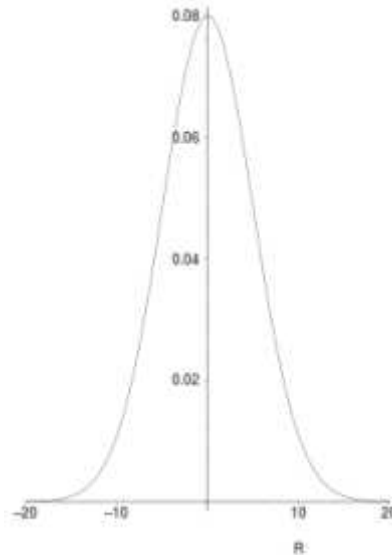


Figure III.2 : Marche aléatoire : loi de probabilité de R pour N = 100. Entre -20 et 20 (i.e. entre -4σ et 4σ), on observe 99,993% des évènements.

Avec $|R| = 0$. Dans ce cas, la valeur moyenne est égale à $\sqrt{\frac{2}{\pi}}\sigma$

Considérons maintenant des données en intensité : $I = R^2$. On sait que si $x \geq 0$ et $y \geq 0$ avec $y = x^2$, si $p(x)$ est la loi de x et $q(y)$ celle de y , on a :

$$q(y) = \frac{p(\sqrt{y})}{2\sqrt{y}} \Leftrightarrow p(x) = 2xq(x^2) \dots\dots\dots(III.15)$$

Il est alors aisé de montrer que, pour une variable en amplitude normale centrée en 0, la loi de probabilité en intensité p_I s'exprime en fonction de la loi de probabilité de l'intensité $p_A = p_{\otimes}$, avec $y = r^2$:

$$p(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \frac{1}{\sqrt{I}} e^{-\frac{I}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sqrt{\pi N}} \frac{1}{\sqrt{I}} e^{-\frac{2I}{N}} \dots\dots\dots(III.16)$$

Avec $\sigma^2 = \frac{N}{4}$. On montre aisément que la valeur moyenne est et l'écart type $\frac{N}{4}$ et l'écart type $\frac{N}{2\sqrt{2}}$.

La courbe III.3 a été tracée avec $N = 100$ (ce qui donne une valeur moyenne de 25 et un écart type de 35).

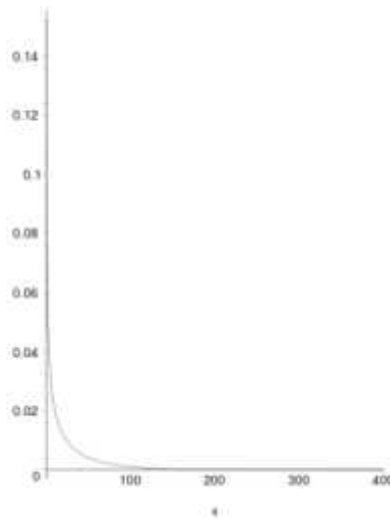


Figure III.3 : Loi de probabilité du carré d'une variable R suivant la loi normale tracée figure III.2 avec $N = 100$. Entre 0 et $400=20^2$, on observe toujours 99,993% des évènements.

III.2.2.3 Le chatoiement pleinement développé : un second modèle

Pour se rapprocher un peu plus de la réalité, considérons maintenant que les cibles sont positionnées en :

$$x_i = p \frac{\lambda}{4} \quad p \in \mathbb{Z} \dots\dots\dots(III.17)$$

Avec autant de cibles positionnées en 0 et $\frac{\lambda}{2}$ que de cibles positionnées en $\frac{\lambda}{4}$ et $\frac{3\lambda}{4}$.

Le signal reçu s'écrira alors :

$$r(t) = A \cos(2\pi ft) + B \sin(2\pi ft) \dots\dots\dots(III.18)$$

Et on sait que A et B suivent une loi de Gauss de même variance (expression III.13). Cette expression peut se réécrire :

$$r(t) = \sqrt{A^2 + B^2} \cos(2\pi ft + \phi) \dots\dots\dots(III.19)$$

Avec $\tan(\phi) = -\frac{B}{A}$

Pour trouver la loi suivie par l'amplitude de r(t), on peut s'appuyer sur un résultat bien connu des statisticiens qui dit que si A et B sont des variables suivant une loi de Gauss de variance unité, alors $C^2 = A^2 + B^2$ suit la loi du x^2 à 2 degrés de liberté [71], ce qui s'écrit :

$$\frac{1}{2} e^{-\frac{c}{2}} \dots\dots\dots(III.20)$$

Plus précisément, on montre que si A et B suivent une loi de Gauss de même variance s, alors $C^2 = A^2 + B^2$ suit une loi Gamma:

$$\frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{c}{2\sigma^2}} \dots\dots\dots(III.21)$$

En prenant $\sigma^2 = \frac{N}{4}$, on obtient:

$$\frac{2}{N} e^{-\frac{2C}{N}} \dots\dots\dots(III.22)$$

La courbe III.4 a été tracée avec N = 100.

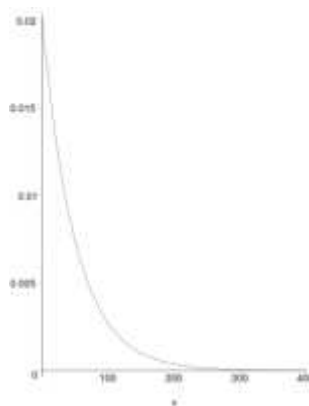


Figure III.4 : Loi de probabilité de la somme des carrés de deux variables dont l'amplitude suit la loi normale tracée en 2.2 avec N = 100. Entre 0 et 400 ($2\sigma^2 = 400$), on observe 99,97% des événements (la différence est due à des problèmes d'arrondis numériques).

Si l'on souhaite avoir la loi que suit l'amplitude D ($D^2 = C$), en appliquant la relation

III.15, on obtient la loi de Rayleigh de paramètre $\mu = \sqrt{\frac{N}{2}}$:

$$p_A(D) = \frac{4D}{N} e^{-\frac{2D^2}{N}} = \frac{2}{\mu} \frac{D}{\mu} e^{-\left(\frac{D}{\mu}\right)^2} \dots\dots\dots(III.23)$$

Ainsi, sur ce modèle simplifié, on voit naître les principales conclusions propres au chatoiement :

- l'amplitude (ou l'intensité) du signal de rétrodiffusion ne dépend que des cibles en présence : en effet, l'aspect "marche aléatoire" conduit à une loi normale dont la variance ne dépend que de celles-ci.
- la loi suivie par le carré de l'amplitude est une loi Gamma.
- la phase n'est pas a priori porteuse d'information directement exploitable : ceci se généralise dans le cas général (modèle de Goodman). Nous verrons cependant en interférométrie que la différence de phase entre deux images peut être porteuse d'information.

III.2.2.4 Généralisation et application à l'imagerie

Le modèle présenté, grâce à sa géométrie monodimensionnelle, est simple à traiter et à appréhender. Cependant, il reflète peu la réalité puisque notre monde perceptif est tridimensionnel. Les travaux de Goodman ont cependant permis d'étendre cette approche de cibles quasi ponctuelles rétrodiffusantes à l'espace tridimensionnel et permettent de tirer les conclusions suivantes :

- l'amplitude dépend du nombre et du type de cibles,
- la phase est aléatoire et suit une loi uniforme sur $[0, 2\pi[$.

D'autre part, la notion de résolution est à la base de tout système d'imagerie : aussi, l'utilisation d'une onde parfaitement monochromatique est antinomique de toute application aux images.

Dans un système optique, ce sont les lois de la diffraction qui permettront de séparer deux objets. On parlera alors de cellule de résolution pour désigner l'espace dans lequel deux objets sont indiscernables. Vis-à-vis de la longueur des systèmes optiques dans le visible (longueur d'onde de l'ordre de 500 nm), les cellules de résolution, par exemple en télédétection, sont plutôt de l'ordre du mètre : le nombre de diffuseurs élémentaires par cellule de résolution peut être très grand.

Pour un système imageur RSO, la cellule de résolution est définie par deux processus fondamentalement différents : selon l'axe de visée, la résolution s'obtient par mesure du temps de vol, alors que dans la direction transverse (dite azimutale), la résolution se déduit des lois de la diffraction. Pour avoir une bonne résolution axiale, il est nécessaire de sortir du modèle strictement monochromatique : on émet classiquement un signal limité dans le temps et dont la durée donnera la résolution axiale. L'approche du chatoiement que nous avons choisie reste cependant licite à condition que la bande passante du signal émis soit faible vis-à-vis de la fréquence de la porteuse.

Il faut aussi noter que la PSF (Point Spread Function) liée à tout système imageur n'est jamais parfaitement localisée : aussi l'analyse du chatoiement doit impérativement prendre en compte cette intercorrélacion entre les pixels. Notons que l'analyse de ce phénomène est très difficile à mener correctement : néanmoins ses conséquences sont capitales car il est alors légitime d'interpoler des images complexes dans le cadre de l'interférométrie.

Enfin, sur le plan du signal, on ramène le plus souvent un signal doté d'une porteuse "en bande de base". Pour cela, il suffit de le multiplier d'une part par un cosinus à la fréquence de la porteuse, et d'autre part par un sinus (cosinus en quadrature). On obtient ainsi un signal complexe dont l'amplitude est bien relative à l'amplitude du signal initial, et dont la phase est aléatoire. De manière plus précise, on peut montrer que partie réelle et partie imaginaire suivent une loi gaussienne tandis que la phase est aléatoire.

III.3 Le chatoiement pleinement développé en imagerie RSO

Les images RSO représentent la réponse du terrain à l'onde hyperfréquence émise par le radar, aux atténuations de transmission près [59]. La radiométrie du pixel est donc fonction de l'interaction onde-matière sur la surface imagée correspondante. Elle dépend de deux ensembles de paramètres :

- les paramètres propres au radar (longueur d'onde, bande d'émission C , L , X , . . . , polarisation, angle d'incidence, lois d'antenne . . .),
- les paramètres liés à la nature du sol (réflectance, humidité, rugosité de la surface par rapport à la longueur d'onde, inclinaison du sol . . .) et à la nature des cibles.

Le modèle le plus couramment utilisé pour caractériser ce phénomène est toujours celui des points brillants : on considère que le sol est constitué de petits diffuseurs ponctuels dont le nombre est important à l'intérieur de la cellule de résolution, dont la localisation est

aléatoire à l'intérieur de chaque cellule de résolution, et dont le coefficient de rétrodiffusion est aussi aléatoire. C'est le formalisme de Goodman [69].

III.3.1 Les lois de chatoiement (sol homogène)

III.3.1.1 Formalisme des lois



Figure III.5 : Dans le plan complexe, le signal reçu par un radar est en fait la somme des échos en provenance d'un grand nombre de diffuseurs.

Le formalisme de Goodman [69] considère donc que la réponse d'une cellule de résolution (zone du sol dont la rétrodiffusion contribue au signal mesuré en un pixel) est la somme de N réponses de cibles ponctuelles aléatoirement réparties dans la cellule. En notant $s_i = \rho_i e^{j\phi_i}$ la réponse de la cible i , la réponse de la cellule est (figure III.5) :

$$S = \Re(s) + j\Im(s) = \sum_{i=1}^N \rho_i e^{j\phi_i} \dots\dots\dots(III.24)$$

\Re et \Im désignent ici les parties réelles et imaginaires des données, traditionnellement notées i et q (i pour *in phase* et q pour *quadrature*). En effet, le signal traité n'est pas le signal réel (à 5.3 GHz pour ERS par exemple), mais le signal démodulé autour de cette fréquence centrale avec une bande passante de l'ordre de la dizaine de MHz : ce signal est donc un signal complexe.

Soient les hypothèses suivantes :

- ρ_i et Φ_i sont des variables aléatoires indépendantes,
- les phases Φ_i sont indépendantes entre elles et suivent une loi uniforme sur $[0, 2\pi]$
- le nombre N est assez grand ($N \gg 10$).

En utilisant le théorème central limite on peut conclure que les données complexes $S : (\Re, \Im)$ sont des vecteurs centrés gaussiens complexes circulaires [59] :

- la loi de distribution de la partie réelle (i pour *in phase*) s'écrit :

$$P_i(i) = \frac{1}{\sqrt{\pi R}} e^{-\frac{i^2}{R}} \dots\dots\dots(III.25)$$

- la loi de distribution de la partie imaginaire (q pour *quadrature*) s'écrit:

$$P_q(q) = \frac{1}{\sqrt{\pi R}} e^{-\frac{q^2}{R}} \dots\dots\dots(III.26)$$

➤ les espérances de i et q vérifient:

$$E(i) = E(q) = 0$$

$$E(i^2) = E(q^2) = \frac{R}{2} \Rightarrow E(i^2) + E(q^2) = R \dots\dots\dots(III.27)$$

$$E(iq) = 0$$

On montre alors que la densité de probabilité de l'intensité $I = i^2 + q^2$ est une loi Gamma (dite aussi exponentielle décroissante) et s'écrit :

$$P(I) = \frac{1}{\mu_I} e^{-\frac{I}{\mu_I}} \dots\dots\dots(III.28)$$

Comme précédemment, on peut en déduire la loi de l'amplitude $A = \sqrt{I} = \sqrt{i^2 + q^2}$ (par la relation de changement de variable):

$$P_A(A) = \frac{2}{\mu_A} \frac{A}{\mu_A} e^{-\left(\frac{A}{\mu_A}\right)^2} \dots\dots\dots(III.29)$$

Tableau III.1 : Lois du chatoiemment RSO : lois en amplitude (loi de Rayleigh-Nakagami) et lois en intensité (lois Gamma et Gamma généralisée).

Type	Loi	Max	Statistiques	
			m ₁	m ₂
Lois en intensité				
I 1-vue	$P(I) = \frac{1}{\mu_I} e^{-\frac{I}{\mu_I}}$	0	μ_1	$2\mu_1^2$
I L-vues	$P_L(I) = \frac{1}{\Gamma(L)} \frac{L}{\mu_I} \left(\frac{LI}{\mu_I}\right)^{L-1} e^{-\frac{LI}{\mu_I}}$	$\frac{L-1}{L} \mu_1$	μ_1	$\frac{L+1}{L} \mu_1^2$
Lois en amplitude (\sqrt{I})				
\sqrt{I} 1-vue	$Q(A) = \frac{2}{\mu_A} \frac{A}{\mu_A} e^{-\left(\frac{A}{\mu_A}\right)^2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mu_A$	$\sqrt{\frac{\pi}{4}} \mu_A$	μ_A^2
\sqrt{I} L-vues	$Q_L(A) = \frac{2}{\Gamma(L)} \frac{\sqrt{L}}{\mu_A} \left(\frac{\sqrt{L}A}{\mu_A}\right)^{2L-1} e^{-\left(\frac{\sqrt{L}A}{\mu_A}\right)^2}$	$\sqrt{1 - \frac{1}{2L}} \mu_A$	$\frac{\Gamma(L+0.5)}{\sqrt{L}\Gamma(L)} \mu_A$	μ_A^2

Le chatoisement perturbe notablement la lisibilité des images. Aussi, on construit des images “multi-vues” (multilook), dont la résolution plus faible est compensée par un lissage du chatoisement facilitant l’interprétation.

Les images multi-vues sont en général construites à partir des images d’intensité : l’image en intensité “L-vues” est obtenue en moyennant L images en intensité 1-vue décorréelées. Ces L images s’obtiennent en découpant l’ouverture synthétique en L sous-ouvertures : le chatoisement peut être considéré comme décorrélé entre ces sous images. En contrepartie, la résolution se dégrade (multiplication par L).

Si l’on effectue un moyennage multivue d’une image en intensité vérifiant une loi Gamma (équation III.28) alors l’image multivue suit une loi Gamma généralisée

$$P_L(I) = \frac{1}{\Gamma(L)} \frac{L}{\mu_I} \left(\frac{LI}{\mu_I} \right)^{L-1} e^{-\frac{LI}{\mu_I}} \dots\dots\dots(III.30)$$

Le paramètre L, qui est ici par construction le nombre de vue, peut être vu comme un facteur de forme.

Pour construire les images d’amplitude multi-vues, deux techniques sont possibles:

- Calculer une image en intensité multi-vue et en prendre la racine carrée : c’est ce que nous appellerons l’image \sqrt{I}
- Effectuer la moyenne d’images en amplitude: opération classique en traitement d’image, qui garantit certaines propriétés de linéarité entre autres.

Dans le premier cas (image \sqrt{I}), on peut alors calculer analytiquement les lois de probabilités, puisqu’elles sont connues pour les images “L-vues” en intensité (c’est toujours la relation III.15 qui est utilisée pour ce calcul): on obtient alors la loi de Rayleigh-Nakagami:

$$Q_L(A) = \frac{2}{\Gamma(L)} \frac{\sqrt{L}}{\mu_A} \left(\frac{\sqrt{LA}}{\mu_A} \right)^{2L-1} e^{-\left(\frac{\sqrt{LA}}{\mu_A}\right)^2} \dots\dots\dots(III.31)$$

Dans le second cas, la loi de probabilité n’a pas d’expression simple et nécessite éventuellement quelques approximations.

Il est important de noter que ces types de lois (loi de Rayleigh-Nakagami pour les images en amplitude, lois Gamma généralisée pour les images en intensité) ont des caractéristiques bien spécifiques propres aux lois définies sur \mathbb{R}^+ : en particulier, le paramètre μ , la moyenne (moment d’ordre 1) et le mode (valeur correspondant au maximum de la loi) ne sont pas a priori égaux, alors que cette propriété d’égalité est vérifiée par la loi de Gauss.

Ces lois de chatoiement, en amplitude et en intensité, sont illustrées sur la figure III.6 qui en donne les allures pour différentes valeurs du nombre de vues L. On voit que plus le nombre de vues augmente (i.e. plus le facteur de forme L augmente), plus la loi de probabilité est localisée. Le cas $L=\infty$ correspond à une distribution homothétique (un simple gain) que l'on assimile souvent avec une loi normale dégénérée (variance nulle) : il y a donc une relation très forte entre la variance et l'inverse du facteur de forme, qui sera introduite dans le paragraphe suivant par le biais du coefficient de variation γ .

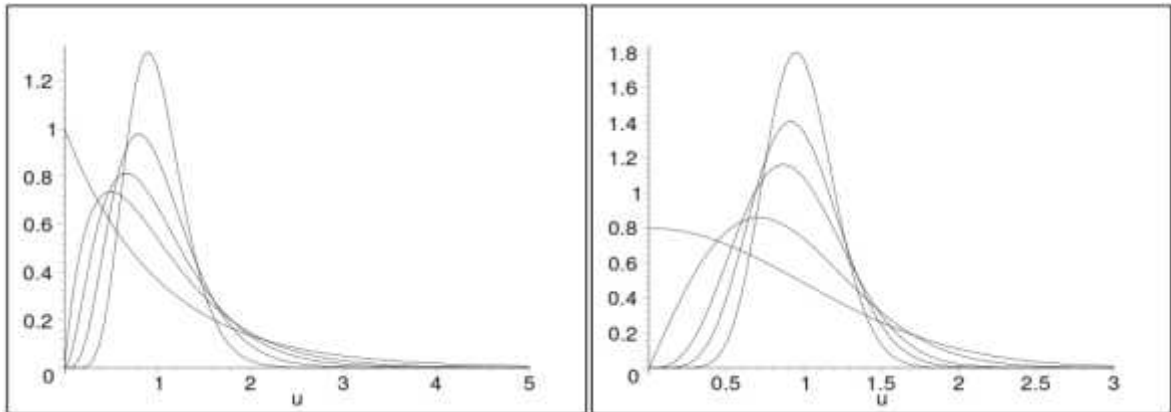


Figure III.6 : Les lois du chatoiement pleinement développé. A gauche, les lois en intensité : lois Gamma avec $\mu=1$ et $L=1, 2, 3, 5$ et 10 . A droite, les lois en amplitude : lois de Rayleigh-Nakagami avec $\mu=1$ et $L=0,5, 1, 2, 3,$ et 5 . Il faut noter sur cet exemple que la loi Gamma (avec $L=1$) et la loi de Raleigh-Nakagami (avec $L=0,5$) ont leur mode en 0 .

III.3.1.2 Statistiques des lois : approche traditionnelle

Les statistiques “traditionnelles” se fondent sur la notion de moments m_i qui, pour une densité de probabilité $p(x)$, s’écrivent:

$$m_i = \int x^i p(x)dx \dots\dots\dots(III.32)$$

On en déduit la notion de moyenne \bar{m} qui est tout simplement le moment d’ordre 1:

$$\bar{m} = m_1 \dots\dots\dots(III.33)$$

Les moments centrés $M_i, i > 1$ se déduisent alors des moments par la relation :

$$M_i = \int (x - m_1)^i p(x)dx \dots\dots\dots(III.34)$$

Il est facile d’établir une relation entre un moment centré M_i et tous les moments d’ordre $j, j \in [1, i]$. En particulier on montre aisément la relation suivante :

$$M_2 = m_2 - m_1^2 \dots\dots\dots(III.35)$$

Comme on a $M_2 \geq 0$, on en déduit alors $m_2 \geq m_1^2$.

Dans le cadre de l'imagerie RSO, et plus généralement dans l'analyse de bruit multiplicatif, on utilise souvent le coefficient de variation γ qui s'écrit:

$$\gamma = \sqrt{\frac{m_2 - m_1^2}{m_1^2}} = \sqrt{\frac{M_2}{m_1^2}} \dots\dots\dots(III.36)$$

Et qui est positif ou nul (puisque $m_2 \geq m_1^2$)

Pour la loi Gamma, on obtient :

$$\gamma = 1$$

Et pour la loi de Rayleigh, on a

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{\Gamma\left(\frac{3}{2}\right)^2} - 1} = \sqrt{\frac{4}{\pi} - 1} \approx 0,52 \dots\dots\dots(III.37)$$

Pour la loi Gamma généralisée et pour la loi de Rayleigh-Nakagami, les moments d'ordre 1 et 2 sont repris tableau III.1. On en déduit alors le coefficient de variation pour la loi Gamma généralisée :

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{L}} \dots\dots\dots(III.38)$$

Mais son expression exacte pour la loi de Nakagami n'a rien d'évident puisque

$$\gamma_{Nakagami} = \sqrt{\frac{\Gamma(L)\Gamma(L+1)}{\Gamma\left(L + \frac{1}{2}\right)^2} - 1} \dots\dots\dots(III.39)$$

On peut néanmoins utiliser l'approximation suivante:

$$\gamma_{Nakagami} = \frac{1}{2\sqrt{L}} \dots\dots\dots(III.40)$$

De même, on peut remarquer que la moyenne est un estimateur non biaisé du paramètre μ pour la loi Gamma, alors que c'est un estimateur biaisé pour la loi de Nagakami.

III.3.1.3 Log-statistiques des lois : les statistiques de deuxième espèce

Lorsque la variable x est positive (ce qui est notre cas puisque amplitude et intensité sont des valeurs positives), on peut définir un cadre formel original : les logs-statistiques (ou statistiques de Mellin : voir l'annexe C), qui utilise, pour définir la fonction caractéristique, la transformée de Mellin au lieu de la transformée de Fourier: ceci donne alors la fonction caractéristique de deuxième espèce, dont se déduisent les log-moments et les logcumulants.

On montre alors que les log-moments (ou moments de deuxième espèce) \widetilde{m}_i , au lieu d'utiliser les puissance de x comme noyau intégral (formule III.32), utilisent les puissances de log x :

$$\widetilde{m}_i = \int_0^{\infty} (\log x)^i p(x) dx \dots\dots\dots(III.41)$$

En particulier, on peut remarquer que le premier log-moment peut prendre des valeurs sur IR et qu'il est alors possible d'en prendre l'exponentielle, ce qui donne une valeur réelle positive qui peut se comparer à la moyenne. Aussi on définira la log-moyenne (ou moyenne normalisée) comme l'exponentielle du premier log-moment:

$$\widetilde{m} = e^{\widetilde{m}_1} \dots\dots\dots(III.42)$$

De manière analogue aux moments centrés, on peut définir les moments normalisés \widetilde{M}_i , $i > 1$

$$\widetilde{M}_i = \int_0^{\infty} \left(\log \left(\frac{x}{m_1} \right) \right)^i p(x) dx \dots\dots\dots(III.43)$$

Les relations entre log-moments et log-moments normalisés sont strictement identiques aux relations entre moments et moments centrés.

On montre alors que pour la loi Gamma, on a:

$$\widetilde{m}_1 = \log(\mu) + \Psi(L) - \log(L) \dots\dots\dots(III.44)$$

$$\widetilde{M}_2 = \widetilde{m}_2 - \widetilde{m}_1^2 = \Psi(1, L) \geq 0 \dots\dots\dots(III.45)$$

Avec Ψ fonction Digamma (la dérivée logarithmique de la fonction Gamma) et $\Psi(r, L)$ fonction Polygamma, i.e. la dérivée r-ème de la fonction Digamma. On voit que la connaissance du second log moment normalisé donne implicitement la valeur de L. La Log-moyenne est un estimateur biaisé de μ puisque :

$$\widetilde{m} = \mu \frac{e^{\Psi(L)}}{L} \dots\dots\dots(III.46)$$

Plus intéressant encore, la loi de Nakagami vérifie, à une constante multiplicative près, les mêmes relations (le monde des log-statistiques ne voit pour ainsi dire pas de différences entre amplitude et intensité, qui n'expriment en fait qu'une simple transformation par une loi puissance pour la variable) :

$$\widetilde{m}_{1,RN} = \log(\mu_{RN}) + \frac{1}{2}(\Psi(L) - \log(L)) \dots\dots\dots(III.47)$$

$$\widetilde{M}_{2,RN} = \widetilde{m}_{2,RN} - \widetilde{m}_{1,RN}^2 = \frac{\Psi(1,L)}{4} \geq 0 \dots\dots\dots(III.48)$$

Le tableau III.1 peut alors se réécrire pour les log-statistiques (tableau III.2).

Tableau III.2 : Loïs du chatoïement RSO : loïs en amplitude (loi de Rayleigh-Nakagami) et loïs en intensité (loïs Gamma et Gamma généralisée).Premier et second log-moments. Les expressions analytiques des log-moments entre loïs en amplitude et loïs en intensité sont comparables.

Type	Loi	Max	Log-Statistiques	
			\widetilde{m}_1	\widetilde{M}_2
Loïs en intensité				
I 1-vue	$P(I) = \frac{1}{\mu_I} e^{-\frac{I}{\mu_I}}$	0	$\log \mu_1 + \Psi(1) - \log(1)$	$\Psi(1.1)$
I L-vues	$P_L(I) = \frac{1}{\Gamma(L)} \frac{L}{\mu_I} \left(\frac{LI}{\mu_I}\right)^{L-1} e^{-\frac{LI}{\mu_I}}$	$\frac{L-1}{L} \mu_1$	$\log \mu_1 + \Psi(L) - \log(L)$	$\Psi(1.L)$
Loïs en amplitude (\sqrt{I})				
\sqrt{I} 1-vue	$Q(A) = \frac{2}{\mu_A} \frac{A}{\mu_A} e^{-\left(\frac{A}{\mu_A}\right)^2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \mu_A$	$\log \mu_A + \frac{\Psi(1) - \log(1)}{2}$	$\frac{\Psi(1.1)}{4}$
\sqrt{I} L-vues	$Q_L(A) = \frac{2}{\Gamma(L)} \frac{\sqrt{L}}{\mu_A} \left(\frac{\sqrt{LA}}{\mu_A}\right)^{2L-1} e^{-\left(\frac{\sqrt{LA}}{\mu_A}\right)^2}$	$\sqrt{1 - \frac{1}{2L}} \mu_A$	$\log \mu_A + \frac{\Psi(L) - \log(L)}{2}$	$\frac{\Psi(1.L)}{4}$

III.3.1.4 Estimation des paramètres : cas des loïs Gamma généralisées

Les données “en intensité” vérifient la loi Gamma généralisée :

$$P(I) = \frac{1}{\Gamma(L)} \frac{L}{\mu} \left(\frac{LI}{\mu}\right)^{L-1} e^{-\frac{LI}{\mu}} \dots\dots\dots(III.49)$$

On peut estimer les paramètres par différentes méthodes :

III.3.1.5 Méthode du maximum de vraisemblance (MV)

On dispose autour d’un pixel de la connaissance des N valeurs x_i de ses voisins. Maximiser la vraisemblance revient à rechercher les paramètres μ et L maximisant la probabilité

$$\prod_{i=1}^N P(x_i)$$

Ou en passant par le logarithme

$$\sum_{i=1}^N \log(P(x_i))$$

En dérivant l'expression par rapport à la variable μ , on obtient l'estimateur $\hat{\mu}$ maximisant la vraisemblance :

$$\hat{\mu} = \frac{\sum x_i}{N} \dots\dots\dots(III.50)$$

On retrouve ainsi l'estimateur du moment d'ordre 1.

En faisant de même avec L, et en prenant pour μ l'estimateur $\hat{\mu}$ précédent, on obtient le système implicite :

$$\log \hat{L} - \Psi(\hat{L}) = \log \hat{\mu} - \frac{\sum_{i=1}^N \log x_i}{N} \dots\dots\dots(III.51)$$

Que l'on peut très aisément résoudre numériquement.

Ces estimateurs ont une variance minimale (et atteignent les bornes de Cramer Rao).

III.3.1.6 Méthode des moments

Il suffit de calculer des estimateurs des deux premiers moments \hat{m}_1 et \hat{m}_2 en calculant les expressions :

$$\hat{m}_1 = \frac{\sum_{i=1}^N x_i}{N} \dots\dots\dots(III.52)$$

$$\hat{m}_2 = \frac{\sum_{i=1}^N x_i^2}{N} \dots\dots\dots(III.53)$$

Les estimées ($\hat{\mu}, \hat{L}$) se déduisent alors par les relations suivantes :

$$\hat{\mu} = \hat{m}_1 \dots\dots\dots(III.54)$$

$$\hat{L} = \frac{\hat{m}_1^2}{\hat{m}_2 - \hat{m}_1} = \frac{1}{\left(\frac{\sqrt{\hat{m}_2}}{\hat{m}_1}\right)^2 - 1} \dots\dots\dots(III.55)$$

Cependant, la variance de l'estimateur de L a une variance d'autant plus grande que L est petit.

III.3.1.7 Méthode des log-moments

On calcule des estimées des log-moments :

$$\hat{m}_1 = \frac{\sum_{i=1}^N \log(x_i)}{N} \dots\dots\dots(III.56)$$

$$\hat{m}_2 = \frac{\sum_{i=1}^N (\log(x_i))^2}{N} \dots\dots\dots(III.57)$$

On en déduit alors \hat{L} par la relation implicite :

$$\hat{M}_2 = \hat{m}_2 - \hat{m}_1 = \Psi(1, \hat{L}) \dots\dots\dots(III.58)$$

Et ensuite la valeur de $\hat{\mu}$ par la relation implicite (relation formellement identique à l'expression 2.12 trouvée pour l'estimateur MV de L) :

$$\log \hat{L} - \Psi(\hat{L}) = \log \hat{\mu} - \hat{m}_1 \dots\dots\dots(III.59)$$

Ces deux relations sont aisées à inverser numériquement. On peut montrer expérimentalement que les estimateurs ainsi trouvés ont une variance proche des bornes de Cramer Rao.

III.3.1.8 Estimation des paramètres : cas des lois de Rayleigh-Nakagami

Les données "en amplitude" vérifient la loi de Rayleigh-Nakagami :

$$P(A) = \frac{2}{\mu} \frac{L}{\Gamma(L)} \left(\frac{\sqrt{L}A}{\mu} \right)^{2L-1} e^{-\left(\frac{\sqrt{L}A}{\mu}\right)^2} \dots\dots\dots(III.60)$$

Comme dans le cas précédent, on peut estimer les paramètres par différentes méthodes :

III.3.1.9 Méthode du maximum de vraisemblance

Pour maximiser la log-vraisemblance

$$\sum_{i=1}^N \log(P(x_i)) \dots\dots\dots(III.61)$$

En dérivant l'expression par rapport à la variable μ , on obtient l'estimateur $\hat{\mu}$ maximisant la vraisemblance:

$$\hat{\mu} = \sqrt{\frac{\sum x_i^2}{N}} \dots\dots\dots(III.62)$$

On peut noter que c'est exactement la même relation que dans le cas de la loi Gamma puisque l'intensité s'obtient en prenant le carré de l'amplitude. En faisant de même avec L , et en prenant pour μ l'estimateur $\hat{\mu}$ précédent, on obtient le système implicite :

$$\log \hat{L} - \Psi(\hat{L}) = 2 \left(\log \hat{\mu} - \frac{\sum_{i=1}^N \log x_i}{N} \right) \dots\dots\dots(III.63)$$

Que l'on peut très aisément résoudre numériquement.

III.3.1.10 Méthode des moments

Une fois calculés des estimateurs des deux premiers moments \hat{m}_1 et \hat{m}_2 , les estimées $(\hat{\mu}, \hat{L})$ se déduisent alors par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} \hat{\mu} &= \sqrt{\hat{m}_2} \\ \frac{\sqrt{\hat{L}} \Gamma(\hat{L})}{\Gamma(\hat{L} + 0.5)} &= \frac{\sqrt{\hat{m}_2}}{\hat{m}_1} \dots\dots\dots(III.64) \end{aligned}$$

Cette dernière expression n'est malheureusement qu'implicite, mais très aisée à inverser numériquement.

III.3.1.11 Méthode des log-moments

Une fois calculés les estimées des log-moments d'ordre 1 et 2: \hat{m}_1 et \hat{m}_2 , on en déduit alors \hat{L} par la relation:

$$\hat{M}_2 = \hat{m}_2 - (\hat{m}_1)^2 = \frac{\Psi(1, \hat{L})}{4} \dots\dots\dots(III.65)$$

Et ensuite la valeur de $\hat{\mu}$ par la relation :

$$\hat{\mu} = e^{\left(\frac{1}{2}(\log \hat{L} - \Psi(\hat{L})) + \hat{m}_1\right)} \dots\dots\dots(III.66)$$

Ces deux relations sont aisées à inverser numériquement. On peut montrer que les estimateurs ainsi trouvés ont une variance proche des bornes de Cramer Rao.

III.3.2 Les lois de chatoisement (sol non-homogène)

III.3.2.1 Formalisme des lois (images en intensite)

Le calcul mené sur le chatoisement suppose que la zone observée est homogène, tant à l'échelle du pixel qu'à l'échelle de la fenêtre d'analyse. Dans ce cas, la loi de l'image

(en intensité) reflète simplement l'existence du chatoiement et est donc une loi Gamma que l'on peut choisir normalisé ($\mu = 1$):

$$S(x) = \frac{L}{\Gamma(L)} (Lx)^{L-1} e^{-Lx}, L \geq 0 \dots\dots\dots(III.67)$$

Si la zone observée n'est pas homogène on doit prendre en compte la texture de la scène sous jacente. Soit la connaissance d'une part de la loi $G(x|\mu)$ correspondant à une zone homogène (x étant l'amplitude ou l'intensité), et, d'autre part, de la loi $P(\mu)$ correspondant à la probabilité d'avoir une parcelle de paramètre μ . La formule de Bayes permet alors d'écrire la loi suivie par les pixels de l'image :

$$Q(x) = \int_0^{\infty} G(x|\mu)P(\mu)d\mu \dots\dots\dots(III.68)$$

On peut remarquer que les lois du chatoiement, tant en amplitude qu'en intensité, peuvent s'écrire:

$$G(x|\mu) = \frac{1}{\mu} S\left(\frac{x}{\mu}\right) \dots\dots\dots(III.69)$$

Où S est une loi de probabilité normalisée (i.e. $\mu = 1$). Cette constatation (en fait assez générale car caractéristique d'un "bruit multiplicatif") permet alors d'écrire

$$\begin{aligned} Q(x) &= \int_0^{\infty} S\left(\frac{x}{\mu}\right)P(\mu)\frac{d\mu}{\mu} \dots\dots\dots(III.70) \\ &= (S \hat{\star} P)(x) \end{aligned}$$

Où $\hat{\star}$ représente la convolution de Mellin (appelée aussi "convolution multiplicative"). En notant M l'opérateur "transformée de Mellin", on sait alors que

$$M(Q) = M\left(S \hat{\star} P\right) = M(S)M(P) \dots\dots\dots(III.71)$$

Cette relation permet d'écrire la relation suivante valable pour tout moment m_i (dans la mesure où il existe) :

$$m_{Q,i} = m_{S,i}m_{P,i} \dots\dots\dots(III.72)$$

Ce modèle permet aussi d'écrire directement la loi suivie par les pixels de l'image, connaissant la loi du chatoiement et celle de la texture sous jacente :

$$Q = M^{-1}(M(S)M(P)) \dots\dots\dots(III.73)$$

Expérimentalement, il se trouve que les lois utilisées en imagerie RSO, tant pour modéliser le chatoiement que la texture sous jacente, ont des transformées de Mellin déjà calculées et tabulées. Aussi cette approche permet donc une description analytique du

chatoiement en fonction du chatoiement sur zone homogène et de la loi de la texture de la zone étudiée facilement accessible et sans trop de calculs complexes.

Un modèle largement utilisé en imagerie RSO consiste à supposer que la scène sous-jacente suit, elle aussi, une loi Gamma de paramètre μ et M :

$$P(\mu') = \frac{1}{\Gamma(M)} \frac{M}{\mu} \left(\frac{M\mu'}{\mu} \right)^{M-1} e^{-\frac{M\mu'}{\mu}}, M \geq 0 \dots\dots\dots(III.74)$$

Dans ce cas, on montre que la statistique sur l'image RSO (image d'intensité) suit une loi K :

$$K[\mu, L, M](i) = G[1, L] \hat{\star} G[\mu, M] = \frac{1}{\Gamma(L)\Gamma(M)} \frac{2LM}{\mu} \left(\frac{LMI}{\mu} \right)^{\frac{M+L}{2}} K_{M-L} \left[2 \left(\frac{LMI}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \dots(III.75)$$

Avec K la fonction de Bessel modifiée de seconde espèce.

On peut aussi utiliser, comme loi pour la scène sous-jacente, la loi Gamma inverse IG :

$$P(\mu') = \frac{1}{\Gamma(M)} \frac{1}{M\mu} \left(\frac{M\mu}{\mu'} \right)^{M+1} e^{-\frac{M\mu}{\mu'}}, M \geq 0 \dots\dots\dots(III.76)$$

Dans ce cas, on obtient la loi de Fisher (ou loi Beta de deuxième espèce) qui semble expérimentalement bien adaptée au tissu urbain :

$$F[\mu, L, M](I) = G[1, L] \hat{\star} IG[\mu, M] = \frac{L}{M\mu} \frac{\Gamma(L+M)}{\Gamma(L)\Gamma(M)} \frac{\left(\frac{LI}{M\mu} \right)^{L-1}}{\left(1 + \frac{LI}{M\mu} \right)^{(L+M)}} \dots\dots\dots(III.77)$$

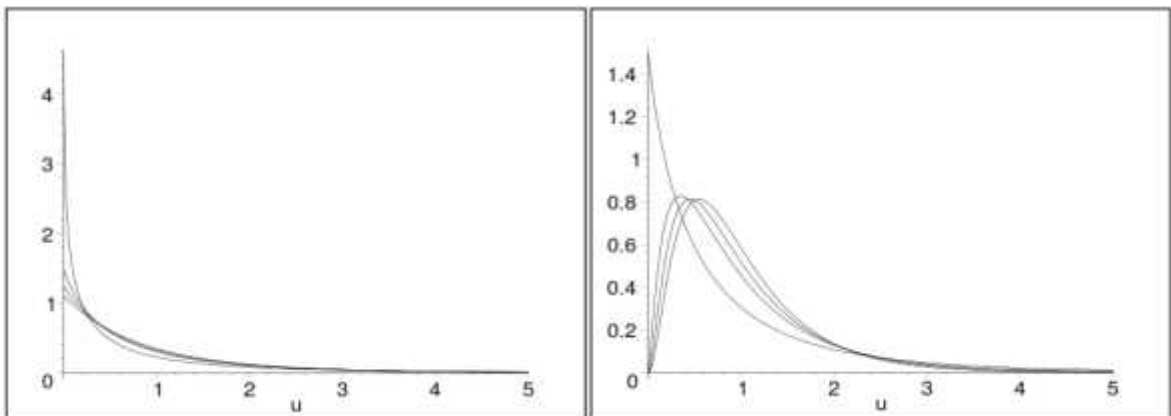


Figure III.7 : Loi $K[\mu, L, M]$ (équation III.75) : $\mu = 1$ et $L = 1, 3, 5$ et 10 . A gauche $M = 1$. A droite $M = 3$.

D'autres modèles de scènes sous-jacentes conduiront à des lois expérimentalement justifiées (comme les solutions du système de Pearson, . . .).

Notons que pour les lois "en amplitude", on aura pour la loi K

$$K_A[\mu, L, M](I) = RN[1, L] \hat{\star} RN[\mu, M] = \frac{1}{\Gamma(L)\Gamma(M)} \frac{4\sqrt{LM}}{\mu} \left(\sqrt{LM} \frac{A}{\mu}\right)^{L+M-1} K_{M-L} \left[\left(2\sqrt{LM} \frac{A}{\mu}\right)^{\frac{1}{2}}\right] \dots (III.78)$$

Et pour la loi de Fisher :

$$F_A[\mu, L, M](A) = RN[1, L] \hat{\star} RN[\mu, M] = \frac{2}{\mu} \frac{\Gamma(L+M)}{\Gamma(L)\Gamma(M)} \sqrt{\frac{L}{M}} \frac{\left(\sqrt{\frac{L}{M}} \frac{A}{\mu}\right)^{2L-1}}{\left(1 + \left(\sqrt{\frac{L}{M}} \frac{A}{\mu}\right)^2\right)^{(L+M)}} \dots (III.79)$$

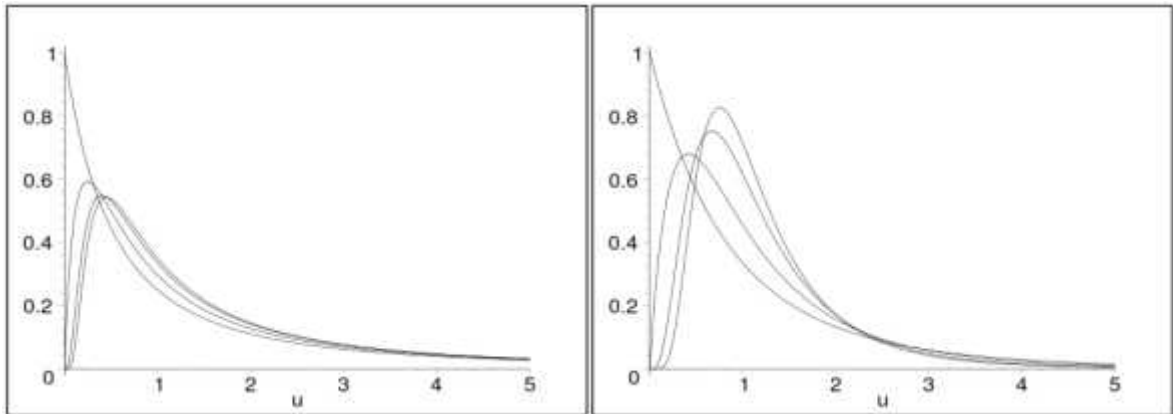


Figure III.8 : Loi de Fisher $F[\mu, L, M]$ (équation III.77) avec $\mu = 1, L = 1, 2, 5, 10$ et $M = 1$ (à gauche) ou $M = 5$ (à droite). L'e "queue lourde" est plus marqué à gauche ($M = 1$) qu'à droite ($M = 5$).

III.3.2.2 Estimations des lois (lois à 3 paramètres)

Il est important de noter que la prise en compte d'une loi pour la texture conduit à des lois d'images pouvant avoir au moins 3 paramètres. L'estimation de ces paramètres peut d'ailleurs poser de multiples problèmes : on se cantonnera dans ce texte d'en signaler les difficultés.

- La méthode du maximum de vraisemblance est le plus souvent inapplicable. Par exemple, on démontre que l'on ne peut en pratique l'utiliser pour la loi K ou la loi de Fisher.
- La méthode des moments pose aussi problème. Par exemple, pour la loi de Fisher $F[\mu, L, M]$ loi "à queue lourde", les moments à partir de l'ordre $M + 1$ ne sont pas définis. Aussi utilise-t-on parfois des moments fractionnaires, voire des moments d'indices négatifs (ce qui donne les FLOM "Fractional Low Order Moments").

- La méthode des log-moments en revanche semble pouvoir s'utiliser dans tous les cas. Seule restriction : le fait que souvent les paramètres ne s'obtiennent que sous une forme implicite.
- Enfin la variance des estimateurs dépend de la dimension de la fenêtre d'analyse et de l'ordre des moments (ou log-moments) utilisés. On montre par exemple que l'on doit monter à l'ordre 3 pour les lois K ou de Fisher : la taille de la fenêtre d'analyse peut alors devoir dépasser largement les 20x20 pixels pour la méthode des moments pour que les estimateurs soient fiables, ce qui donne une estimation insuffisamment localisée. En revanche les log-statistiques permettent, à variance d'estimateur égale, de diminuer notablement la taille des fenêtres.

III.4. Le filtrage du speckle :

Le speckle contient des informations sur la zone observé. Bruit ou information de texture, le débat sur la dualité du speckle en imagerie demeure. Il est considéré comme une information dans le monde médical où il permet une caractérisation fine des tissus, nous avons décidé de considérer le speckle comme un bruit devant être filtré.

III.4.1 Les filtres adaptatifs classiques :

Les filtres adaptatifs utilisent des statistiques locales de l'image afin de modifier leur comportement. On parle ici sur des filtres qui reposent sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM). Ils se fondent sur l'évaluation du coefficient de variation dans l'image. On distingue deux types de coefficients de variation : un coefficient de variation global et un coefficient de variation local. Le premier donne une caractérisation globale du speckle présent dans l'image, alors que le second en donne une estimation locale qui peut être considéré comme un détecteur de contours dans les images affectés par le speckle [72].

III.4.1.1 Le Coefficient de variation :

III.4.1.1.1 Le coefficient de variation global :

Le coefficient de variation global C est une caractérisation globale du speckle présent dans l'image, il est défini par la formule suivante :

$$C_u^2 = \frac{\text{var}(I_{\Omega_h})}{I_{\Omega_h}^2} \dots\dots\dots(III.80)$$

Où Ω_h est une région de l'image correspondant à une zone de réflectivité homogène de la scène observée, I_{Ω_h} est l'ensemble des intensités des pixels de Ω_h .

➤ **Démonstration :**

Notons que R est la réflectivité réelle de la scène observée (celle que l'on cherche), I l'observation dont on dispose et u un bruit multiplicatif [72], nous avons l'équation suivante:

$$I(i, j) = R(i, j) * u(i, j) \dots \dots \dots (III.81) \quad (2.2)$$

Le calcul se fait sur une zone homogène de l'image Ω_h regroupant N pixels. Sur Ω_h la réflectivité réelle de la scène est constante:

$$\forall (i, j) \in \Omega_h, R(i, j) = K \dots \dots \dots (III.82)$$

Le calcul de coefficient de variation C_u global se simplifie de la manière suivante :

$$\begin{aligned} C_u^2 &= \frac{\text{var}(I_{\Omega_h})}{I_{\Omega_h}^2} \\ &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{(i,j) \in \Omega_h} (R(i,j) * u(i,j) - \overline{Ru})^2}{I_{\Omega_h}^2}}{\dots \dots \dots (III.83)} \\ &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{(i,j) \in \Omega_h} (Ku(i,j) - \overline{Ku})^2}{(\overline{Ku})^2}}{\dots \dots \dots} \\ &= \frac{\text{var}(u)}{u^2} \end{aligned}$$

Où (Ru) et \bar{u} sont la moyennes de $R(i, j) * u(i, j)$ et $u(i, j)$ calculées sur la zone homogène Ω_h . Donc nous remarquons que le coefficient de variation C_u dépend uniquement de bruit *speckle* [72].

III.4.1.1.2 Le coefficient de variation local:

Le coefficient de variation local C_I est une mesure d'hétérogénéité (contour, texture) particulièrement bien adaptée au cas des images radar et les images contenant de *speckle*, il est considéré comme un détecteur de contours, il est défini par l'équation suivante:

$$C_I^2(S) = \frac{1}{\beta_S} \sum_{P \in \beta_S} \frac{(I_P \bar{I}_S)^2}{\bar{I}_S^2} \dots \dots \dots (III.84)$$

Où β_S est le voisinage du pixel central s. \bar{I}_S est la valeur moyenne de l'intensité des pixels de β_S .

Lorsque la fenêtre de calcul du coefficient de variation local se situe sur une zone homogène la variance de la réflectivité réelle s’annule et on retrouve $C_1 \approx C_u$ et si la fenêtre se situe sur un contour ou une texture (fort diffuseurs), la variance de la réflectivité réelle R est élevée. On retrouve : $C_1 \gg C_u$.

A partir de cette présentation nous constatons que le coefficient de variation est une mesure statistique qui permet non seulement de caractériser le bruit dans les images affectées par le *speckle*, mais aussi de différencier les zones homogènes et les zones texturées.

Le coefficient de variation est utilisé depuis longtemps dans le traitement des images radar tel que le filtre de Lee [53] [73] [74], Kuan [75], Frost et al [55] et Lopès [54] ,ces filtres utilisent des fenêtres sur lesquelles sont évaluées des statistiques locales(moyenne et variance).

III.4.1.2 Le filtre de Lee

Lee a d’abord proposé un filtre pour le cas d’un bruit additif [73], ce filtre se déduit de la méthode de Wallis [76]. Lee propose d’estimer la moyenne \bar{R}_d et la variance σ_d de réflectivité R par la moyenne locale observé \bar{I} et la variance locale observé $\sigma_{i,j}$ qui sont calculées sur une fenêtre, cette méthode est dit LS (Local Statistic), L’estimation \hat{R} de la réflectivité réelle est obtenue par:

$$\hat{R} = \bar{R}_d + \sqrt{\frac{\sigma_d}{\sigma_{i,j}}} (I(i, j) - \bar{I}_{i,j}) \dots\dots\dots(III.85)$$

Où \bar{R}_d et σ_d sont calculées de la façon suivante:

$$\bar{R}_d = \bar{I}$$

$$\sigma_d = \frac{\sigma_{i,j} - \bar{I}^2 \sigma_u^2}{\sigma_u^2 + 1} \dots\dots\dots(III.86)$$

Où σ_u est l’écart type du bruit : $\sigma_u=C_u$, C_u étant le coefficient de variation global.

Lee propose d’approximer le modèle multiplicatif du l’image I par un modèle linéaire de la forme [77] :

$$\hat{R} = \alpha I + \beta \bar{R}_d \dots\dots\dots(III.87)$$

Où \hat{R} est l’estimateur de R donnant la plus petite erreur quadratique EQMM par rapport à la moyenne (Minimum Mean Square Error) [78]. Les variables α et β sont choisies de façon à minimiser $E\left(\left(\hat{R} - R\right)^2\right)$, E étant l’espérance mathématique [73] [53].

$$\hat{R} = \alpha I + (1 - \alpha) \bar{R}_d \dots\dots\dots(III.88)$$

Avec $\alpha = \frac{\sigma_d}{\sigma_{i,j}}$

En remplaçant σ_d par l'expression de l'équation III.86, on aura :

$$\alpha = \frac{\sigma_{i,j} - \bar{I}^2 \sigma_u^2}{(\sigma_u^2 + 1)\sigma_{i,j}} \dots\dots\dots(III.89)$$

$\sigma_u^2 + 1$ peut être remplacée par 1 car $\sigma_u^2 \approx 0$, on aura donc :

$$\alpha = \frac{\sigma_{i,j} - \bar{I}^2 \sigma_u^2}{\sigma_{i,j}} = 1 - \frac{C_u^2}{C_I^2} \dots\dots\dots(III.90)$$

Finalement Le filtre de Lee repose sur la formulation suivante :

$$\hat{R} = kI + (1 - k)\bar{I} \dots\dots\dots(III.91)$$

Où le paramètre k est appelé gain du filtre, notons qu'il possède une valeur entre 0 et 1, Si l'équation III.91 donne une valeur négative pour k, cette valeur sera remplacée par zéro. Le filtre de Lee peut être interprété de la façon suivante: le coefficient de variation local C_I est comparé au coefficient de variation global C_u :

Si $C_I^2 = C_u^2$, le gain de filtre k aura la valeur 0, Ceci correspond à estimer R par la moyenne calculée sur la fenêtre, \bar{I} alors : $\hat{R}(i, j) = \bar{I}(i, j) \rightarrow$ le filtre se comporte comme un filtre moyenneur.

$C_I^2 > C_u^2$, Le filtre a tendance à garder la valeur observée du pixel, alors: $\hat{R}(i, j) = I(i, j)$.

- **Sur une zone homogène**, C_I local et le C global sont proches, la valeur de k est donc très faible et le filtre se comporte comme un filtre moyenneur [72] [59] [74].
- **Sur un fort contour (région hétérogène)**, C_I local est très supérieur au C_u global. La valeur de k s'approche donc de l'unité et le filtrage est arrêté [72] [59] [74].

III.4.3 Le filtre de Kuan:

Le filtre de Kuan [75] transforme le modèle multiplicatif du bruit en un modèle additif sur lequel il applique le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM):

$$\hat{R}(i, j) = R(i, j) + (u(i, j) - 1)R(i, j) \dots\dots\dots(III.92)$$

Où \hat{R} L'estimation de la réflectivité R celle que l'on cherche et u un bruit additif.

Le filtre obtenu est un filtre qui à la même forme que le filtre proposé par Lee, mais avec un gain de filtre différent [1]:

$$k = \frac{1 - \frac{C_u^2}{C_1^2}}{1 + C_u^2} \dots\dots\dots(III.93)$$

Même ici le gain de filtre est très faible dans la zone homogène et le filtre peut donc être approximé par un filtre moyenneur, A l'inverse, sur les contours et les zones texturées, le gain est proche de l'unité et le filtrage est donc arrêté. Mais au contraire, il n'y pas d'approximation linéaire comme dans le cas de bruit multiplicatif, ce qui le rend plus performant.

III.4.4 Le filtre de Frost :

Ce filtre est utilisé dans le cas des images radar [79] .Frost [55] propose que l'image observée est une convolution entre un modèle multiplicatif et la réponse impulsionnelle M du système radar Il peut, de plus, être considéré comme une variante du filtre de Wiener [45], adaptée au bruit multiplicatif, le filtre de Frost s'écrit [80] :

$$I(i, j) = [R(i, j)u(i, j)]M(i, j) \dots\dots\dots(III.94)$$

La réponse impulsionnelle est obtenue en minimisant l'erreur quadratique moyenne, elle se calcule par la relation suivante :

$$M(t) = K_1 \exp(-K_2 C_1^2(t_0)|t|) \dots\dots\dots(III.95)$$

Où t_0 le centre de la fenêtre de calcul, t les coordonnées du pixel courant exprimées dans la fenêtre centré sur t_0 , K_1 est une constante de normalisation introduite pour ne pas biaiser la moyenne et K_2 le paramètre du filtre qui permet de régler la quantité de filtrage :

- K_2 est grand, le filtrage est plus faible.
- K_2 est faible, le filtrage est plus fort.

Si $C_1^2(t_0)$ est faible, $M(t)$ tend vers 1 et par la suite le filtre de Frost se comporte comme le filtre moyen, Cependant, si la valeur de $C_1^2(t_0)$ est assez grande, $M(t)$ tend vers zéro. Par conséquent le filtre de Frost garde la valeur observée du pixel [55].

III.4.5 Modèle de Yu et Acton (SRAD) :

Yu et Acton [81] modifie le schéma classique de Perona et Malik, ils ont proposé une méthode combinant diffusion anisotrope et le coefficient de variation instantanée ρ , intitulée SRAD, *pour Speckle Reducing Anisotropic Diffusion*. Soit une image $I_0(x, y)$ la formulation finale de la SRAD s'écrit :

$$\frac{\partial(x, y, t)}{\partial t} = \text{div}[g(\rho)\nabla I(x, y, t)] \dots\dots\dots(III.96)$$

$$g(\rho) = \frac{1}{1 + [\rho^2(x, y, t) - \rho_0^2(t)] / [\rho^2(t)(1 + \rho_0^2(t)]} \dots\dots\dots(III.97)$$

Où $\rho(x, y, t)$ est le coefficient de variation instantanée défini par la formule suivant:

$$\rho(x, y, t) = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{\nabla I}{I^2}\right) - \left(\frac{1}{16}\right)\left(\frac{\nabla^2 I}{I}\right)^2}}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{1}{4}\right)\left(\frac{\nabla^2 I}{I}\right)\right]^2}} \dots\dots\dots(III.98)$$

Avec $\rho_0(t)$ est une fonction d'échelle relative de *speckle* correspondant au coefficient de variation, elle est donnée par l'équation suivante:

$$\rho_0(t) = \frac{\sqrt{\text{var}[Z(t)]}}{\bar{Z}(t)} \dots\dots\dots(III.99)$$

Où $\text{var}[Z(t)]$ et $\bar{Z}(t)$ sont respectivement la variance et la moyenne à l'intérieur d'une zone homogène à l'instant t [82].

Le coefficient de variation instantanée est souvent utilisé comme détecteur de contours dans les images contenant de *speckle*. Ainsi, dans les zones homogènes, quand $\rho(x, y, t) = \rho_0(t)$, nous retombons sur un schéma de diffusion anisotropique.

Ce filtre effectue un lissage des zones homogènes tout en renforçant les contours, cette méthode présente des limitations [83] :

- La difficulté de sélectionner une région de réflectivité homogène pour estimer ρ_0 .
- Le *speckle* n'étant pas homogène, les estimations de ρ sur deux régions de réflectivité homogène ne sont pas nécessairement identiques [72].
- Le filtre supprime les structures importantes de l'image et de l'information nécessaire pour leur interprétation.
- Le coefficient de diffusion tend vers 0 sans l'atteindre. Par conséquent, tous les contours même les plus importants sont diffusés.

III.4.6 Filtrage de Wiener

Soit $d(t)$ la quantité « désirée » et $\hat{d}(t)$ sont estimée, élaborée par filtrage linéaire à partir de l'observation $y(t)$ [84] :

$$\hat{d}(t) = \int h(t-u)y(u)du \dots\dots\dots(III.100)$$

On appelle filtre de Wiener le filtre linéaire de réponse $h_*(t)$, optimal au sens où l'erreur associée à l'estimation, c'est-à-dire la différence $e(t) = d(t) - \hat{d}(t)$ est telle que sa

puissance est minimisée:

$$P = E\{e^2(t)\} \rightarrow \min$$

Par application du principe d'orthogonalité, la solution est obtenue lorsque cette erreur est orthogonale aux observations:

$$E\{e(t)y(v)\} = 0$$

D'où l'on déduit

$$\gamma_{d,y}(\tau) = \int h(\tau - \theta)\gamma_y(\theta)d\theta \dots\dots\dots(III.101)$$

On reconnaît une équation de convolution dans le domaine temporel, dont on sait qu'elle se transforme en produit dans l'espace de Fourier associé des fréquences, conduisant à l'expression du gain complexe du filtre optimal de Wiener donnée par :

$$H_*(f) = \frac{\Gamma_{d,y}(f)}{\Gamma_y(f)} \dots\dots\dots(III.102)$$

Du fait que, par construction, l'estimée est orthogonale aux observations, l'erreur quadratique minimale P* associée au filtre de Wiener se réduit à :

$$P_* = E\left\{\left[d(t) - \hat{d}(t)\right]d(t)\right\} \dots\dots\dots(III.103)$$

Soit encore:

$$P_* = \gamma_d(0) - \int h(\tau)\gamma_{d,y}(\tau)d\tau \dots\dots\dots(III.104)$$

Passant dans le domaine des fréquences et utilisant la propriété d'isométrie de la transformation de Fourier, on peut réécrire cette dernière équation selon :

$$P_* = \int \Gamma_d(f)df - \int H^*(f)\Gamma_{d,y}(f)df \dots\dots\dots(III.105)$$

Soit encore

$$P_* = \int \Gamma_d(f)\left[1 - |C_{d,y}(f)|^2\right]df \dots\dots\dots(III.106)$$

En posant

$$C_{d,y}(f) = \frac{\Gamma_{d,y}(f)}{\sqrt{\Gamma_d(f)\Gamma_y(f)}} \dots\dots\dots(III.107)$$

Cette dernière quantité, qui est appelée cohérence, vérifie l'inégalité

$$|C_{d,y}(f)| \leq 1$$

La borne supérieure étant atteinte lorsque d(t) est un filtre linéaire de y(t). Dans le contexte de filtrage optimal qui nous intéresse ici, on voit donc qu'une cohérence unité a

pour conséquence une puissance d'erreur identiquement nulle, ce qui est en accord avec le fait que la quantité désirée appartient à l'espace engendré linéairement à partir des observations.

III.4.7 Filtre Médian

Le filtre médian est un filtre numérique non linéaire, souvent utilisé pour la réduction de bruit. La réduction de bruit est une étape de pré-traitement classique visant à améliorer les résultats de traitements futurs (détection de bords par exemple). La technique de filtre médian est largement utilisée en traitement d'images numériques car il permet sous certaines conditions de réduire le bruit tout en conservant les contours de l'image [85].

Le filtre médian permet d'éliminer les valeurs aberrantes sans se limiter à faire un calcul de moyenne qui aura tendance à contaminer les valeurs voisines avec cette valeur aberrante et flouter l'image. Il respecte le contraste de l'image (si on multiplie toutes les valeurs par une constante positive, l'ordonnancement des valeurs est inchangé) et la luminosité de l'image (ajouter une constante ne modifie pas l'ordonnancement non plus).

Dans les zones où l'intensité est monotone (uniquement croissante ou uniquement décroissante) le filtre laisse l'image inchangée. Il respecte les contours, et élimine les valeurs extrêmes. En revanche la composition de plusieurs filtres médians ne correspond pas à un filtre médian.

Le filtre Médian est utilisé pour atténuer les pixels isolé, d'une valeur très différente de leur entourage [86]. Il n'est pas à proprement parler un produit de convolution, mais sa mise en œuvre sur l'image est assez similaire puisqu'un masque est appliqué sur l'image et collecte les valeurs des pixels. Sur l'exemple ci-dessous le masque est appliqué sur l'image et collecte les valeurs des pixels. Sur l'exemple ci-dessous le masque est un $3 \times 3 = 9$ éléments. Les neuf éléments extraits de l'image sont ensuite triés dans l'ordre croissant [87].

La valeur médiane d'une série est par définition celle qui sépare l'échantillon en deux parties de population égale ici on voit que c'est la valeur (41) facilement repérable à cause du tri :

L'algorithme va donc remplacer la valeur originale par la valeur médiane qui vaut 41.

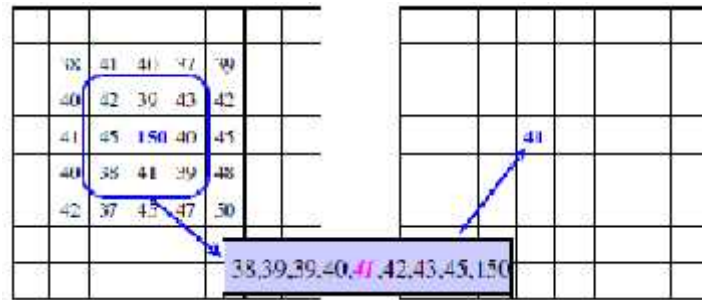


Figure III.9: Exemple de filtre Médian

III.5 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre une étude détaillée sur l’analyse des images RSO ainsi comment traiter le problème du bruit de speckle, nous nous sommes, dans une deuxième partie, intéressés aux méthodes d’analyse existantes en filtrage du speckle sur les données RSO, tel que les filtres adaptatifs classiques (Lee, Kuan, Frost, etc) qui reposent sur le coefficient de variation local et global, puis nous avons vu les filtres basés sur le phénomène de diffusion ,cette partie nous a permis de mieux comprendre l’intérêt de la diffusion anisotropique dans le filtrage des images et de mieux voire les différentes techniques d’exploitation des EDP dans la recherche d’une meilleure qualité d’images.

Chapitre 04

Application du filtrage adapté sur les images

IV.1 Introduction

Le filtrage du bruit dans les images radar qu'il soit additif gaussien ou du type speckle revient à estimer la réflectivité réelle de la scène pour chaque pixel de l'image, et le problème de fond avec toutes les méthodes de suppression de bruit est de savoir comment prévenir une perte de netteté (de détails). A cet effet il faut : lisser les zones homogènes sans en modifier la réflectivité, conserver autant que possible la texture ,le filtre doit donc être capable de séparer les effets d'hétérogénéité dû à la texture de ceux dû au speckle et conserver les structures et les contours de l'image.

Le traitement numérique des images joue un rôle important dans les applications quotidiennes telles que la transmission radar ou par satellite, le domaine médical tel que l'imagerie par résonance magnétique, la tomographie informatique ainsi que dans les domaines de la recherche et de la technologie tels que les systèmes d'information géographique, géologique exploration et astronomie [88]. Les images sont habituellement corrompues par le bruit de speckle pendant le processus d'acquisition et de transmission de données d'image [89]. Ce bruit est classé mathématiquement sur deux modèles, bruit additif et Multiplicatif. Le premier a un caractère systématique et peut être facilement modélisé et réduit [90]. Bien que, le dernier dépend de l'image où il se multiplie avec des densités de pixels, difficile à modéliser et à supprimer. Considérant que le bruit additif est de nature systématique et peut être facilement modélisé et donc facilement réduit [90-91]. Le bruit de speckle est un bruit multiplicatif. Il se produit dans tous les systèmes d'imagerie cohérents, tels que SAR, images satellites, ultrasons médicaux et images photographiques [92]. Le but des techniques de réduction du bruit est de réduire le bruit de speckle et de conserver les caractéristiques importantes des images [89] sans détruire les informations de diagnostic utiles. Comme on le trouve dans la littérature, de nombreux travaux publiés étaient limités seulement sur trois types d'images tels que les images SAR [89-90], [94-95], les images échographiques [90] [93] [96] et photographiques [90] [92] , bien qu'il existe d'autres types d'images qui sont menacées par le bruit de speckle tels que les images CT, PET et IRM, pour cette raison, nous avons choisi d'étudier ces types d'images. Comme on le sait souvent, plusieurs types de filtres sont utilisés dans le traitement des images. Généralement, ces filtres sont classés en deux parties, les filtres adaptatifs et les filtres non adaptatifs. Parmi les filtres adaptatifs, nous avons choisi six types qui sont les plus utilisés dans le domaine du filtrage d'image. Dans ce travail, nous avons appliqué les types de

filtres choisis précédemment pour réduire le bruit et sélectionner le meilleur filtre pour les images correspondantes.

IV.2 Méthodologie proposée

Notre travail est basé sur l'utilisation de différentes techniques pour réduire le bruit de speckle pour différents types d'images telles que les images SAR, ultrasons, PET, CT, IRM et images photographique. Plusieurs filtres sont utilisés pour la réduction du speckle, certains filtres sont mieux adaptés à une classe d'images spécifique. Ainsi, certains filtres sont mieux adaptés aux images SAR, d'autres sont mieux adaptés aux images médicales, d'autres sont mieux adaptés aux images photographiques, etc. Le travail proposé est une étude comparative sur les performances de plusieurs filtres tels que le filtre Lee, le filtre Frost, le filtre Kuan, le filtre Weiner, le filtre médian et le filtre SRAD pour éliminer le bruit de speckle pour différentes images d'entrée. Des paramètres statistiques tels que SNR, PSNR, SSIM, MSE, RMSE sont calculés pour les images de sortie obtenues à partir des filtres afin d'évaluer la qualité des images utilisées. Les images correspondant à la meilleure valeur statistique sont montrées et les résultats sont discutés.

IV.3 Estimation des paramètres statistiques

Après l'étape de filtrage et avant de choisir le meilleur filtre, nous devons évaluer la performance des filtres proposés pour éliminer le bruit de speckle et évaluer leur performance, pour cette raison, les paramètres utilisés sont SNR, PSNR, MSE, RMSE et (SSIM).

IV.3.1 Estimation de SNR

SNR est une mesure de distorsion. Surtout dans les régions homogènes, Il indique l'effet du bruit. Ce facteur peut être calculé comme suit:

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_g^2}{\sigma_e^2} \right) \dots\dots\dots(IV.1)$$

Où, σ_g^2 est la variance du bruit de l'image originale et σ_e^2 est la variance de l'erreur (entre l'image originale et l'image débruitée). La valeur de SNR devrait être élevée pour une image de bonne qualité [88].

IV.3.2 Estimation du PSNR

Le PSNR est le rapport entre la puissance de signal maximale possible et la puissance du bruit , qui affecte la fiabilité et la qualité du signal d'origine. PSNR est calculé comme par la formule :

$$PSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{MAX^2}{MSE} \right) \dots\dots\dots(IV.2)$$

où MSE est l'erreur quadratique moyenne et MAX est la valeur de pixel maximale de l'image [97].

IV.3.3 Estimation du MSE

Le MSE est l'erreur quadratique moyenne entre l'image synthétisée et l'image originale, elle peut être définie par [98]:

$$MSE = \sum_0^{m-1} \sum_0^{n-1} \|f(i, j) - g(i, j)\|^2 \dots\dots\dots(IV.3)$$

IV.3.4 Estimation de RMSE

RMSE est une bonne mesure de précision fréquemment utilise la différence entre les valeurs réellement observées et les valeurs prédites par un estimateur ou un modèle [99]. Une valeur inférieure pour RMSE signifie une erreur faible, ce qui conduit à une valeur PSNR élevée. Sa formule est donnée par :

$$RMSE = \sqrt{MSE} \dots\dots\dots(IV.4)$$

IV.3.5 Estimation de SSIM

Le SSIM est une référence pour mesurer la qualité de l'image, il est utilisé pour estimer la similarité entre deux images. La mesure devrait fournir une bonne approximation pour percevoir la distorsion de l'image par rapport à celle de référence. Ce paramètre est défini comme suit:

$$SSIM = \frac{(2\mu_x\mu_y + C_1)(2\sigma_{xy} + C_2)}{(\mu_x^2 + \mu_y^2 + C_1)(\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + C_2)} \dots\dots\dots(IV.5)$$

Où μ_x la moyenne de x, μ_y la moyenne de y, μ_x^2 la variance de x, μ_y^2 la variance de y, σ_{xy} la covariance de x et y, $C_1 = (k_1 L)^2$, $C_2 = (k_2 L)^2$ deux variables pour stabiliser la division avec un faible dénominateur, L la plage dynamique des valeurs de pixels (généralement $2^{\text{bit par pixel}} - 1$) et $k_1 = 0,01$ et $k_2 = 0,03$ par défaut. L'indice SSIM résultant est une valeur comprise entre -1 et 1, et la valeur 1 n'est accessible que dans le cas de deux images identiques ou d'une meilleure qualité d'image [100].

IV.4. Algorithme pour la selection des filtres

Comme le montre la figure 1, nous avons développé un organigramme pour expliquer les différentes étapes suivies pour choisir le meilleur filtre correspondant au type d'image spécifique. Au premier, les images d'entrée sont corrompues avec un bruit multiplicatif uniformément distribué. Avec trois valeurs différentes d'écart type (σ) de bruit, six images sont produites. Les images bruitées sont filtrées à l'aide de six filtres tels que le filtre médian, le filtre Lee, le filtre antigel, le filtre Kuan, le filtre Wiener et le filtre SRAD. Après le filtrage, les images sont sauvegardées pour l'estimation des mesures statistiques. Les paramètres statistiques tels que SNR, PSNR, MSE, RMSE et SSIM sont calculés pour les images filtrées obtenues à partir de chaque filtre et nous obtenons six ensembles de paramètres statistiques, chaque ensemble correspondant à un filtre spécifique. Enfin, l'image filtrée et les paramètres statistiques correspondant au meilleur résultat obtenu sont donnés en sortie après la comparaison des six résultats pour chaque image.

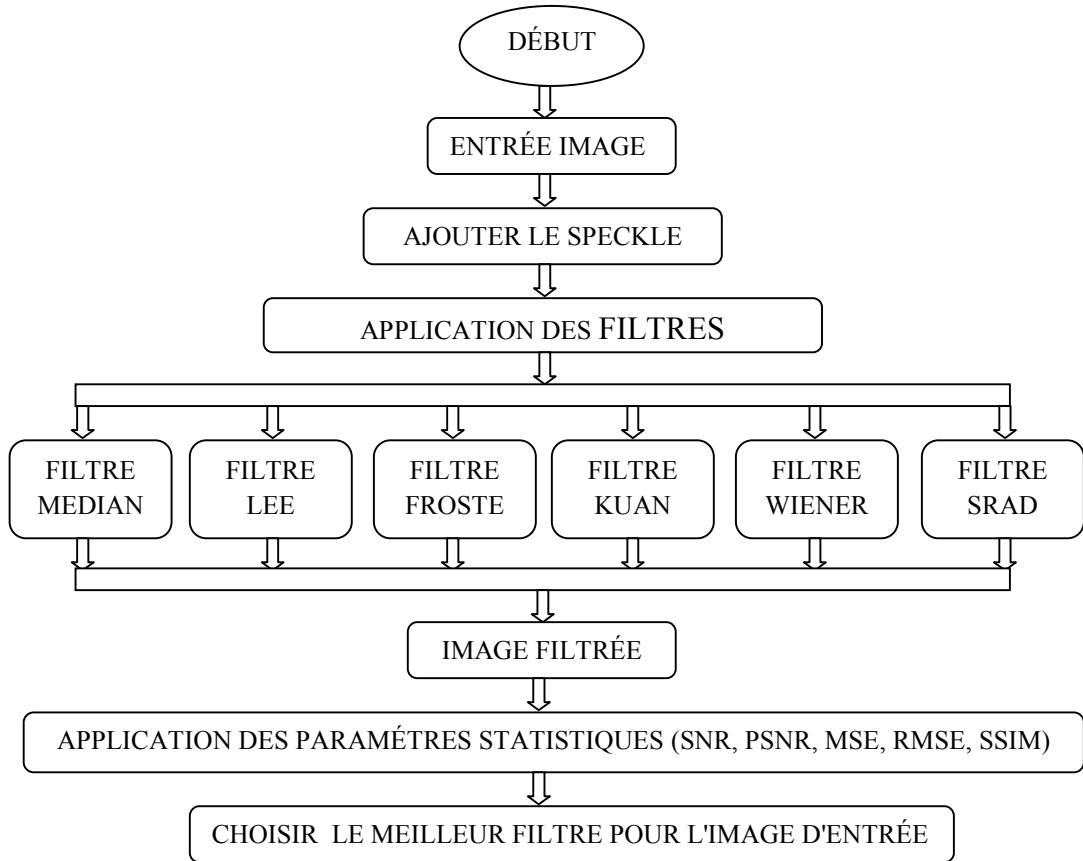


Figure IV.1 : Algorithme de réduction de speckle

IV.5 Résultats Expérimentaux

Dans cette section, nous avons discuté des résultats expérimentaux. Ces résultats ont été obtenus en appliquant des filtres de réduction décrits précédemment à différentes images. Les images sélectionnées sont des images SAR, ultrasons, PET, CT, IRM et photographiques, ces images ont été filtrées à l'aide des filtres Lee, Frost, Kuan, Wiener, Median et SRAD, en utilisant une taille de fenêtre 3x3. Pour comparer l'efficacité de chaque filtre, des mesures de performance des filtres sont effectuées pour chaque image bruitée. Dans le premier, nous avons introduit trois valeurs de variances (0,01, 0,02 et 0,03) pour chaque type d'image comme indiqué dans les figures (IV.2, IV.12, IV.22, IV.32, IV.42 et IV.52), puis six types de filtres sont appliqués pour étudier leur efficacité et extraire les paramètres statistiques. Les différents résultats obtenus sont illustrés dans les tableaux et figures suivantes (IV.6, IV.16, IV.26, IV.36, IV.46, IV.56), (IV.7, IV.17, IV.27, IV.37, IV.47, IV.57), (IV.8, IV.18, IV.28, IV.38, IV.48, IV.58), (IV.9, IV.19, IV.29, IV.39, IV.49, IV.59), (IV.10, IV.20, IV.30, IV.40, IV.50, IV.60) et (IV.11, IV.21, IV.31, IV.41, IV.51, IV.61) respectivement. De plus, les paramètres statistiques déduits des

résultats précédents sont montrés dans les tableaux (1-18) les résultats obtenus sont tracés dans les graphes (3-5, 13-15, 23-25, 33-35, 43-45 et 53-55).

IV.5.1 Image SAR

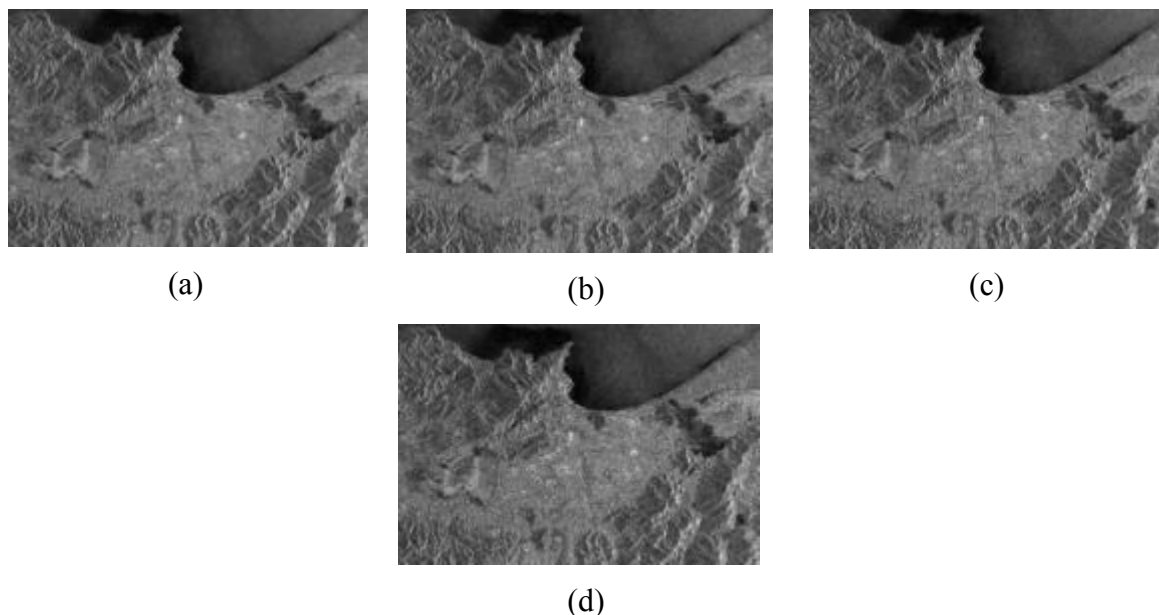


Figure IV.2 : (a) Image SAR originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.

Tableau IV.1: Résultats d'image SAR avec écart-type 0,01

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9698	14.6065	26.5538	144.9090	12.0378
FROST	0.9158	15.9066	19.7958	686.9136	26.2090
KUAN	0.9155	16.2624	24.2879	244.1707	15.6260
WIENER	0.9479	17.6198	27.1892	125.1869	11.1887
MEDIAN	0.9231	16.1448	24.2921	243.9336	15.6184
SRAD	0.9153	16.5684	25.9815	165.3211	12.8577

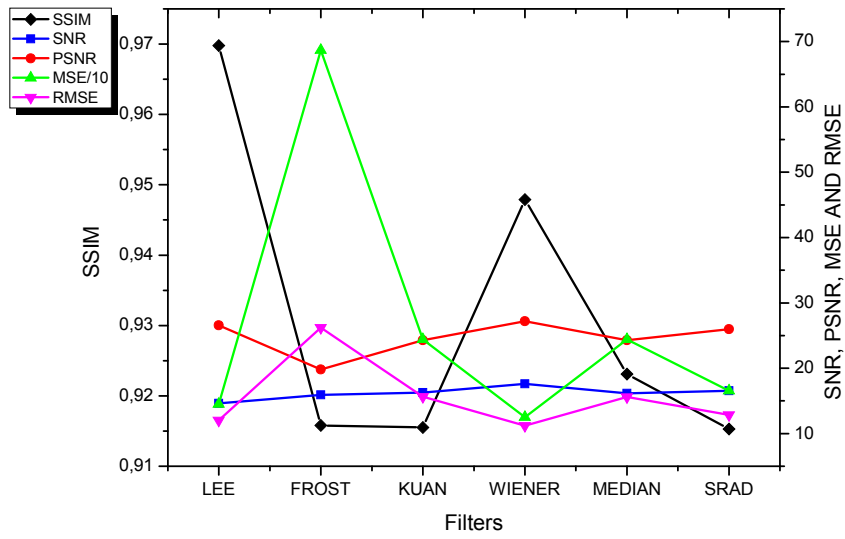


Figure IV.3 : Graphe d'image SAR avec écart-type 0,01

Tableau IV.2: Résultats d'image SAR avec écart-type 0,02

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9682	14.4279	26.4020	150.0668	12.2502
FROST	0.9125	15.8473	19.7756	690.1175	26.2701
KUAN	0.9154	16.1841	24.3347	241.5522	15.5419
WIENER	0.9432	17.3178	26.7524	138.4324	11.7657
MEDIAN	0.9177	15.6845	24.1048	254.6829	15.9588
SRAD	0.9170	16.4808	25.9349	167.1052	12.9269

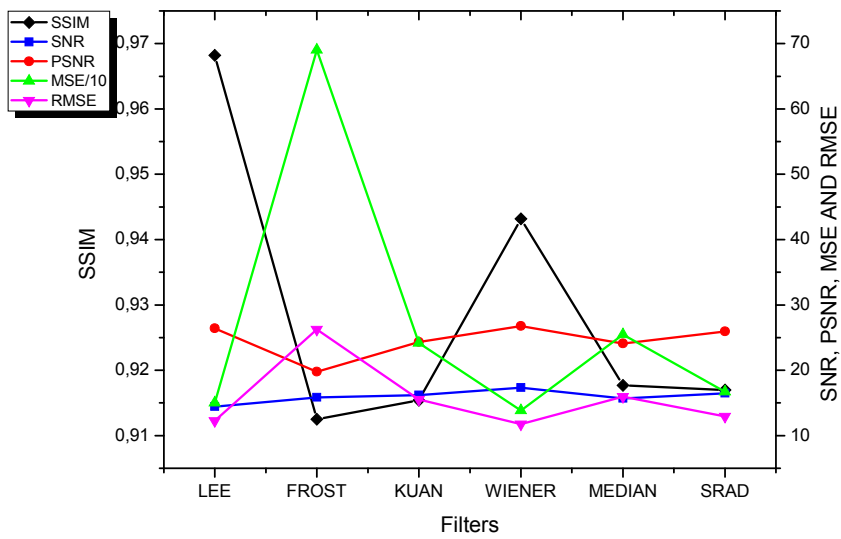


Figure IV.4 : Graphe d'image SAR avec écart-type 0,02

Tableau IV.3: Résultats d'image SAR avec écart-type 0,03

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9669	26.2507	14.2973	155.3838	12.4653
FROST	0.9086	19.7533	15.7897	693.6705	26.3376
KUAN	0.9105	24.2738	16.1060	244.9628	15.6513
WIENER	0.9393	26.3738	17.1560	151.0430	12.2900
MEDIAN	0.9112	23.9210	15.4211	265.6959	16.3002
SRAD	0.9173	25.7858	16.2745	172.9399	13.1507

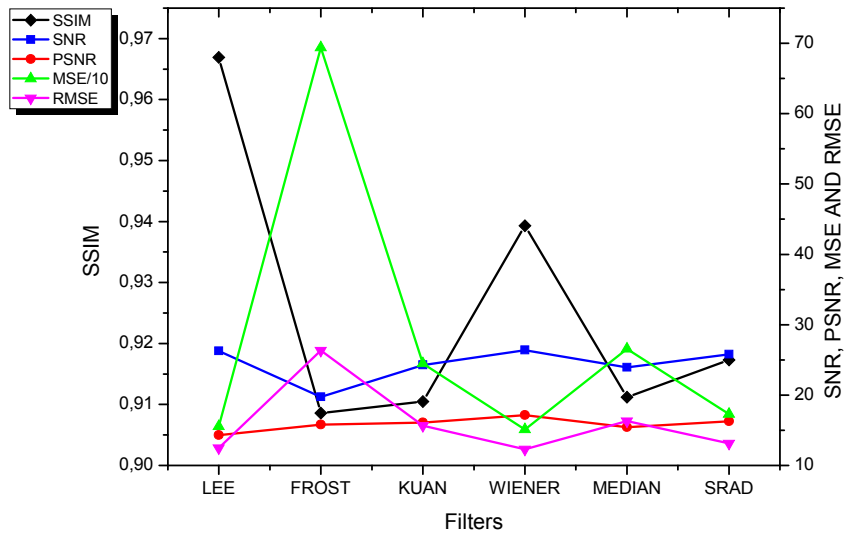


Figure IV.5 : Graphe d'image SAR avec écart-type 0,03

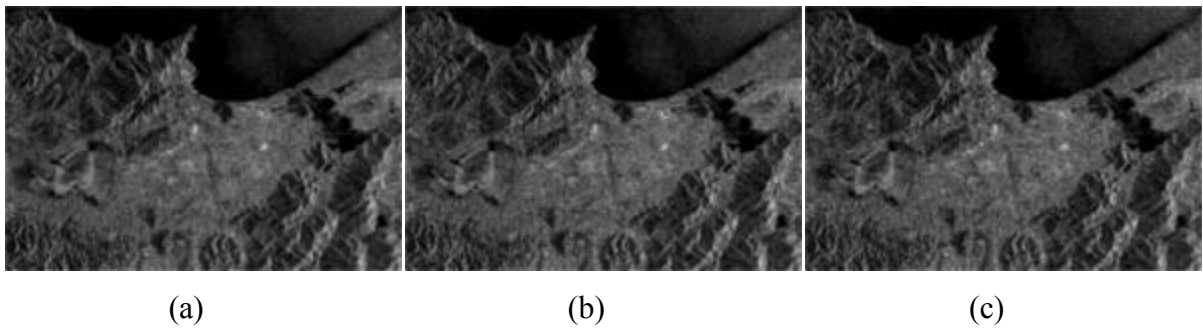


Figure IV.6: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

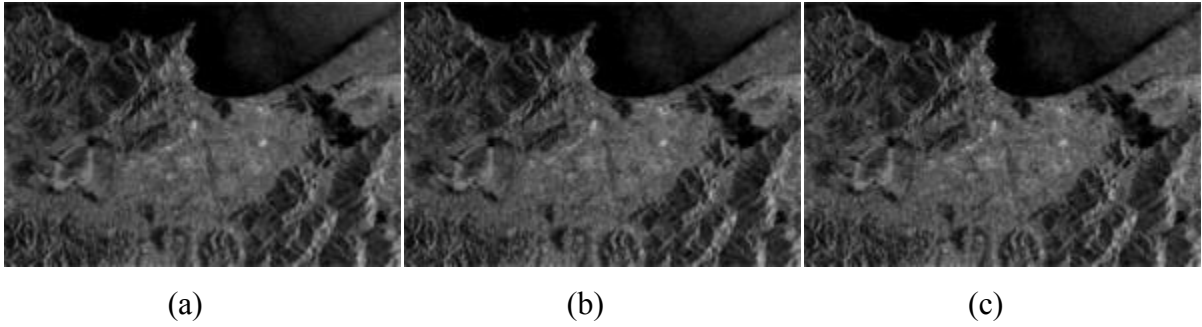


Figure IV.7: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

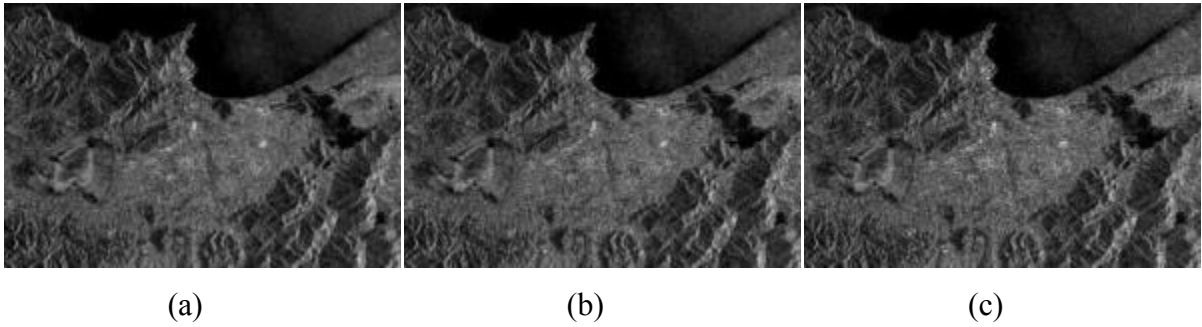


Figure IV.8: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

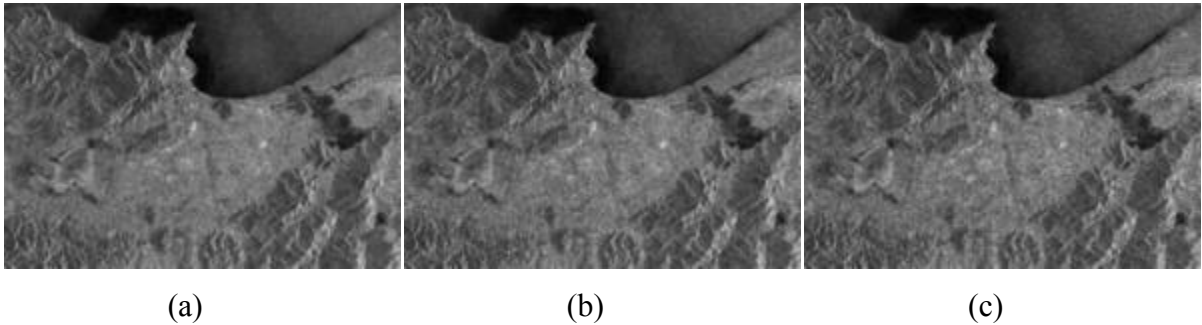


Figure IV.9: Reduction de speckle en utilisant le filtre Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

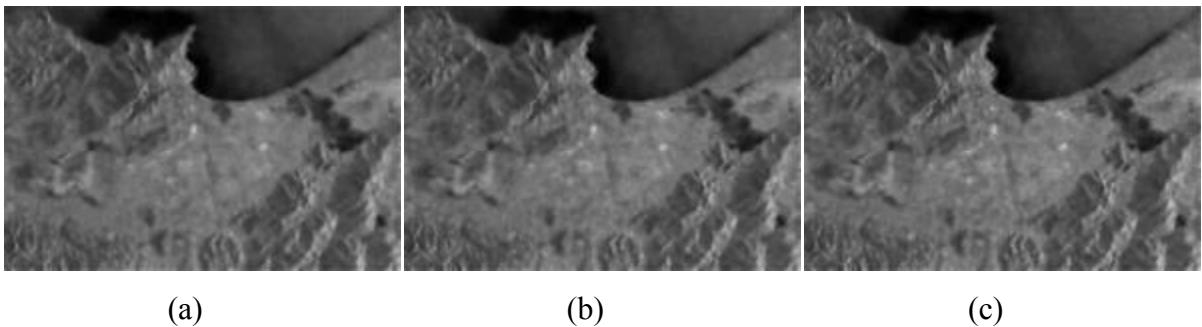


Figure IV.10: Reduction de speckle en utilisant le filtre SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

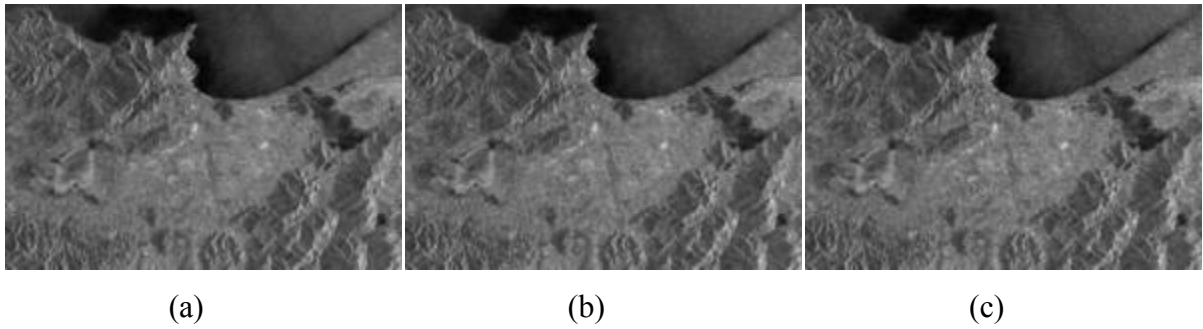


Figure IV.11: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

À partir des résultats obtenus ci-dessus, on peut deduire que les filtres de Lee et de Wiener donnent les meilleurs résultats pour les images SAR.

IV.5.2 Image Ultrason

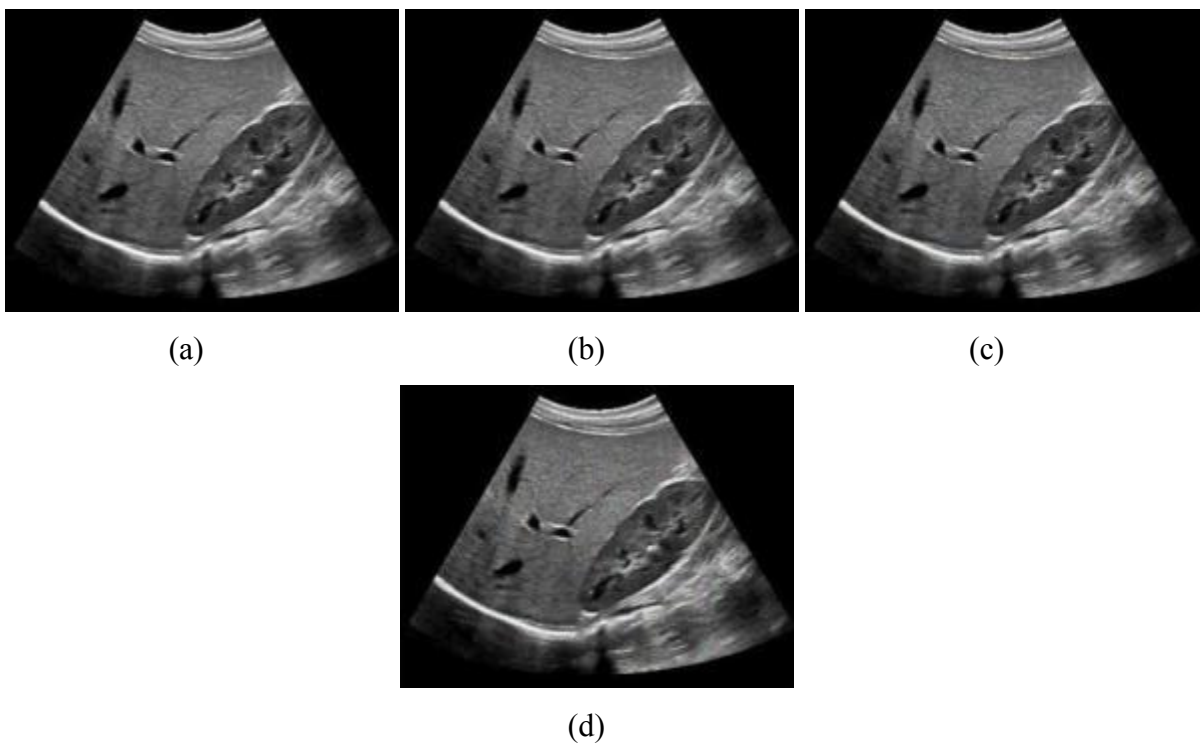


Figure IV.12 : (a) Image Ultrason originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.

Tableau IV.4: Résultats d'image Ultrason avec écart-type 0,01

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9859	36.1487	33.8412	27.0618	5.2021
FROST	0.9560	19.9924	31.7368	43.9343	6.6283
KUAN	0.9778	20.4849	30.9473	52.6921	7.2589
WIENER	0.9504	22.2315	34.0349	25.8813	5.0874
MEDIAN	0.9851	21.0823	34.0506	25.7882	5.0782
SRAD	0.9648	26.4349	31.0053	51.9939	7.2107

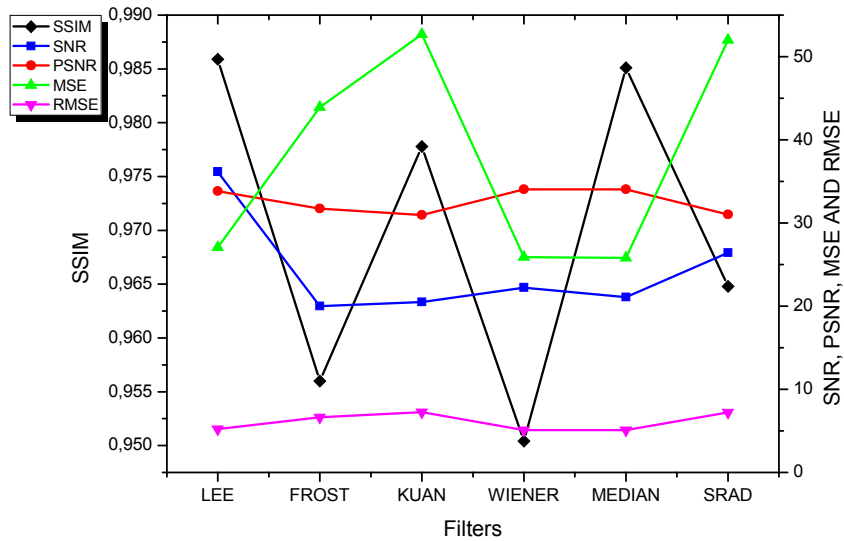


Figure IV.13 : Graphe d'image Ultrason avec écart-type 0,01

Tableau IV.5: Résultats d'image Ultrason avec écart-type 0,02

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9764	29.0568	31.6850	44.4608	6.6679
FROST	0.9521	19.1957	31.3611	47.9043	6.9213
KUAN	0.9742	19.6910	30.7080	55.6773	7.4617
WIENER	0.9467	20.1607	32.3361	38.2713	6.1864
MEDIAN	0.9753	18.2431	32.1079	40.3355	6.3510
SRAD	0.9659	28.7616	30.3550	60.3917	7.7712

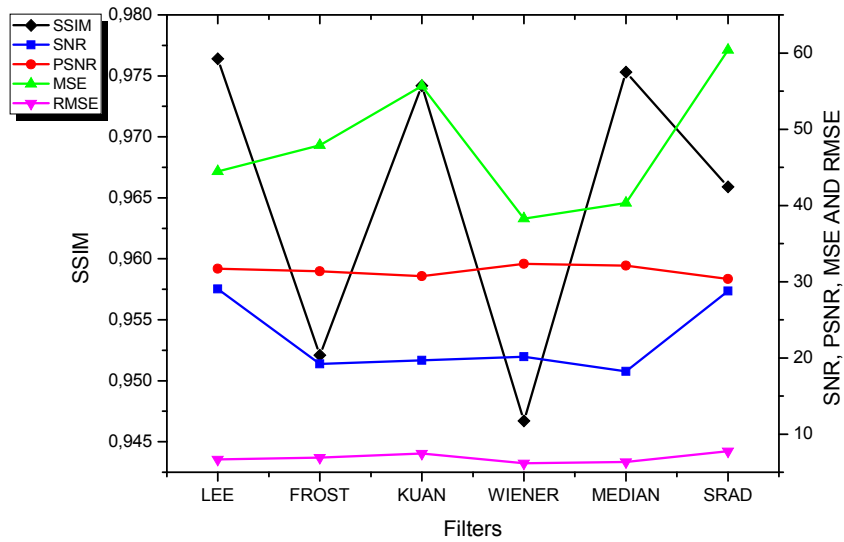


Figure IV.14 : Graphe d'image Ultrason avec écart-type 0,02

Tableau IV.6: Résultats d'image Ultrason avec écart-type 0,03

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9678	25.2344	30.0384	64.9595	8.0597
FROST	0.9482	18.5819	31.0329	51.6640	7.1878
KUAN	0.9698	19.0112	30.3397	60.6057	7.7850
WIENER	0.9428	18.3886	30.5880	57.2374	7.5655
MEDIAN	0.9663	16.3758	30.6704	56.1616	7.4941
SRAD	0.9657	26.5424	30.7983	54.5314	7.3845

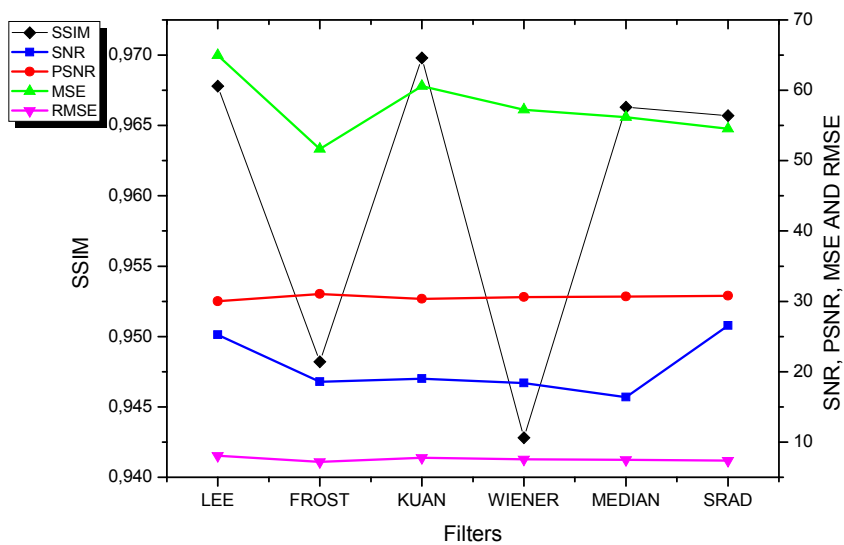


Figure IV.15 : Graphe d'image Ultrason avec écart-type 0,03



(a) (b) (c)

Figure IV.16: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.



(a) (b) (c)

Figure IV.17: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.



(a) (b) (c)

Figure IV.18: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.



(a) (b) (c)

Figure IV.19: Reduction de speckle en utilisant le filtre Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

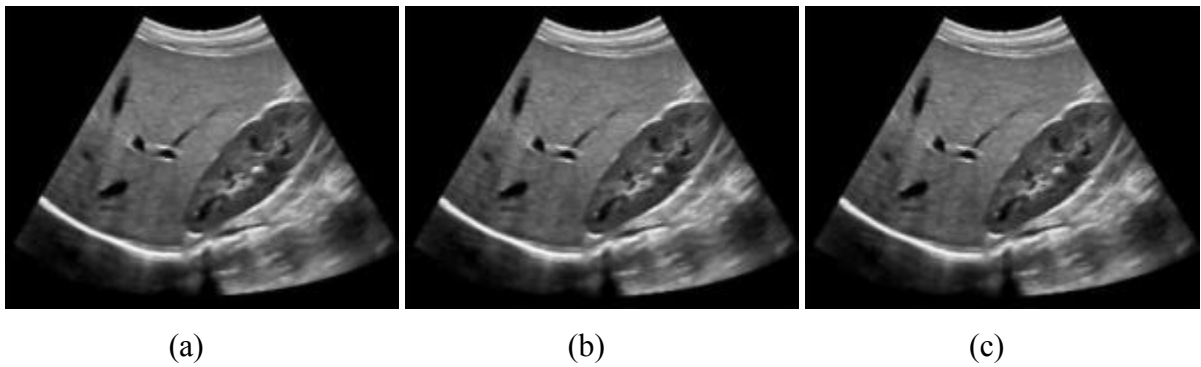


Figure IV.20: Reduction de speckle en utilisant le filtre SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

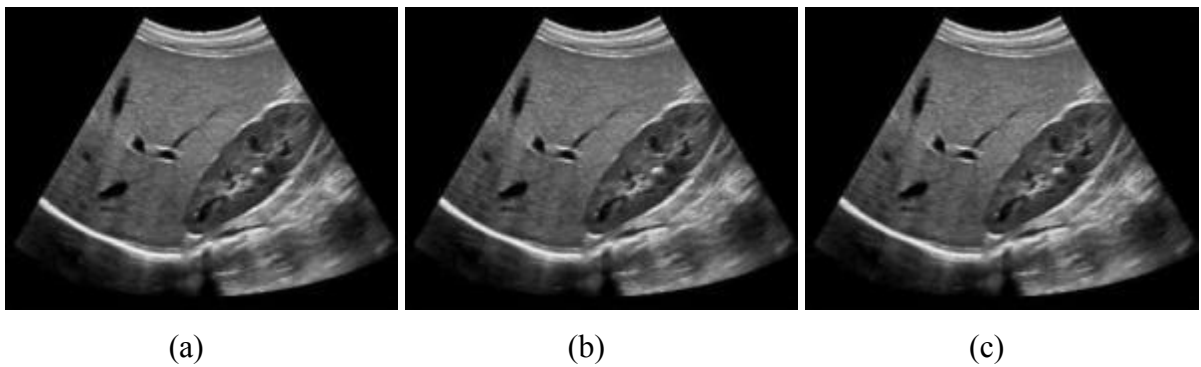
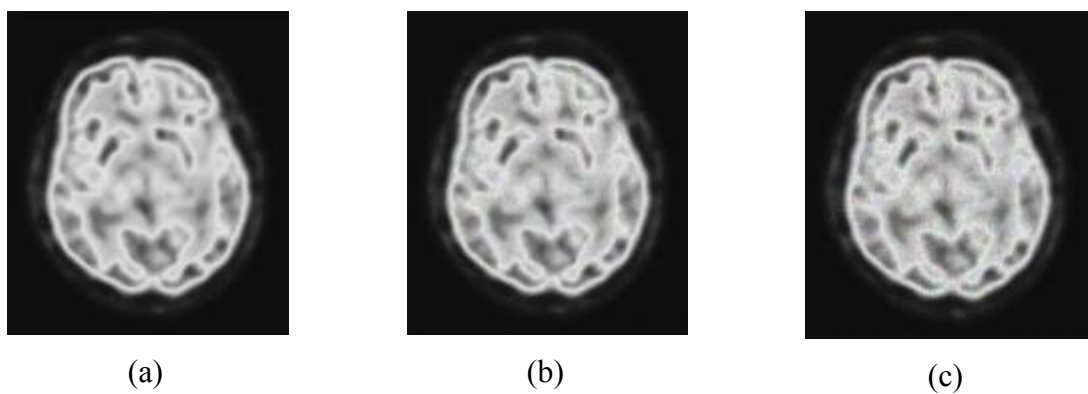
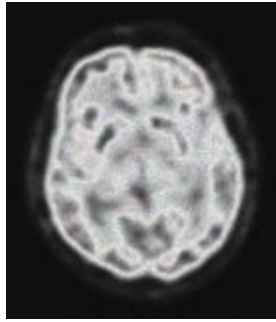


Figure IV.21: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

À partir des résultats obtenus ci-dessus, on peut deduire que les filtres de Lee et le filtre Median donnent les meilleurs résultats pour les images Ultrason.

IV.5.3 Image PET





(d)

Figure IV.22 : (a) Image PET originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.

Tableau IV.7: Résultats d'image PET avec écart-type 0,01

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.8172	10.5132	27.9572	104.8961	10.2419
FROST	0.9204	29.2903	30.8330	54.0981	7.3551
KUAN	0.9441	29.9858	32.5193	36.6898	6.0572
WIENER	0.9648	28.8503	35.8253	17.1377	4.1398
MEDIAN	0.8222	22.9219	32.3650	38.0175	6.1658
SRAD	0.8618	6.6687	27.1557	126.1563	11.2319

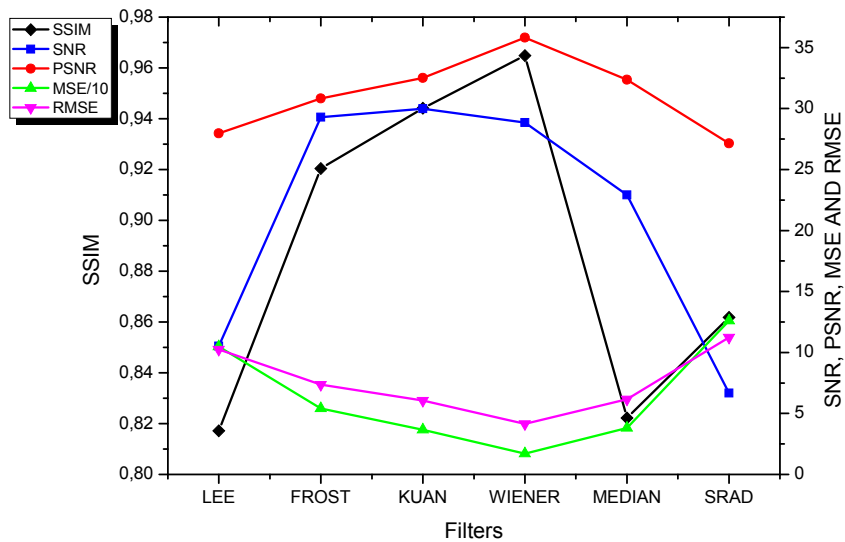


Figure IV.23 : Graphe d'image PET avec écart-type 0,01

Tableau IV.8: Résultats d'image PET avec écart-type 0,02

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.7550	9.0295	25.0929	202.8573	14.2428
FROST	0.8821	25.3026	30.0972	64.0848	8.0053
KUAN	0.9057	25.7628	31.3975	47.5035	6.8923
WIENER	0.9535	22.0879	30.9673	52.4507	7.2423
MEDIAN	0.7728	19.3616	29.2285	78.2765	8.8474
SRAD	0.8330	6.7017	27.0247	130.0202	11.4026

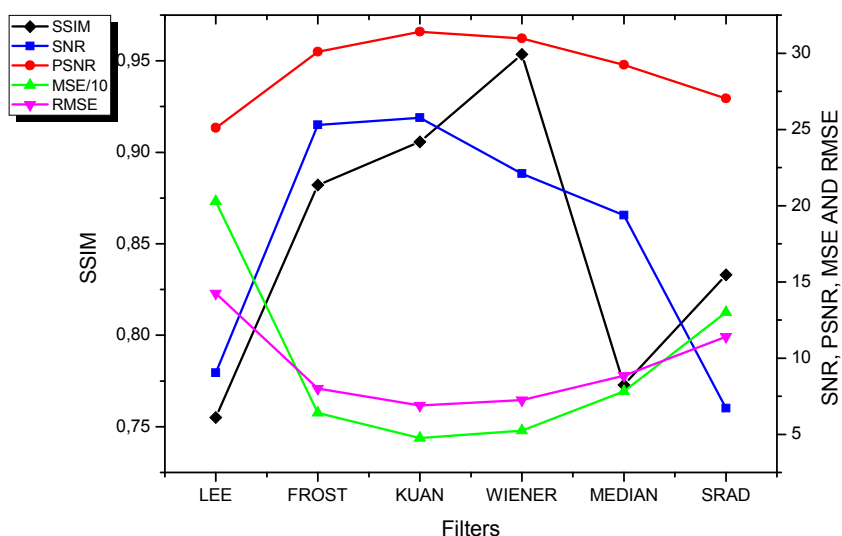


Figure IV.24 : Graphe d'image PET avec écart-type 0,02

Tableau IV.9: Résultats d'image PET avec écart-type 0,03

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.7293	8.9755	23.4889	293.4879	17.1315
FROST	0.8539	22.7519	29.5395	72.8675	8.5362
KUAN	0.8776	23.1276	30.6337	56.6384	7.5259
WIENER	0.9434	19.1310	28.4171	94.3557	9.7137
MEDIAN	0.7422	18.0614	27.4198	118.7138	10.8956
SRAD	0.8262	7.7166	27.2901	122.3111	11.0594

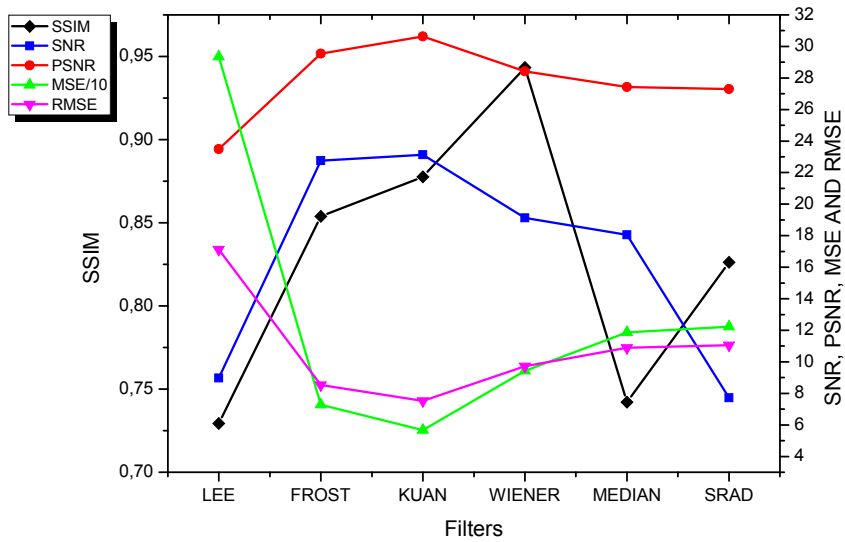


Figure IV.25 : Graphe d'image PET avec écart-type 0,03

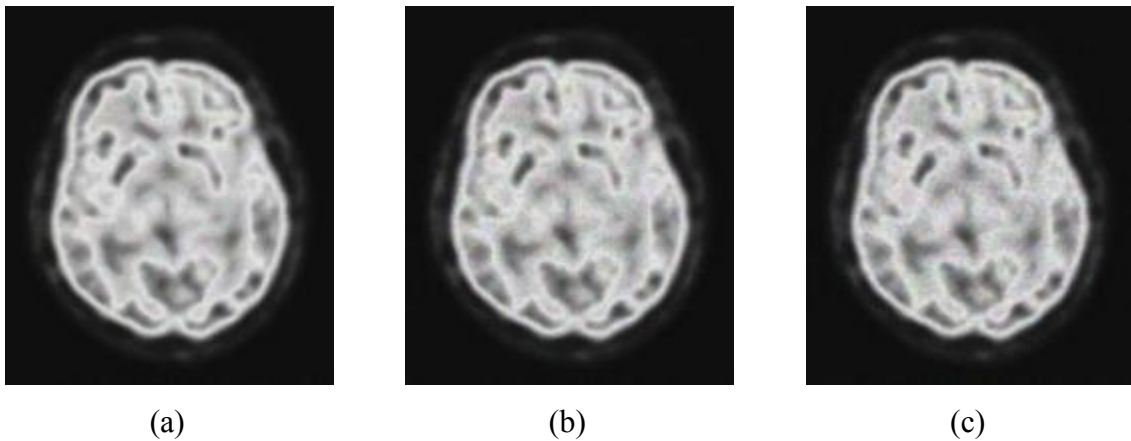


Figure IV.26: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

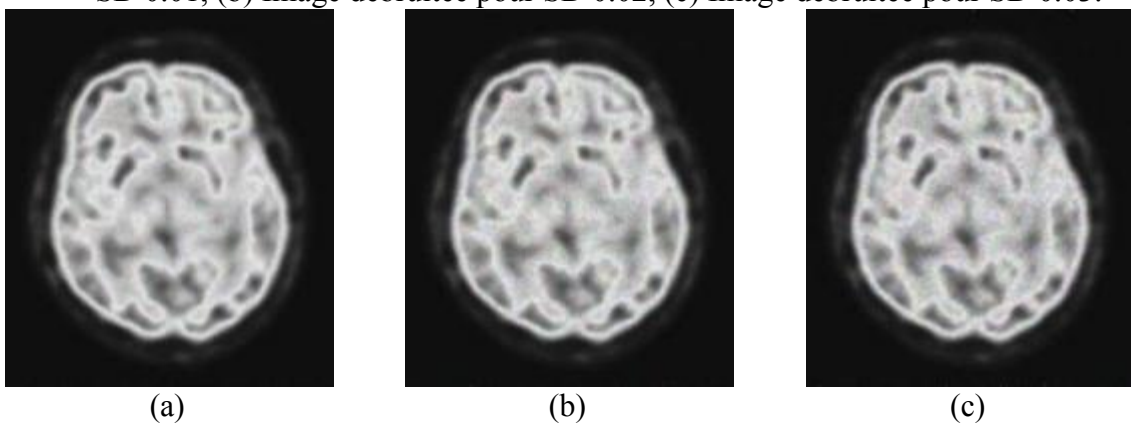


Figure IV.27: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

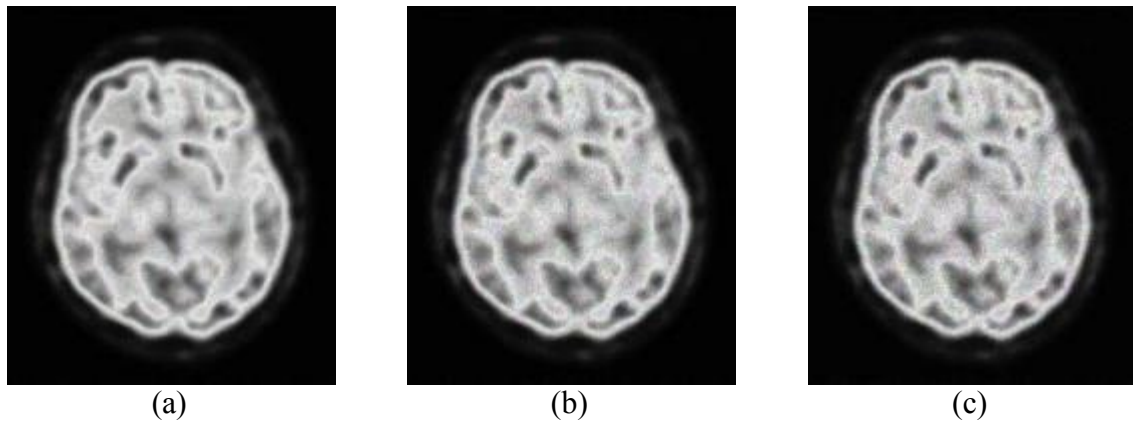


Figure IV.28: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

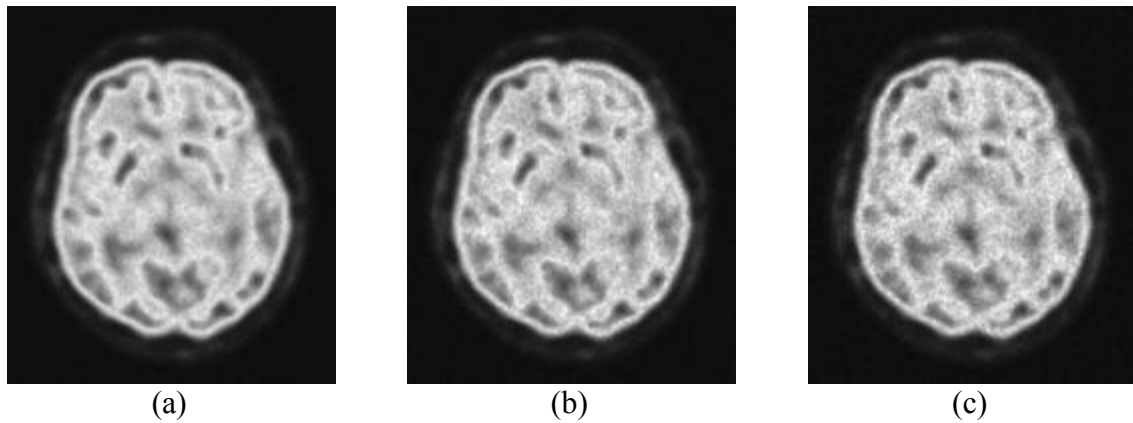


Figure IV.29: Reduction de speckle en utilisant le filtre Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

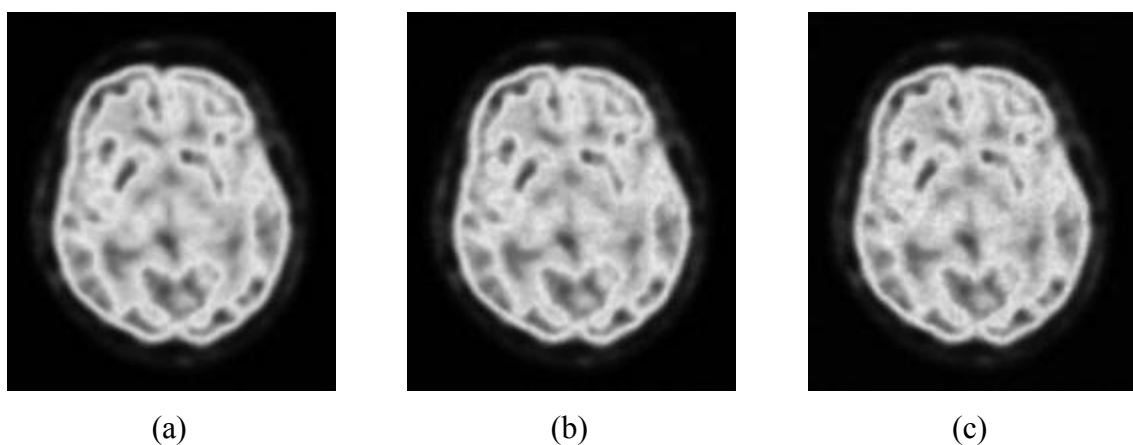


Figure IV.30: Reduction de speckle en utilisant le filtre SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

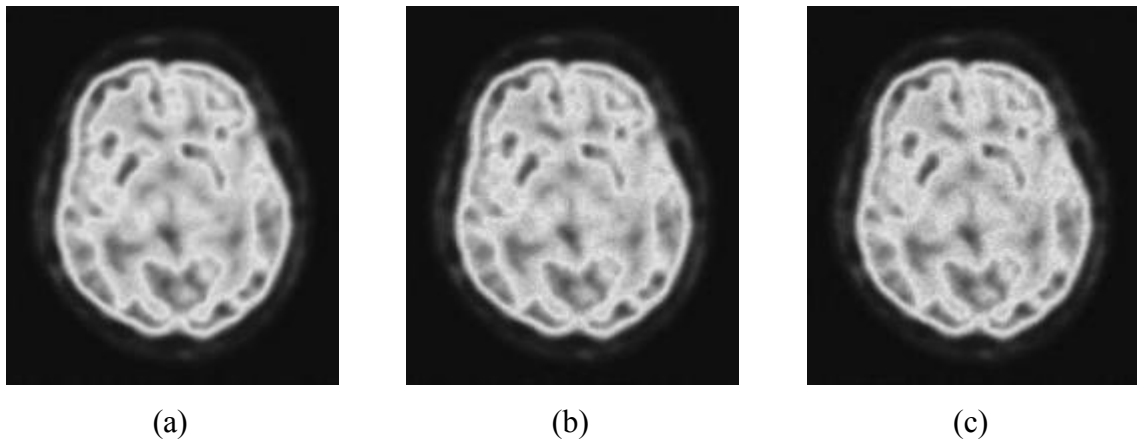


Figure IV.31: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

À partir des résultats obtenus ci-dessus, on peut deduire que les filtres de Kuan et de Wiener donnent les meilleurs résultats pour les images PET.

IV.5.4 Image CT

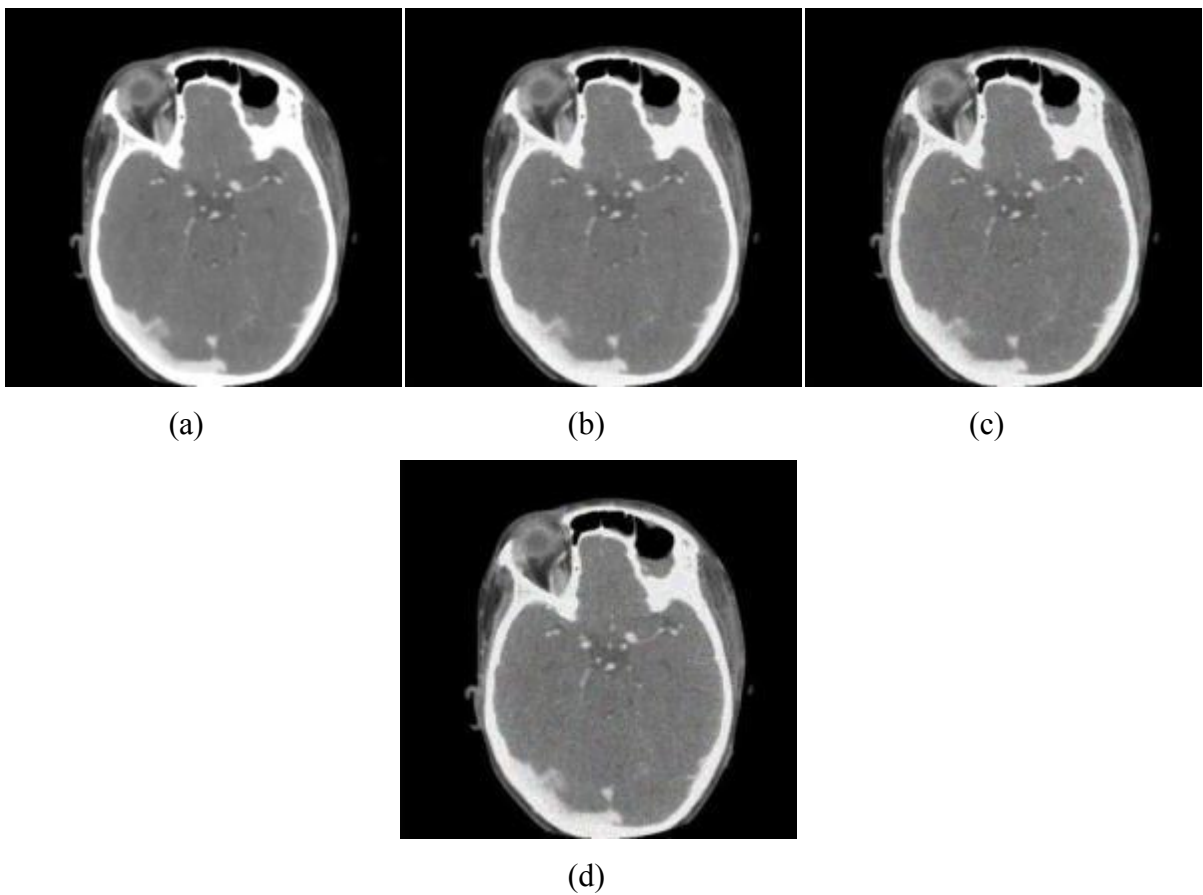


Figure IV.32 : (a) Image CT originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.

Tableau IV.10: Résultats d'image CT avec écart-type 0,01

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9690	23.6135	34.4970	23.2690	4.8238
FROST	0.9591	17.9101	32.1769	39.6996	6.3008
KUAN	0.9564	18.3576	32.0456	40.9182	6.3967
WIENER	0.9564	23.0806	26.7329	139.0558	11.7922
MEDIAN	0.9359	18.8386	32.5073	36.7914	6.0656
SRAD	0.9583	20.5520	32.8942	33.6558	5.8014

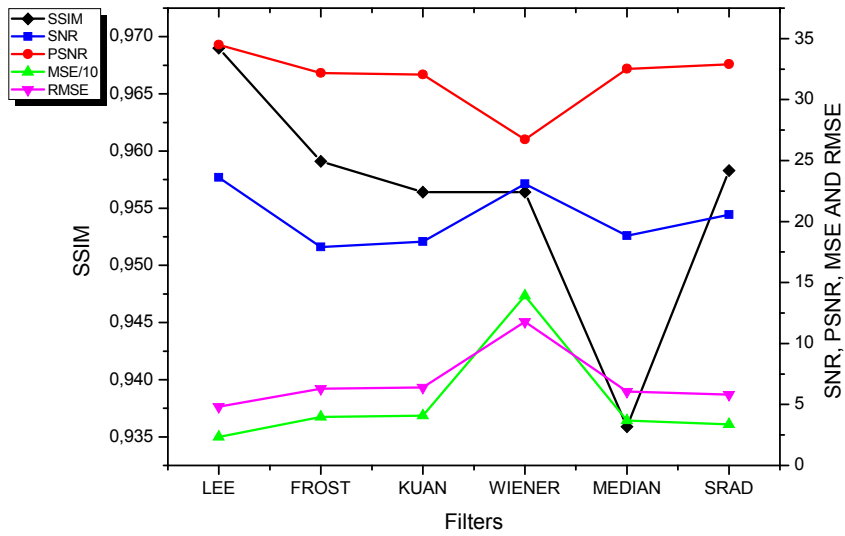


Figure IV.33 : Graphe d'image CT avec écart-type 0,01

Tableau IV.11: Résultats d'image CT avec écart-type 0,02

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9454	19.1304	30.7317	55.3749	7.4414
FROST	0.9423	15.0058	30.8742	53.5869	7.3203
KUAN	0.9392	15.3426	30.7719	54.8639	7.4070
WIENER	0.9437	20.3930	26.3335	152.4501	12.3471
MEDIAN	0.8980	15.0941	30.4064	59.6816	7.7254
SRAD	0.9494	19.6421	31.9529	41.8013	6.4654

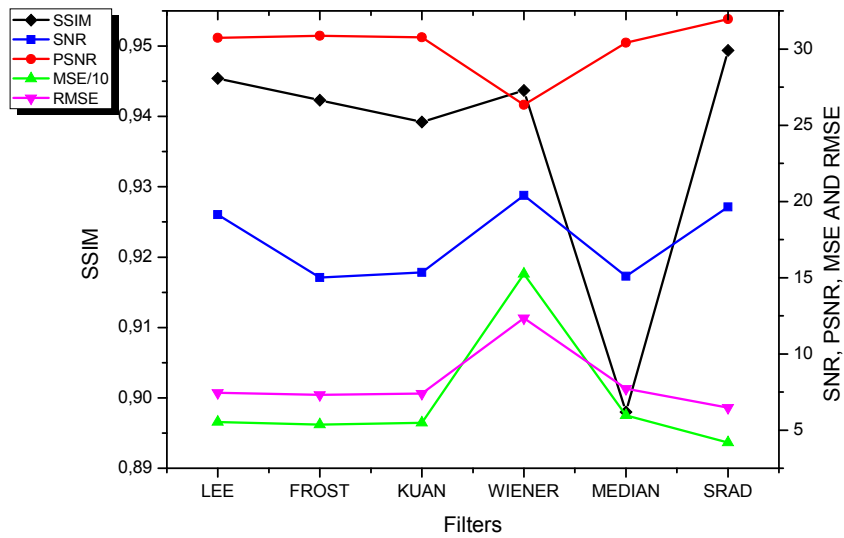


Figure IV.34 : Graphe d'image CT avec écart-type 0,02

Tableau IV.12: Résultats d'image CT avec écart-type 0,03

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.9285	17.5222	28.7388	87.6185	9.3605
FROST	0.9298	13.7261	29.9417	66.4219	8.1500
KUAN	0.9268	14.0093	29.9012	67.0435	8.1880
WIENER	0.9324	19.0810	25.8792	169.2623	13.0101
MEDIAN	0.8679	13.1852	28.8705	85.0026	9.2197
SRAD	0.9417	18.5813	31.2591	49.0419	7.0030

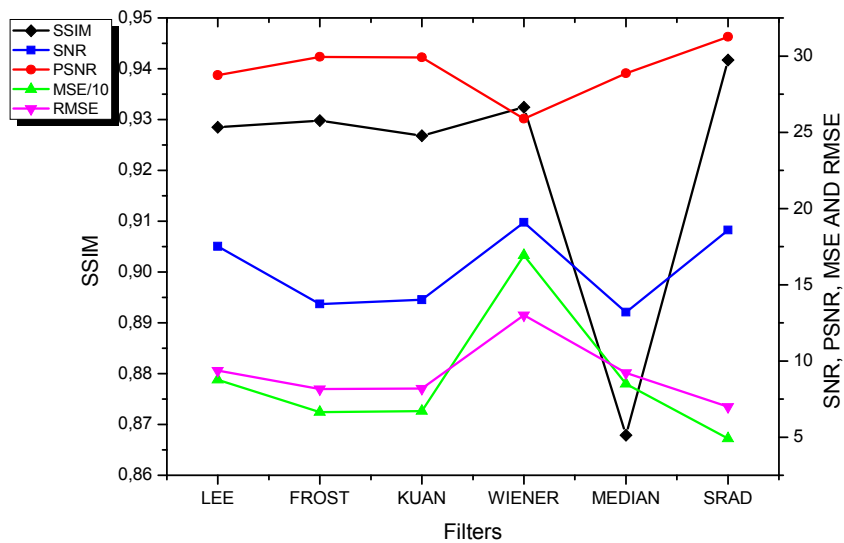


Figure IV.35 : Graphe d'image CT avec écart-type 0,03

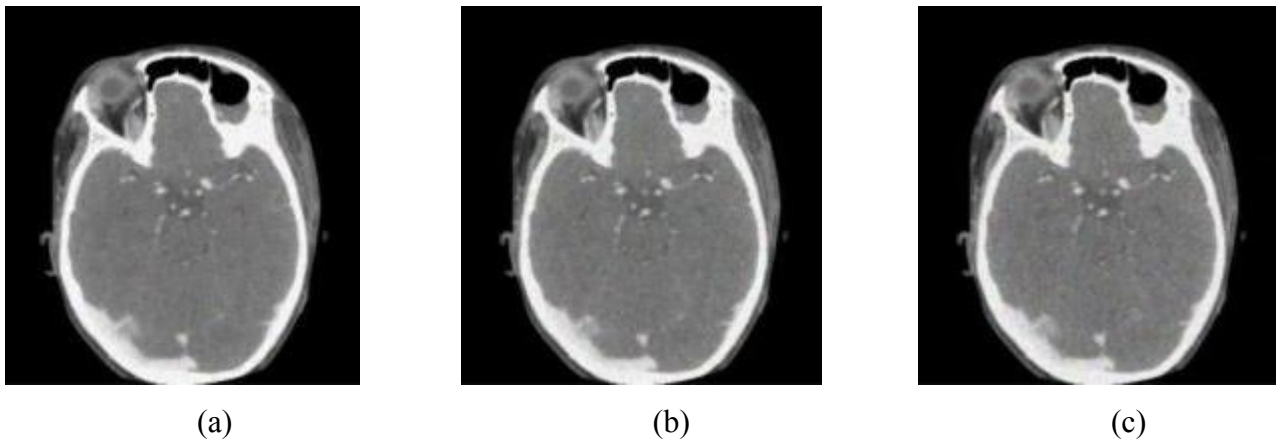


Figure IV.36: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

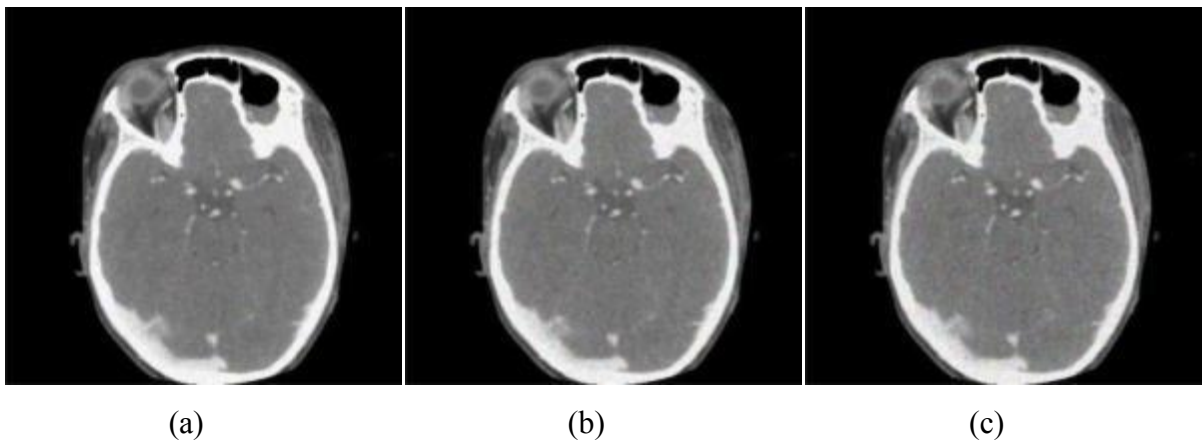


Figure IV.37: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

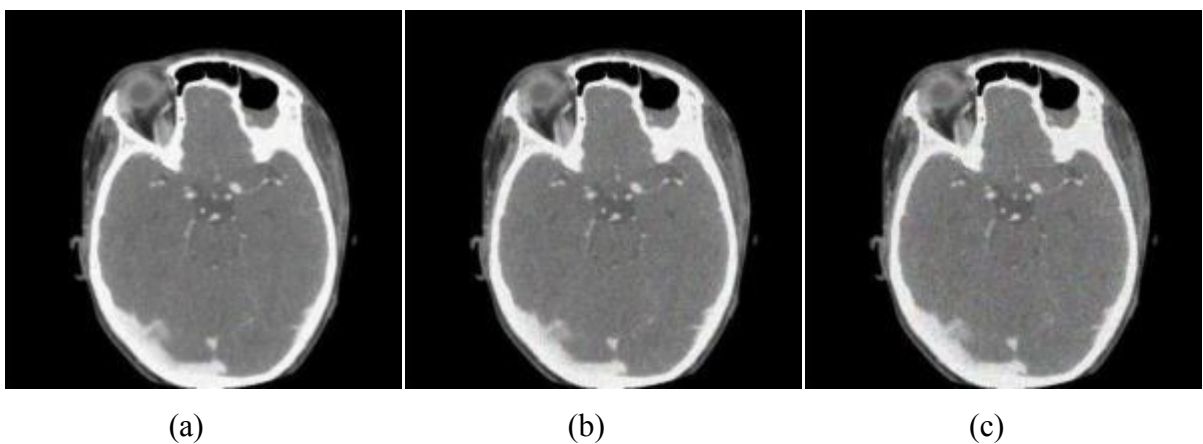


Figure IV.38: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

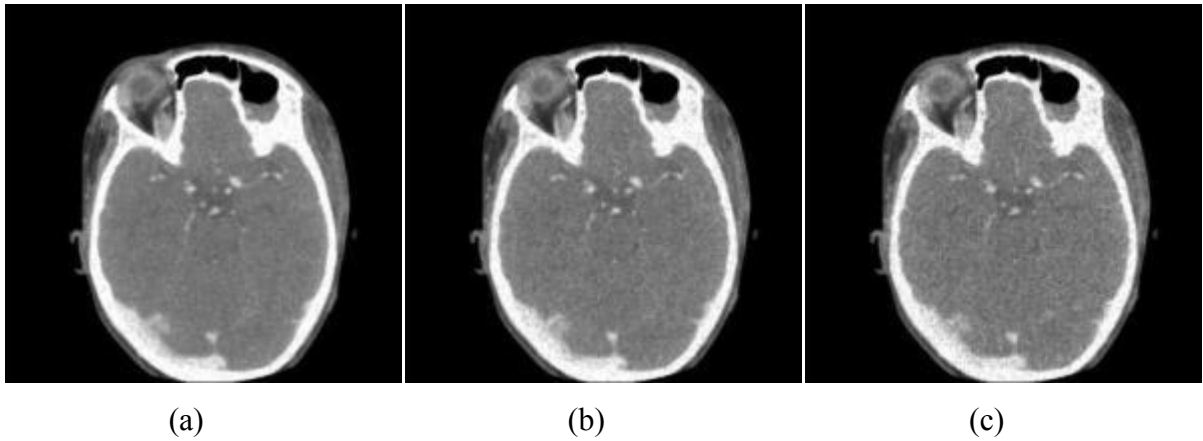


Figure IV.39: Reduction de speckle en utilisant le filtre Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

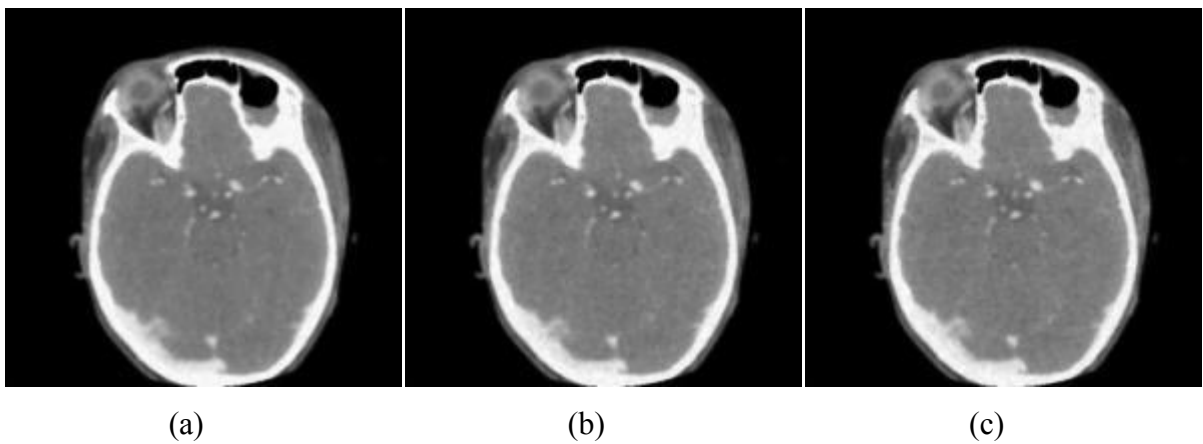


Figure IV.40: Reduction de speckle en utilisant le filtre SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

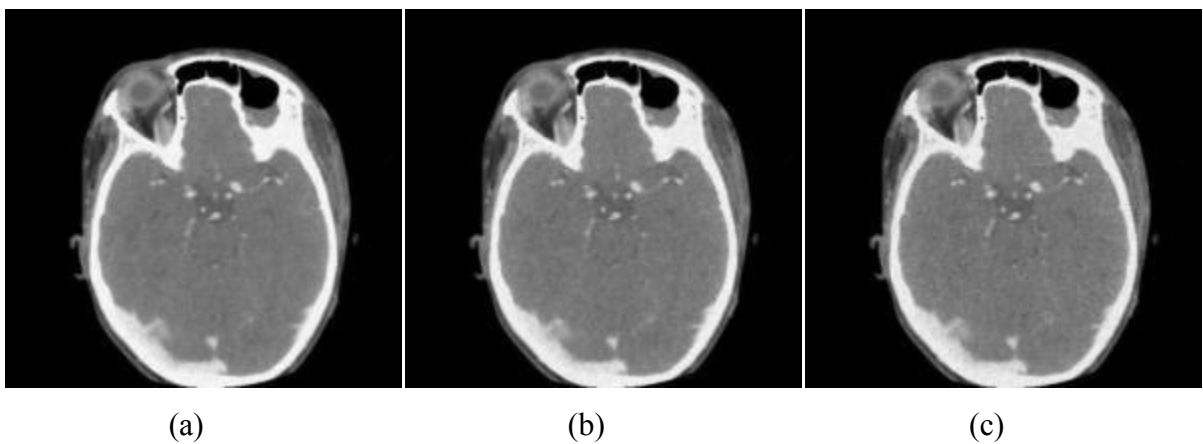


Figure IV.41: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

À partir des résultats obtenus ci-dessus, on peut deduire que les filtres de Lee et de Wiener donnent les meilleurs résultats pour les images CT.

IV.5.5 Image IRM

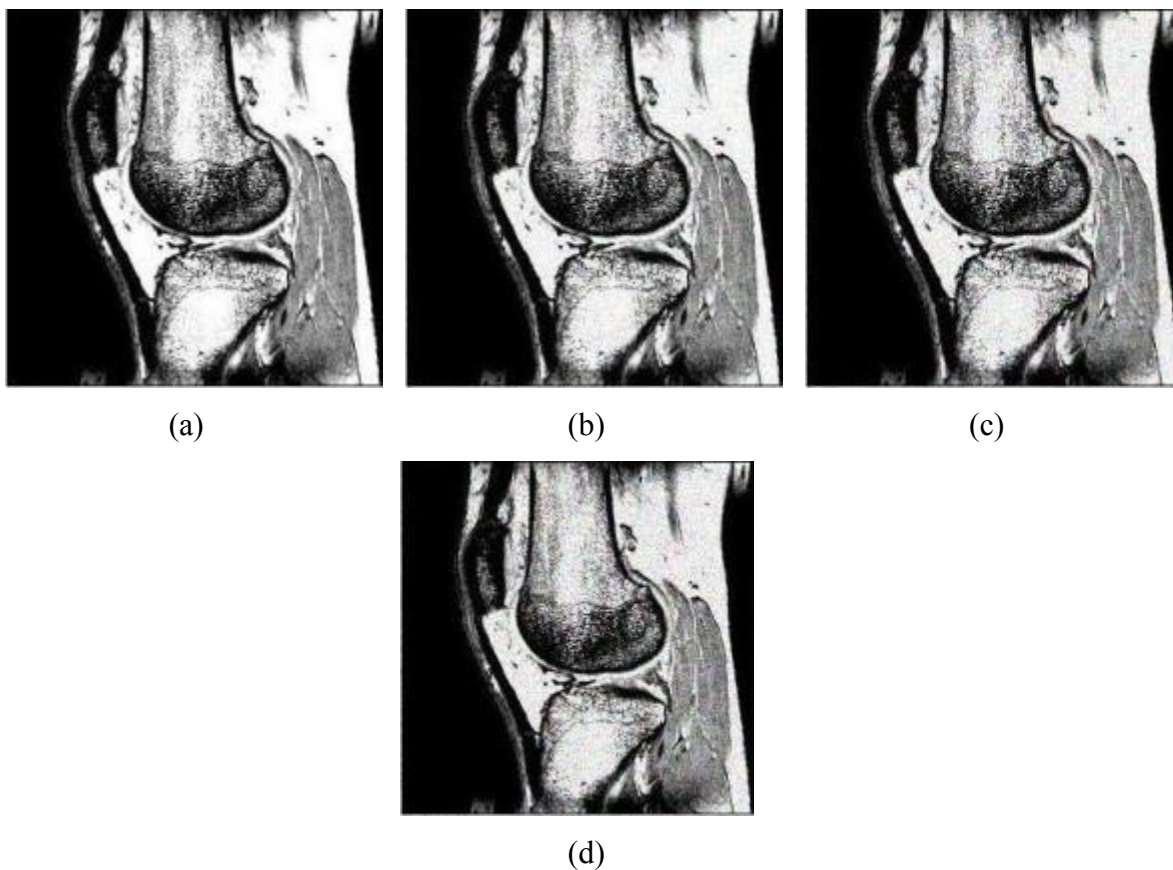


Figure IV.42 : (a) Image IRM originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.

Tableau IV.13: Résultats d'image IRM avec écart-type 0,01

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.8398	10.7012	27.6772	111.8821	10.5774
FROST	0.8694	10.5577	21.1956	497.6429	22.3079
KUAN	0.8932	12.4301	28.0220	103.3433	10.1658
WIENER	0.8673	9.5590	27.9541	104.9706	10.2455
MEDIAN	0.7406	15.1937	22.1339	400.9493	20.0237
SRAD	0.9738	13.6323	29.4819	73.8397	8.5930

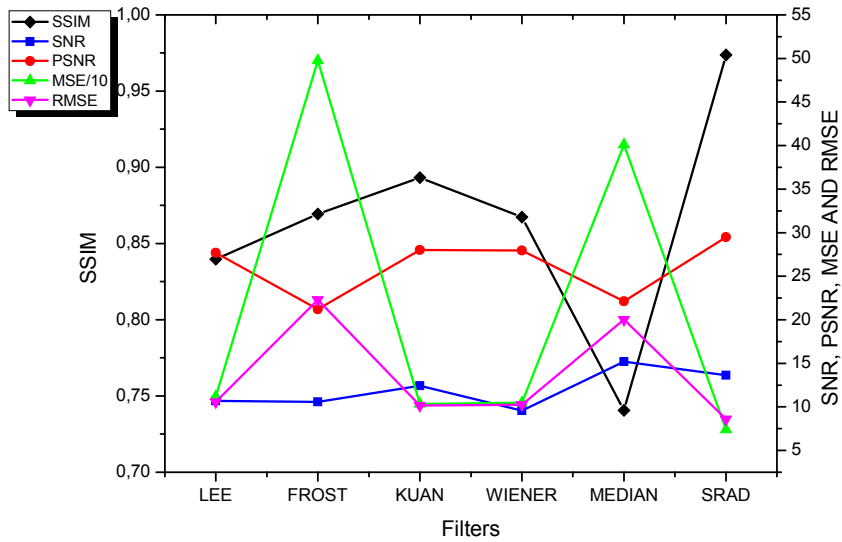


Figure IV.43 : Graphe d'image IRM avec écart-type 0,01

Tableau IV.14: Résultats d'image IRM avec écart-type 0,02

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.7353	8.2230	23.9275	265.2947	16.2879
FROST	0.8014	6.0512	20.4702	588.1136	24.2511
KUAN	0.8264	7.3634	25.7182	175.6562	13.2535
WIENER	0.7842	6.4428	25.1626	199.6286	14.1290
MEDIAN	0.6505	12.7601	21.5728	456.2475	21.3600
SRAD	0.9496	7.4175	26.9696	131.6790	11.4751

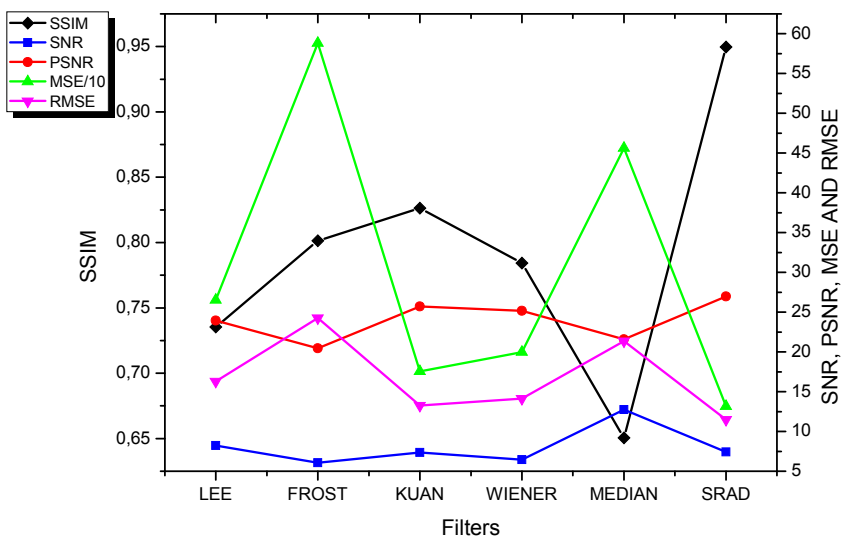


Figure IV.44 : Graphe d'image IRM avec écart-type 0,02

Tableau IV.15: Résultats d'image IRM avec écart-type 0,03

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.6630	7.3810	21.8159	431.4057	20.7703
FROST	0.7462	4.7206	19.8054	685.3942	26.1800
KUAN	0.7714	5.0969	23.6350	283.7786	16.8457
WIENER	0.7238	5.4326	23.4758	294.3760	17.1574
MEDIAN	0.5965	11.7038	21.0516	514.4192	22.6808
SRAD	0.9129	5.1489	25.2961	193.5825	13.9134

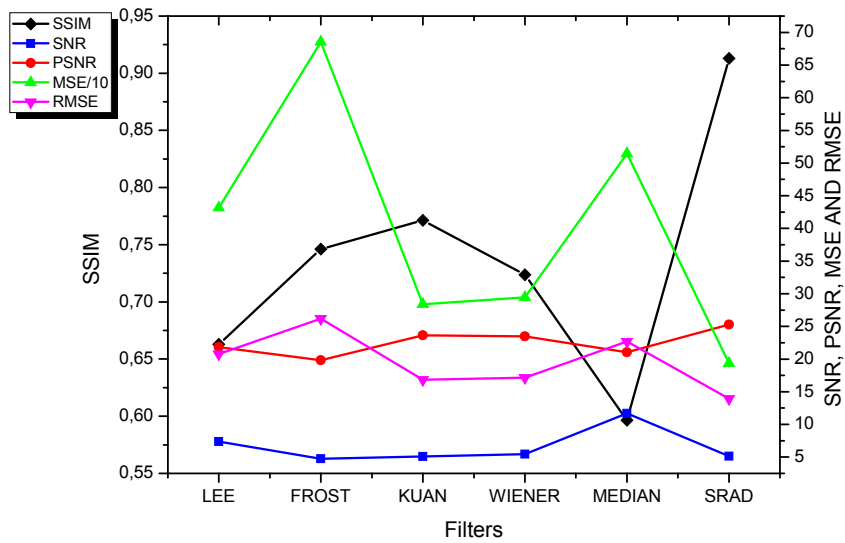


Figure IV.45 : Graphe d'image IRM avec écart-type 0,03

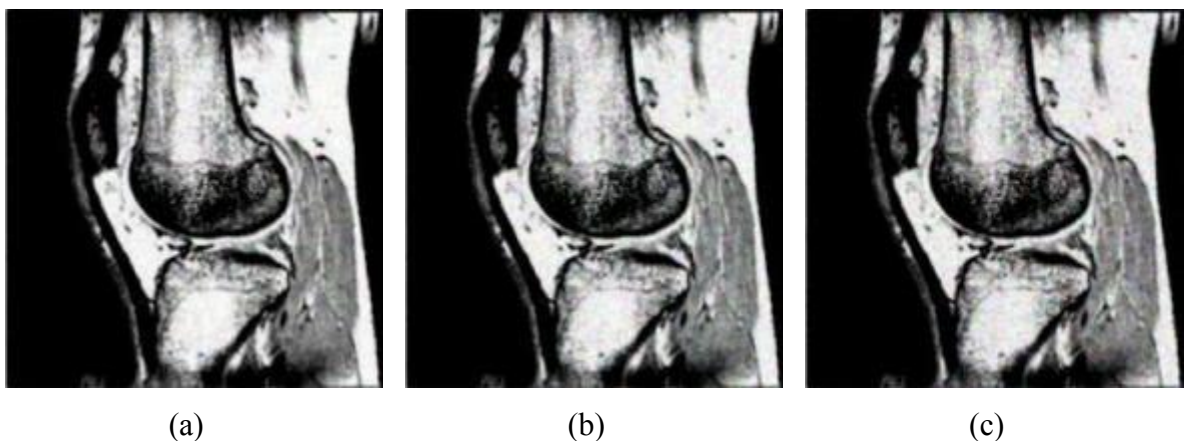


Figure IV.46: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

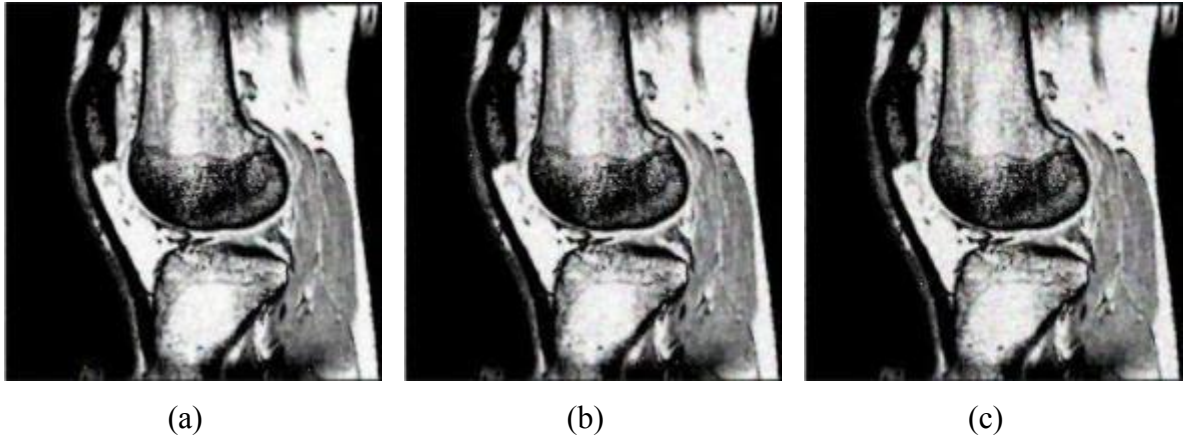


Figure IV.47: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

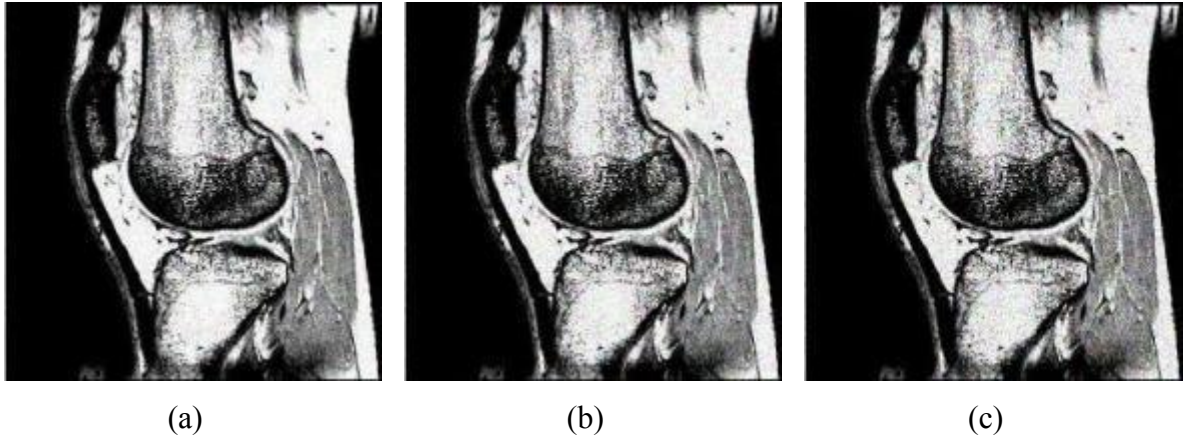


Figure IV.48: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

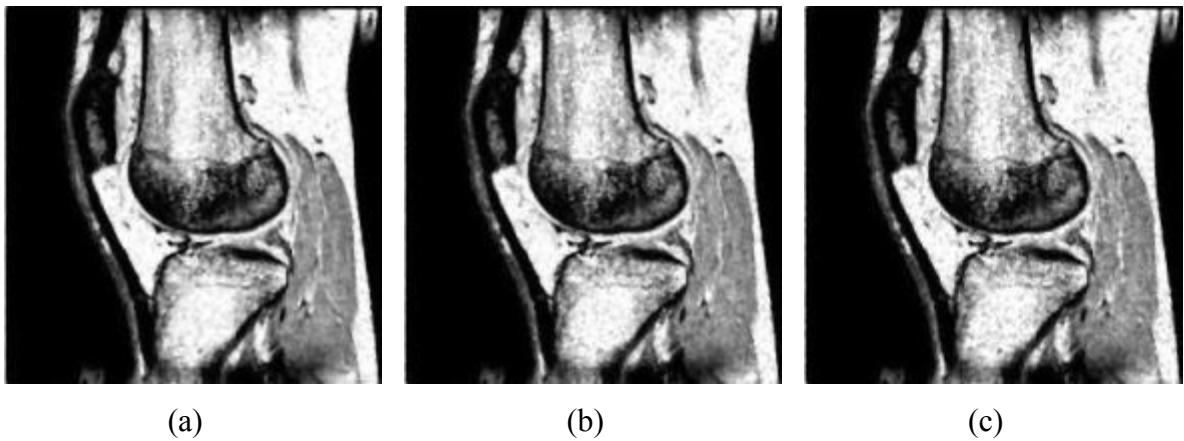


Figure IV.49: Reduction de speckle en utilisant le filtre Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

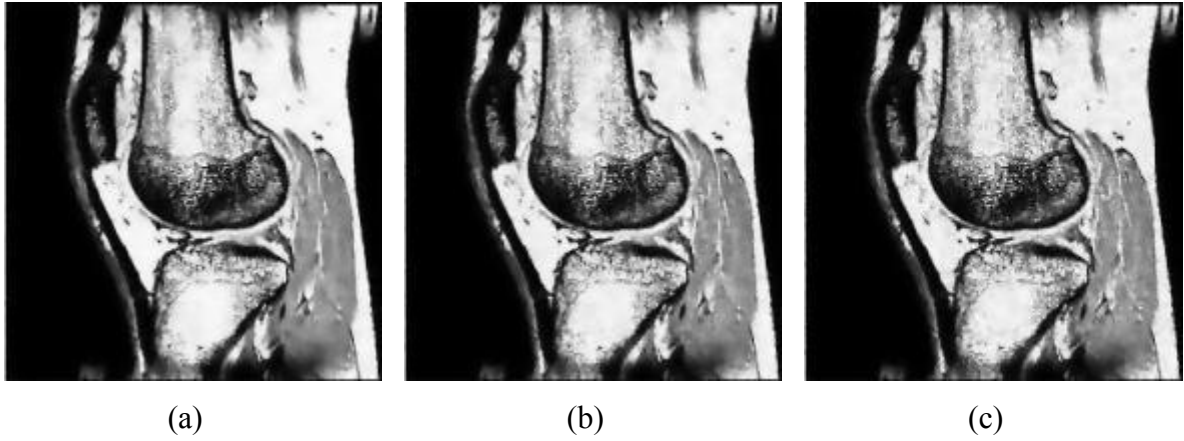


Figure IV.50: Reduction de speckle en utilisant le filtre SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

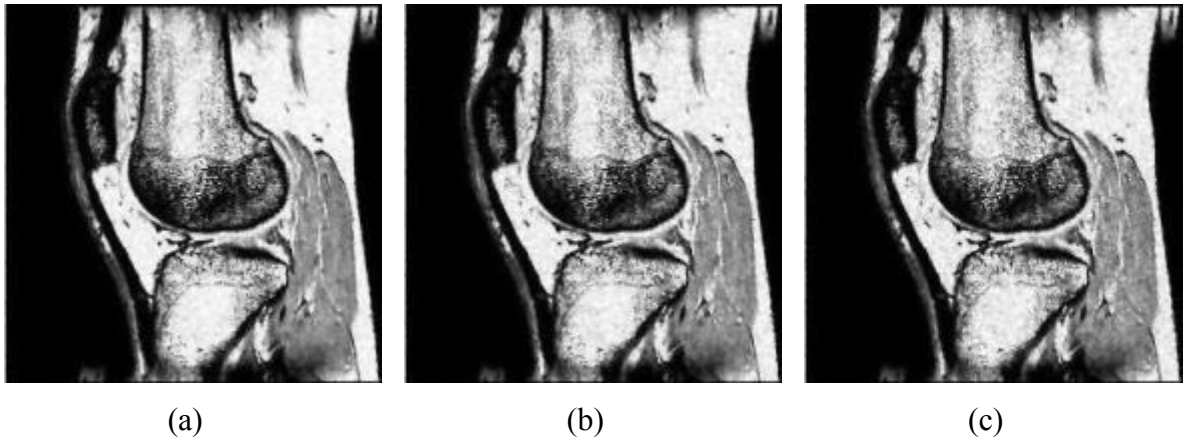


Figure IV.51: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

À partir des résultats obtenus ci-dessus, on peut deduire que les filtres de SRAD et filtre Median donnent les meilleurs résultats pour les images IRM.

IV.5.6 Image Photographique





(d)

Figure IV.52 : (a) Image Photographique originale (b) Image bruitée avec SD 0.01, (c) Image bruitée avec SD 0.02, (d) Image bruitée avec SD 0.03.

Tableau IV.16: Résultats d'image Photographique avec écart-type 0,01

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.8466	8.5082	22.8386	340.8928	18.4633
FROST	0.9248	22.3313	31.3313	48.2334	6.9450
KUAN	0.9460	22.9975	31.1306	50.5151	7.1074
WIENER	0.9140	21.1110	27.4175	118.7770	10.8985
MEDIAN	0.8815	18.3875	27.8271	108.0852	10.3964
SRAD	0.9243	3.8819	22.8498	340.0200	18.4396

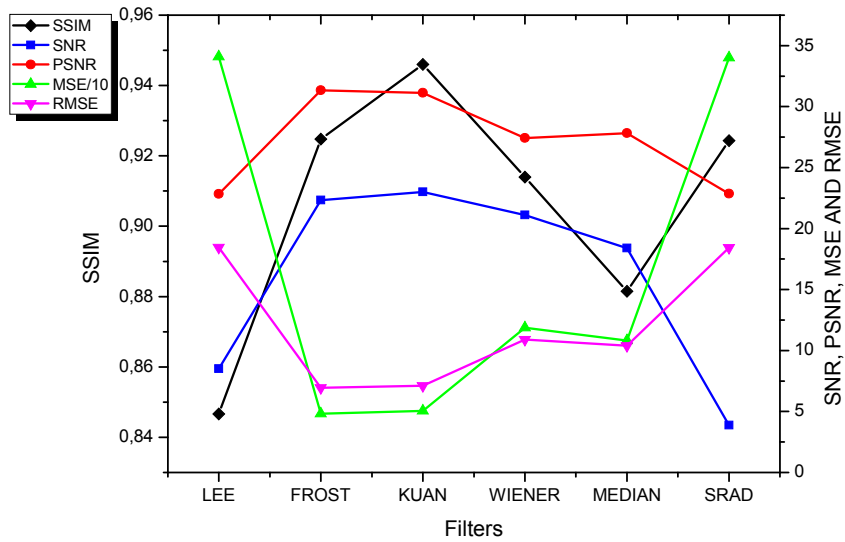


Figure IV.53 : Graphe d'image Photographique avec écart-type 0,01

Tableau IV.17: Résultats d'image Photographique avec écart-type 0,02

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.8025	6.2159	21.1089	507.6755	22.5317
FROST	0.8973	20.2785	30.4296	59.3632	7.7047
KUAN	0.9187	20.8332	30.2859	61.3603	7.8333
WIENER	0.8875	18.7866	26.6601	141.4069	11.8915
MEDIAN	0.8298	15.1111	26.1964	157.3418	12.5436
SRAD	0.9034	4.7505	23.3032	306.3087	17.5017

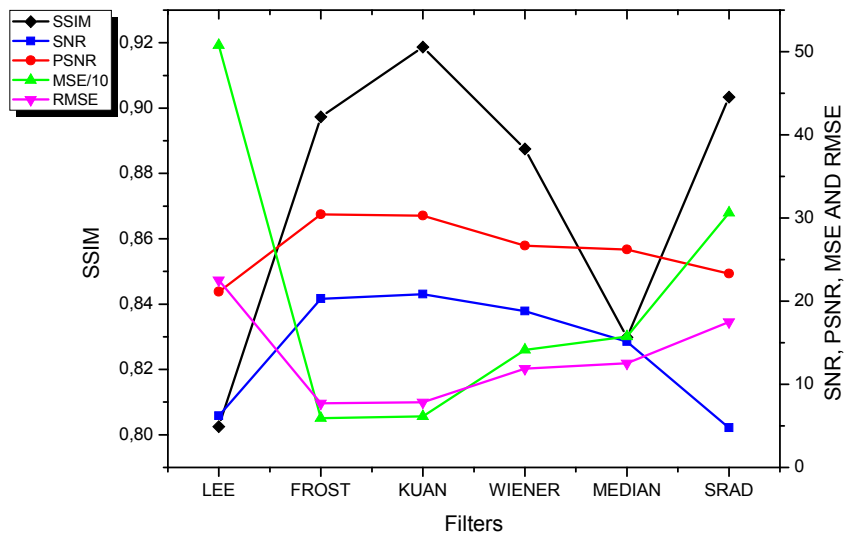


Figure IV.54 : Graphe d'image Photographique avec écart-type 0,02

Tableau IV.18: Résultats d'image Photographique avec écart-type 0,03

FILTRE	SSIM	SNR	PSNR	MSE	RMSE
LEE	0.7705	6.4307	20.6267	567.2974	23.8180
FROST	0.8740	18.6306	29.6805	70.5388	8.3987
KUAN	0.8955	19.1071	29.5802	72.1878	8.4963
WIENER	0.8658	17.1384	26.0180	163.9391	12.8039
MEDIAN	0.7947	13.5391	25.0084	206.8446	14.3821
SRAD	0.8599	3.7294	22.0414	409.5796	20.2381

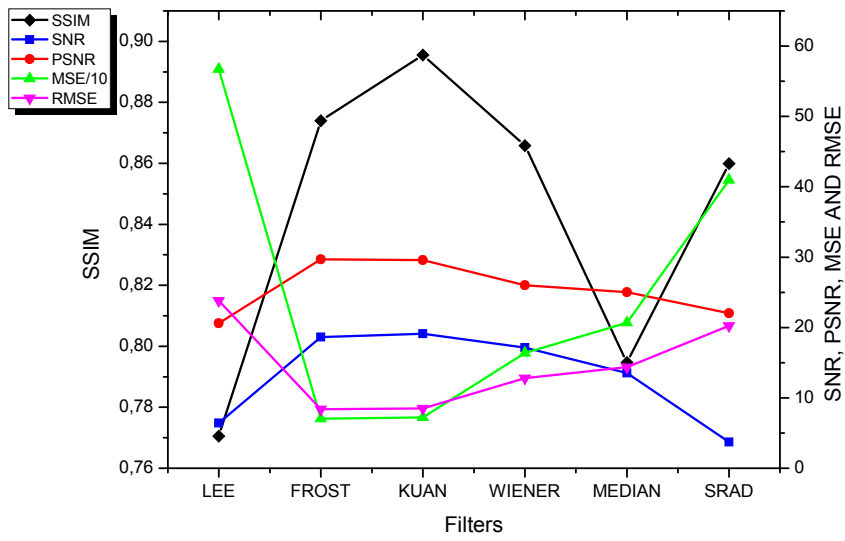


Figure IV.55 : Graphe d'image Photographique avec écart-type 0,03



Figure IV.56: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Frost, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

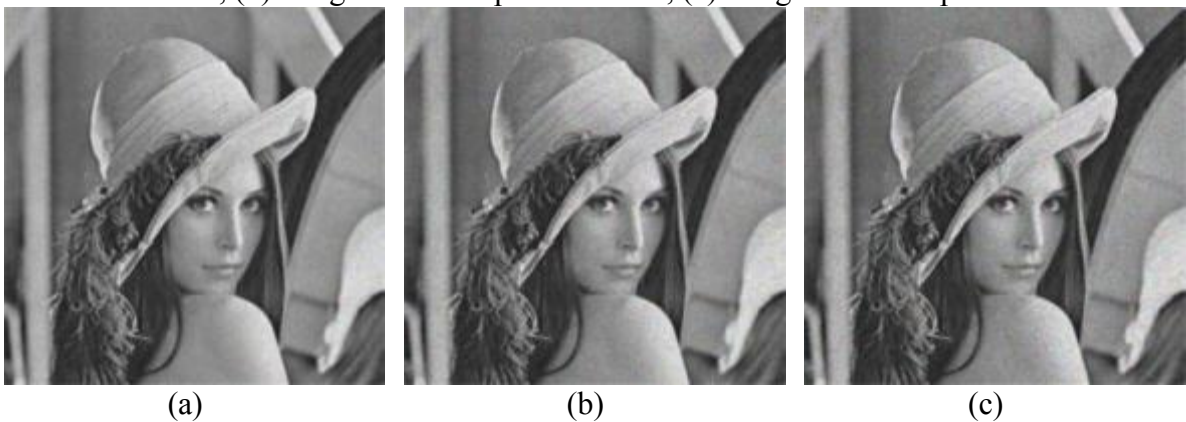


Figure IV.57: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Kuan, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.



Figure IV.58: Reduction de speckle en utilisant le filtre de Lee, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.



Figure IV.59: Reduction de speckle en utilisant le filtre Median, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.



Figure IV.60: Reduction de speckle en utilisant le filtre SRAD, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.



(a)

(b)

(c)

Figure IV.61: Réduction de speckle en utilisant le filtre de Wiener, (a) Image débruitée pour SD 0.01, (b) Image débruitée pour SD 0.02, (c) Image débruitée pour SD 0.03.

À partir des résultats obtenus ci-dessus, on peut déduire que les filtres de Frost et le filtre de Kuan donnent les meilleurs résultats pour les images Photographique.

IV.6 Conclusion

Nous avons utilisés six filtres pour trois valeurs de variance pour réduire le bruit de speckle et préserver les caractéristiques de l'image comme les arêtes ... etc. Nous avons donc proposé un algorithme qui permet de trouver automatiquement quel type de filtre doit être utilisé pour chaque type d'image et qui donne des résultats optimaux parmi les différents résultats produits par plusieurs techniques de filtrage. La performance de l'algorithme a été testée en utilisant des mesures de paramètres statistiques. Selon les résultats obtenus, nous avons observé que l'augmentation de l'écart-type a un effet négatif sur la qualité des images, alors que dans la plupart des cas et pour tous les types de filtres et d'images, les valeurs SSIM, SNR et PSNR diminuent. les valeurs de MSE et RMSE augmentent, donc l'opération de comparaison et le choix du meilleur filtre sont liés à ces paramètres statistiques. A partir des tables obtenues, nous avons tracé les graphes comparés montrant le filtre approprié correspondant au type d'image. À mesure que la variance du speckle augmente, le bruit augmente également. Pour des valeurs plus élevées de variance de speckle, la performance du filtre réduit légèrement. Sur les six filtres utilisés, Lee et Wiener filtre donnent de meilleurs résultats pour les images SAR et CT. En cas d'échographie, les filtres Lee et Median donnent de meilleurs résultats. Dans le cas des images PET, les filtres Kuan et Wiener donnent de meilleurs résultats. En cas d'images IRM, le filtre médian et le filtre SRAD donnent de meilleurs résultats. Dans le cas d'images photographiques, les filtres Kuan et Frost donnent de meilleurs résultats.

Conclusion générale

Les images radar polarimétriques sont caractérisées par un important bruit multiplicatif à cause de la nature cohérente du signal radar. Ce bruit est appelé chatoiement. Il complique le traitement et rend l'interprétation de l'image plus compliquée, et réduit l'efficacité des techniques habituelles de filtrage et d'analyse d'images.

Ainsi, il faut recourir à des méthodes de filtrage appropriées pour réduire le bruit dans les images radar. L'approche classique pour le filtrage consiste à calculer la moyenne sur une fenêtre que l'on fait glisser sur toute l'image. On réduit alors de manière importante le bruit, mais on détruit la structure de l'image. Plusieurs autres approches de filtrage, dites adaptatives. Ces filtres produisent des résultats intéressants par rapport à ceux produits par les autres filtres. Après l'application de tels filtres, la structure de l'image est relativement bien conservée. Cependant, dans le cas d'un contour de contraste fort, nous constatons que le bruit est bien réduit dans des zones de l'image adjacentes à ce contour. Ceci peut rendre efficaces les méthodes de détection de contours ou de segmentation.

Nous nous sommes attachés dans un premier temps à rappeler les principes de l'électromagnétisme notamment concernant la propagation d'une onde, Cette représentation de l'onde électromagnétique conduit alors directement à la signature polarimétrique de la cible qui sera fonction de ces caractéristiques physiques et géométriques, ainsi le principe de formation des images SAR et les notions de résolution radiale et azimutale.

La deuxième partie était consacrée aux problèmes liés au traitement des images SAR, nous avons présenté le bruit de *speckle*. Ainsi un aperçu sur les méthodes de filtrage des images tel que les filtres adaptatif (Lee, Kuan, Frost etc).

Dans la dernière partie, nous avons présenté des résultats de simulations et d'expérimentations. La première étape a consisté à confirmer le choix des images et des filtres, la deuxième étape a consisté à ajouter le bruit de *speckle* avec différents écarts type, puis le choix du meilleur filtre est lié aux résultats des paramètres statistiques.

La contribution de ce mémoire est d'illustrer et de mettre en évidence les avantages de filtrage d'images polarimétriques. Pour réduire le bruit dans les images, nous avons étudié les limitations et les avantages de différents filtres, et nous avons examiné plusieurs filtres pour plusieurs types d'images. Nous avons calculés les paramètres statistiques pour évaluer la performance de chaque filtre utilisé. Ces méthodes permettent de regrouper les pixels et ainsi de simplifier l'image tout en préservant l'information utile.

Bibliographie

- [1] Fabrice Comblet, "Détection, localisation et identification de cibles radar par imagerie électromagnétique bistatique", Ecole Doctorale : Science de la Matière, de l'Information et de la Santé, Université de Bretagne Occidentale, 2005.
- [2] M.I. Skolnik : Radar Handbook. McGray-Hill Book Company, New York, 1970.
- [3] J.P. Hardange et P. Lacomme : Radars aéroportés et spatiaux. Clloection scientifique et technique Thomson-csf, éditions Masson, 1995.
- [4] D.K. Barton : Radar system analysis and modeling. Artech House, 2005.
- [5] Pierre Formont, "Outils statistiques et géométriques pour la classification des images SAR polarimétriques hautement texturées", Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (I.E.T.R.), Université De Rennes 1, 2013.
- [6] Najeh Maher, " Filtrage Et Analyse Des Images Radar", Faculté Des Sciences Et De Génie, Université Laval, 1997.
- [7] Hadj Sahraoui Omar ,'' Principe du Radar à Synthèse d'Ouverture RSO & Simulation d'une chaîne d'acquisition d'image Radar'', 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Tunisia, 2005.
- [8] Vishal Riché, '' Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique'', Institut d'électronique et de télécommunications de Rennes, Université De Rennes 1, 2013.
- [9] M. Skolnik, Introduction to radar systems. McGRAW-HILL book company, INC., 1962.
- [10] I. Cumming et F. Wong, Digital processing of synthetic aperture radar data. Artech house, 2005.
- [11] Y. Huang, L. Ferro-Famil et A. Reigber, « Under foliage object imaging using SAR tomography and polarimetric spectral estimators », in 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar, (Aachen, Germany), p. 1–4, 2010.
- [12] T. Savelyev, X. Zhuge, A.G.Yarovoy, L. Ligthart, J. Lerat, L. Duchesne et J. Fortuny-Guasch, « Development of through-wall imaging radar with planar MIMO array», in European Radar Conference, p. 226–229, 2011.
- [13] N. B. R. Cresson, E. Pottier, M. Aubert, M. Zribi, A. Jacome et S. Benabdallah, « A potential use for the c-band polarimetric SAR parameters to characterize the soil surface over bare agriculture fields », in IEEE transactions on geoscience and remote sensing, 2012.
- [14] L. Zhuang, W. Yu, R. Zhao, S. Hou et L. Cui, « The near region range profile analysis of the buried object based on the EM simulation », 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar, vol. 1, p. 635–638, 2012.

- [15] P. Pace, « FMCW radar », in *Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar*, chap. 4, p. 81–122, Artech house, 2009.
- [16] A. Stove, « Linear FMCW radar techniques », in *IEE Proceedings F Radar and Signal Processing*, vol. 139, p. 343–350, 1992.
- [17] L. Robinson, W. Weir et L. Young, « Location and recognition of discontinuities in dielectric media using synthetic RF pulses », *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, p. 36–44, 1974.
- [18] Virginie AMBERG, ‘‘ Analyse de scènes péri-urbaines à partir d’images radar haute résolution’’, Laboratoire IRIT site ENSEEIHT, Toulouse Cedex 7, 2005.
- [19] G. Lisini, C. Tison, D. Cherifi, F. Tupin, and P. Gamba. Improving road network extraction in high resolution sar images by data fusion. *Proc. CEOS SAR Workshop 2004 - Ulm, Germany*, 2004.
- [20] C.C. Schmullius and D.L. Evans. Synthetic aperture radar (sar) frequency and polarization requirements for applications in ecology, geology, hydrology, and oceanography : a tabular status quo after sir-c/x-sar. *Int. J. Remote Sensing*, 18(13) :2713–2722, 1997.
- [21] J.J. Van Zyl. Unsupervised classification of scattering behavior using radar polarimetry data. *IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing*, 27(1), 1999.
- [22] S.R. Cloude and E. Pottier. A review of target decomposition theorems in radar polarimetry. *IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing*, 34(2), 1996.
- [23] S.R. Cloude and E. Pottier. An entropy based classification scheme for land applications of polarimetry sar. *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing*, 35(1), 1996.
- [24] Mélanie ARAB-SEDZE, ‘‘ Complémentarité Des Systèmes Radar En Bande L Et Lidar Pour L’étude Des Terrains Volcaniques Cas Du Piton De La Fournaise (Île De La Réunion)’’, Institut de Physique du Globe de Paris, 2013.
- [25] Ulaby F.T., Bengal T.H. & Dobson M.C., East J.R, Garvin J.B. & Evans D.L., Microwave dielectric properties of dry rocks, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 28(3):325-336, 1990.
- [26] Ulaby F.T., Moore R.K. & Fung A.K., *Microwave Remote Sensing: Active and Passive, Volume III: From Theory to Applications*, Artech House Publishers, 1120 pp., 1986.
- [27] Mac Donald, Dettwiler and Associates Ltd., Richmond, B.C., Canada, RADARSAT-2 product description, november 2009.
- [28] E. Leith et J. Upatnieks, « Reconstructed wavefronts and communication theory », *JOSA*, vol. 52, p. 1123–1128, 1962.
- [29] J. Cooley et J. Tukey, « An algorithm for the machine calculation of complex fourier series », *Math. Comput.*, vol. 19, p. 297–301, 1965.
- [30] T. Sjogren, V. Vu, M. Pettersson, H. Zepernick et A. Gustavsson, « Speed estimation experiments for ground moving targets in UWB SAR », in *IET International Conference on Radar Systems*, 2007.

- [31] H. Maître. Le traitement des images de radar à synthèse d'ouverture. Hermès Science, 2001.
- [32] G. Oller. Appariement dense d'images radars en conditions radar géométriques. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [33] C. Henry. Détection de points brillants par corrélation complexe entre sous-vues d'une image RSO spatiale. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [34] Alexandre Bouvet, "Télé-détection radar appliquée au suivi des rizières. Méthodes utilisant le rapport des intensités de rétrodiffusion", Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2009.
- [35] I. Cumming et F. Wong, Digital processing of synthetic aperture radar data. Artech house, 2005.
- [36] Y. Huang, L. Ferro-Famil et A. Reigber, « Under foliage object imaging using SAR tomography and polarimetric spectral estimators », in 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar, (Aachen, Germany), p. 1–4, 2010.
- [37] T. Savelyev, X. Zhuge, A.G.Yarovoy, L. Ligthart, J. Lerat, L. Duchesne et J. Fortuny-Guasch, « Development of through-wall imaging radar with planar MIMO array », in European Radar Conference, p. 226–229, 2011.
- [38] N. B. R. Cresson, E. Pottier, M. Aubert, M. Zribi, A. Jacome et S. Benabdallah, « A potential use for the c-band polarimetric SAR parameters to characterize the soil surface over bare agriculture fields », in IEEE transactions on geoscience and remote sensing, 2012.
- [39] L. Zhuang, W. Yu, R. Zhao, S. Hou et L. Cui, « The near region range profile analysis of the buried object based on the EM simulation », 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar, vol. 1, p. 635–638, 2012.
- [40] J. Li, X. Zheng et P. Stoica, « MIMO SAR imaging : signal synthesis and receiver design », in Proc. 2nd Int. Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing, p. 89–92, déc. 2007.
- [41] Dheeraj Nehru Neravati, "Enhancement of SAR Image Resolution with Implementation of Circular GB-SAR System", Blekinge Institute of Technology (BTH), Blekinge Institute of Technology, Sweden, 2013.
- [42] H. Ghaemi, M. Galletti, T. Boerner, F. Gekat et M. Viberg, « Clean technique in strip-map sar for high-quality imaging », in IEEE Aerospace conference, p. 1–7, 2009.
- [43] M. Soumekh, Synthetic Aperture Radar Signal Processing. Wiley-Interscience, 1999.
- [44] R. Stolt, « Migration by fourier transform », Geophysics, vol. 43, no. 1, p. 23–48, 1978.
- [45] R. Bamler, « A comparison of range-doppler and wavenumber domain SAR focusing algorithms », IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, p. 707–713, 1992.
- [46] K. Tomiyasu : Conceptual performance of a satellite borne, wide swath synthetic aperture radar. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 19(2):108–116, 1981.

- [47] W. Carrara, R.S. Goodman et R.M. Majewski : Spotlight Synthetic Aperture Radar : Signal Processing Algorithms. Boston : Artech, 1995.
- [48] A. Moreira, J. Mittermayer et R. Scheiber : Extended chirp scaling algorithm for air- and spaceborne sar data processing in stripmap and scansar imaging modes. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 34(5):1123–1136, septembre 1996.
- [49] G.W. Davidson et I.G. Cumming : Signal properties of spaceborne squint-mode sar. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 35(3):611–617, mai 1997.
- [50] J.S. Son, G. Thomas et B.C. Flores : Range-Doppler Radar Imaging and Motion Compensation. Artech House, 2001.
- [51] ZAIDI Sassia, ‘‘Localisation De Microparticules Dans Un Volume Par Holographie Digitale Et Synthèse D’ouverture’’, Université Ferhat Abbas-Setif, 2011.
- [52] E. Hervet : Appariement d’images Radar `a Synthèse d’ouverture en condition radargrammétriques. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, juillet 2000.
- [53] J.S. Lee : Digital image enhancement and noise filtering by use of local statistics. IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., 2:165–168, 1980.
- [54] D.T. Kuan, A.A. Sawchuk, T.C. Strand et P. Chavel : Adaptive noise smoothing filter for images with signal-dependent noise. IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., 7:165–177, 1985.
- [55] V.S. Frost, J.A. Stiles, K.S. Shanmugan et J.C. Holtzman : A model for radar images and its application to adaptive digital filtering of multiplicative noise. IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., 4:157–165, 1982.
- [56] Y. Wu et H. Maitre : Smoothing speckled synthetic aperture radar images by using maximum homogeneous region filters. Optical Engineering, 31(8):1785–1792, 1992.
- [57] J.M. Park, W.J. Song et W.A. Pearlman : Speckle filtering of sar images based on adaptive windowing. IEE Proceedings Vision, Image and Signal Processing, 146:191–197, 1999.
- [58] L. Nocera : Reconstruction du relief en imagerie radar à ouverture de synthèse : stéréoscopie et ombrage. Thèse de doctorat, Université de Paris 7 Jussieu, 1996.
- [59] H. Maitre : Traitement des images RSO. Hermes, 2001.
- [60] B. Ogor : Etude comparative de méthodes de filtrage de speckle et de segmentation en imagerie radar à synthèse d’ouverture : application à la région des polders du Mont St. Michel. Thèse de doctorat, INSA de Rennes, décembre 1997.
- [61] S. Werness, W. Carrara, L. Joyce et D. Franczak : Moving target imaging algorithm for sar data. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 26(1):57–67, janvier 1990.
- [62] H.B. Sun, G.S. Liu, H. Gu et W.M. Su : Application of the fractional fourier transform to moving target detection in airborne sar. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 38(4):1416–1424, octobre 2002.

- [63] J. Curlander et R. McDonough : Synthetic Aperture Radar : Systems and Signal Processing. New York : Wiley, 1991.
- [64] J.W. Goodman. Speckle Phenomena in Optics : Theory and Applications. Roberts & Company (2007).
- [65] C.B. Burckhardt, “Speckle in ultrasound B-mode scans,” IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, vol. SU-25, no. 1, pp. 1–6, 1978.
- [66] R.F. Wagner, S.W. Smith, J.M. Sandrik, and H. Lopez, “Statistics of speckle in ultrasound B-scans,” IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, vol. 30, pp. 156–163, 1983.
- [67] Florence Tupin, Jean Marie Nicolas, “Les Bases de l’Imagerie Radar à Synthèse d’Ouverture”, TELECOM ParisTech, Version 1.2, 2012.
- [68] D. Massonnet et J.C. Souyris. Imaging with Synthetic Aperture Radar. EPFL Press, 2008.
- [69] J.W. Goodman. Some fundamental properties of speckle. J. Opt. Soc. Am., 66 :1145–1150, 1976.
- [70] R.Castaing. Thermodynamique statistique. Masson, 1970.
- [71] G.Saporta. Probabilités, analyse des données et statistique. Technip, 1990.
- [72] C. Tauber. Filtrage anisotrope robuste et segmentation par B-spline snake : application aux images échographiques. Thèse Enseiht February (2005).
- [73] J.S. Lee, “Speckle analysis and smoothing of synthetic aperture radar images,” Comp. Graphics Image Process., vol. 17, pp. 24–32, 1981.
- [74] J.S. Lee, “Refined filtering of image noise using local statistics,” Comput. Graphics Image Process, vol. 15, pp. 380–389, 1981.
- [75] D.T. Kuan, A.A. Sawchuk, T.C. Strand, and P. Chavel, “Adaptive restoration of images with speckle,” IEEE Trans. Acoust., vol. ASSP-35, pp. 373–383, 1987.
- [76] R. Wallis. An approach to the space variant restoration and enhancement of images. Proc. Symp. on Current Mathematical Problems in Image Science, 1976.
- [77] Jappreet Kaur, Jasdeep Kaur and Manpreet Kaur, Survey of Despeckling Techniques for Medical Ultrasound Images, Int. J. Comp. Tech. Appl, Vol 2 (4), 1003-1007, IJCTA | JULY-AUGUST 2011.
- [78] Suresh Velaga, Sridhar Kovvada, Efficient Techniques for Denoising of Highly Corrupted Impulse Noise Images, International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE), ISSN: 2231-2307, Volume-2, Issue-4, September 2012.
- [79] Jyoti Jaybhay and Rajveer Shastri, A Study Of Speckle Noise Reduction Filters”, Signal & Image Processing: An International Journal (SIPIJ), Vol.6, No.3, June 2015.

- [80] R.Vijayarajan, S.Muttan, Cross Neighbourhood Kernel Filtering for Speckle Noise Removal in Ultrasound Images, International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE), ISSN: 2277-3878, Volume-1, Issue-2, June 2012.
- [81] Y. Yongjian and S.T. Acton, “Speckle reducing anisotropic diffusion,” IEEE Trans. Image Process., vol. 11, no. 11, pp. 1260–1270, November 2002.
- [82] A.V. Meenakshi and V. Punitham, Performance of Speckle Noise Reduction Filters on Active Radar and SAR Images, International Journal of Technology And Engineering System(IJTES), Jan –March 2011- Vol2.No1.
- [83] Amira A. Mahmoud, S. EL Rabaie, T. E. Taha, O. Zahran, F. E. Abd El-Samie, Comparative Study of Different Denoising Filters for Speckle Noise Reduction in Ultrasonic B-Mode Images, I.J. Image, Graphics and Signal Processing, 2013, 2, 1-8.
- [84] H. Kasban, O. Zahran, H. Arafa, M. El-Kordy and F. E. Abd El-Samie, S. M. S. Elaraby, Quantitative and Qualitative Evaluation for Gamma Radiographic Image Enhancement, International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition, Vol. 5, No. 2, June, 2012.
- [85] Pierre Bonnet, « Filtrage médian », sur Lagis à l'Université de Lille, 2009.
- [86] Vicky Ambule, Minal Ghute, Kanchan Kamble, Shilpa Katre, Adaptive Median Filter for Image Enhancement, International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT), Volume 2, Issue 1, January 2013.
- [87] BAROUDI ABDERRZEZQ, LARABI NOUR EL ISLEM, ” Comparaison entre les différents filtres d'images”, Université Abou Bakr Belkaid– Tlemcen,2012.
- [88] Gopinathan S, Poornima S, “Enhancement Of Images With Speckle Noise Reduction Using Different Filters”, Int. Journal of Applied Sciences and Engineering Research, Vol. 4, Issue 3, 2015, ISSN 2277 – 9442.
- [89] K.M. Sharavana Raju, Mohammad Shahnawaz Nasir, T. Meera Devi, “Filtering Techniques to reduce Speckle Noise and Image Quality Enhancement methods on Satellite Images”, IOSR Journal of Computer Engineering (IOSR-JCE), e-ISSN: 2278-0661, p- ISSN: 2278-8727 Volume 15, Issue 4, PP 10-15,2013.
- [90] K. Bala Prakash, R.Venu Babu, B.VenuGopal, “Image Independent Filter for Removal of Speckle Noise”, IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 8, Issue 5, No 3, 2011, ISSN : 1694-0814.
- [91] S. Vijayakumar and V. Santhi, “ Speckle noise reduction in SAR images using neuro-fuzzy approach”, International Journal of Imaging and Robotics, ISSN 2231–525X, Volume 17, Issue Number 2, 2017.
- [92] Alenrex Maity, Anshuman Pattanaik, Santwana Sagnika, Santosh Pani, “A Comparative Study on Approaches to Speckle Noise Reduction in Images”, International Conference on Computational Intelligence & Networks, International Conference on Computational Intelligence & Networks, IEEE 2015, DOI 10.1109/CINE.2015.36.

- [93] Jyoti Jaybhay and Rajveer Shastri, "Speckle Noise Reduction Filters Analysis", International Journal Of Advanced Computing And Electronics Technology (IJACET), Volume 2, Issue 4, 2015, ISSN (PRINT): 2394-3408, (ONLINE): 2394-3416.
- [94] Milindkumar V. Sarode and Prashant R. Deshmukh, "Reduction of Speckle Noise and Image Enhancement of Images Using Filtering Technique", International Journal of Advancements in Technology, Volume Vol 2, No 1, 2011, ISSN 0976-4860.
- [95] P. Kupidura, "Comparison Of Filters Dedicated To Speckle Suppression In Sar Images", The International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences, Volume XLI-B7, 2016.
- [96] Jaspreet kaur and Rajneet kaur, "Speckle Noise Reduction in Ultrasound Images Using Wavelets: A Review", International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering, Volume 3, Issue 3, March 2013, ISSN: 2277 128X.
- [97] Arvinder Kaur & Prof. Sukhjeet Kaur Ranade, "Review of Speckle Noise Reduction Techniques for Ultrasound Imaging", Imperial Journal of Interdisciplinary Research (IJIR), Vol-2, Issue-9, 2016, ISSN: 2454-1362.
- [98] Sandeep Kumar Agarwal and Prateek Kumar, "Denoising of A Mixed Noise Color Image Through Special Filter", International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition, Vol.9, No.1, pp.159-176, 2016.
- [99] 32Simarjeet Kaur, Rupinder Kaur, Balpreet Kaur, "Image De-Noising Algorithms: A review", International Journal of Computer Science & Engineering Technology (IJCSET), Vol. 7 No. 07 ,2016, ISSN : 2229-3345.
- [100] Ardhi Wicaksono Santoso, Luhur Bayuaji, Lim Tien Sze, Habibah Lateh, Jasni Mohamad Zain, "Comparison of Various Speckle Noise Reduction Filters on Synthetic Aperture Radar Image", International Journal of Applied Engineering Research, ISSN 0973-4562, Volume 11, pp 8760-8767,2016.