

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 D'ÉLECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS



THÈSE
présentée pour obtenir le Diplôme en Télécommunications

DOCTORAT 3^{ème} CYCLE L.M.D

Option :
Télécommunications
par

Soulef AYAD

**Contribution à l'Etude des Algorithmes de Focalisation par Traitement
Radar à Synthèse d'Ouverture**

Soutenue le 25/05/2016

Devant le jury composé de :

Président :	Pr. BOUMAZA Mohamed Seghir	Université de 8 mai 1945 Guelma
Rapporteur :	Pr. REDADAA Salah	Université de 8 mai 1945 Guelma
Examinateurs :	Pr. MESSAI Abderraouf	Université Constantine 1
	Pr. KEMIH Karim	Université de Jijel

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire des Télécommunications (LT) de l'Université 8 mai 1945 de Guelma.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur REDADAA Salah, Professeur et Directeur du Laboratoire des Télécommunications (LT) de l'Université 8 mai 1945 Guelma, pour m'avoir accueillie au sein du laboratoire et d'avoir dirigé cette thèse. Je le remercie pour m'avoir proposé ce sujet de thèse qui m'a permis de découvrir le monde de la recherche. Je le remercie vivement pour son encadrement et les nombreuses discussions que nous avons eues ensemble tout au long de ma thèse. Sa confiance, ses conseils et ses encouragements m'ont permis de réaliser cette thèse dans de bonnes conditions.

Je remercie Monsieur BOUMAZA Med Seghir, Professeur à l'Université de 8 mai 1945 Guelma, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury. Je remercie également Monsieur MESSAI Abderraouf, Professeur à l'Université Constantine 1 ainsi que, Monsieur KEMIH Karim, Professeur à l'Université de Jijel, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette thèse.

Je tiens à remercier Dr. Djamel ABED, enseignant-chercheur et membre de l'équipe Communications sans fil et Télédétection, pour son aide et pour ses conseils précieux pour l'utilisation du Latex. Mes vifs remerciements vont aussi à Mr. ZEMMOURI Layachi, Enseignant-chercheur au département d'anglais de l'Université 8 mai 1945 Guelma, pour sa révision linguistique de mon article.

J'exprime mes sincères reconnaissances à *M^{elle}* TOUAHRI Nabila ingénieur du Laboratoire des Télécommunications (LT), pour tous ses encouragements et sa disponibilité le long de ma thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les enseignants du département d'Electronique et Télécommunications qui ont participé à ma formation. Mes plus vifs remerciements vont aussi à tous les membres du Laboratoire des Télécommunications (LT).

Mes remerciements s'adressent également à mes parents et aux membres de ma famille pour leur encouragement et leur soutien sans limites tout le long de mon parcours. Je ne saurais oublier tous mes collègues et amies spécialement Sarra, Narimane, Khadija et Wassila.

Enfin, je tiens à remercier toute personne qui, de près ou de loin, d'une manière ou d'une autre, a contribué à l'élaboration de ce présent travail.

Guelma, le 18 février 2016.

La focalisation de cibles constitue une étape primordiale dans le processus de traitement radar à synthèse d'ouverture. Dans ce contexte, différents algorithmes ont été développés en vue d'améliorer la résolution et par suite la qualité des cibles traitées pour une meilleure exploitation. Les algorithmes les plus couramment utilisés actuellement sont : l'algorithme range-Doppler(RDA), l'algorithme range migration(RMA) et l'algorithme chirp scaling(CSA). L'application de l'algorithme range-Doppler (RDA) a été proposée comme première solution pour améliorer la résolution de cibles. Ce dernier traite les données en distance et en azimut de manière indépendante. Il est caractérisé par sa simplicité, efficacité et précision. Cependant, l'utilisation de cet algorithme présente des limites liées principalement au temps de calcul élevé, ainsi il n'est pas facile d'incorporer la dépendance de la fréquence en azimut de la deuxième compression en distance ce qui limite son précision dans le cas d'un angle d'incidence élevé et d'une ouverture très grande. Pour résoudre ces problèmes, un autre algorithme appelé l'algorithme range migration (RMA) a été développé. Il est basé sur l'utilisation du filtrage adapté et l'interpolation de Stolt. Cette interpolation sert à corriger l'effet de migration des réflecteurs et à focaliser correctement les cibles radar. Ce n'est plus le cas lorsqu'on s'intéresse à l'algorithme chirp scaling (CSA). Il permet d'éviter l'interpolation utilisée par l'algorithme RMA. Il exploite une propriété des signaux modulés linéairement en fréquence pour égaliser les migrations d'une fauchée complète à celle d'une case distance choisie comme référence.

L'objectif de notre travail était porté sur l'améliorer de la focalisation de cibles par une modification de l'algorithme Range-Doppler(RDA). Cette contribution a été concentrée sur l'utilisation d'une nouvelle forme d'onde nommée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne (GLFM). En fait, nous avons remplacé la modulation linéaire de la fréquence (LFM) par cette nouvelle forme d'onde GLFM, pour construire un nouvel algorithme qui est l'algorithme range-Doppler Gaussien (GRDA). Les résultats obtenus par simulation montrent les avantages de l'algorithme range-Doppler Gaussien notamment l'amélioration de la résolution en azimut et la réduction des niveaux des lobes secondaires.

Mots-clés : Radar à Synthèse d'Ouverture, la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne (GLFM), l'algorithme range-Doppler Gaussien(GRDA), effet Doppler, cible ponctuelle, résolution, simulation.

Abstract

Targets focusing is a key step in synthetic aperture radar processing. In this context, different algorithms have been developed to improve the resolution and consequently the quality of the processed targets for an appropriate exploitation. The most widely used algorithms are : the range-Doppler algorithm (RDA), the range migration algorithm (RMA) and the chirp scaling algorithm (CSA). The application of the range-Doppler algorithm (RDA) has been proposed as first solution to improve the resolution of targets. It processed the range and azimuth data independently. It is characterized by its simplicity, efficiency and accuracy. However, the use of this algorithm has limitations due mainly to the high computing load and it is not easy to incorporate the azimuth frequency dependence of the secondary range compression, which can limit its accuracy in the certain high squint and wide aperture cases.

To avoid these problems, another algorithm called the range migration algorithm (RMA) has been developed. It is based on using the matched filter and Stolt interpolation. This interpolation is used to correct the reflectors migration effect and to focus properly the radar targets. This is not the case when looking at the chirp scaling algorithm (CSA). It avoids the interpolation used by the RMA. It exploits a property of linear frequency modulation signals to equalize the range cell migration to a reference range.

The objective of our work was focused on improving the focusing target by modifying the conventional Range-Doppler algorithm (RDA). This contribution was focused on the use of a new waveform called Gaussian linear frequency modulation (GLFM). In fact, we replaced the linear frequency modulation (LFM) by this new waveform GLFM to perform a new algorithm called Gaussian range-Doppler algorithm (GRDA). The simulation results show the advantages of the Gaussian range-Doppler algorithm including improved azimuth resolution and side lobe levels reduction.

Keywords : Synthetic Aperture Radar, Gaussian linear frequency modulation (GLFM), Gaussian Range-Doppler algorithm, Doppler effect, point target, resolution, simulation.

المخلص

يعتبر بؤرة الأهداف خطوة أساسية في تقنية المعالجة بواسطة الرادار ذو الفوهة المركبة (RSO). في هذا المجال، وضعت خوارزميات مختلفة لتحسين جودة أهداف الرادار حسب خصوصيات الاستعمال المراد. الخوارزميات الأكثر شيوعاً هي: خوارزمية دوبلر (RDA)، خوارزمية انحراف المدى (RMA)، وخوارزمية chirp scaling (CSA). وقد تم تطبيق خوارزمية دوبلر (RDA) كحل أولي لتحسين تباين الأهداف. حيث أن هذه الأخيرة تعالج بيانات المدى و الازميت بشكل مستقل عن بعضهما كما أنها تتميز بالبساطة والدقة. ومع ذلك، فإن استخدام هذه الخوارزمية لها حدود كتقل الحسابات، كما أنه ليس من السهل إدراج التواتر الازميتي في التركيز الثاني للمدى مما يحد من دقته في حالة زاوية واسعة وفتحة كبيرة جداً. لحل هذه المشاكل، فقد طورت خوارزمية أخرى تسمى خوارزمية انحراف المدى. حيث أن هذه الخوارزمية تقوم على استخدام التصفية المتطابقة وانحراف stolt. ويستخدم هذا الانحراف لتصحيح تأثير انحراف المدى والتركيز بشكل صحيح على أهداف الرادار. هذا لم يحد من الحال عندما ننظر إلى خوارزمية chirp scaling (CSA). إذ يتجنب هذا الأخير استعمال الانحراف المستخدم من طرف خوارزمية انحراف المدى. حيث يستغل خاصية الإشارات الخطية المحورة بتواتر لتحقيق المساواة في الانحراف على أساس استعمال مسافة اختبرت كمرجع.

إن الهدف من هذه الأطروحة هو التحسين في بؤرة الأهداف عن طريق إحداث تغيير في خوارزمية مدي - دوبلر الاصطناعية. هذه المساهمة تتركز على استخدام شكل جديد من التحوير يسمى التحوير GLFM. أيضاً فقد قمنا بتحسين أداء نظام الرادار باستبدال التحوير القديم LFM بالتحوير الجديد GLFM. لبناء خوارزمية جديدة تسمى خوارزمية GRDA. إن النتائج المتحصل عليها تبين المزايا الأساسية لاستعمال هذا النوع من التحوير وتبين كذلك أهمية استخدام الخوارزمية الجديدة في تحسين درجة التباين الازميتي والخفض من مستوي الإمتاع في الاتجاهات الثانوية.

الكلمات المفتاحية: الرادار ذو الفوهة المركبة، التحوير GLFM، خوارزمية GRDA، تأثير دوبلر، الهدف، التباين، المحاكاة.

Table des matières

Remerciement	ii
Résumé	iii
Abstract	iv
Table des Matières	viii
Liste des Figures	xi
Liste des Tableaux	xii
Liste des Acronymes	xiii
Introduction Générale	1
1 Système radar : concepts et fonctionnement	4
1.1 Introduction	4
1.2 Propagation et polarisation d'une onde électromagnétique	5
1.2.1 Ondes électromagnétiques	5
1.2.2 Polarisation de l'onde	7
1.2.3 Vecteur de Jones	8
1.2.4 Vecteur de Stokes	9
1.3 Principes de base d'un système Radar	10
1.4 Equation du radar	11
1.5 Interaction entre l'onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant	15
1.6 Composition d'un radar	17
1.6.1 L'antenne	18
1.6.2 Le duplexeur	18
1.6.3 L'émetteur	18
1.6.4 Le modulateur	18
1.6.5 Le récepteur	19
1.6.6 Traitement et exploitation des informations	19
1.6.7 Synchronisation	20
1.6.8 Informations de pointé angulaire	20
1.6.9 Liaison duplexeur-antenne	20

1.7	Filtrage adapté	20
1.7.1	Filtre adapté du signal à bande passante étroite	22
1.7.2	Réponse du filtre adapté avec son signal à un décalage Doppler	24
1.8	Fonction d'ambiguïté	24
1.8.1	Définition de la fonction d'ambiguïté	24
1.8.2	Propriétés de la fonction d'ambiguïté	25
1.8.3	Etude de quelques exemples de la fonction ambiguïté	27
1.9	Modèles de Swerling	32
1.9.1	Swerling 0 ou Swerling 5	32
1.9.2	Swerling 1	34
1.9.3	Swerling 2	34
1.9.4	Swerling 3	35
1.9.5	Swerling 4	35
1.10	Conclusion	36
2	Radar à Synthèse d'Ouverture	38
2.1	Introduction	38
2.2	Différents modes d'acquisition pour les radars imageurs	38
2.3	Principe de formation des images RSO	42
2.3.1	Le radar à antenne réelle	42
2.3.2	Le radar à synthèse d'ouverture	46
2.4	L'intérêt d'utilisation du système RSO	53
2.5	Les différentes applications de RSO	54
2.6	conclusion	54
3	Les algorithmes de focalisation d'image de Radar RSO	56
3.1	Introduction	56
3.2	L'algorithme range-Doppler (RDA)	57
3.2.1	Les données brutes	57
3.2.2	Compression en distance	58
3.2.3	La transformée de Fourier en azimut	59
3.2.4	Technique de la correction de la migration des cellules en distance	60
3.2.5	Compression en azimut :	61
3.3	L'algorithme range migration(RMA)	63
3.3.1	Description analytique de l'algorithme Range Migration :	64
3.4	L'algorithme chirp scaling	71
3.4.1	Concept de base	72
3.4.2	Etapes de l'algorithme chirp scaling :	76
3.5	conclusion	80
4	Focalisation de cible RSO : algorithme range-Doppler modifié	83
4.1	Introduction	83
4.2	Différentes formes d'onde	84
4.2.1	Onde dite "continue"	84
4.2.2	Onde impulsionnelle	91
4.3	L'algorithme range-Doppler Gaussien	96
4.3.1	Les données brutes	96

4.3.2	Compression en distance	97
4.3.3	La transformée de Fourier en azimuth	99
4.3.4	La technique de la correction de la migration des cellules en distance . .	100
4.3.5	Compression en azimuth	101
4.4	Comparaison entre l'algorithme RDA et l'algorithme GRDA dans les différentes bandes du système RSO :	102
4.5	Conclusion	106
Conclusion Générale		108
Annexes		110
A Publications de l'Auteur		111
B Caractéristiques de quelques systèmes RSO		112
C Différentes bandes de longueur d'onde utilisées par les RSO		113
D Démonstration de l'équation (3.3) et l'équation (4.26)		114
D.1	Démonstration de l'équation (3.3)	114
D.2	Démonstration de l'équation (4.26)	114
Bibliographie		116

Table des figures

1.1	Ellipse de polarisation.	7
1.2	Principe de base d'un système radar.	11
1.3	Variation du SNR en fonction de la portée.	14
1.4	Interaction entre une onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant.	15
1.5	Interaction entre une onde électromagnétique et un objet composé de N réflecteurs.	16
1.6	Schéma synoptique d'un filtre adapté	21
1.7	Fonction d'ambigüité d'une impulsion unique	28
1.8	Contours de la fonction d'ambigüité d'une impulsion unique	28
1.9	Fonction d'ambigüité d'un signal LFM montant "Upchirp"	29
1.10	Contours de la fonction d'ambigüité d'un signal LFM montant "Upchirp"	29
1.11	Fonction d'ambigüité d'un signal LFM descendant "Downchirp"	30
1.12	Contours de la fonction d'ambigüité d'un signal LFM descendant "Downchirp"	30
1.13	Fonction d'ambigüité d'un train d'impulsions cohérentes.	31
1.14	Contours de la fonction d'ambigüité d'un train d'impulsions cohérentes.	32
1.15	Fonction d'ambigüité d'un train d'impulsions LFM.	33
1.16	Contours de la fonction d'ambigüité d'un train d'impulsions LFM.	33
1.17	Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 1, $P_{fa} = 10^{-9}$	34
1.18	Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 2, $P_{fa} = 10^{-9}$	35
1.19	Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 3, $P_{fa} = 10^{-9}$	36
1.20	Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 4, $P_{fa} = 10^{-9}$	36
1.21	Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans les quatre modèles de Swerling (Swerling 1, Swerling 2, Swerling 3, Swerling 4), $P_{fa} = 10^{-9}$, $N = 15$	37
2.1	Configuration de l'imagerie radar en mode stripmap.	39
2.2	Configuration de l'imagerie radar en mode scanSAR.	40
2.3	Configuration de l'imagerie radar en mode télescope.	40
2.4	Configuration de l'imagerie radar par affinage Doppler.	41
2.5	Configuration de l'imagerie radar en mode inverse.	42

2.6	Principe du radar à antenne réelle.	43
2.7	Principe de formation des images.	43
2.8	Résolution en distance.	45
2.9	Résolution en azimut.	46
2.10	Schéma de l'acquisition RSO.	47
2.11	Forme d'onde du signal émis (chirp).	48
2.12	Partie réelle et imaginaire d'un signal chirp (LFM).	48
2.13	Modulation linéaire de la fréquence (montant "Upchirp", descendant "Down-chirp") avec leurs fréquences instantanées et leurs phases.	49
2.14	Principe de la synthèse d'ouverture.	51
2.15	Exemple d'un filtrage adapté pour un retard $\tau = 1\mu s$	53
2.16	Exemple d'un filtrage adapté pour un retard $\tau = 2\mu s$	53
3.1	Image radar brute.	58
3.2	Coupe d'image RSO après le filtrage adapté en distance.	59
3.3	Image radar après la compression en distance.	59
3.4	Réponse fréquentielle du filtre en azimut.	61
3.5	Image radar après la compression en azimut.	62
3.6	Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie RDA.	63
3.7	Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie RMA	64
3.8	Emplacement des échantillons de données et des échantillons interpolés sur une grille régulière	67
3.9	Variation du variable f'_τ en fonction du variable f_τ	68
3.10	Variation f'_τ en fonction du variable f_η pour cinq valeurs de f_τ	68
3.11	Pente d'interpolation de Stolt.	69
3.12	Reconstruction d'image par l'utilisation de l'algorithme RMA.	70
3.13	Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie CSA.	72
3.14	Effet de décalage par une fréquence constante.	74
3.15	Effet de décalage.	75
3.16	Image focalisée par l'algorithme chirp scaling.	81
4.1	Représentation temporelle et fréquentielle d'une onde radar de type CW.	85
4.2	Fonctionnements du radar de police : (a) l'onde retournée à la même fréquence avec le signal transmis pour une cible immobile, (b) la fréquence d'une onde retournée est accrue pour une cible se rapproche, (c) la fréquence d'une onde retournée est diminuée pour une cible s'éloigne.	86
4.3	Modulation linéaire de la fréquence d'une onde continue.	87
4.4	Signal émis et reçu par le radar de type LFMCW	88
4.5	Schéma fonctionnel d'un système radar LFMCW.	89
4.6	Signal d'une onde de type SFCW.	90
4.7	Profil de la distance d'une cible est obtenu à l'aide de la forme d'onde SFCW.	92
4.8	Impulsion rectangulaire : (a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel	93
4.9	Impulsion sinusoïdal : (a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel	94
4.10	Impulsion d'ondelettes Mexican-hat : (a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel	94
4.11	Comparaison entre deux formes d'onde impulsionnelle (a) simple impulsion (b) impulsion chirp ou LFM.	95

4.12	Forme d'onde d'un signal :(a) la modulation linéaire en fréquence , (b) la modulation linéaire en fréquence modulée par une fonction Gaussienne.	96
4.13	Schéma synoptique d'une modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne.	96
4.14	Image radar brute.	98
4.15	Coupe longitudinale de l'image obtenue par notre nouvel algorithme (GRDA) suivant la direction distale pour le paramètre de temps de filtre Gaussien $T_0 = 1s$	99
4.16	Image radar après la compression en distance.	99
4.17	Image radar obtenue par la modulation GLFM après la compression en azimuth.	102
4.18	Coupe longitudinale de l'image radar obtenue par notre nouvel algorithme (GRDA) pour le paramètre de temps de filtre Gaussien $T_0 = 1s$	102
4.19	Comparaison entre les deux algorithmes RDA et GRDA dans les différentes bandes P, L, S, C, X.	103
4.20	Comparaison entre une coupe longitudinale de l'algorithme RDA et l'algorithme GRDA dans la direction azimuthale pour différentes bandes L, S, C, X.	104
4.21	Comparaison entre les trois coupes longitudinales de l'algorithme GRDA pour les trois bandes S, C, X.	104
4.22	Comparaison entre la coupe longitudinale obtenue par la modulation LFM et la coupe longitudinale obtenue par la modulation GLFM dans la bande C :(a) la direction en distance (b) la direction azimuth.	105
4.23	Comparaison entre une coupe longitudinale de l'algorithme RDA et l'algorithme GRDA dans la direction azimuthale pour différentes valeur de temps de filtre Gaussien.	106

Liste des tableaux

3.1	Trois différentes formes de la fonction de scaling	76
4.1	Les paramètres principaux du système radar RSO	105
4.2	La variation du PSLR pour différentes valeurs de temps du filtre Gaussien . . .	107
B.1	Quelques systèmes RSO orbitaux.	112
B.2	Quelques systèmes RSO aéroportés.	112
C.1	Les différentes bandes de longueur d'onde utilisées par les RSO	113

Liste des acronymes

- CSA : Chirp scaling algorithm
- CW : Continuous Wave
- EM : Onde électromagnétique
- ERS : Earth Remote Sensing
- ERS-1 : European Remote Sensing satellite-1
- ERS-2 : European Remote Sensing satellite-2
- FFT : Fast Fourier Transform
- FMCW : Frequency-Modulated Continuous Wave
- GLFM : Gaussian Linear Frequency Modulation
- GRDA : Gaussian Range-Doppler Algorithm
- IFFT : Inverse Fast Fourier Transform
- ISAR : Inverse Synthetic Aperture Radar
- JERS-1 : Japanese Earth Remote Sensing satellite-1
- LFM : Linear Frequency Modulation
- NASA : National Aeronautics and Space Administration
- POSP : Principle Of Stationary Phase
- PRF : Pulse Repetition Frequency
- PSLR : Peak Side Lobe Ratio
- RADAR : RAdio Detection And Ranging
- RADARSAT : Canadian SAR Satellite
- RADARSAT-2 : Radar Satellite-2
- RAMSES : Radar Aéroporté Multi-Spectral d'Etudes des Signatures

- RCM : Range-cell Migration
- RCMC : Range Cell Migration Correction
- RDA : Range-Doppler Algorithm
- RFM : Reference Function Multiply
- RMA : Range Migration Algorithm
- RSO : Radar à Synthèse d'Ouverture
- SAR : Synthetic Aperture Radar
- SEASAT : NASA oceanographic SAR satellite
- SER : Surface Equivalent Radar
- SFCW : Stepped Frequency Continuous Wave
- SIR : Spaceborne Imaging Radar
- SIR-C : Shuttle Imaging Radar-C
- SO : Synthèse d'Ouverture
- SRC : Secondary Range Compression
- TEM : Transverse Electromagnétique
- TerraSAR-X : German X-band Radar Satellite
- XSAR : German X-band SAR on the space shuttle

Introduction Générale

La télédétection est l'ensemble des connaissances et des techniques utilisées pour déterminer des caractéristiques physiques et géométriques d'objets par des mesures effectuées à distance, sans contact matériel avec ceux-ci. Plus simplement, c'est la science de l'acquisition, de l'exploitation et de l'interprétation de données en distance (en anglais Remote Sensing). Cette technique consiste à identifier des caractéristiques de la surface terrestre et à estimer leurs propriétés bio-géophysiques en utilisant l'information portée par le rayonnement électromagnétique émis ou réfléchi par ces surfaces, dans un certain domaine de longueurs d'onde ou de fréquences. Ce rayonnement électromagnétique est capté par des instruments situés à grande distance des cibles observées : sur un avion ou un hélicoptère pour la télédétection aéroportée, et sur un satellite ou une navette spatiale pour la télédétection spatiale. C'est cette distance qui permet d'observer de grandes surfaces de manière synoptique.

La variété des instruments de télédétection est grande, tout comme leur gamme d'applications. Certains instruments comme les altimètres permettent d'obtenir des acquisitions monodimensionnelles, c'est-à-dire localisées spatialement sur la surface terrestre le long d'une ligne située à la verticale de la trajectoire du satellite qui le porte. Pour la problématique qui nous concerne, nous nous intéressons toutefois aux systèmes imageurs, qui permettent des acquisitions bidimensionnelles sous forme d'images de la surface observée.

On distingue tout d'abord les systèmes actifs et passifs, selon que l'onde détectée est initialement émise par le système et réfléchi par la cible pour le premier cas, ou bien soit émise par une source externe et réfléchi par la cible, soit émise directement par la cible, pour le second cas. Une seconde distinction concerne le domaine électromagnétique auquel appartient le rayonnement enregistré par les capteurs, avec principalement deux grandes familles d'instruments : ceux qui opèrent dans le domaine optique, et ceux qui opèrent dans le domaine des micro-ondes.

Dans les systèmes de télédétection optique, les gammes de longueur d'onde concernées comprennent la lumière visible (longueur d'onde : $380 - 760nm$), et par extension les infrarouges ($0,76 - 10\mu m$), et plus rarement les ultraviolets ($10 - 380nm$). Les imageurs optiques sont des systèmes passifs qui enregistrent sur leurs capteurs le rayonnement optique issu du soleil et réfléchi par les surfaces observées. De par leur modalité de fonctionnement, ces systèmes ne peuvent effectuer des observations que de jour et sans couverture nuageuse. Ce système d'imagerie optique étant difficilement utilisable dans de nombreuses circonstances (couverture nuageuse, pluie, neige), il est nécessaire d'utiliser les capteurs hyperfréquences, c'est-à-dire les systèmes radar.

En effet, contrairement aux systèmes optiques qui utilisent une source d'illumination extérieure (énergie solaire incidente), le radar est un système actif qui illumine la scène survolée et peut donc fonctionner de jour comme de nuit et quelles que soient les conditions météorologiques [1-5].

Les radars (RAudio Detection And Ranging : détection et estimation de la distance par ondes radio) sont, dans leur conception générale, des systèmes constitués d'une antenne émettrice qui envoie une onde électromagnétique vers une cible, et d'une antenne réceptrice qui récupère l'onde rétrodiffusée par la cible. Lorsque les antennes émettrices et réceptrices sont en fait la même antenne, ou sont situées très proches l'une de l'autre comparativement à la distance antenne-cible, on parle de configuration monostatique. Lorsque les deux antennes sont séparées, on parle de configuration bistatique, une autre configuration nommée la configuration multistatique dans le cas de plusieurs antennes réceptrices [1-5].

C'est pendant la deuxième guerre mondiale que les premiers radars de cartographie aéroportés ont fait leur apparition afin de satisfaire des besoins de reconnaissance tous temps à distance de sécurité. Les images du sol qu'ils fournissaient étaient de très mauvaise qualité. La taille réduite des antennes frontales qui pouvaient être installées sur les avions en était la cause principale. Pour résoudre ce problème, les anglais et les américains réalisèrent au début des années 1950 des antennes beaucoup plus larges qu'ils installèrent suivant l'axe longitudinal de l'avion. Cette première génération de radars à visions latérale fut largement utilisée au cours des années 1960. En parallèle, une nouvelle voie était explorée à partir des résultats théoriques acquis aux Etats-Unis en 1951, lesquels fixèrent les principes d'une deuxième génération de radars à vision latérale qui est le radar à synthèse d'ouverture (RSO) [3-4].

Le Radar à Synthèse d'Ouverture (RSO) est un système de télédétection haute fréquence. Il est capable de localiser, identifier et de produire des images de très haute résolution par une manière très efficace dans les deux directions (en azimut, ou en distance). La haute résolution en distance (site) est le résultat de la méthode de la compression d'impulsions, alors que celle en azimut est obtenue par la formation artificielle d'une longueur synthétique est pratiquement la moitié de la longueur réelle en azimut de l'antenne. Cette technique joue un rôle très important par rapport un système d'imagerie optique surtout dans l'amélioration de la focalisation et la qualité de l'image. En fait, le RSO peut fonctionner dans tous les temps, tous les cas et toutes les conditions [3-4][6-8].

Plusieurs algorithmes ont été développés pour résoudre le problème de mauvaise focalisation, à titre d'exemple l'Algorithme Range-Doppler (RDA), l'Algorithme Range Migration (RMA), ainsi que l'Algorithme Chirp Scaling (CSA). À l'instar l'Algorithme Range-Doppler (RDA) qui a été largement utilisé parce qu'il est caractérisé par sa simplicité, son efficacité et une grande précision, tel que les traitements en distance et en azimut sont effectués d'une manière indépendante dans le domaine temps-fréquence [8]. Un autre algorithme a été développé et mise en application, appelé l'Algorithme Range Migration (RMA) où les traitements en distance et en azimut sont effectués simultanément dans le domaine fréquentiel. Cet algorithme a été conçu pour corriger un phénomène de migration radiale des réflecteurs de la scène éclairée [8]. Une nouvelle classe des algorithmes a été proposée spécifiquement pour éliminer l'interpolation utilisée par l'algorithme range migration, qui est l'Algorithme Chirp Scaling (CSA) [8].

Le principal objectif de cette thèse porte sur l'amélioration de la focalisation de cibles par traitement radar à synthèse d'ouverture. L'amélioration que nous proposons dans cette thèse est basée sur l'utilisation d'une nouvelle modulation nommée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne (GLFM pour Gaussian Linear Frequency Modulation en anglais). Nous remplaçons alors la Modulation Linéaire de la Fréquence (ou LFM pour Linear Frequency Modulation en anglais) par la nouvelle forme d'onde GLFM pour construire un nouvel algorithme appelé l'algorithme range-Doppler Gaussien (ou GRDA

pour Gaussian Range-Doppler Algorithm (en anglais).

Dans le premier chapitre, nous rappelons quelques principes fondamentaux de la propagation et de la diffusion des ondes électromagnétiques qui sont la base de la télédétection et donc de l'imagerie radar. Nous donnons quelques définitions sur la polarisation d'une onde et nous présentons les deux principales techniques permettant de la caractériser (vecteur de Jones et vecteur de Stokes). Puis, nous expliquons le principe de base d'un système radar ainsi que l'équation radar. Par la suite, nous présentons l'interaction entre l'onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant. Nous donnons ensuite la composition d'un système radar. Finalement, nous expliquons le filtrage adapté, la fonction d'ambiguïté ainsi que les modèles de Swerling.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les différents modes d'acquisition du système radar. Puis, nous expliquons le principe de formation l'image RSO, ainsi que l'intérêt d'utilisation de ce type de radar. Finalement, nous présentons les différentes applications du système RSO.

Dans le troisième chapitre, nous abordons les différents algorithmes du traitement du signal RSO les plus utilisés en l'occurrence l'algorithme range-Doppler (RDA), l'algorithme range migration (RMA), ainsi que l'algorithme chirp scaling (CSA).

Dans le dernier chapitre, nous présentons dans un premier temps les différentes formes d'onde utilisées dans les systèmes radar classiques ainsi que leurs limitations et nous proposons l'introduction d'une nouvelle modulation appelée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne, pour la mise en œuvre d'un nouvel algorithme qui est l'algorithme range-Doppler Gaussien (GRDA). Puis, nous expliquons les différentes étapes de cet algorithme. Finalement, nous comparons la focalisation de cibles par l'algorithme RDA conventionnel et l'algorithme proposé pour différentes bandes du système radar à synthèse d'ouverture.

1.1 Introduction

Les premières applications de la radioélectricité furent les télécommunications puis la radionavigation, mais dès le début du XX^e siècle des précurseurs envisagèrent la possibilité de détecter la présence d'objets métalliques par l'utilisation d'ondes électromagnétiques.

Cette nécessité de détecter des objets sans la participation de l'objet lui-même s'est fait sentir pour les besoins de la navigation et de l'anticollision, notamment dans le domaine des transports maritimes, mais c'est le besoin militaire de la défense aérienne et maritime qui fut le principal moteur de cette technique nouvelle.

Le mot radar "RADIO Detection And Ranging", est un système hyperfréquence actif utilisant des ondes électromagnétiques (EM) (RADIO) pour détecter la présence de la cible (Detection) et localiser en distance, vitesse, angles (Ranging) [1-2]. Ce radar illumine une portion de l'espace avec une onde EM 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. L'imagerie radar permet de former des images des scènes désirées, de jour comme de nuit et indépendant des conditions climatiques [3-5]. Elle apporte, entre autres, par rapport à l'imagerie optique, une information polarimétrique de chaque pixel de l'image. De plus, du fait que les signaux sont récoltés de manière cohérente, l'imagerie radar permet d'accéder à des informations interférométriques de l'image [6-7].

La première expérience réussie d'une transmission d'hyperfréquence et de réflexion par différents objets fut réalisée par Hertz, en 1886. Le début de 20^{eme} siècle a connu le développement des premiers radars rudimentaires pour la détection de navires. Dans les années 1920 à 1930, des radars au sol à impulsions expérimentaux ont été développés pour la détection d'objets éloignés. Les premiers radars utilisés pour la détection et le positionnement des avions et des navires. Après la seconde guerre mondiale, le radar aéroporté à antenne latérale a été développé pour la reconnaissance et la surveillance des terrains. On utilisait alors un radar aéroporté qui imageait une bande de terrain parallèle au vol de l'avion. Au cours des années 50, les militaires ont développé le radar à synthèse d'ouverture (RSO) à grande résolution. Dans les années 60, ces radars ont été rendus disponibles pour les applications civiles et ont commencé à être utilisés pour des applications de cartographie civile. C'est au cours des années 1970 qu'a débuté la télédétection spatiale dans le domaine des hyperfréquences avec le satellite SEASAT. Ces images ont permis d'apprécier les avantages d'un tel système, ce qui a favorisé l'essor de la télédétection active. Mais ce sont les années 90 qui ont vu le développement de la collecte systématique d'image radar à ouverture synthétique (ou SAR pour Synthétique Aperture Radar en anglais) avec le lancement de nombreux satellites équipés d'une antenne SAR : ALMAZ en mars 1991, ERS-1 en juillet 1991, JERS-1 en février 1992, ERS-2 en avril 1995 et RADARSAT en novembre 1995 [8]. Ces images complètent de manière

efficace les informations apportées par les images optiques (SPOT, Landsat) sur les objets terrestres.

Au cours des trois dernières décennies, l'observation de la terre ou d'autres planètes par télédétection a connu un essor considérable avec de multiples applications dans les domaines civils et militaires. Les sources d'observation sont de plus en plus nombreuses et nécessitent des moyens d'exploitation de plus en plus élaborés. On note, le développement de plusieurs systèmes radars aéroportés comme le E-SAR (DLR, Allemagne), AIRSAR (JPL, USA), RAMSES (ONERA, France), PISAR (NASDA - CRL Japon), CONVAIR (environnement canada, canada) et spatioportés pour des applications de cartographie et de surveillance comme les radars SIR-C (JPL, USA), XSAR (DLR, Allemagne), embarqués sur une navette spatiale, ou ENVISAT (ESA, UE), embarqué à bord d'un satellite, ainsi que ALOS-PALSAR (NASDA, Japon) et RADARSAT-2 (CSA, Canada) qui seront lancés respectivement en 2004 et 2005. Un autre développement d'ALOS nommé PALSAR-2 qui a été lancé en 2013 [8-9].

Dans ce chapitre, nous rappelons quelques principes fondamentaux de la propagation et de la diffusion des ondes électromagnétiques. Puis, nous expliquons le principe de base d'un système radar. Nous donnons ensuite l'équation du radar ainsi que nous expliquons l'interaction entre l'onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant. Par la suite, nous donnons la composition d'un système radar. Finalement, nous expliquons le filtrage adapté, la fonction d'ambigüité et les modèles de Swerling.

1.2 Propagation et polarisation d'une onde électromagnétique

1.2.1 Ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique est caractérisée en tout point et à chaque instant par quatre grandeurs vectorielles \vec{E} (champ électrique), \vec{D} (induction électrique), \vec{B} (induction magnétique) et \vec{H} (champ magnétique). Un champ électromagnétique est constitué d'un champ électrique \vec{E} et d'un champ magnétique \vec{H} [1][7][10-11].

À chaque instant, les champs électriques et magnétiques régnant, en un point quelconque de l'espace sont régis par des lois physiques décrites par un ensemble d'équations communément appelées équations de Maxwell. Les deux vecteurs du champ électrique \vec{E} et du champ magnétique \vec{H} vérifient les quatre lois suivantes [1][12][13] :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Loi de Faraday}) \quad (1.1)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \rho \quad (\text{Loi de Gauss électrostatique}) \quad (1.2)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (\text{Loi d'Ampère}) \quad (1.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{Loi de Gauss magnétique}) \quad (1.4)$$

avec

- $\vec{\nabla} \wedge$ et $\vec{\nabla} \cdot$ définissant respectivement le rotationnel et la divergence,

- ρ désigne la densité de charges électriques,
- et \vec{J} est la densité de courant.

Dans le cas stationnaire linéaire, les champs et les inductions sont reliés par les relations suivantes :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}, \vec{B} = \mu \vec{H} \quad (1.5)$$

où

- μ et ε sont respectivement la perméabilité magnétique et la permittivité du milieu où règnent les champs électrique $\vec{E}(x, y, z, t)$ et induction magnétique $\vec{B}(x, y, z, t)$.

Dans le cas particulier du vide, ε et μ sont remplacées respectivement par ε_0 et μ_0 dans l'équation (1.5).

En notant que la permittivité du vide ($\varepsilon_0 = 1/36\pi 10^9 \text{ Fm}^{-1}$) et la perméabilité du vide ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$).

En l'absence de charge ($\rho = 0$, $\vec{J} = \vec{0}$) à partir des équations de Maxwell, le champ électrique d'une onde électromagnétique plane monochromatique vérifie l'équation :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} + (\mu_0 \varepsilon_0)^2 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \vec{0} \quad (1.6)$$

où

- $\vec{\nabla}^2$ désigne l'opérateur Laplacien.

En champ lointain, les champs électrique et magnétique sont dans un plan orthogonal à la direction de propagation ; l'un se déduit de l'autre en utilisant l'équation (1.1).

Nous ne nous intéressons qu'aux caractéristiques du champ électrique \vec{E} car, dans le vide et en champ lointain, les deux vecteurs du champ électrique \vec{E} et du champ magnétique \vec{H} définis dans leur plan d'onde, sont perpendiculaires et proportionnels.

L'équation générale du champ électrique dans un repère ($O, \vec{x}, \vec{y}, \vec{z}$) s'écrit :

$$\vec{E}(x, y, z) = E_x(x, y, z) \vec{x} + E_y(x, y, z) \vec{y} + E_z(x, y, z) \vec{z} \quad (1.7)$$

où

- \vec{E} est le vecteur champ électrique associé à l'onde.

Dans le vide, le développement des équations de Maxwell pour une onde monochromatique aboutit à la définition d'une onde plane Transverse Electromagnétique (TEM). En supposant que l'onde plane se propage selon l'axe (Oz) dans la direction des z positifs, les composantes du champ électrique réel s'écrivent alors sous la forme :

$$\vec{E}(z, t) = \begin{pmatrix} E_x(z, t) \\ E_y(z, t) \\ E_z(z, t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} |E_x| \cos(\omega t - Kz + \delta_x) \\ |E_y| \cos(\omega t - Kz + \delta_y) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

avec

- $|E_x|$ et $|E_y|$ sont les amplitudes respectives des composantes du champ électrique E_x et E_y ,
- ω désigne la pulsation de l'onde, reliée à sa fréquence f par $\omega = 2\pi f$,
- $K = \frac{2\pi}{\lambda}$ le nombre d'onde dans le vide, $\lambda = \frac{c}{f}$ est la longueur d'onde et c la célérité de la lumière dans la vide,
- et δ_x et δ_y sont les phases absolues respectives des composantes du champ électrique E_x et E_y à l'origine ($t=0, z=0$).

La distance séparant deux plans d'onde consécutifs, pour lesquels la phase spatiale est la même (modulo 2π), définit la longueur d'onde λ .

Dans la direction des z négatifs, les composantes du champ électrique sont obtenus en remplaçant z par $-z$ dans l'équation (1.8).

1.2.2 Polarisation de l'onde

Dans le cas où il est possible de spécifier, par convention, une direction privilégiée de l'onde dans le plan $(\vec{E}; \vec{H})$, on peut alors caractériser \vec{E} (et donc \vec{H}) par sa polarisation, c'est-à-dire son orientation dans ce plan [7][13].

La polarisation d'une onde plane décrit, en fonction du temps, le lieu de l'extrémité du vecteur champ électrique $\vec{E}(t)$ dans un plan orthogonal au vecteur de propagation \vec{n} . Ce lieu décrit, dans le cas général, une ellipse (polarisation elliptique) comme montrée sur la Figure 1.1, qui peut dans certains cas dégénérer en un segment de droite (polarisation linéaire) ou en un cercle (polarisation circulaire).

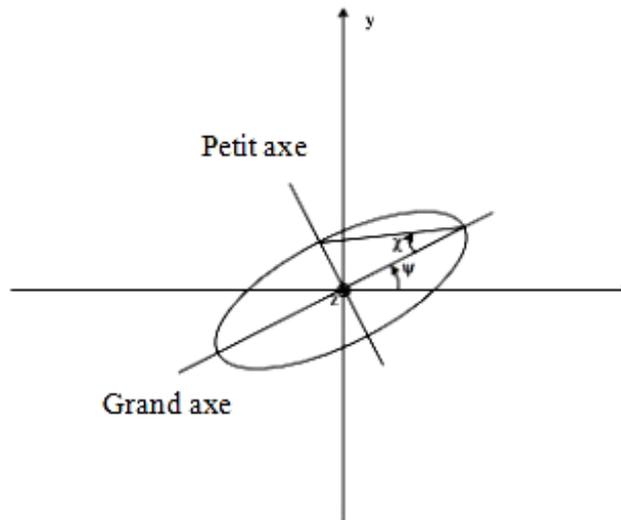


Figure 1.1: Ellipse de polarisation.

Lorsque un observateur regardant l'onde se propageant dans la direction de propagation, l'angle d'orientation de l'ellipse Ψ est l'angle entre l'horizontale et le grand axe de l'ellipse décrit par l'onde polarisée. Il varie entre 0° et 180° . χ est l'angle d'ellipticité, dont la tangente est le rapport entre le petit axe de l'ellipse et son grand axe. Il varie entre -45° et 45° et son

signe donne le sens de la polarisation droite ou gauche (suivant la convention d'observation retenue) [7][9][13].

La polarisation d'une onde est alors définie par le couple $(\Psi; \chi)$. En supposant que l'onde plane se propage selon l'axe (Oz) dans la direction des z positifs, les composantes du champ électrique s'écrivent sous la forme :

$$\vec{E}(z, t) = \begin{bmatrix} E_x(z, t) \\ E_y(z, t) \\ E_z(z, t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |E_x| \cos(\omega t - Kz + \delta_x) \\ |E_y| \cos(\omega t - Kz + \delta_y) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

où

- ω est la pulsation de l'onde,
- k est le nombre d'onde,
- et δ_x et δ_y sont les déphasages à l'origine.

δ_x et δ_y sont reliés à (Ψ, χ) par l'intermédiaire des paramètres $\Delta\delta = \delta_y - \delta_x$ et des relations :

$$\begin{aligned} \tan(2\Psi) &= \frac{2|E_x||E_y|}{|E_x|^2 - |E_y|^2} \cos(\Delta\delta) \\ \sin(2\chi) &= \frac{2|E_x||E_y|}{|E_x|^2 + |E_y|^2} \sin(\Delta\delta) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Il est alors possible de caractériser les cas particuliers :

- La polarisation linéaire lorsque $\chi = 0^\circ$:

$$\begin{cases} \Psi = 0^\circ : \text{polarisation horizontale} \\ \Psi = 90^\circ : \text{polarisation verticale} \end{cases}$$

- La polarisation circulaire lorsque $\chi = -45^\circ$:

$$\begin{cases} \chi = 45^\circ : \text{polarisation droite} \\ \chi = -45^\circ : \text{polarisation gauche} \end{cases}$$

1.2.3 Vecteur de Jones

Il est possible d'écrire sous la forme complexe l'expression du champ électrique d'une onde plane monochromatique de polarisation quelconque de la façon suivante [7][9][13] :

$$\vec{E}(z, t) = \begin{bmatrix} |E_x| e^{j(\omega t - Kz + \delta_x)} \\ |E_y| e^{j(\omega t - Kz + \delta_y)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Pour une onde monochromatique, la fréquence d'oscillation est constante, il est alors possible d'utiliser la notion de phaseur pour le regime permanent et ainsi supprimer le terme temporel dans l'expression du champ électrique [7][9][13] :

$$\vec{E}(z) = e^{-jKz} \begin{bmatrix} |E_x| e^{j\delta_x} \\ |E_y| e^{j\delta_y} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

On note que, le champ électrique $\vec{E}(z)$ a une phase identique en tout point d'un plan d'onde (z constant). Ainsi, en considérant le cas $z = 0$, on conserve complètement les informations sur les amplitudes et les phases des composantes du champ électrique et par conséquent sur la polarisation. Donc, on peut écrire le champ électrique à l'origine par [7][9][13] :

$$\vec{E}(0) = \begin{bmatrix} |E_x|e^{\delta_x} \\ |E_y|e^{\delta_y} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Ce vecteur est appelé vecteur de Jones. Il est lié à la base $(\vec{x}; \vec{y})$ de projection des composantes du champ électrique.

Généralement, le vecteur de Jones est exprimé dans une base linéaire ou dans une base circulaire. La base la plus simple et la plus couramment utilisée est la base linéaire $(\vec{v}; \vec{h})$ où \vec{v} représente un état de polarisation verticale et \vec{h} une polarisation horizontale. Plus précisément, la polarisation verticale correspond à un champ \vec{E} appartenant au plan d'incidence et la polarisation horizontale à un champ \vec{E} perpendiculaire au plan d'incidence.

1.2.4 Vecteur de Stokes

Le vecteur de Stokes est une autre représentation vectorielle de l'état de polarisation d'une onde. Ce vecteur constitué de quatre composantes réelles (g_0, g_1, g_2, g_3) permet de représenter l'état de polarisation d'une onde complètement polarisée. Ces composantes sont définies à partir du vecteur de Jones et elles sont données par l'expression suivante [7][9][13] :

$$\vec{g}(\vec{E}) = \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |E_x|^2 + |E_y|^2 \\ |E_x|^2 - |E_y|^2 \\ 2\Re\{E_x E_y^*\} \\ -2\Im\{E_x E_y^*\} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

où

- A^* désigne le complexe conjugué de A .

Si l'onde serait complètement polarisée, les composantes du vecteur de Stokes sont liées par l'égalité :

$$g_0^2 = g_1^2 + g_2^2 + g_3^2 \quad (1.15)$$

On note que :

- g_0 représente l'intensité totale de l'onde polarisée,
- g_1 est la partie de l'onde polarisée horizontalement ou verticalement,
- g_2 est la partie de l'onde polarisée linéairement à $\pm 45^\circ$,

- g_3 est la partie de l'onde polarisée circulairement à droite ou à gauche.

Donc, on peut alors exprimer le vecteur de Stokes en fonction des angles d'orientation et d'ellipticité (Ψ, χ) comme suit :

$$\vec{g}(\vec{E}) = g_0 \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(2\chi) \cos(2\Psi) \\ \cos(2\chi) \sin(2\Psi) \\ \sin(2\chi) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Les trois dernières composantes de cette expression correspondent aux coordonnées cartésiennes d'un point situé à la surface d'une sphère de rayon g_0 . Cette expression du vecteur de Stokes permet donc de représenter de façon unique sur la sphère de Poincaré n'importe quel état de polarisation d'une onde complètement polarisée [7][9][13].

Si l'onde est partiellement polarisée, le vecteur de Stokes est déterminé à partir de ses valeurs moyennes et ses composantes vérifient l'inégalité :

$$g_0^2 \geq g_1^2 + g_2^2 + g_3^2 \quad (1.17)$$

Donc, le degré de polarisation d'onde peut être défini par :

$$d = \frac{\sqrt{g_1^2 + g_2^2 + g_3^2}}{g_0} \quad (1.18)$$

On dit que l'onde est totalement polarisée, si le degré de polarisation d'onde $d = 1$. Si l'onde est partiellement polarisée, on a : $0 < d < 1$. Si $d = 0$, on dit que l'onde est complètement dépolarisée.

1.3 Principes de base d'un système Radar

Le radar est un dispositif qui permet de détecter et de localiser un objet présent dans la zone illuminée. Il comporte un émetteur, une antenne, un récepteur et un système d'exploitation. Ce radar utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être décelée par un récepteur adapté à ce signal. Le signal ainsi capté est appelé écho et signale la présence éventuelle de l'objet constituant la cible [6][7][14][15].

1. Mesure de distance

L'onde émise par le radar parcourt la distance radar-cible R_0 à la célérité de la lumière c . Elle est rétrodiffusée par la cible dans tout l'espace [16]. L'onde rétrodiffusée parcourt une nouvelle fois la distance R_0 et une partie de l'onde est recueillie par le radar (cf. Figure 1.2). La détection de l'écho reçu et la mesure du temps de propagation de l'onde nous informe sur la présence et la distance de la cible [14]. L'onde reçue par le radar est une version atténuée et retardée de l'onde émise d'un retard

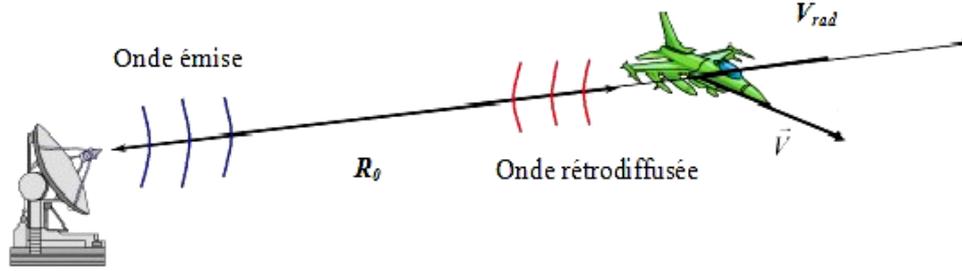


Figure 1.2: Principe de base d'un système radar.

$$\tau = \frac{2R_0}{c} \quad (1.19)$$

La mesure de ce retard τ permet alors de déterminer la distance R_0 de la cible.

2. L'effet Doppler

Lorsque la cible est mobile par rapport au radar, son retard évolue au cours du temps

$$\tau = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2}{c}(R_0 + v_{rad}t) \quad (1.20)$$

où

- v_{rad} est la vitesse radiale de la cible, vitesse de rapprochement ou d'éloignement par rapport au radar.

L'onde reçue par le radar et issue d'une cible mobile comme illustrée sur la Figure 1.2, arrive en avance ou en retard par rapport à celle d'une cible fixe. Lorsque v_{rad} est très petite devant c , ce décalage de temps d'arrivée se traduit sur l'onde reçue par un décalage sur la fréquence porteuse f_0 de l'onde. Ce phénomène porte le nom d'effet Doppler [14][17]. Le décalage en fréquence sur la porteuse, appelé la fréquence Doppler, s'écrit

$$f_D = \frac{2v_{rad}}{\lambda} \quad (1.21)$$

où

- $\lambda = \frac{c}{f_0}$ désigne la longueur d'onde du radar.

La mesure de f_D permet de déterminer la vitesse radiale de la cible.

1.4 Equation du radar

L'équation du radar est une fonction reliant la portée du radar aux caractéristiques de l'émetteur, le récepteur, l'antenne, la cible et l'environnement. Elle est non seulement un moyen de déterminer la distance maximale entre la cible et le radar, mais également un outil essentiel à la conception radar. Alors, on distingue deux cas [18-23] :

1. Cas d'un système bistatique

Considérons un système radar bistatique, qui peut fonctionner en impulsion ou en ondes continues [18][20-23]. Ce radar muni d'une antenne émettrice et d'une antenne réceptrice, la puissance reçue par le récepteur est donnée par l'expression suivante :

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_B}{(4\pi)^3 R^2 R'^2 L_{PE} L_{PR} L_S} \quad (1.22)$$

où

- P_r est la puissance du signal reçu,
- P_t la puissance du signal émis,
- G_t est le gain de l'antenne à l'émission,
- G_r est le gain de l'antenne à la réception,
- λ est la longueur de l'onde utilisée,
- σ_B est la surface équivalente radar (SER) bistatique,
- R est la distance émetteur-cible,
- R' est la distance cible-récepteur,
- L_{PE} sont les pertes de propagation de long du trajet émetteur-cible,
- L_{PR} sont les pertes de propagation le long du trajet cible-récepteur
- et L_S représente les pertes du système.

Si l'émetteur et l'antenne du récepteur sont parfaitement adaptés et il n'y a pas des pertes à l'intérieur des lignes de transmission, c'est-à-dire, $L_{PE} L_{PR} L_S = 1$. Donc, l'équation (1.22) peut être simplifiée comme suit :

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_B}{(4\pi)^3 R^2 R'^2} \quad (1.23)$$

2. Cas d'un système monostatique

Dans le cas d'une configuration monostatique l'équation (1.23) est réduite en effectuant les transformations suivantes [18][24-26] :

$$G^2 = G_t G_r, \quad \sigma = \sigma_m = \sigma_B, \quad R^2 = R R'$$

Donc, pour le cas d'un système monostatique, l'équation (1.23) devient

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_m}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1.24)$$

3. Portée maximale du radar

Un paramètre important qui doit être pleinement prise en compte dans le système radar, c'est la portée maximale du radar, qui est, la distance au-delà de laquelle la cible ne peut être détectée. Cette distance peut être facilement calculée à partir de l'équation

de la portée du radar. Alors, on peut réécrire l'équation (1.24) en termes de l'ouverture effective de l'antenne $A_{eff} = 4\pi.G_r/\lambda^2$ comme [18-23]

$$P_r = \frac{P_t A_{eff}^2 \sigma}{4\pi\lambda^2 R^4} \quad (1.25)$$

Pour calculer la portée maximale du radar R_{max} , on considère que la puissance reçue par le récepteur radar devient égale au signal minimal détectable, P_{min} . Donc, l'équation (1.25), devient :

$$\begin{aligned} (P_r)_{min} &\triangleq P_{min} \\ &= \left(\frac{P_t A_{eff}^2 \sigma}{4\pi\lambda^2 R^4} \right) \\ &= \frac{P_t A_{eff}^2 \sigma}{4\pi\lambda^2 R_{max}^4} \end{aligned} \quad (1.26)$$

Par conséquent, il est facile de trouver la portée maximale du radar en réorganisant l'équation (1.26) pour extraire R_{max} comme suit :

$$R_{max} = \left(\frac{P_t}{P_{min}} \cdot \frac{A_{eff}^2 \sigma}{4\pi\lambda^2 R^2} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (1.27)$$

Donc, l'équation ci-dessus donne la portée maximale d'un objet qui peut être détectée par le radar.

4. Rapport signal sur bruit

Similaire à tous les appareils et les systèmes électriques, les radars doivent fonctionner en présence du bruit interne et du bruit externe. La principale source de bruit interne est l'agitation des électrons à cause de la chaleur. La chaleur à l'intérieur de l'équipement électronique peut aussi être à cause des sources d'environnement telles que le Soleil, la Terre, et les bâtiments. Ce type de bruit est également connu par le bruit thermique. Alors, on examine le rapport signal sur bruit (RSB ou SNR pour Signal-to-Noise Ratio en anglais) d'un système radar : similaire à tous les systèmes électroniques, pour cela on peut écrire la densité spectrale de puissance de bruit d'un système radar par l'équation suivante [18][22] :

$$N_0 = k.F_n.T_0 \quad (1.28)$$

où

- $k = 1.38.10^{-23} J.K^{-1}$ est la constante de Boltzmann,
- T_0 est la température standard (290 K),
- et F_n est le facteur de bruit.

Pour trouver la valeur de la puissance de bruit du radar, il est nécessaire de multiplier N_0 par la bande passante effective de bruit, B_n . Donc, on obtient :

$$\begin{aligned} P_n &= N_0 \cdot B_n \\ &= k \cdot F_n \cdot T_0 \cdot B_n \end{aligned} \quad (1.29)$$

En utilisant les équations (1.22) et (1.29), on obtient

$$\begin{aligned} SNR &\triangleq \frac{P_S}{P_n} \\ &= N_0 \cdot B_n \\ &= \frac{P_r}{P_n} \\ &= \frac{P_t \lambda^2 \sigma_B G_t G_r}{(4\pi)^3 \cdot (RR')^2 (k \cdot F_n \cdot T_0 \cdot B_n)} \end{aligned} \quad (1.30)$$

L'équation ci-dessus est dérivée pour un système radar bistatique. Cette équation peut être simplifiée comme suit, si le radar est en configuration monostatique :

$$SNR = \frac{P_t \lambda^2 \sigma_m G^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4 (k \cdot F_n \cdot T_0 \cdot B_n)} \quad (1.31)$$

La Figure 1.3 montre la variation du SNR en fonction de la portée pour les paramètres suivants : la puissance du signal émis $P_t = 1.5MW$, le gain de l'antenne $G = 45dB$, les pertes de radar est $L = 6dB$, le facteur de bruit $F_n = 3dB$ et la bande passante du système radar $B_n = 5MHz$ pour différentes fréquences centrales du radar.

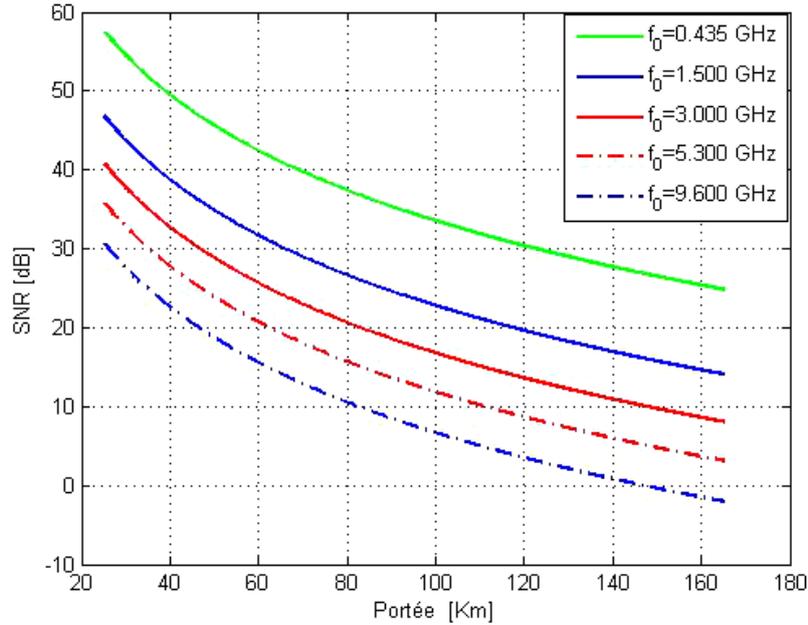


Figure 1.3: Variation du SNR en fonction de la portée.

1.5 Interaction entre l'onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant

La Figure 1.4 présente l'interaction entre une onde électromagnétique (EM) émise par un radar et un objet. Une partie de l'énergie de l'onde électromagnétique émise est absorbée par l'objet. Le reste de cette énergie incidente est rayonné par l'objet comme une nouvelle onde électromagnétique ayant des caractéristiques différentes (amplitude, phase, polarisation) de celles reçues par l'objet.

Dans un premier temps, nous allons considérer que l'objet observé par le radar est composé d'un seul réflecteur [16].

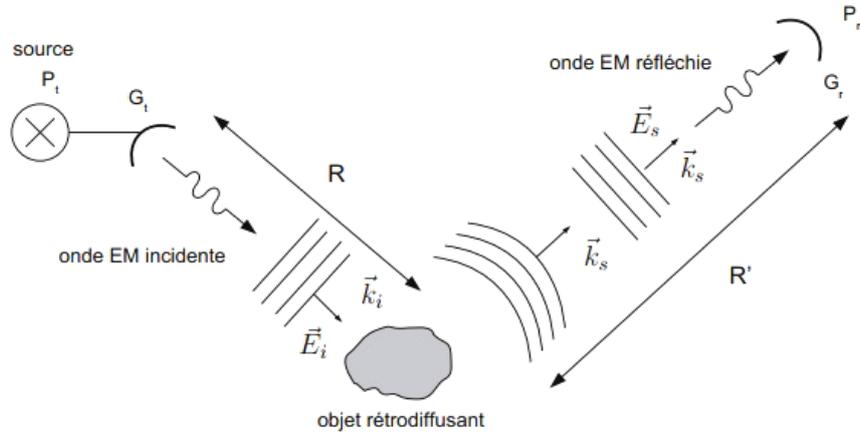


Figure 1.4: Interaction entre une onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant.

Dans le cas général décrit par la Figure 1.4, où on considère que l'objet se trouve suffisamment loin de la source pour considérer l'approximation en champ lointain, la conséquence de l'interaction de l'onde électromagnétique avec l'objet est décrite par l'équation (1.23) (voir section 1.4).

La surface équivalente radar (SER ou RCS pour Radar Cross Section en anglais), est la capacité d'une cible à réfléchir la puissance de l'onde émise vers le radar. Elle est exprimée en m^2 ou en dBm ($10\text{Log}(SER \text{ en } m^2)$). De ce fait, c'est cette partie du signal réfléchi (écho) qui permet au radar de détecter, poursuivre et identifier la cible. La surface équivalente radar dépend de la forme de l'objet, sa taille, la nature de son matériau, de la longueur d'onde, des angles d'incidence et de réflexion du rayonnement [18][25][27-30].

Dans le cas particulier d'une situation monostatique, l'antenne de réception est située au même endroit (ou pratiquement) que l'antenne d'émission. Ainsi, il est possible d'indiquer que $R' = R$. Dans ce cas, il est possible d'écrire, en utilisant le vecteur de Poynting, l'expression de la SER comme étant le rapport entre la puissance reçue par le radar (sous la forme du module au carré du champ \vec{E}_s) et la puissance émise par le radar avec le module au carré du champ \vec{E}_i . Dans le cas où on se situe suffisamment loin de l'objet, la SER de l'objet peut s'écrire par [16] :

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|\vec{E}_s|^2}{|\vec{E}_i|^2} \quad (1.32)$$

où

- \vec{E}_i est le champ électrique de l'onde électromagnétique incidente arrivant sur l'objet et défini avec $\vec{E}_i = \vec{E}_i^0 e^{ik_i r}$,
- \vec{E}_i^0 étant l'amplitude du champ incident,
- et \vec{E}_s est le champ électrique de l'onde électromagnétique réfléchi par l'objet et défini par $\vec{E}_s = \vec{E}_s^0 e^{ik_s r}$, \vec{E}_s^0 étant l'amplitude du champ réfléchi.

Il est à noter que la définition de la SER décrite par l'équation (1.32) s'applique pour une condition de front d'onde plan c'est-à-dire en champ lointain ou lorsque la taille de l'objet est petite par rapport à la longueur d'onde. Dans le cas où l'objet est de taille non négligeable par rapport à la longueur d'onde, l'équation du radar définie par l'équation (1.23) n'est plus valide. En effet, l'objet ne peut plus être représenté par un réflecteur unique. On va alors se baser sur un modèle où l'objet est représenté par une multitude de réflecteurs, comme montré sur la Figure 1.5. Chaque réflecteur de l'objet rétrodiffuse un champ dans la direction du

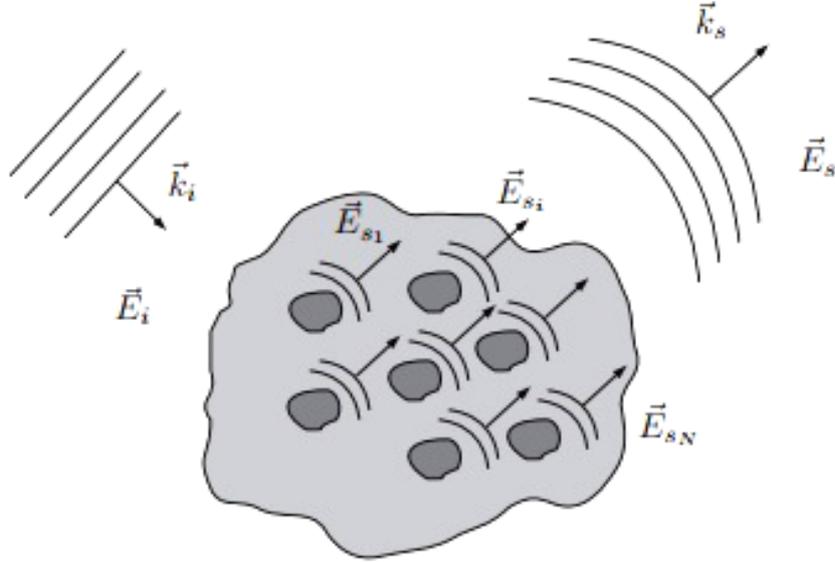


Figure 1.5: Interaction entre une onde électromagnétique et un objet composé de N réflecteurs.

récepteur. Nous pouvons donc considérer le champ \vec{E}_s comme étant la somme vectorielle des champs \vec{E}_{s_i} . On peut donc établir la nouvelle équation radar pour ce type d'objet par :

$$P_r = \int \int_{S_{o_0}} \frac{P_t G_r G_t \lambda^2 \sigma_0}{(4\pi)^3 R^4} dS \quad (1.33)$$

où

- S_{o_0} est la surface de l'objet,
- dS est l'élément de surface décrivant l'objet qui rétrodiffuse l'onde électromagnétique,
- et σ_0 est la valeur moyenne de la SER de l'objet par unité de surface (donc sans dimension) et définie par :

$$\sigma_0 = \frac{\sigma}{S_{o_0}} = \frac{4\pi R^2 |\vec{E}_s|^2}{S_{o_0} |\vec{E}_i|^2} \quad (1.34)$$

Le champ \vec{E}_s correspond à la sommation vectorielle des champs rétrodiffusés par l'objet à savoir

$$\vec{E}_s = \sum_{i=1}^N \vec{E}_{s_i} \quad (1.35)$$

Ainsi, l'expression $|\vec{E}_s|^2$ de l'équation (1.34) représente le niveau de puissance moyenne rétrodiffusée par l'objet et moyennée pour plusieurs angles d'éclairage. De la même manière que pour un objet composé d'un seul réflecteur, la SER d'un objet composé de plusieurs réflecteurs dépend aussi de la fréquence de la porteuse du système imageur, de la polarisation de l'onde émise, de la configuration radar, de la géométrie de l'objet et des propriétés diélectriques de l'objet.

La SER d'un réflecteur donne des informations sur l'interaction entre l'onde et ce réflecteur. Entre autres, cette SER donne une information sur la réflectivité du réflecteur. Il est alors possible d'établir une carte de la réflectivité de la région d'intérêt. La création de cette carte est le but recherché par l'imagerie radar. Le traitement du signal radar dédié à l'imagerie permet donc d'obtenir une répartition géométrique dans un plan 2D de la réflectivité de la région d'intérêt. Par exemple, si on considère que cette région d'intérêt est uniquement constituée de N points i et que chaque point i est caractérisé par sa SER σ_i^1 et sa position (x_i, y_i) , on modélise l'image radar par la fonction $f(x, y)$ telle que :

$$f(x, y) = \sum_{i=1}^N \sigma_i \delta(x - x_i) \delta(y - y_i) \quad (1.36)$$

où

- $\delta(\Delta)$ correspond à l'opérateur Dirac.

Il est clair que l'équation (1.36) correspond à une image radar ayant un degré de précision très fin. En réalité, pour l'image radar, nous utilisons une modélisation avec des fonctions s'étalant en espace autour de la position d'un point i réflecteur. L'image radar ainsi produite possède alors un degré de précision moindre.

1.6 Composition d'un radar

Le radar est un système électronique capable de fournir à l'utilisateur les informations suivantes [15] :

- existence d'un corps étranger dans l'atmosphère (avion, bateau, nuage, obstacle naturel, etc.);
- position de ce corps étranger.

Ces deux informations peuvent être complétées, suivant le cas, par d'autres portants sur la vitesse, l'étendue et la nature du corps détecté par le radar. Examinons maintenant les principaux éléments fonctionnels d'un système radar [15][27].

1.6.1 L'antenne

C'est l'élément visible du système radar. Il permet de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé et de capter le signal rétrodiffusé. Cet angle solide est défini par la nature de l'antenne utilisée, la direction vers laquelle il est dirigé est également liée à l'antenne, une action (mécanique ou électronique) sur cette antenne permettra de modifier cette direction et donc de provoquer une exploration du domaine entourant le radar[15][27].

L'antenne peut être double afin de permettre indépendamment les fonctions d'émission et de réception. Dans ce cas, il est nécessaire que les deux aériens élémentaires soient orientés à chaque instant dans la même direction. Ils doivent donc être solidaires entre eux ou synchronisés.

En outre, leur interférence radioélectrique doit être la plus faible possible afin qu'au moment de l'émission, le signal émis qui est de très grande puissance ne vienne perturber le fonctionnement du récepteur.

L'ensemble des raisons qui précèdent vient augmenter le prix de l'antenne double ; aussi chaque fois que cela est techniquement possible, on lui préfère la solution de l'aérien unique, utilisé à l'émission et à la réception, associé à un duplexeur.

1.6.2 Le duplexeur

Le duplexeur est un aiguilleur électronique. Il permet d'une part au signal émis d'être dirigé vers l'antenne en minimisant les pertes et en isolant le récepteur. D'autre part, il permet au signal reçu d'être dirigé en totalité vers le récepteur, sans dérivation vers l'émetteur et toujours avec une perte minimale[15][27].

1.6.3 L'émetteur

L'émetteur permet d'engendrer l'impulsion hyperfréquence à une fréquence et à une puissance désirées. Il peut être du type oscillateur de puissance : le tube utilisé est alors un magnétron, une triode oscillatrice, ou tout autre tube oscillateur [15][27].

Un autre type d'émetteur est la chaîne d'amplification dans lequel le signal est amplifié par étages successifs, d'un niveau de l'ordre de 1 W à la puissance finale de sortie qui varie selon le tube utilisé et la longueur d'onde.

Les tubes d'amplification radar sont les klystrons, les tubes à ondes progressives (TOP) et les tubes à champs croisés pour les niveaux de puissance élevés. Les amplificateurs à état solide (diodes, transistors), sont utilisés dans les étages bas puissance et également dans les modules de puissance des antennes actions.

L'émetteur comprend en outre des dispositifs annexes : refroidissement, alimentation, circuits de mise en route et de contrôle, etc.

1.6.4 Le modulateur

Le modulateur constitue la partie active de l'émetteur. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar.

La qualité des signaux délivrés par le modulateur doit être très soignée pour permettre d'éviter des effets parasites sur le signal émis [15][26].

1.6.5 Le récepteur

C'est l'élément le plus délicat, et souvent le plus complexe du radar. Il amplifie le signal reçu sans déformation, puis le démodulé. Enfin, il effectue la conversion analogique numérique.

Le récepteur doit en outre effectuer le filtrage du signal et tous les autres traitements adaptés à l'information à obtenir (par exemple vitesse, position angulaire...), sa réalisation doit être particulièrement soignée pour réduire au minimum les perturbations dues au bruit qui accompagne le signal radar, et dont une partie au moins prend naissance dans les circuits de réception et doit donc être minimisée [15][27].

Le récepteur radar est du type superhétérodyne, il est précédé le plus souvent par un amplificateur hyperfréquence. Son circuit de sortie peut être un simple détecteur ou un système plus complexe. Après traitement, le signal est amplifié par un amplificateur vidéo (en abrégé ampli vidéo) qui l'amène au niveau désiré pour son exploitation (quelques volts)[15].

1.6.6 Traitement et exploitation des informations

Le traitement des informations radar est fait à partir des éléments suivants :

- Le signal vidéo délivré par le récepteur ;
- Les signaux de synchronisation ;
- les informations de position angulaire du faisceau d'antenne ;
- et éventuellement autres informations en provenance d'un traitement spécial à la réception, ou de sources extérieures.

Il permet de délivrer les plots radar qui seront pris en compte par le système d'exploitation.

Les informations sont présentées à un opérateur sous la forme d'une image radar adaptée à la situation à analyser. L'opérateur a alors à sa charge d'interpréter les informations qui sont ainsi visualisées et d'effectuer les opérations nécessaires (identification, guidage, anticollision...).

Le travail de l'opérateur est facilité par l'emploi d'une exploitation automatique assurée par des moyens numériques, le dialogue entre la machine et l'opérateur s'établissant par l'intermédiaire de consoles de visualisation.

Ces consoles, qui utilisent au maximum les possibilités de la visualisation, sont de véritables systèmes pouvant recevoir les informations brutes du radar et les informations synthétiques. Elles permettent, en outre, un dialogue entre les opérateurs et le calculateur chargé de l'élaboration de l'information synthétique[15][27].

1.6.7 Synchronisation

Le synchronisateur est le cœur du système radar. Il délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission, et divers signaux annexes nécessaires à des opérations en temps réel.

Son élément de base est une horloge de très grande stabilité (10^{-5} à 10^{-8}) à partir de laquelle sont engendrés les signaux de synchronisation.

Ces signaux sont distribués aux différents éléments à piloter. Leur distribution doit être assurée avec une très grande reproductibilité sur chaque voie, de manière à ne pas fausser les mesures effectuées[15][27].

1.6.8 Informations de pointé angulaire

- Dans les antennes classiques, la position angulaire du faisceau est liée à la position mécanique de l'antenne. Celle-ci doit donc être recopiée et transmise au système d'exploitation des informations. Les systèmes de copie utilisés sont du type analogique (selsyns) ou numérique (codeurs).
- Dans les antennes à balayage électronique, cette information est engendrée et transmise par le calculateur "pointeur" d'antenne [15][26].

1.6.9 Liaison duplexeur-antenne

Cette liaison doit permettre le passage des signaux hyperfréquences pour diverses positions de l'aérien. Elle comporte des conduits hyperfréquences (coaxial et guide d'onde) et des éléments plus complexes permettant le mouvement de l'aérien (joint tournant). Au niveau de l'aérien, elle peut se terminer par des circuits hyperfréquences divers (diviseur de puissance, coupleurs, circulateurs, déphaseurs, etc.)[15][27].

1.7 Filtrage adapté

Dans les applications du radar, on utilise généralement le signal réfléchi pour détecter l'existence d'une cible. La probabilité de détection est liée au rapport signal sur bruit (RSB ou signal-to-noise ratio (SNR) en anglais), c'est-à-dire, elle est reliée exactement au forme d'onde du signal reçu. Dans ce contexte, nous sommes plus intéressés à maximiser le SNR avec la conservation de la forme du signal. Où, un filtre adapté dont la réponse impulsionnelle est déterminée par un signal spécifique d'une manière que ce rapport peut être atteint le maximum à la sortie de ce filtre. Pour comprendre le rôle d'un filtre adapté, on considère le schéma de principe d'un filtre adapté présenté dans la Figure 1.6. Le signal à l'entrée de ce filtre est un signal $s(t)$ additionné avec un bruit blanc Gaussien aditif ' $N_0/2$ '(ou AWGN pour additive white Gaussian noise en anglais). Par la suite, ce signal passe par ce filtre qui est caractérisé par la réponse impulsionnelle $h(t)$ ou une réponse fréquentielle $H(f)$, ce qui donnera à la sortie un rapport signal sur bruit maximal à un retard t_0 . Le SNR à la sortie

peut être exprimé par [1][2][31] :

$$SNR = \frac{|s_0(t_0)|^2}{n_0^2(t)} \quad (1.37)$$

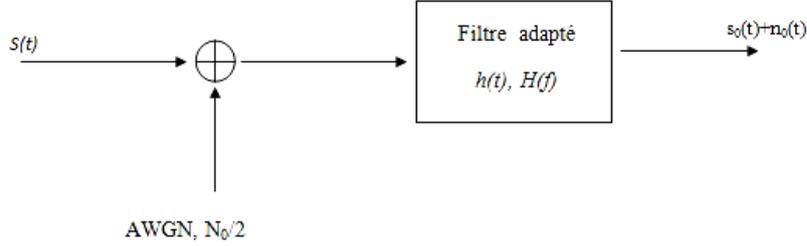


Figure 1.6: Schéma synoptique d'un filtre adapté

La réponse impulsionnelle du filtre adapté est en fonction de la forme d'onde du signal $s(t)$ et le retard t_0 . On considère que $S(f)$ est la transformée de Fourier du signal $s(t)$, donc le signal à la sortie est donné par :

$$s_0(t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f) \exp(j2\pi ft_0) df \quad (1.38)$$

Ainsi que, la valeur quadratique moyenne du bruit est :

$$\overline{n_0^2(t)} = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (1.39)$$

Par substitution l'équation (1.38) et (1.39) dans l'équation (1.37), on obtient :

$$SNR = \frac{|\int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f) \exp(j2\pi ft_0) df|^2}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (1.40)$$

En utilisant l'inégalité de Schwarz, qui dit que pour tous les deux signaux complexes $A(f)$ et $B(f)$, l'inégalité suivante est vraie :

$$|\int_{-\infty}^{\infty} A(f)B(f) df|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |B(f)|^2 df \quad (1.41)$$

Donc, l'inégalité est si et seulement si :

$$A(f) = KB^*(f) \quad (1.42)$$

avec

- K est une constante arbitraire

Et

$$A(f) = H(f), \quad B(f) = S(f) \exp(j2\pi ft_0) \quad (1.43)$$

Par substitution l'équation (1.41) dans l'équation (1.40), on obtient :

$$SNR \leq \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = \frac{2E}{N_0} \quad (1.44)$$

où

- E est l'énergie du signal, qui peut être donnée par :

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(f)df \quad (1.45)$$

Par substitution l'équation (1.43) dans l'équation (1.42), on obtient l'égalité suivante :

$$H(f) = KS^*(f) \exp(-j2\pi ft_0) \quad (1.46)$$

Donc, on obtient la réponse fréquentielle du filtre adapté, qui a donné par l'équation (1.46). Maintenant, on prend la transformée de Fourier inverse de l'équation (1.46), qui donne la réponse impulsionnelle du filtre adapté :

$$h(t) = Ks^*(t_0 - t) \quad (1.47)$$

À partir de l'équation (1.44), on note que le maximum du SNR à la sortie d'un filtre adapté est en fonction de l'énergie du signal et non sa forme. Donc, le signal à la sortie pour un retard t_0 peut être donné par :

$$s_0(t_0) = F^{-1}\{H(f)S(f)\}_{t=t_0} = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f) \exp(j2\pi ft_0)df \quad (1.48)$$

En utilisant l'équation (1.46) dans l'équation (1.48), on obtient :

$$\begin{aligned} s_0(t_0) &= \int_{-\infty}^{\infty} KS^*(f) \exp(-j2\pi ft_0)S(f) \exp(j2\pi ft_0)df \\ &= K \int_{-\infty}^{\infty} |S^*(f)|^2 df \quad \therefore s_0(t_0) = KE \end{aligned} \quad (1.49)$$

Il est possible aussi d'écrire le signal à la sortie en utilisant la convolution entre le signal et la réponse impulsionnelle du filtre adapté, qui peut être donné par :

$$\begin{aligned} s_0(t) &= s(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)Ks^*[t_0 - (t - \tau)]d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)s^*(\tau - t)d\tau \end{aligned} \quad (1.50)$$

- τ est le retard en temps.

On note que la partie droite de l'équation (1.50) est connue par la fonction d'auto-corrélation du signal $s(t)$.

1.7.1 Filtre adapté du signal à bande passante étroite

Dans un premier temps, en utilisant la représentation d'un signal caractérisé par une bande passante étroite (ou NBP pour narrow Bandpass en anglais), $s(\tau)$, qui est donné par[2] :

$$s(\tau) = \frac{1}{2}u(\tau) \exp(j2\pi f_0\tau) + \frac{1}{2}u^*(\tau) \exp(-j2\pi f_0\tau) \quad (1.51)$$

avec

- f_0 est la fréquence porteuse.

Par l'utilisation de l'équation (1.51) et l'équation(1.50), nous obtenons

$$\begin{aligned}
s_0(t) &= \frac{K}{4} \int_{-\infty}^{\infty} [u(\tau) \exp(j2\pi f_0 \tau) + u^*(\tau) \exp(-j2\pi f_0 \tau)] \\
&\quad \cdot \{u^*(\tau - t + t_0) \exp[-j2\pi f_0(\tau - t + t_0)] \\
&\quad + u(\tau - t + t_0) \exp[j2\pi f_0(\tau - t + t_0)]\} d\tau
\end{aligned} \tag{1.52}$$

L'intégrale de l'équation (1.52) peut être développée comme suit :

$$\begin{aligned}
s_0(t) &= \frac{K}{4} \exp[j2\pi f_0(t - t_0)] \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) u^*(\tau - t + t_0) d\tau \\
&+ \frac{K}{4} \exp[-j2\pi f_0(t - t_0)] \int_{-\infty}^{\infty} u^*(\tau) u(\tau - t + t_0) d\tau \\
&+ \frac{K}{4} \exp[j2\pi f_0(t - t_0)] \int_{-\infty}^{\infty} u^*(\tau) u^*(\tau - t + t_0) \exp(-j4\pi f_0 \tau) d\tau \\
&+ \frac{K}{4} \exp[-j2\pi f_0(t - t_0)] \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) u(\tau - t + t_0) \exp(j4\pi f_0 \tau) d\tau
\end{aligned} \tag{1.53}$$

On note que le deuxième terme est le conjugué complexe du premier terme et le quatrième terme aussi est le conjugué complexe du troisième terme. Par l'utilisation $(a + jb) + (a - jb) = 2a = 2\Re\{a + jb\}$, on peut récrire :

$$\begin{aligned}
s_0(t) &= \frac{1}{2} \Re \left\{ \exp[j2\pi f_0(t - t_0)] \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) u^*(\tau - t + t_0) d\tau \right\} \\
&+ \frac{1}{2} \Re \left\{ \exp[j2\pi f_0(t - t_0)] \int_{-\infty}^{\infty} u^*(\tau) u^*(\tau - t + t_0) \exp(-j4\pi f_0 \tau) d\tau \right\}
\end{aligned} \tag{1.54}$$

On remarque que l'intégrale dans le second terme de la partie droite de l'équation (1.54) est la transformée de Fourier de $u^*(\tau) u^*(\tau - t + t_0)$ évalué à $f = f_0$. En effet, le signal $s(t)$ est caractérisé par une bande passante étroite autour de f_0 alors le spectre de son enveloppe complexe $u(t)$ est coupé en deux. Si, on néglige le deuxième terme, le signal devient :

$$\begin{aligned}
s_0(t) &= \frac{1}{2} K \Re \left\{ \exp[j2\pi f_0(t - t_0)] \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) u^*(\tau - t + t_0) d\tau \right\} \\
&= \Re \left\{ \left[\frac{1}{2} K \exp(-j2\pi f_0 t_0) \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) u^*(\tau - t + t_0) d\tau \right] \exp(j2\pi f_0 t) \right\}
\end{aligned} \tag{1.55}$$

Dans les crochets de l'équation (1.55), nous avons défini une nouvelle enveloppe complexe

$$u_0(t) = K_u \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) u^*(\tau - t + t_0) d\tau \tag{1.56}$$

où

$$K_u = \frac{1}{2} K \exp(-j2\pi f_0 t_0)$$

Nous pouvons récrire le signal à la sortie du filtre adapté comme suit :

$$s_0(t) \approx \Re\{u_0(t) \exp(j2\pi f_0 t)\} \quad (1.57)$$

Les équations (1.56) et (1.57) indiquent que la sortie d'un filtre adapté est un signal qui caractérise par une bande passante étroite à une enveloppe complexe $u_0(t)$. Donc, ce signal est obtenu par le passage d'un signal NBP de l'enveloppe complexe $u(t)$ à travers son propre filtre adapté.

1.7.2 Réponse du filtre adapté avec son signal à un décalage Doppler

Un signal réfléchi à partir d'une cible mobile est affecté un effet Doppler. Donc, pour les signaux qui sont caractérisés par une bande passante étroite il est possible de traiter l'effet Doppler comme un changement dans la fréquence. Sans une connaissance exacte de l'effet Doppler, le radar ne peut pas modifier exactement son récepteur adapté à une nouvelle fréquence porteuse. Dans cette partie, on examine la sortie du filtre adapté $u_0(t)$ si l'entrée d'une enveloppe complexe contient un décalage de la fréquence Doppler f_D . L'enveloppe complexe du décalage Doppler est donnée par[2] :

$$u_D(t) = u(t) \exp(j2\pi f_D t) \quad (1.58)$$

On remplace le premier u de l'équation (1.56) par u_D et on prend $t_0 = 0$, $K_u = 1$, on obtient :

$$u_0(t, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) \exp(j2\pi f_D \tau) u^*(\tau - t) d\tau \quad (1.59)$$

Si on inverse le rôle de t par τ on obtient l'expression suivante :

$$u_0(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t) dt \quad (1.60)$$

Cette expression est une version très importante de la fonction d'ambiguïté.

Comme indiqué ci-dessus, la fonction d'ambiguïté présente une signification très importante. En fait, elle décrit la sortie d'un filtre adapté lorsque le signal d'entrée est retardé par effet Doppler et décalé de f_D par rapport à des valeurs nominales pour lesquelles le filtre adapté a été conçu. Dans la section suivante, on examinera la fonction d'ambiguïté.

1.8 Fonction d'ambiguïté

1.8.1 Définition de la fonction d'ambiguïté

La fonction d'ambiguïté a été étudiée par Woodward en 1953. C'est un outil mathématique de base utilisée pour la conception et l'analyse des signaux. Elle peut être utilisée pour caractériser les performances d'un système radar comme la résolution d'une cible et le rejet de l'encombrement. La fonction d'ambiguïté d'un signal $s(t)$ est une fonction des deux variables

de retard en temps τ et de la fréquence Doppler f_D . $\chi_s(\tau, f_D)$ correspond à la réponse temporelle d'un filtrage adapté du signal $s(t)$ lorsqu'il est reçu avec un retard τ et une fréquence doppler f_D [2][31-34]. Elle est définie par :

$$|\chi_s(\tau, f_D)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t) dt \right| \quad (1.61)$$

où

- * désigne la fonction conjuguée,
- τ est le retard en temps,
- f_D est la fréquence Doppler.

1.8.2 Propriétés de la fonction d'ambigüité

La fonction d'ambigüité possède un certain nombre de propriété qui orientent de façon déterminante le choix de la forme d'onde à utiliser pour une application donnée [2][21][35].

Propriété 1 : dans la première propriété, on suppose que l'énergie E du signal $s(t)$ est normalisée à l'unité. Donc, on obtient :

$$|\chi_s(\tau, f_D)| \leq |\chi_s(0, 0)| = E = 1 \quad (1.62)$$

Pour démontrer cette propriété, nous appliquons l'inégalité de Schwarz, on obtient :

$$\begin{aligned} |\chi_s(\tau, f_D)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t) dt \right|^2 \\ &\leq \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |s^*(t - \tau)|^2 dt = E.E = 1.1 = 1 \\ &\therefore |\chi_s(\tau, f_D)|^2 \leq 1, \therefore |\chi_s(\tau, f_D)| \leq 1 \end{aligned} \quad (1.63)$$

Ensuite, on remplace l'inégalité de l'équation (1.63) par l'égalité $|\chi_s(\tau, f_D)|^2 = 1$. Donc, nous pouvons conclure que :

$$|\chi_s(\tau, f_D)| \leq |\chi_s(0, 0)| = 1 \quad (1.64)$$

Propriété 2 : la deuxième propriété indique que la surface totale de la fonction d'ambigüité est une constante, qui peut être donnée par :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\chi_s(\tau, f_D)|^2 d\tau df_D = E^2 \quad (1.65)$$

Pour démontrer cette propriété, on commence à définir le conjugué complexe de la fonction d'ambigüité complexe :

$$\begin{aligned}
\chi_s^*(\tau, f_D) &= \int_{-\infty}^{\infty} s^*(t)s(t-\tau) \exp(-j2\pi f_D t) dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} S(f)S(f-f_D) \exp(-j2\pi f t) df
\end{aligned} \tag{1.66}$$

Donc, le carré de l'amplitude de la fonction d'ambigüité peut être écrit comme :

$$\begin{aligned}
|\chi_s(\tau, f_D)|^2 &= \chi_s(\tau, f_D)\chi_s^*(\tau, f_D) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t-\tau)S(f)S^*(f-f_D) \\
&\quad \times \exp(j2\pi(f_D t - f\tau)) dt df
\end{aligned} \tag{1.67}$$

L'énergie totale de la surface d'ambigüité est

$$\begin{aligned}
\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\chi_s(\tau, f_D)|^2 d\tau df_D &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t-\tau)S(f)S^*(f-f_D) \\
&\quad \times \exp[j2\pi(f_D t - f\tau)] dt df d\tau df_D
\end{aligned} \tag{1.68}$$

avec

$$\int_{-\infty}^{\infty} s^*(t-\tau) \exp(-j2\pi f t) dt = \exp(-j2\pi f t) S^*(f) \tag{1.69}$$

Et

$$\int_{-\infty}^{\infty} S^*(f-f_D) \exp(j2\pi f_D t) df_D = \exp(j2\pi f t) s^*(t) \tag{1.70}$$

Par substitution l'équation (1.69) et l'équation (1.70) dans l'équation (1.68), on obtient :

$$\begin{aligned}
\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\chi_s(\tau, f_D)|^2 d\tau df_D &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)S^*(f)S(f)s^*(t) dt df \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \\
&= E^2
\end{aligned} \tag{1.71}$$

Propriété 3 : dans la troisième propriété, on montre que la fonction d'ambigüité est une fonction symétrique, pour cela on remplace τ et f_D par $-\tau$ et $-f_D$, donc on obtient :

$$\chi_s(-\tau, -f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t+\tau) \exp(-j2\pi f_D t) dt \tag{1.72}$$

Par l'utilisation de changement de variable, on obtient :

$$\begin{aligned}
\chi_s(-\tau, -f_D) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t'-\tau) \exp(-j2\pi f_D(t'-\tau)) s^*(t') dt' \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} s(t'-\tau) \exp(-j2\pi f_D t') s^*(t') dt' \\
&= \exp(j2\pi f_D \tau) \chi_s^*(\tau, f_D)
\end{aligned} \tag{1.73}$$

avec

- $t' = t + \tau$

1.8.3 Etude de quelques exemples de la fonction ambiguïté

- **Fonction d'ambiguïté d'une impulsion unique**

Dans un premier temps, nous nous intéressons à la fonction d'ambiguïté d'un signal, $s(t)$, défini par l'équation suivante :

$$\chi_s(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t) dt \quad (1.74)$$

où

- f_D est la fréquence Doppler.

On considère l'enveloppe complexe d'une impulsion unique définie par [2][21][29] :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \quad (1.75)$$

avec

- T_p est la durée de l'impulsion.

Donc, la fonction d'ambiguïté d'une impulsion unique est obtenue par l'utilisation de l'équation (1.74) qui peut être donnée par :

$$\chi_s(\tau, f_D) = \begin{cases} \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2} + \tau}^{\frac{T_p}{2}} \exp(j2\pi f_D t) dt, & 0 \leq \tau \leq T_p \\ \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2} + \tau} \exp(j2\pi f_D t) dt, & -T_p \leq \tau \leq 0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.76)$$

On peut alors résoudre les intégrales et en prenant la valeur absolue, donc on obtient :

$$|\chi_s(\tau, f_D)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \frac{\sin[\pi T_p f_D (1 - |\tau|/T_p)]}{\pi T_p f_D (1 - |\tau|/T_p)} \right| \quad (1.77)$$

La Figure 1.7 présente la fonction d'ambiguïté d'une impulsion unique, ainsi que leurs contours montrés sur la Figure 1.8 pour une largeur d'impulsion T_p égale 5s.

- **Fonction d'ambiguïté d'un signal LFM**

On considère maintenant l'enveloppe complexe d'un signal LFM qui donne par :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(j\pi \alpha t^2), \quad \alpha = \pm \frac{B}{T_p} \quad (1.78)$$

avec

- α est le taux de chirp,
- B est la largeur de bande.

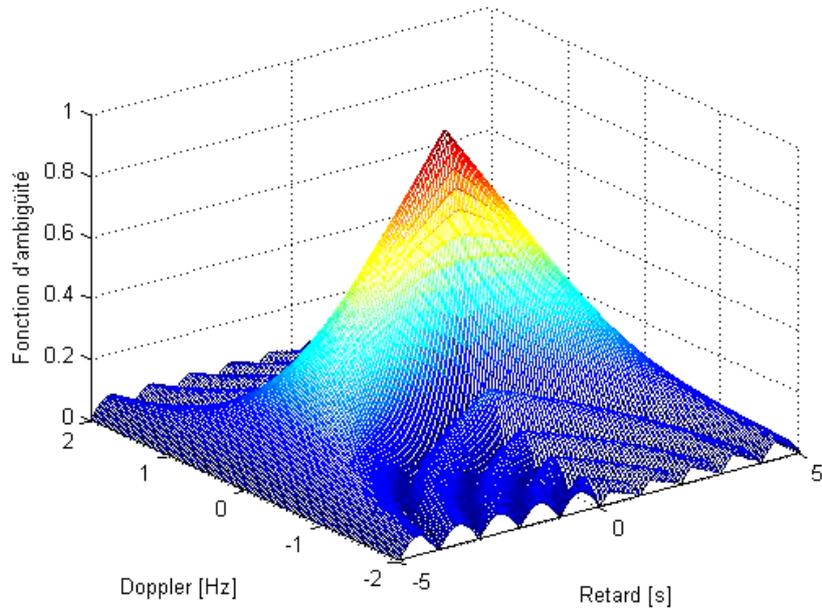


Figure 1.7: Fonction d'ambiguïté d'une impulsion unique

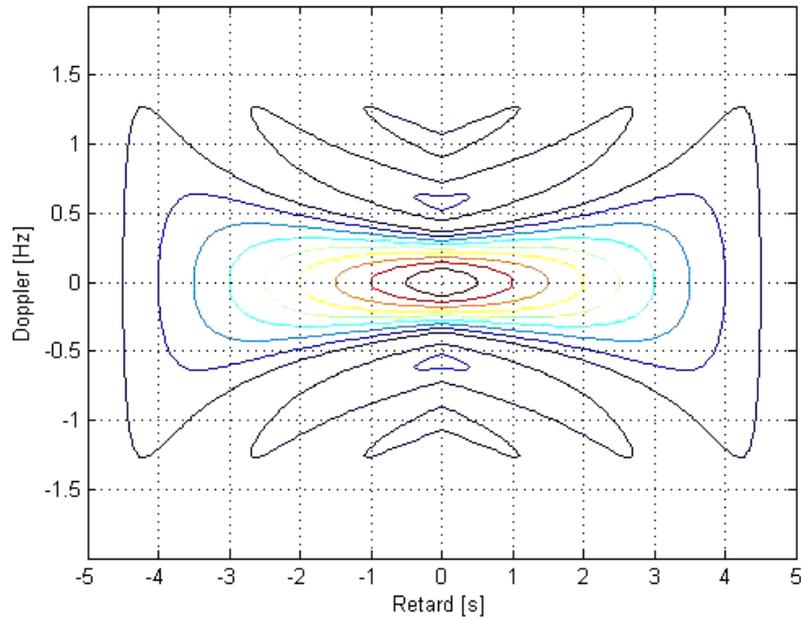


Figure 1.8: Contours de la fonction d'ambiguïté d'une impulsion unique

Donc, la fonction d'ambiguïté de ce signal peut être donnée [2][28] :

$$\chi_s(\tau, f_D) = \begin{cases} \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \frac{\sin \left[\pi T_p \left(f_D \mp \alpha(\tau/T_p) \right) (1 - |\tau|/T_p) \right]}{\pi T_p \left(f_D \mp \alpha(\tau/T_p) \right) (1 - |\tau|/T_p)} \right|, & |\tau| \leq T_p \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.79)$$

Les Figures 1.9 et 1.10 présentent un exemple d'une fonction d'ambigüité d'un signal LFM montant avec leurs contours, ainsi que les Figures 1.11 et 1.12 montrent un exemple de la fonction d'ambigüité d'un signal LFM descendant avec leurs contours, pour une durée d'impulsion égale $1s$ et une largeur de bande égale $6Hz$.

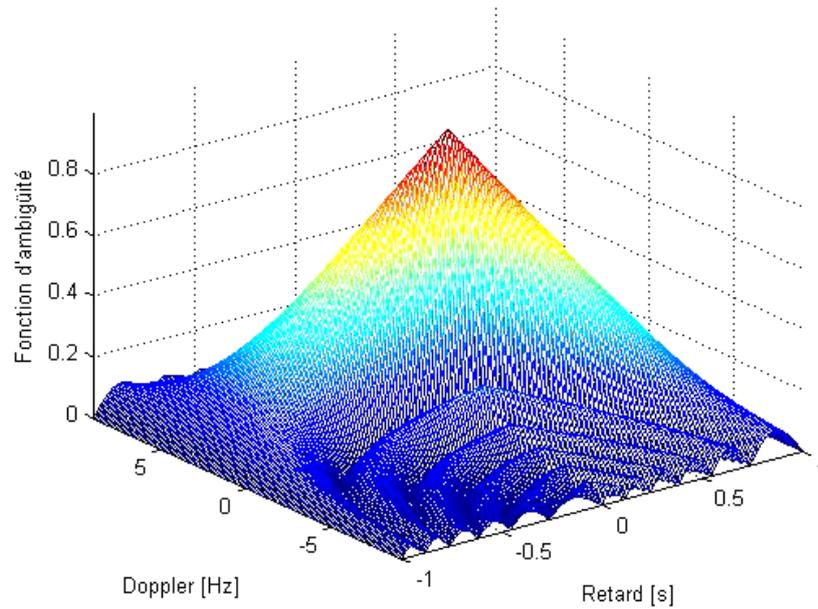


Figure 1.9: Fonction d'ambigüité d'un signal LFM montant "Upchirp"

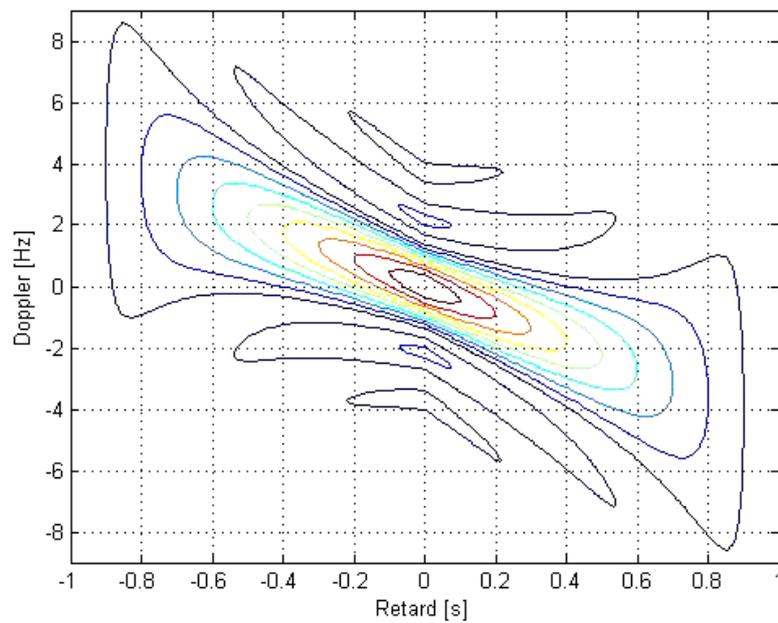


Figure 1.10: Contours de la fonction d'ambigüité d'un signal LFM montant "Upchirp"

- Fonction d'ambigüité d'un train d'impulsions cohérentes

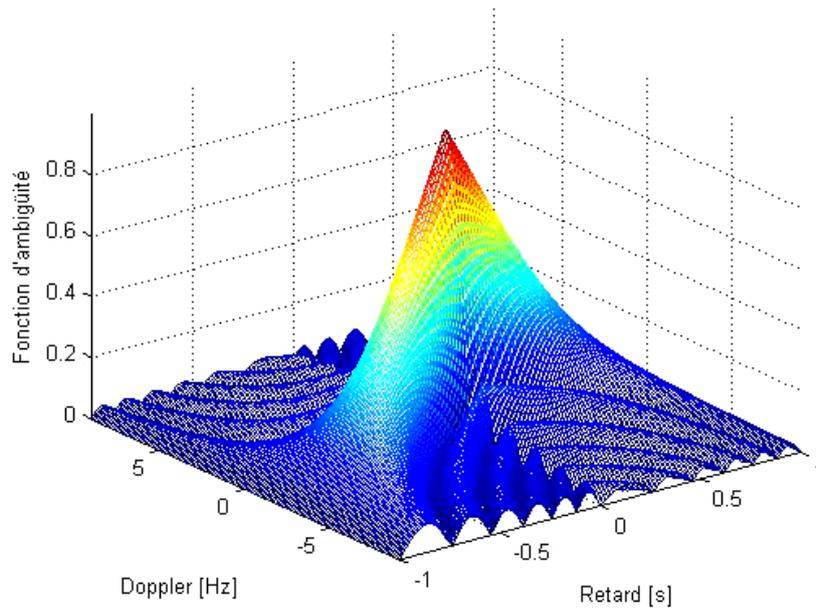


Figure 1.11: Fonction d'ambiguïté d'un signal LFM descendant "Downchirp"

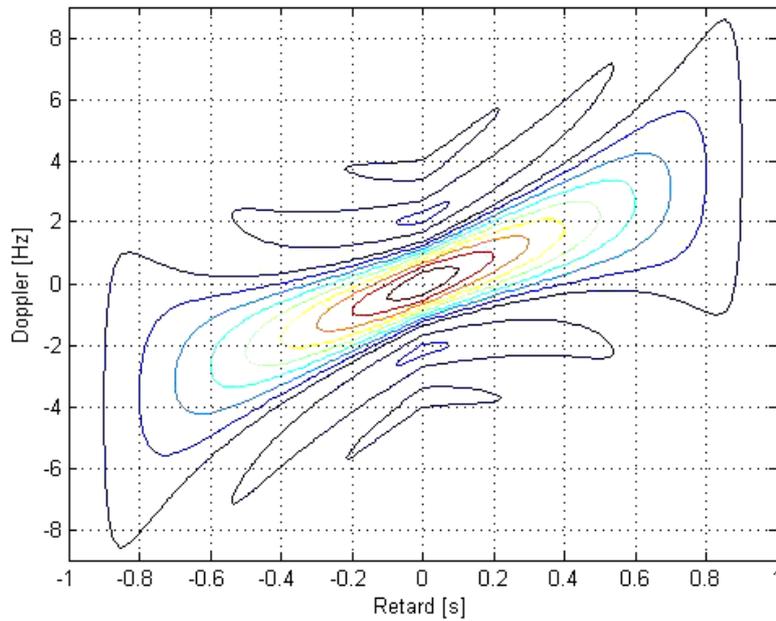


Figure 1.12: Contours de la fonction d'ambiguïté d'un signal LFM descendant "Downchirp"

La Figure 1.13 présente un train d'impulsions cohérentes. La largeur d'impulsion est notée par T_p et l'intervalle de répétition d'impulsions (ou PRI pour Pulse Repetition Interval en anglais) est le période de répétition d'impulsion T . Le nombre d'impulsions dans un train est N ; donc, la longueur du train est $(N - 1)T$ secondes. Une impulsion individuelle normalisée est définie par :

$$s_1(t) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \quad (1.80)$$

On peut alors écrire le train d'une impulsion par :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} s_1(t - iT) \quad (1.81)$$

Après plusieurs développements, on obtient alors la fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions cohérentes qui définit par :

$$|\chi_s(\tau, f_D)| = \frac{1}{N} \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} |\chi_1(\tau - pT, f_D)| \left| \frac{\sin[\pi f_D(N-|p|)T]}{\sin(\pi f_D T)} \right| \quad (1.82)$$

$|\tau| \leq NT$

La Figure 1.13 présente la fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions cohérentes, ainsi que leurs contours montrés sur la Figure 1.14 pour une largeur d'impulsion égale 0.4s.

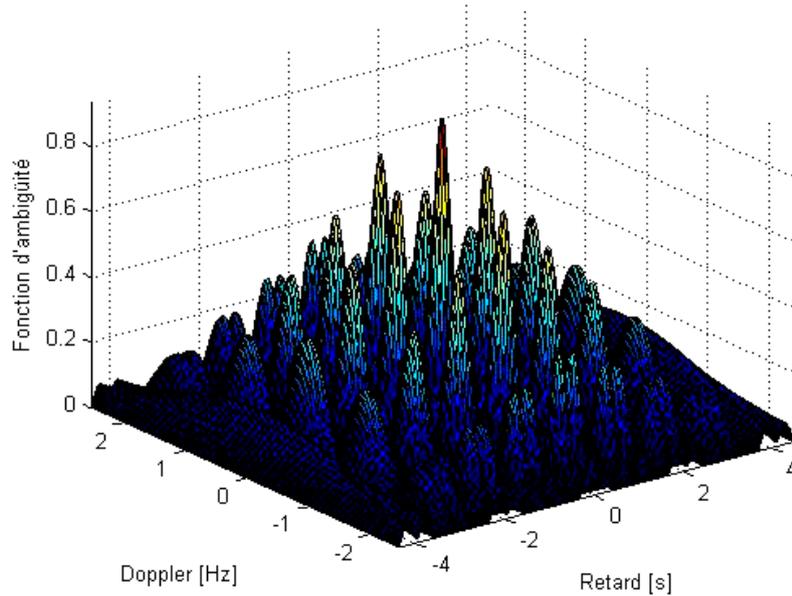


Figure 1.13: Fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions cohérentes.

- **Fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions LFM**

La Figure 1.15 présente aussi un train d'impulsions LFM. La largeur d'impulsion est notée par T_p et T est la période de répétition d'impulsion (PRI). Le nombre d'impulsions dans un train est N ; donc, la longueur du train est $(N - 1)T$ secondes. Une impulsion individuelle normalisée est définie par :

$$s_1(t) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(j\pi \frac{B}{T_p} t^2) \quad (1.83)$$

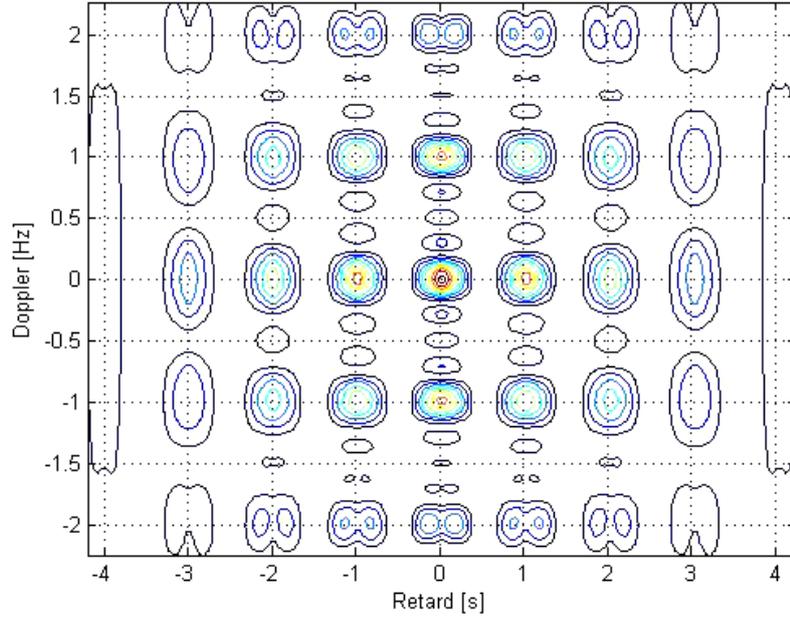


Figure 1.14: Contours de la fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions cohérentes.

Maintenant, le signal devient :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} s_1(t - iT) \quad (1.84)$$

Après plusieurs développements, on obtient que la fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions LFM qui définit par :

$$|\chi_s(\tau; f_D)| = \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} |\chi_1(\tau - pT, f_D + \frac{B}{T_p} \tau)| \left| \frac{\sin[\pi f_D(N-|p|)T]}{N \sin(\pi f_D T)} \right| \quad (1.85)$$

$$|\tau| \leq NT$$

La Figure 1.15 présente la fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions LFM, ainsi que leurs contours montrés sur la Figure 1.16 avec la largeur d'impulsion égale 0.4s ainsi que le nombre d'impulsions égale à 3 impulsions.

1.9 Modèles de Swerling

Les modèles de la cible sont appelés également modèles de Swerling. En effet, les modèles de Swerling définissent cinq types de cibles répondant aux différentes situations ci-dessous [21-23][35-41] :

1.9.1 Swerling 0 ou Swerling 5

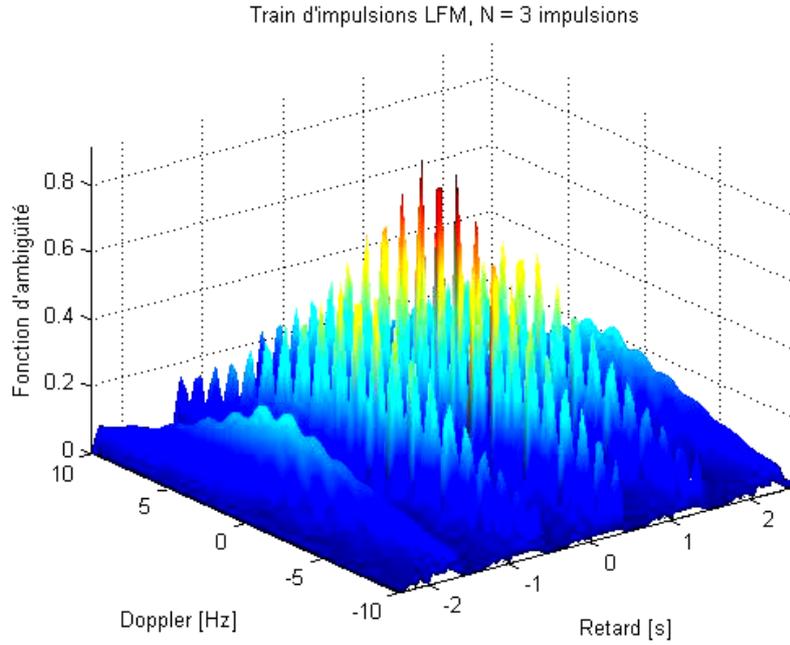


Figure 1.15: Fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions LFM.

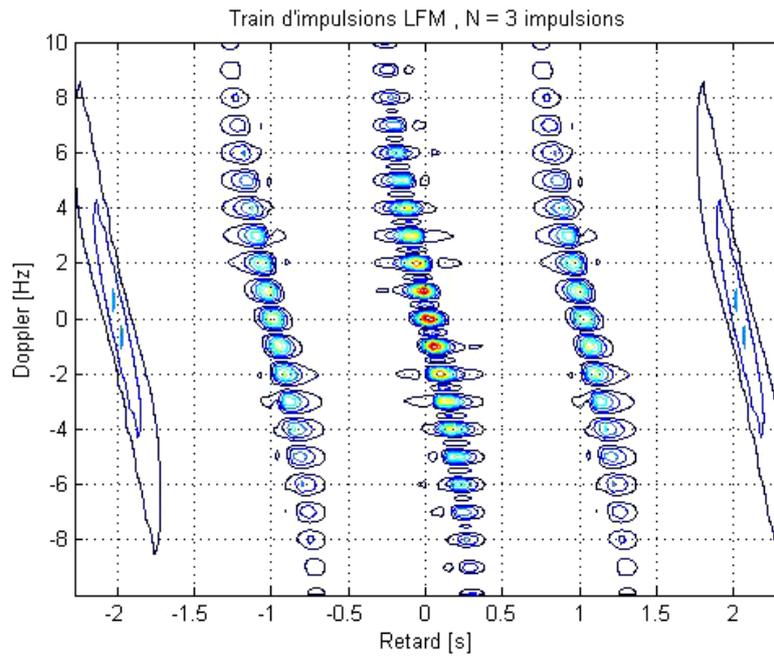


Figure 1.16: Contours de la fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsions LFM.

Le modèle de Swerling 0 ou Swerling 5 (modèle non-fluctuant) permet de modéliser des cibles dont la SER est constante quelque soit la direction d'illumination et la fréquence. Ce modèle est un cas théorique qui n'existe pas en réalité. Dans ce cas, la probabilité de détection, P_d , est donnée par [35-41] :

$$P_d = \int_{-\frac{\ln(P_{fa})}{2}}^{+\infty} e^{-(x+SNR)} I_0\left(2\sqrt{x \cdot SNR}\right) dx \quad (1.86)$$

avec

- P_{fa} est la probabilité de fausse alarme.

1.9.2 Swerling 1

Le modèle de Swerling 1 permet de modéliser des cibles constituées par un grand nombre de contributeurs indépendants ainsi que la puissance du signal retournée d'impulsion sur n'importe quel balayage est supposée être constante. Dans ce cas, la densité de probabilité est donnée par [35-41] :

$$\forall \sigma \in \mathbb{R}^+, f_{\Sigma}(\sigma) = \frac{1}{\sigma_0} e^{-\frac{\sigma}{\sigma_0}} \quad (1.87)$$

avec

- σ_0 est la SER moyenne sur toutes les fluctuations de la cible.

Aussi, la probabilité de détection est donnée par :

$$P_d = P_{fa}^{\frac{1}{1+SNR\sigma_0}} \quad (1.88)$$

La Figure 1.17 présente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 1, et pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-9}$.

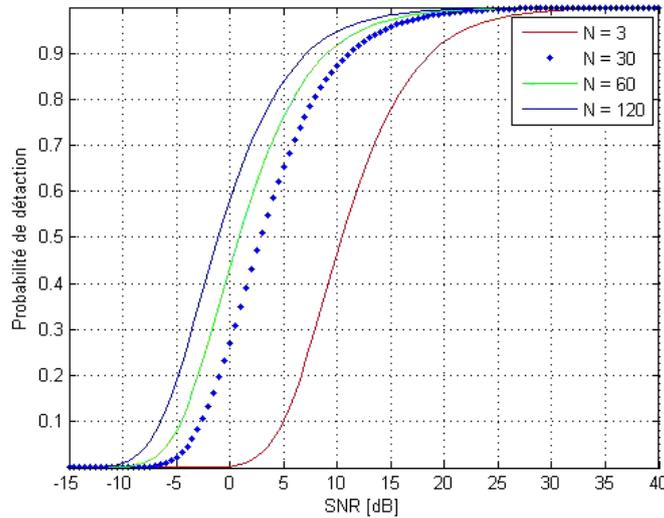


Figure 1.17: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 1, $P_{fa} = 10^{-9}$.

1.9.3 Swerling 2

Dans ce modèle, les fluctuations sont plus rapides que dans le cas 1, et sont supposées être indépendantes d'une impulsion à une autre. Dans ce modèle, la densité de probabilité et la probabilité de détection sont la même que le modèle de Swerling 1 [35-42].

La Figure 1.18 illustre la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 2, et pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-9}$.

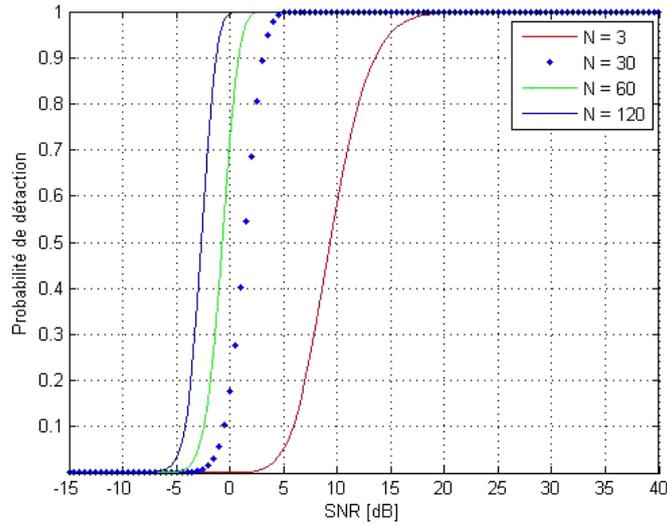


Figure 1.18: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 2, $P_{fa} = 10^{-9}$.

1.9.4 Swerling 3

Les fluctuations sont indépendantes d'un balayage à un autre comme pour le cas de Swerling 1, mais la densité de probabilité est donnée par [21-23][35-41] :

$$\forall \sigma \in R^+, f_{\Sigma}(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_0^2} e^{-\frac{2\sigma}{\sigma_0}} \quad (1.89)$$

avec

- σ_0 est la SER moyenne de la zone susceptible d'être éclairée par le radar.

La probabilité de détection après post-intégration, $P_{d,post-int}$, est donnée par :

$$P_{d,post-int} = e^{-\frac{s_{post-int}}{1+\frac{1}{2}SNR\sigma_0}} \left(1 + \frac{2}{SNR\sigma_0}\right)^{-1} \dots \left(1 + \frac{s_{post-int}}{1+\frac{1}{2}SNR\sigma_0} + \frac{2}{SNR\sigma_0}\right) \quad (1.90)$$

La Figure 1.19 présente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 3, et pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-9}$.

1.9.5 Swerling 4

Dans le modèle de Swerling 4, les fluctuations sont indépendantes d'une impulsion à une autre mais, la densité de probabilité et la probabilité de détection sont la même que celle du cas Swerling 3 [35-41].

La Figure 1.20 illustre la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 4, et pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-9}$.

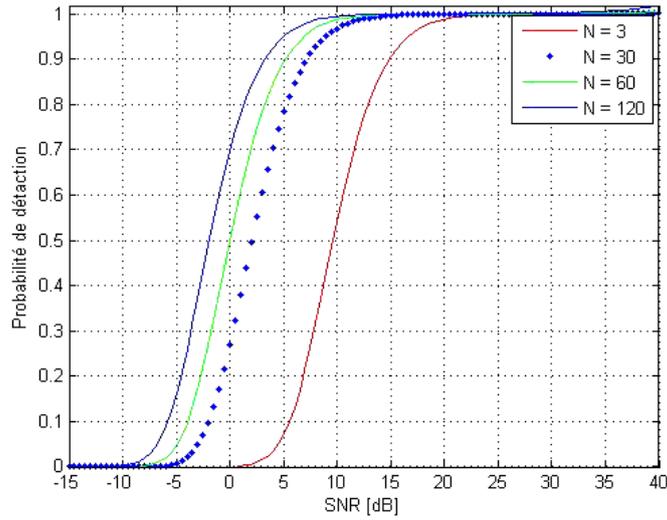


Figure 1.19: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 3, $P_{fa} = 10^{-9}$.

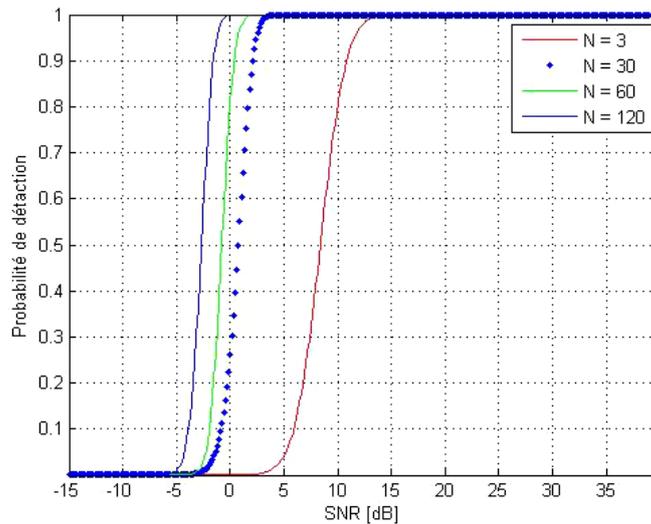


Figure 1.20: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans le cas de Swerling 4, $P_{fa} = 10^{-9}$.

La Figure 1.21 présente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans les quatre modèles de Swerling (Swerling 1, Swerling 2, Swerling 3, Swerling 4) pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-9}$ et le nombre d'impulsions $N = 15$.

1.10 Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes représentations de la polarisation d'une onde électromagnétique ont été présentées. Le vecteur de Jones d'une onde électromagnétique plane progressive monochromatique a été défini. Ce vecteur contient l'information concernant l'amplitude et la phase des composantes du vecteur champ électrique et, par conséquent, l'information

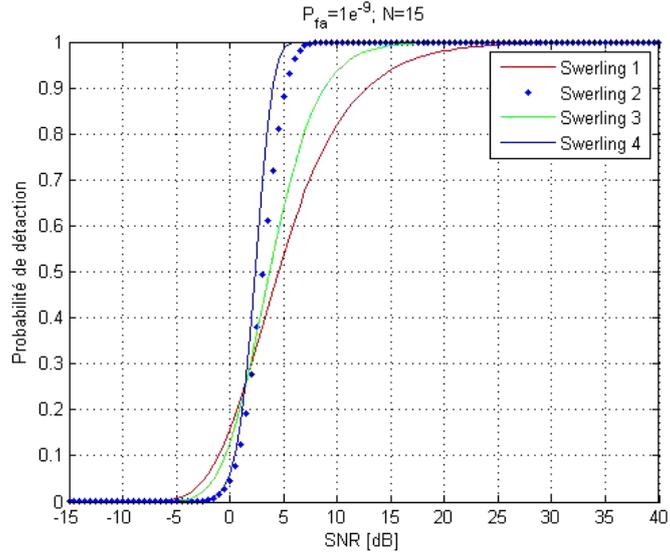


Figure 1.21: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans les quatre modèles de Swerling (Swerling 1, Swerling 2, Swerling 3, Swerling 4), $P_{fa} = 10^{-9}$, $N = 15$.

concernant l'état de polarisation de l'onde. De même, le vecteur de Stokes d'un champ électrique associé à une onde électromagnétique plane progressive monochromatique a été présenté. Ensuite, nous avons introduit le principe de base d'un système radar ainsi que leur équation. Puis, nous avons expliqué l'interaction entre l'onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant. Par la suite, nous avons donné la composition d'un système radar. Enfin, nous avons présenté le filtrage adapté, la fonction d'ambiguïté et les modèles de Swerling. Dans le chapitre suivant, nous allons aborder le système radar à synthèse d'ouverture.

2.1 Introduction

De nos jours, l'utilisation de systèmes d'imagerie aéroportés ou satellitaires est essentielle dans la surveillance et l'observation de l'évolution de la Terre. Parmi les différents systèmes d'imagerie possibles se trouve la famille des radars. Les radars sont des systèmes basés sur l'émission et la réception d'ondes électromagnétiques hyperfréquences afin d'acquérir diverses informations sur la région observée. L'une des plus grandes avancées de l'imagerie radar est le principe de la synthèse d'ouverture à partir d'un système radar en mouvement afin d'obtenir des images de haute résolution. Ce type de systèmes radar, communément appelé Radar à Synthèse d'Ouverture 'RSO' (ou SAR pour Synthetic Aperture Radar en anglais), est employé dans différents systèmes imageurs aéroportés et satellitaires (RADARSAT, TerraSAR-X). Ce type de système est complémentaire aux systèmes imageurs basés sur des capteurs optiques [16].

Le radar à synthèse d'ouverture (RSO) est un système cohérent permettant d'obtenir des images de très haute résolution par un traitement adéquat des signaux reçus[30][39]. La haute résolution en distance (site) est le résultat de la méthode de compression d'impulsions, alors que celle en azimut est obtenue par la formation artificielle d'une longueur synthétique est pratiquement la moitié de la longueur réelle en azimut de l'antenne [2][33].

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter les différentes configurations, pour l'acquisition des signaux, qui permettent de réaliser une image radar. Ensuite, nous expliquons plus précisément le principe de formation des images radar à synthèse d'ouverture ainsi que son intérêt. Finalement, nous présentons les différentes applications de système RSO.

2.2 Différents modes d'acquisition pour les radars imageurs

Les systèmes radars imageurs possèdent plusieurs modes d'acquisition possibles et dépendent des applications visées et l'opération de balayage de l'antenne radar. Ainsi, les différents modes possibles sont :

- Mode stripmap : dans ce mode, la direction de pointage de l'antenne est fixe, durant toute la durée du déplacement du porteur suivant la direction azimutale, comme montrée sur la Figure 2.1. Ce mode d'acquisition permet de générer une image de la zone éclairée (région d'intérêt) par le radar pendant la durée de l'acquisition. L'image est alors formée

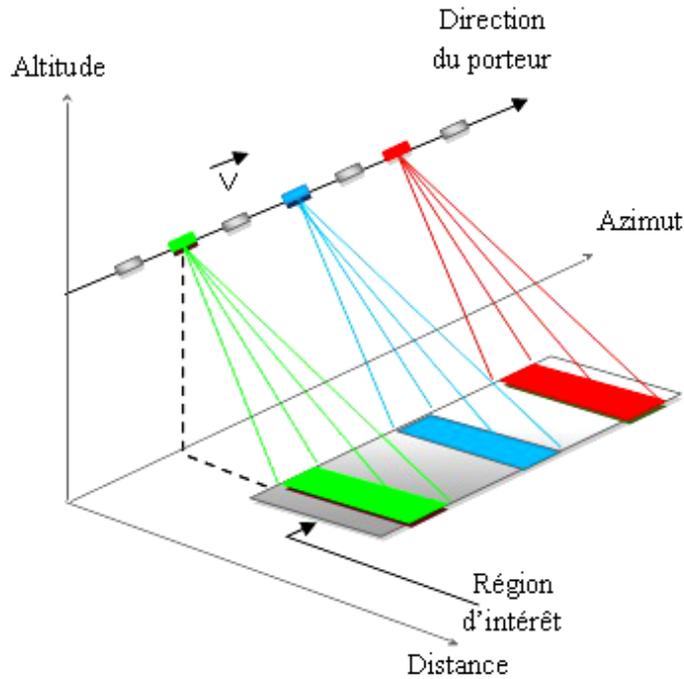


Figure 2.1: Configuration de l'imagerie radar en mode stripmap.

en défilement continu. Ce mode est appelé aussi le radar à visé latéral (ou side-looking radar en anglais) [6][9][18][33].

- Mode scanSAR : ce mode d'acquisition est une variante du mode stripmap. Le radar effectue un balayage dans la direction distale, durant le déplacement de l'antenne dans la direction azimutale, comme montré sur la Figure 2.2. 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. Ce mode d'acquisition permet d'avoir une largeur de fauchée supérieure à celle proposée avec le mode stripmap. Cependant, cette augmentation de largeur de fauchée se fait au détriment de la résolution en azimut. La mise en oeuvre de ce procédé nécessite une commutation rapide du faisceau d'antenne en élévation qui n'est réalisable qu'avec une antenne à balayage électronique [8][10][16][18].
- Mode télescope (en anglais : spotbeam ou spotlight) ce mode est une autre variation du mode stripmap. Il 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. Les résolutions en distance et en azimut vont être améliorées en choisissant d'imager une portion de la région d'intérêt. Cette portion est illuminée le plus long temps possible pendant la durée de passage du porteur. Pour cela la direction du faisceau d'illumination est contrôlée de manière électronique pour garder ce faisceau pointé vers la même zone à imager, comme montrée sur la Figure 2.3 [10][16][18] ;
- Affinage Doppler, antenne en rotation : l'affinage Doppler (en anglais DBS : Doppler Beam Sharpening) peut être utilisé par les radars aéroportés pour acquérir une image

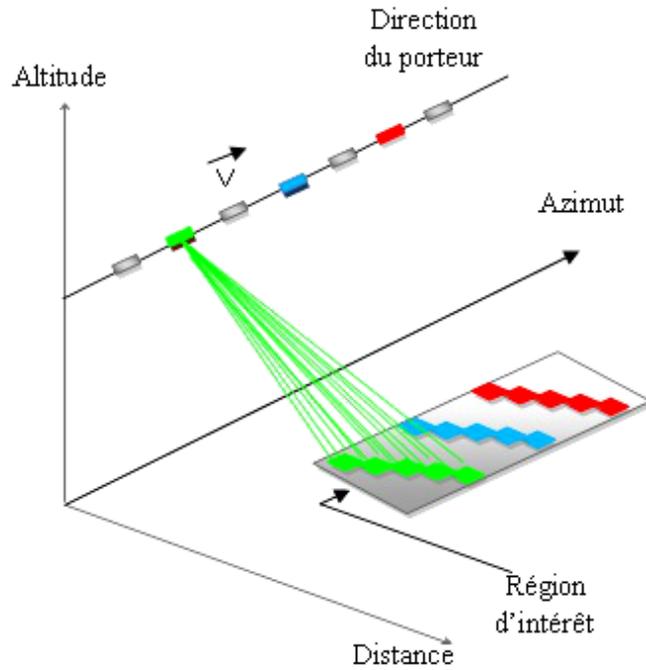


Figure 2.2: Configuration de l'imagerie radar en mode scanSAR.

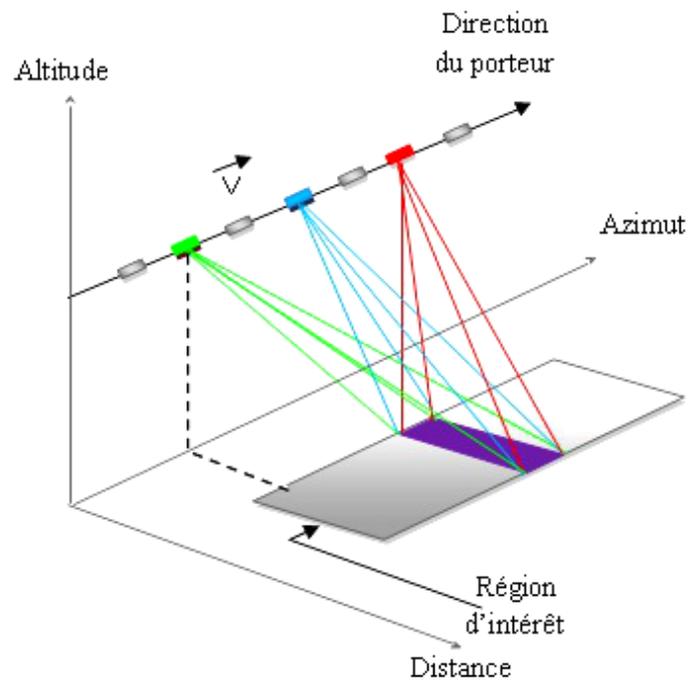


Figure 2.3: Configuration de l'imagerie radar en mode télescope.

du sol autour de l'avion, comme montré sur la Figure 2.4. L'antenne est en rotation, en gisement, avec une vitesse angulaire V_g . Le temps d'éclairage est bref : c'est un mode à antenne synthétique non focalisée[7][13].

- Mode inverse : Le radar en mode inverse produit des images d'objets présentant un mouvement de rotation par rapport au radar. Il est basé sur une analyse du signal reçu

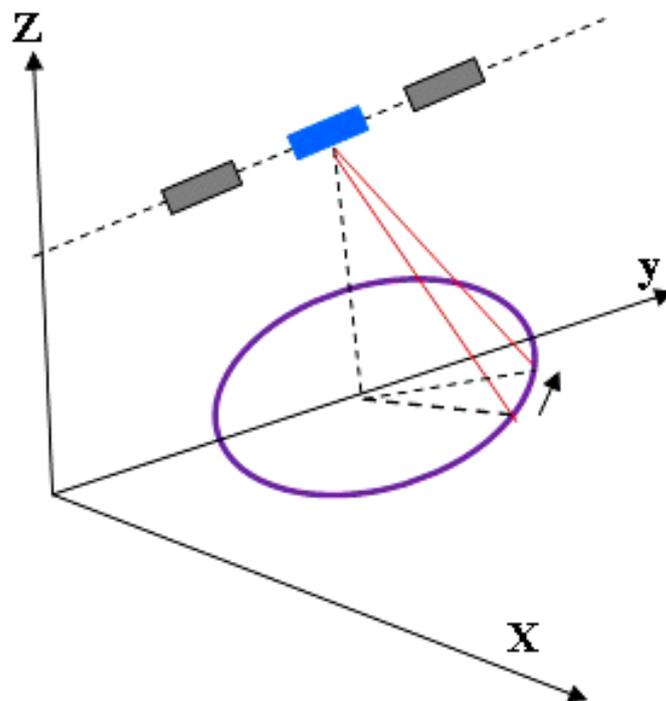


Figure 2.4: Configuration de l'imagerie radar par affinage Doppler.

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 focalisés suivant l'axe de la ligne de visée du radar. L'analyse de la fréquence Doppler fournit la position des points focalisés 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 dans le type du radar à synthèse d'ouverture inverse (ou ISAR pour inverse synthetic aperture radar en anglais) 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[13][16].

- Mode squint, ou mode dépointé : Le squint est un mode analogue au stripmap, mais pour lequel l'antenne est maintenue fixe dans une direction non perpendiculaire au vecteur vitesse. L'image est donc formée en défilement continu. Les résolutions obtenues sont identiques au mode stripmap. L'antenne latérale reste toute fois une solution préférentielle car elle minimise le temps d'éclairement. 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.

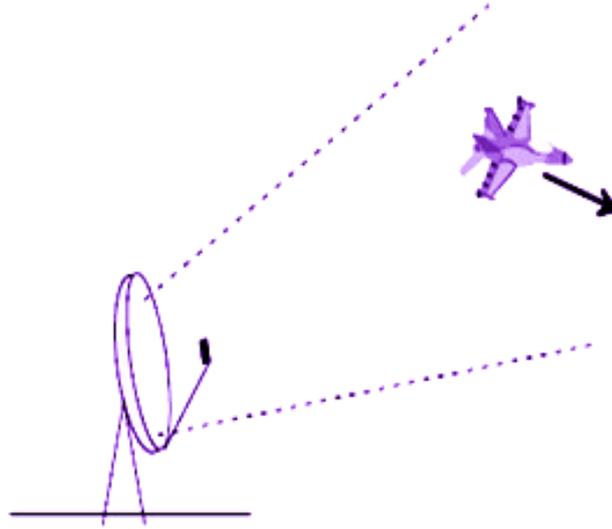


Figure 2.5: Configuration de l'imagerie radar en mode inverse.

- 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 post-intégration non-cohérente qui réduit la granulation apparente (speckle).

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[7][13].

- Mode interférométrique : ce mode d'acquisition est basé sur l'utilisation de deux récepteurs séparés afin de produire deux images de la région d'intérêt. Ces images radar sont alors combinées afin de créer l'interférogramme. À partir de cet interférogramme, il est possible de récupérer diverses informations telles que la hauteur des objets ou l'élévation du terrain[15][31].

2.3 Principe de formation des images RSO

2.3.1 Le radar à antenne réelle

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 le Figure 2.6. Il émet des trains d'impulsions d'ondes hyperfréquences dans une polarisation donnée et dans une direction oblique à la scène. Il est généralement monté sur une plateforme aéroportée ou, embarquée 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 [7][43].

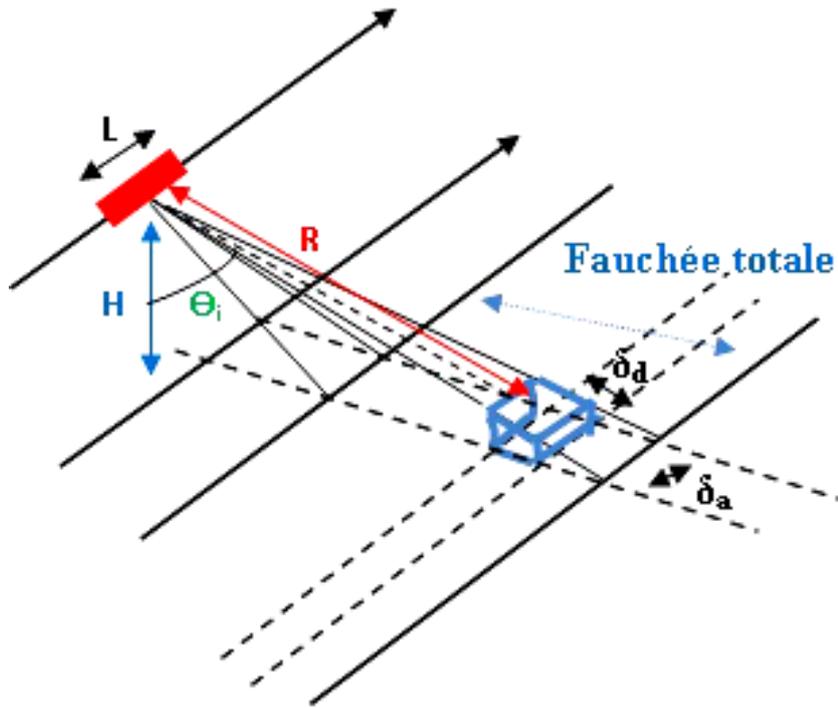


Figure 2.6: Principe du radar à antenne réelle.

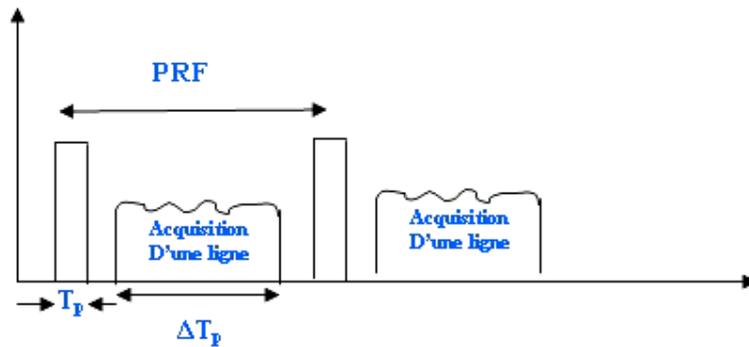


Figure 2.7: Principe de formation des images.

Pour réaliser une image, le capteur fonctionne successivement en mode émission puis réception (cf. Figure 2.6). A un instant t donné, une impulsion d'une certaine durée T_p est émise. Le capteur bascule ensuite en mode réception et enregistre pendant une certaine durée ΔT_p , les échos renvoyés par la scène observée. Cet enregistrement permet la formation d'une ligne de l'image. Après une durée égale à l'inverse de la fréquence de répétition des impulsions (ou Pulse Repetition Frequency en anglais "PRF"), 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_r , s'est déplacé d'une distance $\frac{V_r}{PRF}$, 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.

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

concepteur 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.

2. Le signal radar enregistré

L'information enregistrée par un radar imageur 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.

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 (F_e) et la fréquence de répétition des impulsions (PRF).

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 sont petites, 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 à centaines de mètres.

Par la suite, L désigne la largeur de l'antenne, T_p 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.

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

• La résolution en distance

La résolution en distance est fonction uniquement de la durée T_p de l'impulsion émise. Deux cibles seront différenciables si leur échos ne se superposent pas. Pour cela, il faut que ces échos soient séparés d'une durée au minimum égale à T_p (Figure 2.8). La résolution radiale en distance δ_d est ainsi donnée par la distance radiale minimale entre deux cibles pour que leurs échos ne soient pas mélangés, à savoir $\frac{cT_p}{2}$ (équation (2.1)). La résolution projetée au sol est alors donnée par l'équation (2.2), pour une onde émise sous une incidence θ_i [7][43].

La Figure 2.8(a) représente le cas de figure favorable où les deux cibles sont suffisamment éloignées l'une de l'autre, par rapport à la durée de l'impulsion, pour que leur échos soient séparés. La Figure 2.8(b) représente le cas contraire, les deux

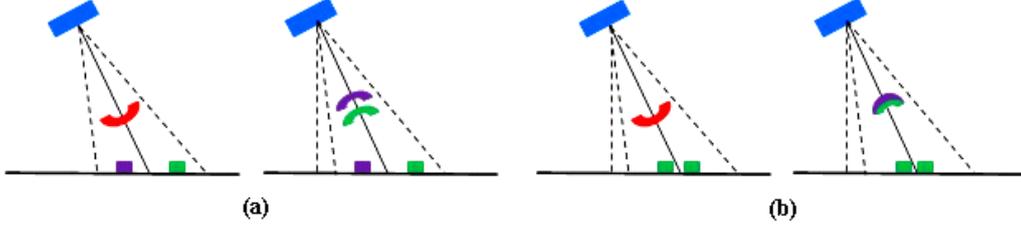


Figure 2.8: Résolution en distance.

échocs se chevauchent, car la distance radiale entre les deux cibles est inférieure à la longueur de l’impulsion émise.

$$\delta_d = \frac{cT_p}{2} \quad (2.1)$$

$$\delta_{d_{proj}} = \frac{cT_p}{2 \sin(\theta_i)} \quad (2.2)$$

Pour obtenir une bonne résolution en distance, il faut donc une durée d’impulsion très brève. Considérons le cas du satellite ERS, pour obtenir une résolution de 20 m il faudrait une durée d’impulsion de 20 ns. L’idéal serait de s’approcher du Dirac pour atteindre des résolutions métriques, ce qui est impossible technologiquement : l’émission d’une impulsion très courte ayant une puissance suffisante n’est pas réalisable. Le principe de la compression d’impulsion employé par les systèmes RSO permet de palier ce problème.

- **La résolution en azimuth**

La résolution en azimuth est en fonction de l’angle d’ouverture β du lobe principal du diagramme d’antenne du signal émis (cf. Figure 2.9). Pour que deux cibles soient séparables en azimuth, il faut qu’elles ne soient pas dans le lobe d’antenne au même moment[7][43].

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

$$\beta = \frac{\lambda}{L} \quad (2.3)$$

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 :

$$\delta_a = R\beta = \frac{R\lambda}{L} \quad (2.4)$$

Ainsi la résolution azimuthale 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

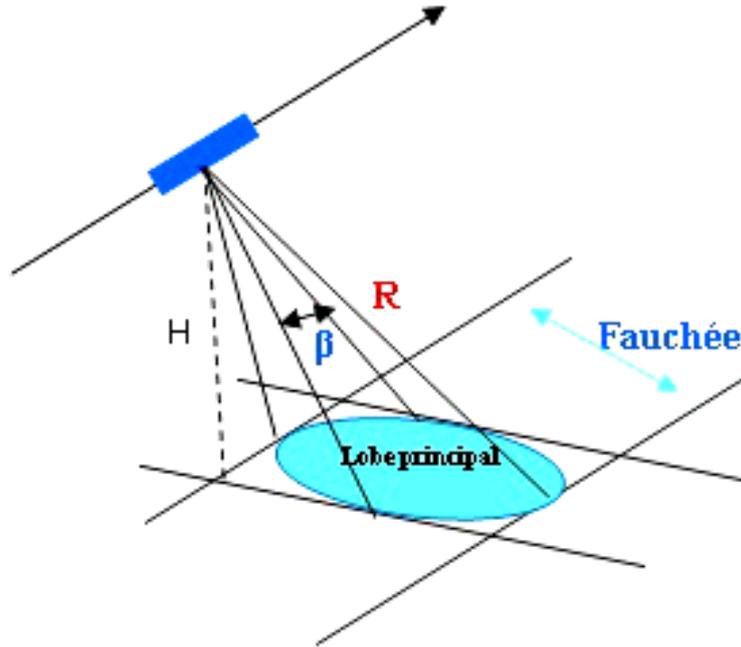


Figure 2.9: Résolution en azimuth.

petite devant l'altitude du porteur, pour se permettre l'approximation d'une résolution azimuthale constante. Finalement, la résolution azimuthale est donnée par la formule :

$$\delta_a = \frac{H\lambda}{L \cos(\theta_i)} \quad (2.5)$$

Il est important de remarquer que la résolution en azimuth est inversement proportionnelle à la longueur de l'antenne. Pour augmenter, la résolution en azimuth, 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 2.5 km : les limites du radar imageur à antenne réelle apparaissent ici.

2.3.2 Le radar à synthèse d'ouverture

L'amélioration de la résolution azimuthale dans les radars classiques passe par l'augmentation de la longueur de l'antenne. Puisque ceci ne peut se faire concrètement, il faut le réaliser virtuellement. C'est l'américain Carl Wiley qui, le premier en 1951, a eu l'idée d'utiliser le déplacement du porteur et la cohérence des signaux afin de reconstituer, par calcul, une antenne de grande dimension[7][43].

Le principe du radar à synthèse d'ouverture est de simuler par des techniques de traitement du signal adéquates, les conditions nécessaires à l'amélioration de la résolution. Ainsi le principe dit de compression d'impulsion permet de simuler l'émission d'une onde de durée très courte, autorisant de grandes résolutions en distance et de puissance compatible avec la technologie embarquée actuelle. La méthode de synthèse d'ouverture permet quant à elle, en

exploitant l'effet Doppler, de simuler une antenne de très grande dimension et d'améliorer ainsi considérablement la résolution en azimut.

1. La configuration géométrie du système RSO

La configuration géométrique du radar RSO aéroporté est présentée dans la Figure 2.10. L'antenne du radar est caractérisée par la longueur L et la largeur L_d (resp. en azimut et en distance), est embarquée sur une plateforme qui se déplace à une vitesse constante V_r suivant une trajectoire horizontale rectiligne à une hauteur H du sol. Cette antenne peut être fonctionnée en émission et en réception.

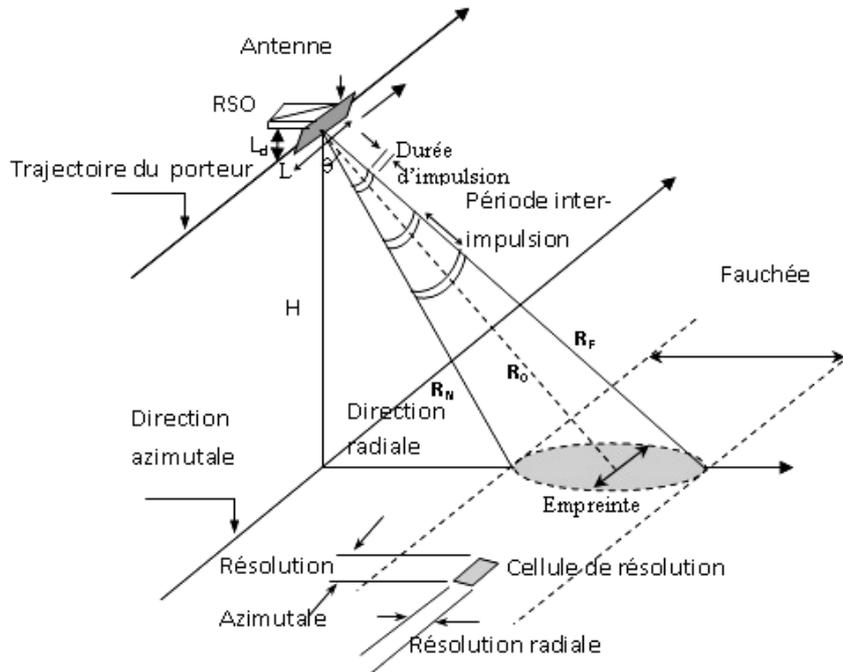


Figure 2.10: Schéma de l'acquisition RSO.

L'axe de visée est perpendiculaire au l'axe de déplacement du porteur, forme un angle θ avec la verticale. Ce radar émis un signal électromagnétique quasiment monochromatique de longueur d'onde λ dans cette direction. Celui-ci est émis par impulsions dont la fréquence est donnée par la PRF (Pulse Repetition Frequency). L'écho reçu de la scène est échantillonné à une fréquence F_e .

Le long de son déplacement, le radar éclaire une bande au sol parallèle à la trajectoire appelle la fauchée, limitée par les deux lignes droites : R_N (respectivement R_F) désigne la distance de l'avion à la ligne de fauchée la plus proche où near range (respectivement la plus éloignée ou far range) [8][44-50].

2. Modulation Linéaire de la Fréquence

La modulation linéaire de la fréquence joue un rôle très important dans les traitements du signal Radar à Synthèse d'Ouverture (RSO). Elle est omniprésente dans la majorité des systèmes (RSO). Elle est appelée chirp ou modulation linéaire de la fréquence (ou LFM pour Linear Frequency Modulation en anglais) parce que la fréquence instantanée du signal varie linéairement en fonction du temps [8][51]. Alors que, la forme d'un signal

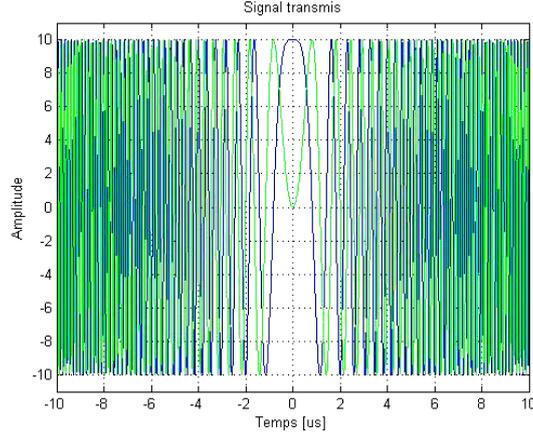


Figure 2.11: Forme d'onde du signal émis (chirp).

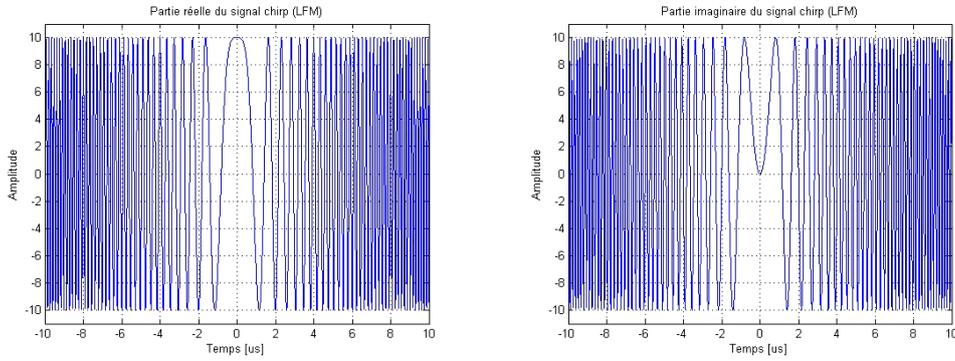


Figure 2.12: Partie réelle et imaginaire d'un signal chirp (LFM).

transmis est une suite d'impulsions en utilisant la modulation linéaire de la fréquence. Le signal transmis est de la forme suivante [45] :

$$s(t)_t = A_t \exp \left\{ 2j\pi \left(f_0 t + \frac{\alpha t^2}{2} \right) \right\} \quad (2.6)$$

où

- A_t est l'amplitude du signal transmis,
- f_0 est la fréquence centrale du radar,
- et α désigne le taux du modulation, il est défini par $\alpha = \frac{B_c}{T_p}$ avec
 - B_c la largeur de bande passante du signal.

La Figure 2.11 présente un exemple d'un signal chirp ou la modulation linéaire de la fréquence, avec la fréquence porteuse $f_0 = 9,6$ GHz, et le taux de chirp $\alpha = 10^{12} \text{ Hz/s}$ tandis que la Figure 2.12 représente les parties réelle et imaginaire du signal.

Alors que, l'écho de signal reçu par le radar peut être écrit [8] :

$$s(t)_r = A_r \exp \left\{ 2j\pi \left(f_0 t + \frac{\alpha}{2} (t - \tau)^2 \right) (t - \tau) \right\} \quad (2.7)$$

avec :

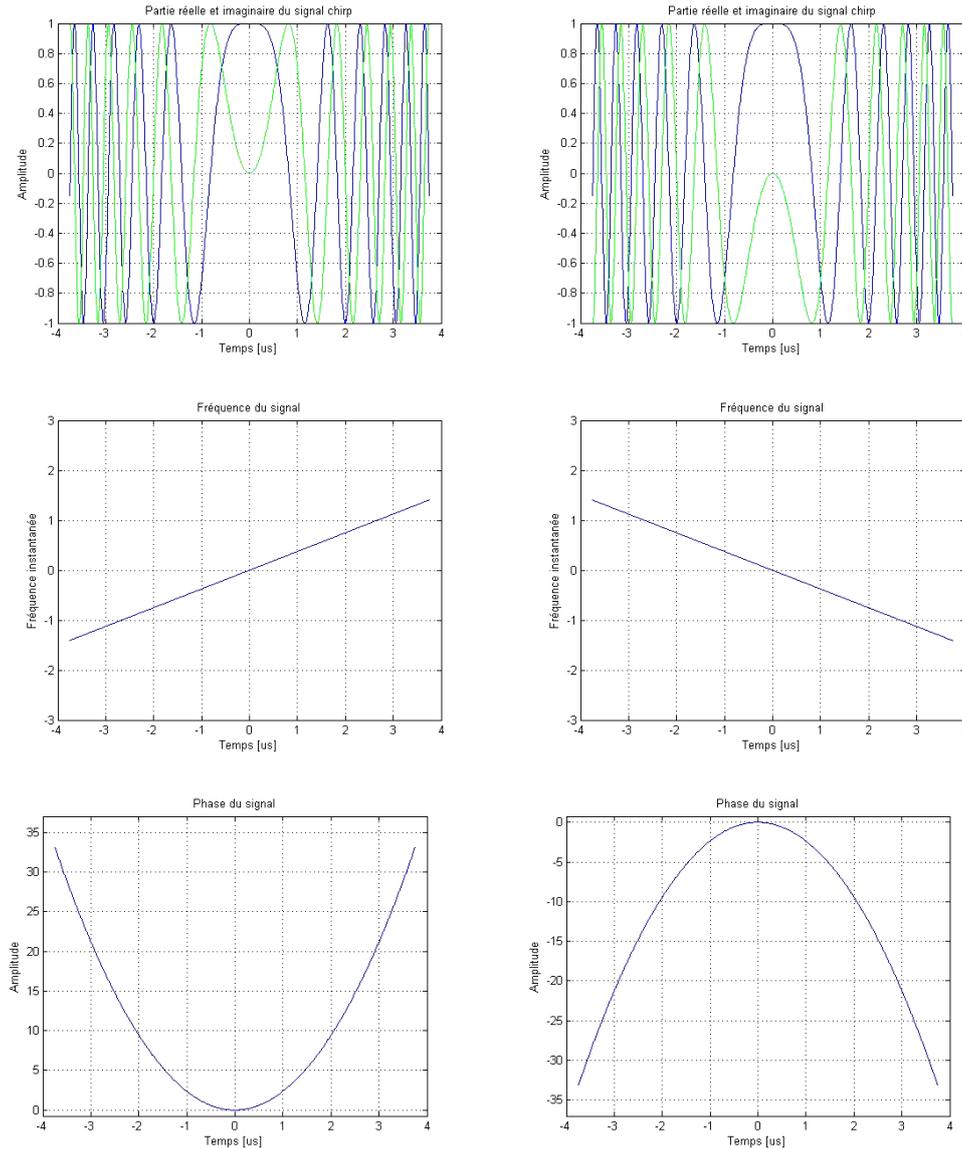


Figure 2.13: Modulation linéaire de la fréquence (montant "Upchirp", descendant "Downchirp") avec leurs fréquences instantanées et leurs phases.

- A_r : est l'amplitude du signal reçu ;
- τ : est le retard de temps.

La forme de la fréquence instantanée du signal est variée en fonction du signe de taux du chirp (LFM) α . Si le signe est positif, on peut dire que l'impulsion est montant "Upchirp" parce que la fréquence de l'impulsion augmente avec le temps. De même, si le signe est négatif, l'impulsion est descendant "Downchirp" [8]. La Figure 2.13 présente la modulation linéaire de la fréquence dans les deux cas de chirp avec leurs fréquences instantanées et leurs phases.

3. La compression d'impulsion

Pour améliorer la résolution en distance, on émet des signaux linéairement modulés

en fréquence autour d'une fréquence centrale f_0 . Ces signaux ont la particularité de posséder une grande bande passante. De plus le résultat du filtrage adapté du signal par lui même est un signal comprimé (sinus cardinal), de largeur de bande inversement proportionnelle à B_c . Le principe de la compression d'impulsion exploite cette propriété très intéressante des chirps. A la réception des échos réfléchis par la surface irradiée par un chirp, un filtrage adapté de ces signaux avec le signal émis par l'antenne est effectué. La réponse impulsionnelle du système est ainsi un sinus cardinal dont la largeur à -3dB (durée de l'impulsion à -3 dB) est égale à $T_p = \frac{1}{B_c}$. La résolution radiale en distance du système devient finalement :

$$\delta_d = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2B_c} \quad (2.8)$$

La résolution dépend maintenant uniquement de la bande passante du chirp. Plus celle-ci sera grande, meilleure sera la résolution en distance. Par exemple, une résolution de 1 mètre est facilement accessible via une bande de fréquence de 150 MHz de large. Le capteur haute résolution aéroporté RAMSES de l'ONERA utilise des largeurs de bande jusqu'à 1200 MHz pour atteindre des résolutions de l'ordre de la dizaine de centimètres.

Enfin pour respecter le théorème de Shannon, la fréquence d'échantillonnage en distance doit vérifier la contrainte suivante $F_e \geq B_c$. Dans la pratique, ce critère se traduit par le choix d'une résolution de l'image en distance plus grande que la résolution du système.

4. La synthèse d'ouverture

Pour augmenter la résolution en azimut, un procédé similaire est employé. Il s'agit d'exploiter la modulation linéaire de la fréquence induite naturellement par l'effet Doppler découlant du mouvement relatif du porteur par rapport à la scène fixe. Pendant le temps où la trace du faisceau de l'antenne se déplace au sol, elle illumine plusieurs fois les différents éléments de la zone imagée (on parle de temps d'illumination). A chaque enregistrement d'un écho, le porteur s'est déplacé par rapport à la scène. La distance relative scène-capteur, ainsi que l'angle d'incidence local, varient donc localement entre deux réceptions. La synthèse d'ouverture (SO) consiste à combiner de façon intelligente ces différentes réponses d'une même cible vue sous des angles différents dans la direction de déplacement du porteur.

Considérons une cible fixe au sol et notons R_0 la distance minimale (à Doppler zéro) entre la cible et l'antenne. Considérons un repère (Oxy) tel que le centre O soit positionné sur la cible fixe, et l'axe (Oy) soit orienté dans le sens de déplacement du porteur (cf. Figure 2.14). L'origine des temps est placée au moment où le satellite est à une distance R_0 de la cible. Enfin le porteur a une vitesse constante notée V_r . Dans la suite, f_0 désigne la fréquence centrale de l'onde émise. La cible est illuminée plusieurs fois par l'antenne. A un instant donné t, la vitesse du porteur étant supposée constante, la position y de ce dernier dans le repère (Oxy) lié à la cible est donnée par $y = V_r t$. En supposant R_0 très grande devant y, on en déduit la distance relative $R(t)$ du porteur et de la cible.

$$R(t) = \sqrt{R_0^2 + y^2} = \sqrt{R_0^2 + (V_r t)^2} \simeq R_0 + \frac{(V_r t)^2}{2R_0} \quad (2.9)$$

La phase instantanée $\phi(t)$ de l'onde réfléchi par la cible, après le parcours aller-retour

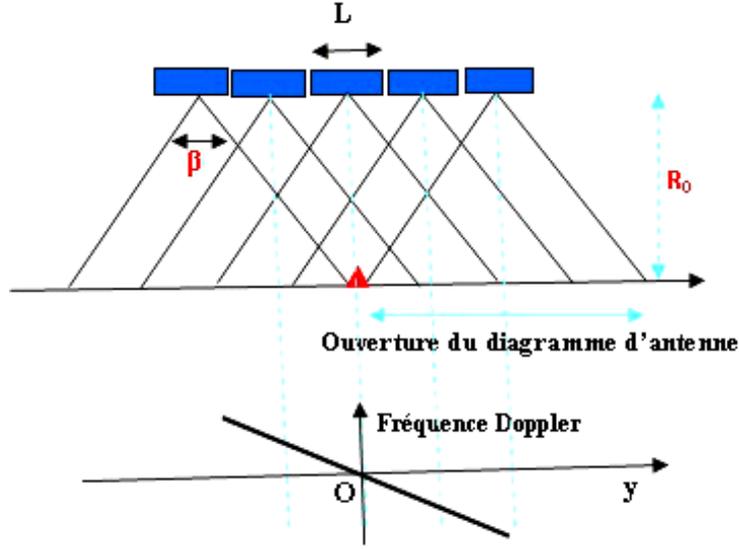


Figure 2.14: Principe de la synthèse d'ouverture.

entre le capteur et la cible, est alors la suivante :

$$\phi(t) = 2\pi f_0 \left(t - \frac{2R(t)}{c} \right) \quad (2.10)$$

Ce qui correspond à une fréquence instantanée :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2 R(t)}{dt^2} = f_0 - \frac{2f_0 V_r^2 t}{cR_0} = f_0 - \frac{2V_r^2 t}{\lambda R_0} \quad (2.11)$$

La variation de la distance relative cible-porteur entraîne ainsi une variation de la vitesse relative du porteur par rapport à la cible et donc un effet Doppler. La fréquence Doppler résultante à un instant t vaut :

$$f_D = f(t) - f_0 = -\frac{2V_r^2 t}{\lambda R_0} \quad (2.12)$$

L'onde reçue par la cible pendant l'intervalle de temps, a ainsi une fréquence linéairement variable en fonction du temps et de la vitesse du porteur. Il peut être vu comme un chirp dont la bande passante B_c est fonction de la durée d'illumination de la cible par l'antenne. Le choix d'une résolution à -3dB du lobe d'antenne, nous donne la valeur de cette période T d'illumination $T = \frac{R_0 \lambda}{LV_r}$. On déduit :

$$B_c = \frac{2V_r^2 T}{\lambda R_0} = \frac{2V_r^2 R_0 \lambda}{R_0 \lambda L V_r} = \frac{2V_r}{L} \quad (2.13)$$

Soit une durée d'impulsion :

$$\tau' = \frac{1}{B_c} = \frac{L}{2V_r} \quad (2.14)$$

La résolution en azimut d'un système radar RSO correspond alors à la distance parcourue pendant cet intervalle τ' , à savoir :

$$\delta_a = V_r \tau' = \frac{L}{2} \quad (2.15)$$

La résolution en azimut dépend ainsi uniquement de la taille de l'antenne réelle embarquée à bord du porteur. Contrairement aux cas des radar à antennes réelles, plus l'antenne est petite, meilleure est la résolution.

Ainsi dans le cas d'ERS et de son antenne de 10 mètres, le processus de synthèse d'ouverture permet d'atteindre une résolution de 5 mètres contre 4.5 km sans synthèse d'ouverture.

Finalement rappelons que l'échantillonnage en azimut est naturellement effectué par la fréquence de répétition des impulsions (PRF). L'étendue spectrale en azimut étant égale à B_D , le théorème de Shannon implique la contrainte suivante sur la PRF :

$$PRF \geq B_D \iff PRF \geq \frac{2V_r}{L} \quad (2.16)$$

5. Technique du filtrage adapté

La technique du filtrage adapté joue un rôle très important dans le traitement des données radar, spécialement dans la théorie et l'application de systèmes RSO. Dans les applications RSO, le filtrage adapté est basé sur la modulation linéaire de la fréquence. Ce filtre est utilisé pour réduire le bruit, maximiser le signal et d'obtenir une bonne résolution [8][45][52]. Les Figures 2.15 et 2.16 montrent le signal à l'entrée et à la sortie du filtre adapté pour deux valeurs de retard $\tau = 1\mu s$ et $\tau = 2\mu s$ respectivement, tels que le signal d'entrée $s(t)$, sa transformée de Fourier $S(f)$, la réponse impulsionnelle du filtre adapté $h(t)$ et sa réponse fréquentielle $H(f)$ sont définis comme suit :

$$h(t) = s^*(-t) \quad (2.17)$$

et

$$H(f) = S^*(f) \quad (2.18)$$

avec la sortie du filtre adapté $f(t)$ et sa réponse fréquentielle à la sortie vérifient les relations suivantes :

$$\begin{aligned} F(f) &= S(f).H(f) \\ &= |S(f)|^2 \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} f(t) &= F^{-1}[|S(f)|^2] \\ &= s(t) * h(t) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Grâce à ce traitement, la compression d'impulsion, nous obtenons un signal comprimé dont la résolution est plus fine que celle du signal émis.

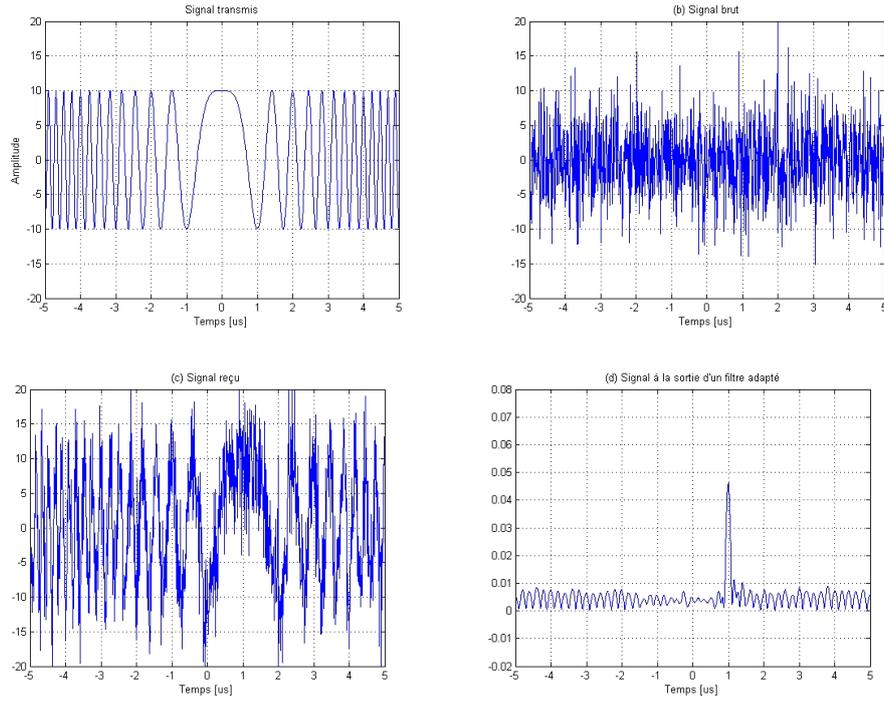


Figure 2.15: Exemple d'un filtrage adapté pour un retard $\tau = 1\mu s$

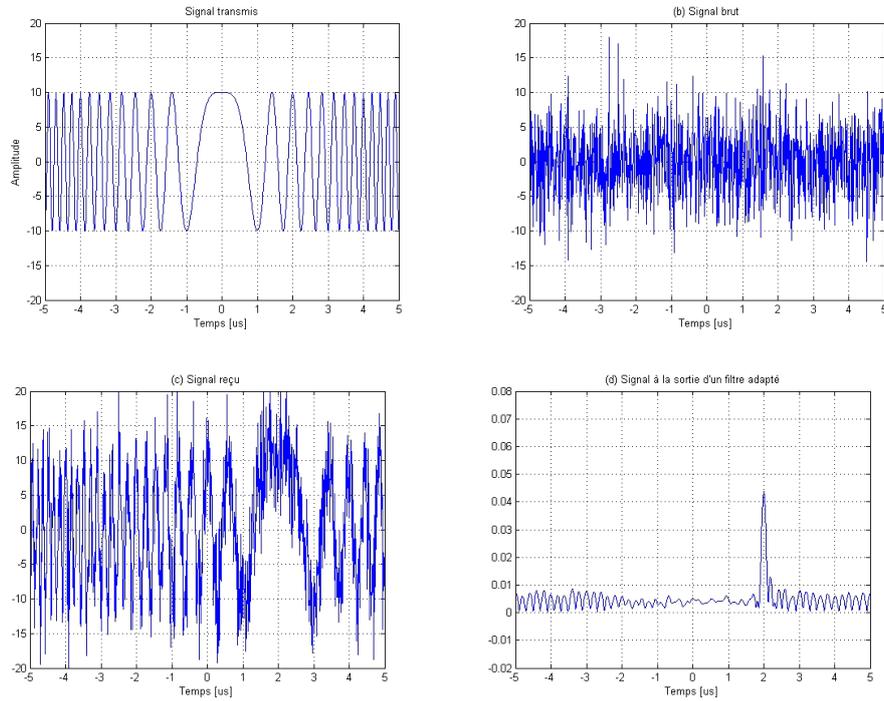


Figure 2.16: Exemple d'un filtrage adapté pour un retard $\tau = 2\mu s$

2.4 L'intérêt d'utilisation du système RSO

L'intérêt des images obtenues par le RSO réside dans le fait que les ondes émises ne sont pratiquement pas perturbées par les phénomènes atmosphériques. Cette propriété permet

d'obtenir des images de la surface terrestre de jour comme de nuit et indépendamment des conditions météorologiques. Outre cet intérêt, l'utilisation des hyperfréquences fournit des informations nouvelles sur la nature de la scène illuminée par rapport aux capteurs visibles et infrarouges, permettant en cela une caractérisation plus complète de la surface terrestre.

2.5 Les différentes applications de RSO

Les applications des radars à synthèse d'ouverture sont multiples et interviennent dans de nombreux domaines : militaire, civil, scientifique ou commercial. Depuis son apparition, le radar à synthèse d'ouverture a été l'objet de nombreuses études, tant qu'au niveau de l'acquisition qu'au le traitement des images reconstruites afin d'améliorer la qualité des informations obtenues. La contribution des données obtenues par les radars à synthèses d'ouverture se retrouve dans différentes applications telles que :

Dans les applications de surveillance comme la détection des territoires, des bâtiments, des avions, et les réservoirs des adversaires, il a également trouvé beaucoup d'applications réelles s'étendre de la géophysique vers l'archéologie.

Autre application du RSO dans la prévision des éruptions de volcan, ainsi que dans les séismiques, et les mouvements de glacier qui sont une partie des diverses applications dans différentes sciences.

Dans la géologie, les applications de RSO sont principalement concentrées sur la topographie, et les changements du topographiques, et l'évaluation des risques comme le potentiel pour des inondations, des éruptions volcaniques, et des tremblements de terre.

En écologie, les systèmes du radar à synthèse d'ouverture sont utilisés pour la classification de couverture de terre, de tracer inondation, et mesures de biomasse [53-55].

Le RSO a été également employé dans les sciences d'environnement pour les classifications des forêts, les surveillances des forêts, la flaque, et la détection des squatters dans les villes.

Les utilisations de RSO en hydrologie est principalement concentrées sur la détection de humidité de sol et l'équivalence de l'eau de neige.

En océanographie, les systèmes de RSO peuvent tracer des courants d'océan, vents, surface d'océan dispositifs, épaisseur de glace de mer, et processus côtiers [56-57].

Dans l'agriculture, son utilisation principale est pour la surveillance des quotas agricoles, prévision des récoltes, aménagement rural et l'écosystème forestier ... etc. Des systèmes de base RSO sont utilisés pour détecter la formation d'image d'objets à fleur de terre [58-59].

2.6 conclusion

L'imagerie radar à synthèse d'ouverture en comparaison avec l'imagerie radar classique permet de générer des images à très haute résolution. En effet, l'imagerie RSO se sert du déplacement du porteur pour générer une ouverture synthétique de grande dimension et améliore ainsi la résolution en azimuth. Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents modes d'acquisition possibles d'un système radar. Ensuite, nous avons vu le principe de formation des images RSO ainsi que son intérêt. Finalement, nous avons présenté les différentes applications du radar RSO. Dans le chapitre suivant, nous allons aborder les principaux algorithmes

de focalisations en l'occurrence l'algorithme range-Doppler, l'algorithme range migration et l'algorithme chirp scaling.

Chapitre 3

Les algorithmes de focalisation d'image de Radar RSO

3.1 Introduction

Le radar à synthèse d'ouverture est un système d'imagerie hyperfréquences, capable de produire des images de très haute résolution par rapport à l'image obtenue par un système optique, et ceci à partir d'un traitement approprié des signaux reçus par une antenne de faible dimension [33]. Pour améliorer cette résolution de plus en plus, plusieurs algorithmes ont été développés [60-80] et les plus couramment utilisés actuellement sont : l'algorithme range-Doppler (RDA), l'algorithme range migration (RMA ou $\omega - k$) et l'algorithme chirp scaling (CSA) [8][45][81-83].

L'algorithme range-Doppler est l'algorithme le plus répandu parce qu'il caractérise par la précision, l'efficacité et la simplicité. Mais dans certaines conditions, il présente deux désavantages à savoir les calculs très élevés, ainsi des difficultés liées à l'incorporation de la dépendance de la fréquence en azimut de la deuxième compression en distance ce qui limite leur précision dans le cas d'un angle d'incidence haute et d'une ouverture très grande[8][45].

L'algorithme $\omega - k$ permet d'obtenir dans la majorité des cas des résultats comparables au algorithme RDA. Il est particulièrement intéressant pour de grandes ouvertures et pour des prises de vue avec un angle d'incidence faible et une vitesse de déplacement constante. Il s'agit d'une méthode quasi-exacte basée sur le principe du filtrage adapté et de l'interpolation de Stolt [45][84] dans le domaine fréquentiel. Cette interpolation sert à corriger l'effet de migration des réflecteurs et à focaliser correctement l'image radar[8][16].

L'algorithme chirp scaling a été proposé pour obtenir une image RSO de très haute qualité. Il évite l'interpolation utilisée dans la chaîne de traitements d'image du radar à synthèse d'ouverture. Il est capable de produire des images de très haute qualité pour différents systèmes RSO (e.g. SEASAT, ERS-I, RADARSAT). Il consiste principalement sur la multiplication des données RSO par la fonction de phase quadratique pour égaliser la migration de la cellule en distance suivi par la compression en azimut et en distance dans le domaine de nombre d'onde (ou wavenumber en anglais). Après le signal a été transformé dans le domaine range-Doppler, une correction de phase résiduelle est effectuée. Finalement, la Transformée de Fourier Inverse en azimut (ou IFFT pour Inverse Fast Fourier Transform en anglais) a été effectuée pour obtenir la focalisation d'image RSO.

Dans ce chapitre, nous expliquons les différentes étapes de l'algorithme range-Doppler. Ensuite, les étapes de l'algorithme range migration seront expliquées dans la deuxième partie. Dans la troisième partie, nous allons développer les étapes de l'algorithme chirp scaling .

3.2 L'algorithme range-Doppler (RDA)

L'algorithme range-Doppler (RDA) est le premier algorithme de traitement numérique des données du radar à synthèse d'ouverture. Il était développé en 1976 – 1978 pour les traitements des données du radar à synthèse d'ouverture SEASAT. Cet algorithme est le plus largement utilisé parce qu'il est caractérisé par la simplicité, l'efficacité et l'exactitude. Il consiste sur l'utilisation des filtrages adaptés dans les deux dimensions qui sont effectués dans deux domaines de Fourier différents. Le filtrage adapté en distance se fait dans le domaine (f_μ, η) , et celui en azimuth dans le domaine (μ, f_η) . Les différentes étapes de cet algorithme [8][45][85-87] sont données comme suit :

3.2.1 Les données brutes

Le signal reçu par le système radar à synthèse d'ouverture est démodulé en bande de base, donc le signal à la sortie d'un démodulateur en bande de base, $s_b(\tau, \eta)$, peut être écrit [8][45][60] :

$$s(\tau, \eta)_b = A'_0 \omega_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 R(\eta)/c \right) \exp \left(j\pi \alpha \left(\tau - 2R(\eta)/c \right)^2 \right) \quad (3.1)$$

où :

- A' est une constante complexe arbitraire,
- τ est le temps rapide,
- η est le temps lente,
- $w_r(*)$ est l'enveloppe en distance,
- $w_a(*)$ est l'enveloppe en azimuth,
- f_0 est la fréquence centrale du système radar,
- α est le taux de chirp,
- $R(\eta)$ est la distance instantanée donnée par :

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + V_r^2 \eta^2} \quad (3.2)$$

avec :

- R_0 : est la distance la plus proche entre le radar et la cible,
- V_r : est la vitesse de la plateforme du radar.

La Figure 3.1 présente l'image brute capturée par le radar de cinq cibles ponctuelles (c'est-à-dire aucun traitement n'a été effectué).

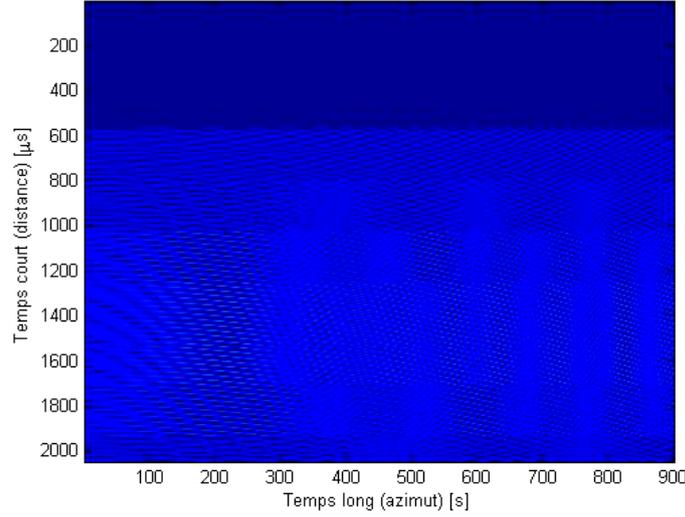


Figure 3.1: Image radar brute.

3.2.2 Compression en distance

Avant d'effectuer la technique de la compression d'impulsion en distance, le signal démodulé, $s_b(\tau, \eta)$, doit être transformé en domaine fréquentiel par l'utilisation de la méthode de la phase stationnaire. Donc, la réponse fréquentielle, $S_b(f_\tau, \eta)$, de ce signal est donnée par [8][45] :

$$\begin{aligned}
 S_b(f_\tau, \eta) &= A'_0 W_r \left(f_\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right) \\
 &\times \exp \left(-j4\pi f_\tau \frac{R(\eta)}{c} \right) \exp \left(-j\pi \frac{f_\tau^2}{\alpha} \right)
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

avec :

- $W_r(f_\tau)$: est la transformée de Fourier du $\omega_r(\tau)$.

Par la suite, on peut passer le signal obtenu à travers un filtre adapté en distance. Donc, le signal à la sortie de ce filtre peut être donné par [8][45] :

$$\begin{aligned}
 s(\tau, \eta) &= IFFT_\tau \left\{ S_b(f_\tau, \eta) H(f_\tau) \right\} \\
 &= A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right)
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Notons que :

$$H(f_\tau) = \exp \left(j\pi \frac{f_\tau^2}{\alpha} \right) \tag{3.5}$$

avec :

- $H(f_\tau)$: est la transformée de Fourier de $h(\tau)$,
- $S_b(f_\tau, \eta)$: est la transformée de Fourier en distance de la signal $s_b(\tau, \eta)$,
- $p_r(\cdot)$: est l'enveloppe comprimé d'impulsion,

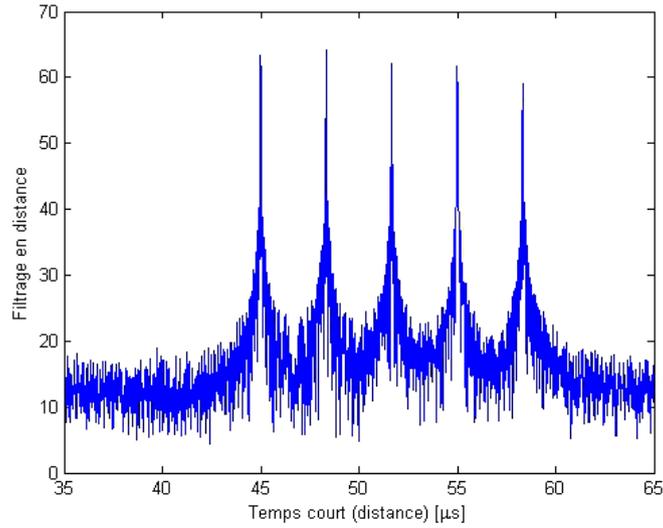


Figure 3.2: Coupe d'image RSO après le filtrage adapté en distance.

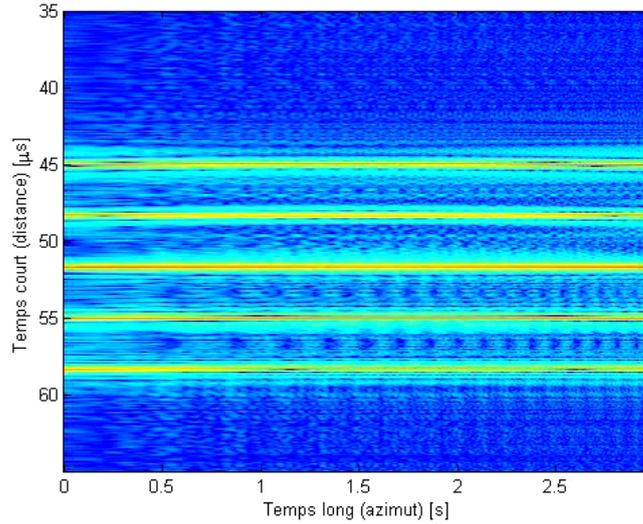


Figure 3.3: Image radar après la compression en distance.

La Figure 3.2 présente une coupe longitudinale d'une image RSO après le filtrage adapté en distance de cinq points diffuseurs.

La Figure 3.3 présente l'emplacement des cibles après la compression en distance. D'après cette figure, le système radar fournit des informations valables sur les endroits des cibles dans la direction distale, cependant il présente deux problèmes : le signal compressé en distance est étendu dans la direction d'azimut, aussi il émigre vers autres cellules distales.

3.2.3 La transformée de Fourier en azimut

L'équation (3.2) peut être approximée par l'équation parabolique suivante :

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + V_r^2 \eta^2} \approx R_0 + \frac{V_r^2 \eta^2}{2R_0} \quad (3.6)$$

Ce rapprochement est justifié par l'hypothèse que $R_0 \geq Vr * \eta$, après la combinaison des équations (3.4) et (3.6) le signal compressé en distance peut être exprimé comme :

$$s(\tau, \eta)_{rc} = A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \times \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} \right) \exp \left(-j2\pi \frac{V_r^2 \eta^2}{\lambda R_0} \right) \quad (3.7)$$

où

- λ : est la longueur d'onde de l'impulsion.

La modulation de la phase en azimut est apparue dans la phase de la deuxième exponentielle. Tant que cette phase est en fonction de η^2 , ce signal a les caractéristiques d'une modulation linéaire de la fréquence, avec un taux de chirp α défini par la relation suivante [8][45] :

$$\alpha \approx \frac{2V_r^2}{\lambda R_0} \quad (3.8)$$

À l'aide de l'utilisation de la méthode de la phase stationnaire [8], on peut exprimer la relation entre la fréquence en azimut et le temps par :

$$f_\eta = -\eta\alpha \quad (3.9)$$

Par l'utilisation de l'équation (3.8) et $\eta = -f_\eta/\alpha$ dans l'équation (3.7), le signal après la transformée de Fourier en azimut peut être exprimé par :

$$S(\tau, f_\eta)_1 = FFT_\eta \left\{ s(\tau, \eta)_{rc} \right\} = A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R_{rd}(f_\eta)}{c} \right) \times W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} + j\pi \frac{f_\eta^2}{\alpha} \right) \quad (3.10)$$

où

- $W_a(f_\eta - f_{\eta_c})$: est la transformée de Fourier du signal $w_a(\eta - \eta_c)$.

La migration des cellules en distance (ou RCM pour Range Cell Migration en anglais), $R_{rd}(f_\eta)$, est maintenant exprimée dans le domaine range-Doppler, qui peut être écrite après la combinaison entre les équations (3.6), (3.8) et (3.9) par :

$$R_{rd}(f_n) = R_0 + \frac{\lambda^2 R_0 f_\eta^2}{8v_r^2} \quad (3.11)$$

3.2.4 Technique de la correction de la migration des cellules en distance

Dans cette partie, on utilise la technique de la correction de la migration des cellules en distance (ou RCMC pour Range Cell Migration Correction en anglais) pour corriger et aligner

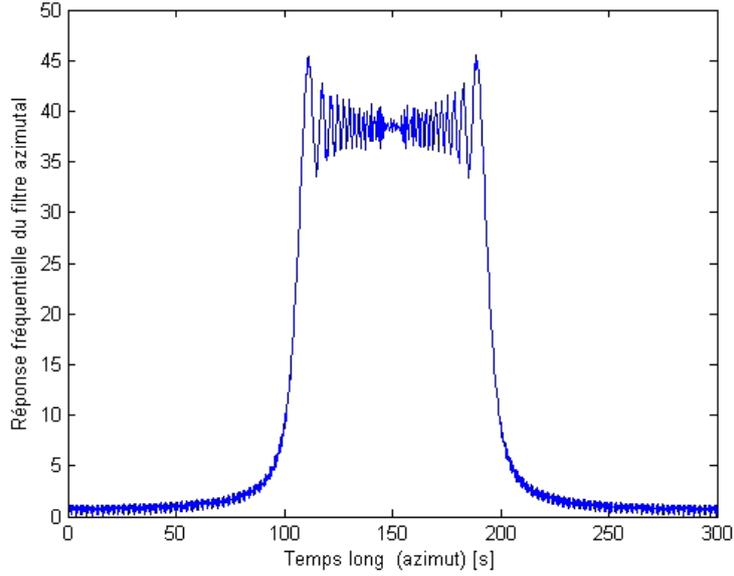


Figure 3.4: Réponse fréquentielle du filtre en azimut.

la migration du signal avec la distance de référence R_0 , donc le facteur de la migration est donné par [8][45] :

$$\frac{\lambda^2 R_0 f_\eta^2}{8v_r^2}$$

Par la suite, l'algorithme range-Doppler peut corriger la variation de la distance par la technique de la correction de migration (RCMC) dans le domaine range-Doppler [8][45].

Ensuite, on suppose que l'interpolation RCMC est appliquée exactement, alors le signal devient :

$$\begin{aligned} S(\tau, f_\eta)_2 &= A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R_0}{c} \right) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \\ &\times \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} + j\pi \frac{f_\eta^2}{\alpha} \right) \end{aligned} \quad (3.12)$$

où

- f dans la formule (3.12) indique le domaine fréquentiel.

Après l'opération RCMC, la migration du signal a été corrigée et tous les points émigrants ont été alignés au même niveau avec la distance de référence R_0 . Par la suite, le signal obtenu sera traité dans la direction azimutale.

3.2.5 Compression en azimut :

Pour effectuer la compression en azimut, les données après la technique de la correction de la migration sont passées par un filtre adapté en azimut, $H_{az}(f_\eta)$. Donc, le signal est devenu [8][45] :

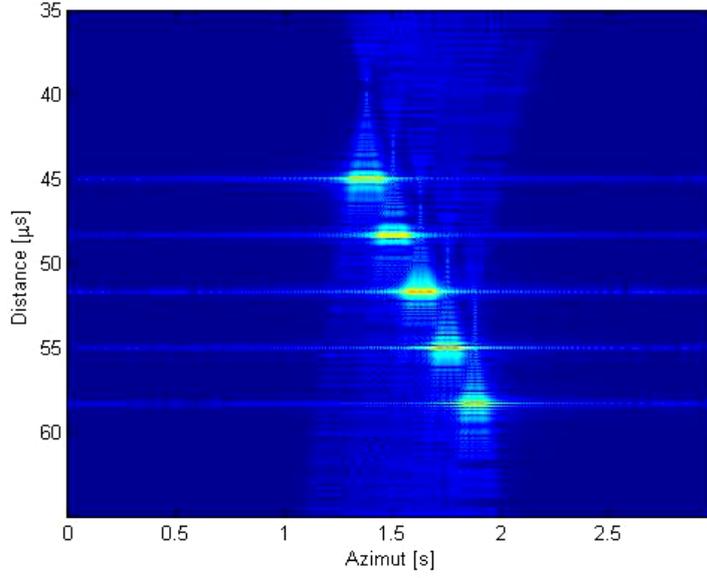


Figure 3.5: Image radar après la compression en azimut.

$$\begin{aligned}
 S(\tau, f_\eta)_{az} &= S(\tau, f_\eta)_2 \cdot H(f_\eta)_{az} = A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R_0}{c} \right) \\
 &\times W_a(f_\eta - f_{\eta c}) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} \right)
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

avec

- le filtre adapté en azimut est défini par :

$$H(f_\eta)_{az} = \exp \left(-j\pi \frac{f_\eta^2}{\alpha} \right) \tag{3.14}$$

Finalement, la transformée de Fourier inverse en azimut permet de revenir dans le domaine (τ, η) , dans lequel la cible est focalisée. Donc, le signal après la compression en azimut est donné par :

$$\begin{aligned}
 s(\tau, \eta)_{ac} &= IFFT_\eta \left\{ S(\tau, f_\eta)_{az} \right\} = A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R_0}{c} \right) \\
 &\times p_a(\eta) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} \right) \exp \left(j2\pi f_{\eta c} \eta \right)
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

avec

- P_a : est l'amplitude de la réponse impulsionnelle en azimut.

La Figure 3.4 présente la réponse fréquentielle d'un filtre en azimut ainsi que la Figure 3.5 présente la focalisation de cinq cibles ponctuelle après les deux compressions (en distance et en azimut).

La Figure 3.6 présente le schéma fonctionnel de l'algorithme range-Doppler (RDA)[8][45][88-89].

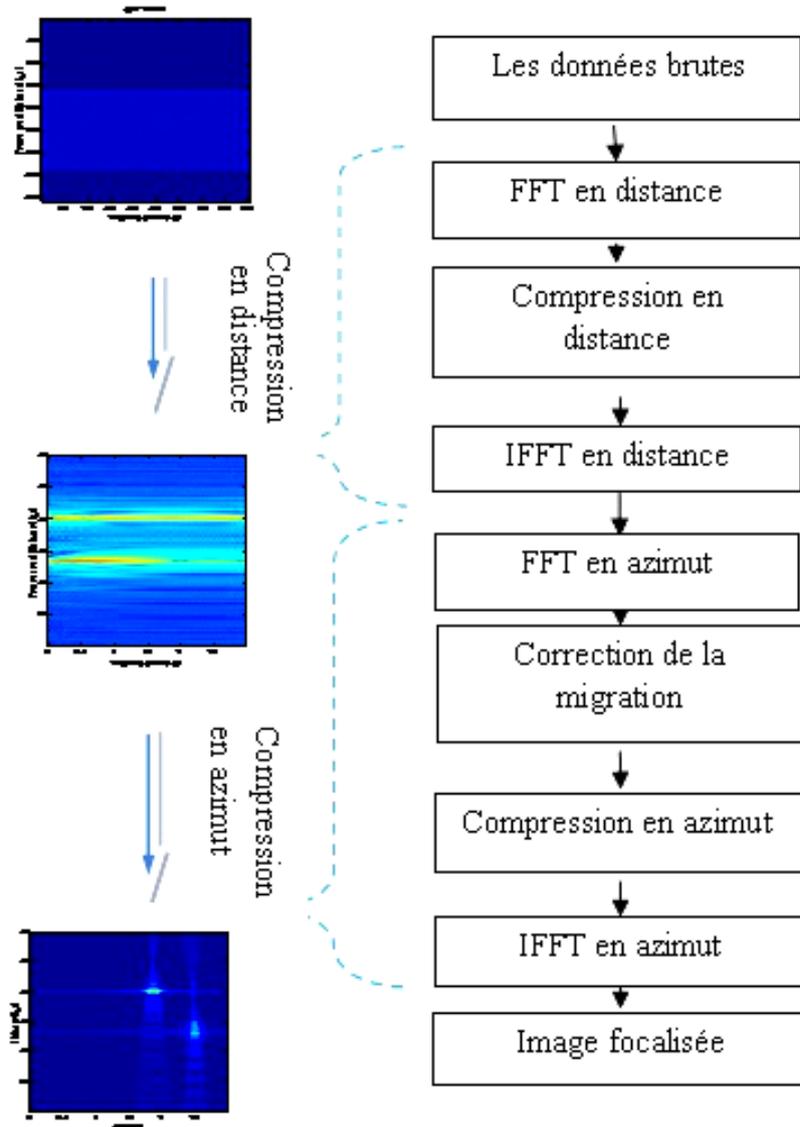


Figure 3.6: Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie RDA.

3.3 L'algorithme range migration(RMA)

L'algorithme range migration (RMA) est un algorithme de traitement d'image RSO dans le domaine fréquentiel. Il est généralement connu par différents noms comme l'algorithme de l'interpolation de Stolt, ou l'algorithme Omega-K ($\omega - k$) ainsi que l'algorithme de nombre d'onde (wavenumber domain en anglais)[8][45]. L'algorithme RMA a été conçu pour corriger le phénomène de la migration radiale des réflecteurs de la scène éclairée[90]. Cet algorithme a été développé dans la première fois pour les traitements des données sismique par Fabio Rocca [81][91]. Il y a quatre étapes de traitement du signal RSO par l'algorithme RMA (cf. figure 3.7) :

- La première étape, c'est l'utilisation de la transformée de Fourier en distance et en azimut qui permet de convertir les données dans le domaine fréquentiel.

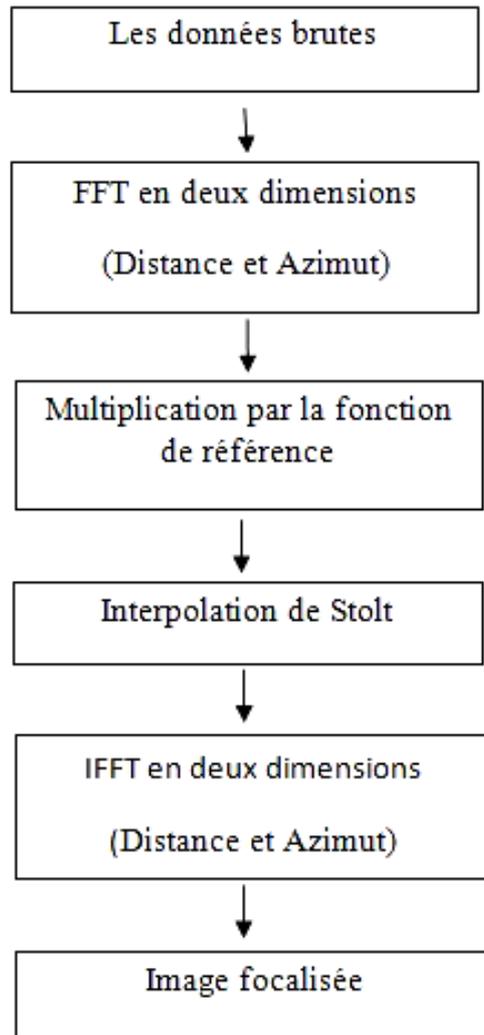


Figure 3.7: Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie RMA

- La deuxième étape, c'est la multiplication par la fonction de référence. Après cette opération, la cible est focalisée en distance de référence.
- La troisième étape, c'est l'utilisation de l'interpolation de Stolt qui permet d'équilibrer entièrement la courbure du champ de cible en distance c'est-à-dire aligné tous les points des cibles à la même distance.
- La transformée de Fourier inverse en 2 dimensions est effectuée finalement pour reconstruire l'image focalisée.

3.3.1 Description analytique de l'algorithme Range Migration :

Comme l'algorithme range-Doppler, la première étape de l'algorithme range migration consiste à effectuer un retour en bande de base du signal. Par suite, le signal modulé en bande

de base, $s_b(\tau, \eta)$, d'une cible peut être écrit comme suit [8][45] :

$$s(\tau, \eta)_b = A'_0 \omega_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 R(\eta)/c \right) \exp \left(j\pi \alpha \left(\tau - 2R(\eta)/c \right)^2 \right) \quad (3.16)$$

où

- A' est une constante complexe arbitraire,
- τ est le temps rapide,
- η est le temps lente,
- $w_r(*)$ est l'enveloppe en distance,
- $w_a(*)$ est l'enveloppe en azimut,
- f_0 est la fréquence centrale du système radar,
- α est le taux de chirp,
- $R(\eta)$ est la distance instantanée, qui peut être rapprochée comme :

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + V_r^2 \eta^2} \simeq R_0 + \frac{V_r^2 \eta^2}{2R_0} \quad (3.17)$$

où

- R_0 : est la distance la plus proche entre le radar et la cible,
- V_r : est la vitesse effectif du radar.

En combinant les équations (3.17) et (3.16), on peut alors écrire :

$$\begin{aligned} s(\tau, \eta)_b &= A_0 \omega_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} \right) \\ &\times \exp \left(-j\pi \alpha_a \eta^2 \right) \exp \left(j\pi \alpha_r \left(\tau - 2R(\eta)/c \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

où

- α_r : est le taux de chirp en distance.
- α_a : est le taux de chirp en azimut, est donné par :

$$\alpha_a = \frac{2V_r^2 f_0}{cR_0}$$

On effectue alors sur le signal défini en (3.18) la méthode de la phase stationnaire. Dans ce cas, le signal passe du domaine temporel (τ, η) au domaine fréquentiel (f_τ, η) , donc on obtient :

$$\begin{aligned} S(f_\tau, \eta)_{1df} &= A_0 A_1 W_r(f_\tau) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi (f_\tau + f_0) \frac{R(\eta)}{c} \right) \\ &\times \exp \left(-j\pi \frac{f_\tau^2}{\alpha_r} \right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

où

- f_τ : est la fréquence en distance.

À l'aide de la transformée de Fourier en azimut, on obtient la réponse du signal, $S(f_\tau, \eta)_{1df}$, d'un point diffuseur dans le domaine fréquentiel :

$$\begin{aligned}
S(f_\tau, f_\eta)_{2df} &= \int S(f_\tau, \eta)_{1df} \exp(-j2\pi f_\eta \eta) d\eta \\
&= A_0 A_1 A_2 W_r(f_\tau) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp\left(j\vartheta_{2df}(f_\tau, f_\eta)\right) \\
&= AW_r(f_\tau) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp\left(j\vartheta_{2df}(f_\tau, f_\eta)\right)
\end{aligned} \tag{3.20}$$

où

- A : est la combinaison des trois termes A, A1, et A2,
- f_η : est la fréquence en azimut.
- $\vartheta_{2df}(f_\tau, f_\eta)$: est la phase du signal, $S(f_\tau, \eta)_{1df}$, qui peut être donnée par :

$$\vartheta_{2df}(f_\tau, f_\eta) = -\frac{4\pi R_0}{c} \sqrt{(f_0 + f_\tau)^2 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2}} - \frac{\pi f_\tau^2}{\alpha_r} \tag{3.21}$$

Multiplication par une fonction de référence

L'étape principale de l'algorithme range migration est basée sur la multiplication par une fonction de référence (ou RFM pour Reference Function Multiply). Cette opération est appliquée dans le domaine fréquentiel (2D). Donc, le signal en bande de base devient [8][45] :

$$S(f_\tau, f_\eta)_{RFM} = AW_r(f_\tau) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp\left(j\vartheta_{2df}(f_\tau, f_\eta)\right) \tag{3.22}$$

où

$$\vartheta_{RFM}(f_\tau, f_\eta) \simeq -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c} \sqrt{(f_0 + f_\tau)^2 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2}} \tag{3.23}$$

Après l'opération RFM, les cibles sont focalisées en distance de référence. Par la suite, le signal obtenu sera traité dans les autre distance.

L'interpolation de Stolt :

Dans l'étape finale de l'algorithme RMA, nous utilisons la technique de la transformée de Fourier rapide inverse (ou IFFT pour Inverse Fast Fourier Transform en anglais). Cette technique exige que les échantillons de données soient uniformément espacés sur une grille rectangulaire (cf. Figure 3.8). Pour résoudre ce problème, on applique une procédure qui consiste à calculer une nouvelle séquence d'échantillons du signal sur cette grille à partir des échantillons du signal : cette procédure est appelée interpolation de Stolt [84]. Elle permet de

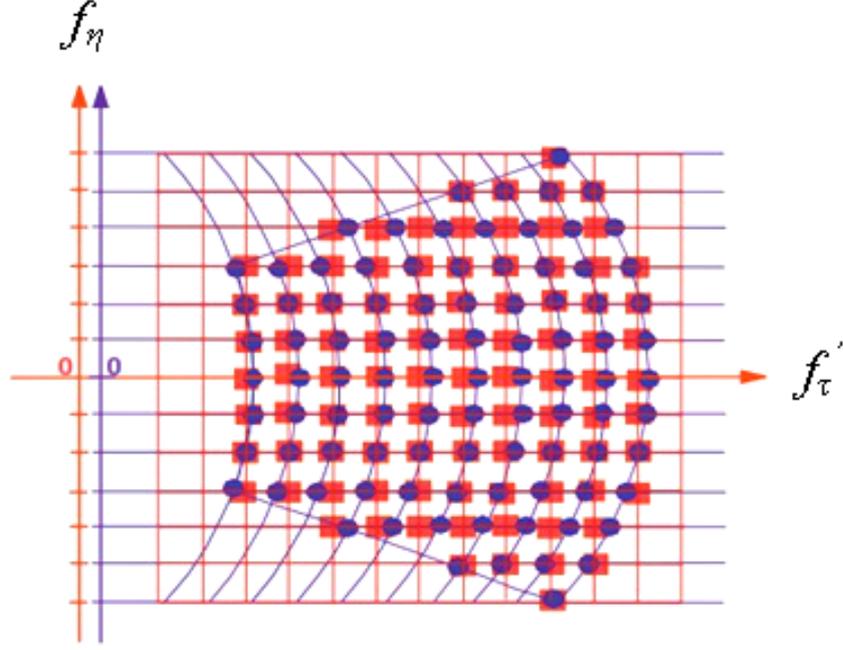


Figure 3.8: Emplacement des échantillons de données et des échantillons interpolés sur une grille régulière

performer la correction de la migration des cellules en distance différentielle, la compression en distance secondaire (ou SRC pour Secondary Range Compression en anglais) différentielle et la compression en azimut différentielle [8][16][45][90].

L'interpolation de Stolt est appelée par différentes noms, comme la transformation de Stolt, la migration de Stolt, ainsi que le changement de variable de Stolt [8][45].

Cette interpolation consacrée sur l'utilisation du changement de variable directement dans l'équation (3.23). Le but de l'utilisation de cette technique est de remettre la formule de la phase linéaire, alors la phase après le changement de variable devient :

$$\vartheta_{stolt}(f'_\tau, f_\eta) \simeq -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c}(f_0 + f'_\tau) \quad (3.24)$$

où

$$(f_0 + f'_\tau) = \sqrt{(f_0 + f_\tau)^2 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2}} \quad (3.25)$$

La Figure 3.9 présente la variation du f'_τ en fonction du variable f_τ . Pour $f_0 = 5.3GHz$, et la largeur de bande égale $20MHz$.

Ainsi que, la Figure 3.10 présente la variation du f'_τ en fonction du variable f_η pour cinq valeurs de f_τ .

- **Interprétation des schémas de Stolt**

Plusieurs interprétations de l'interpolation de Stolt ont été développées dans [8], comme l'interprétation par l'utilisation des propriétés de la transformée de Fourier, l'interprétation par l'utilisation du support de la région, et l'interprétation par l'utilisation la

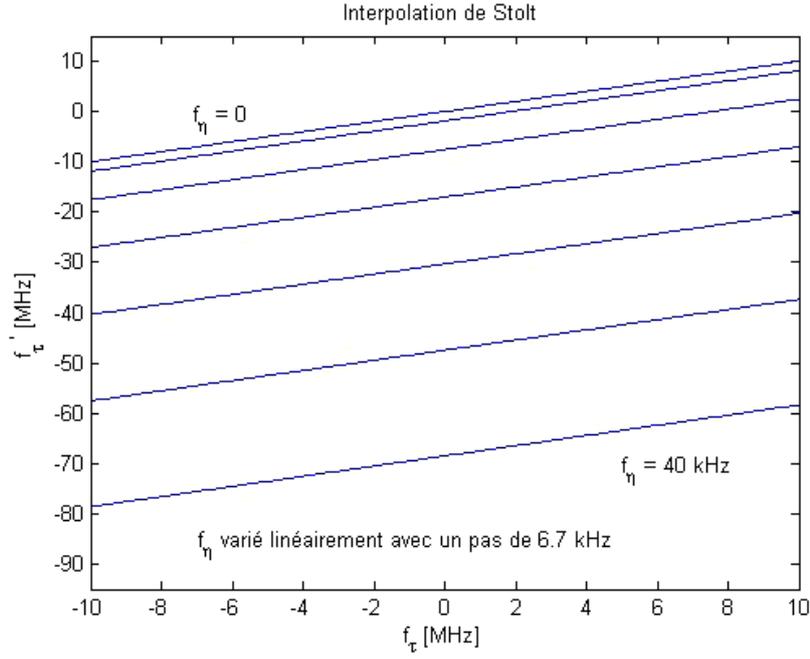


Figure 3.9: Variation du variable f'_τ en fonction du variable f_τ .

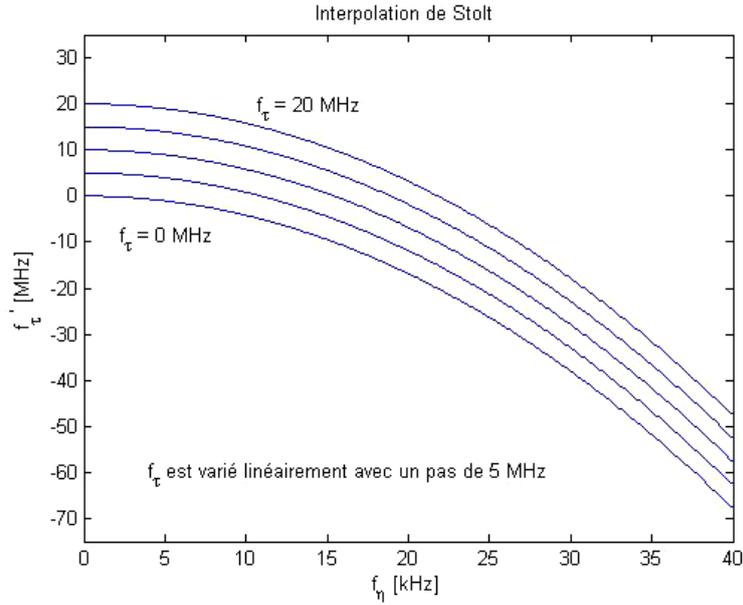


Figure 3.10: Variation f'_τ en fonction du variable f_η pour cinq valeurs de f_τ .

formation d'image géométrie. Mais, dans notre étude nous avons utilisé l'interprétation par l'utilisation les propriétés de la transformée de Fourier, qui sera expliquée ci-dessous. Tandis que la phase dans l'équation (3.23) peut être réécrite :

$$\begin{aligned} \vartheta_{stolt}(f_\tau, f_\eta) \simeq & -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c} \left[f_0 D(f_\eta, V_r) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_r)} \right. \\ & \left. - \frac{f_\tau^2}{2f_0 D^3(f_\eta, V_r)} \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2 f_0^2} \right] \end{aligned} \quad (3.26)$$

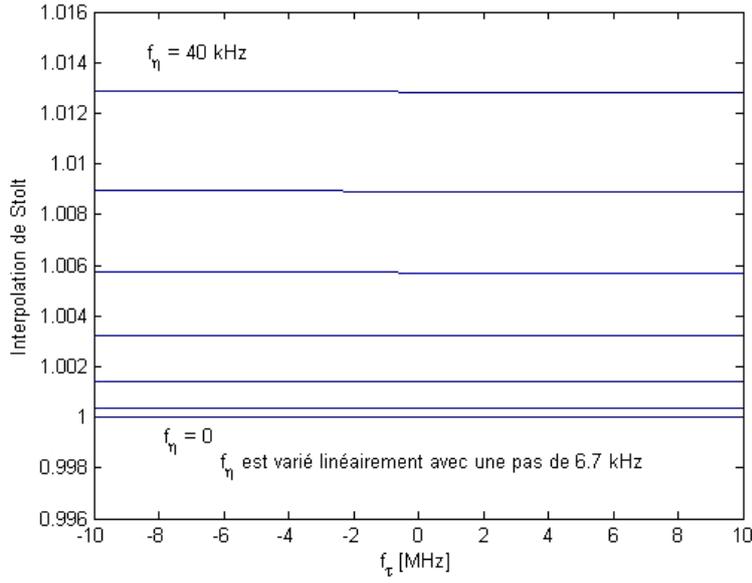


Figure 3.11: Pente d'interpolation de Stolt.

avec

– $D(f_\eta, V_r)$ est le paramètre de migration peut être donné par :

$$D(f_\eta, V_r) = \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2 f_0^2}} \quad (3.27)$$

Dans l'équation (3.26), il y a trois termes entre les crochets. Le premier terme représente la modulation en azimuth résiduelle, Le deuxième terme représente la migration des cellules en distance (RCM) résiduelle, et le troisième terme représente le couplage distance-azimut résiduel, qui peut être corrigé par la compression en distance secondaire(SRC).

- **L'interprétation par l'utilisation les propriétés de la transformée de Fourier**

Pour simplifier la discussion, le couplage distance-azimut résiduel peut être ignoré. La phase après le RFM est approximée :

$$\vartheta_{stolt}(f_\tau, f_\eta) \simeq -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c} \left[f_0 D(f_\eta, V_r) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_r)} \right] \quad (3.28)$$

Pour comprendre la schémas de Stolt, la quantité entre accolade de l'équation (3.28) peut être interprétée comme une nouvelle variable de la fréquence en distance, qui peut être donnée par l'équation suivante :

$$f_0 + f'_\tau = f_0 D(f_\eta, V_r) + \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_r)} \quad (3.29)$$

Donc, l'équation (3.29) peut être réécrite par :

$$f'_\tau = f_0 [D(f_\eta, V_r) - 1] + \frac{f_\tau}{D(f_\eta, V_r)} \quad (3.30)$$

À partir de cette expression, on distingue la correction de la migration des cellules en distance différentielle et la compression en azimuth différentielle.

1. Interprétation du RCMC différentielle

Le deuxième terme de l'équation (3.30) représente la migration des cellules en distance résiduelle, on peut remplacer par le variable $f'_{\tau 1}$

$$f'_{\tau 1} = \frac{f_{\tau}}{D(f_{\eta}, V_r)} \approx f_{\tau} \left\{ 1 + \frac{c^2 f_{\eta}^2}{8V_r^2 f_0^2} \right\} \quad (3.31)$$

Par substitution (3.31) dans (3.28), le résultant de la phase devient :

$$\vartheta_{stolt}(f'_{\tau 1}, f_{\eta}) = -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c} \left\{ f'_{\tau 1} + f_0 D(f_{\eta}, V_r) \right\} \quad (3.32)$$

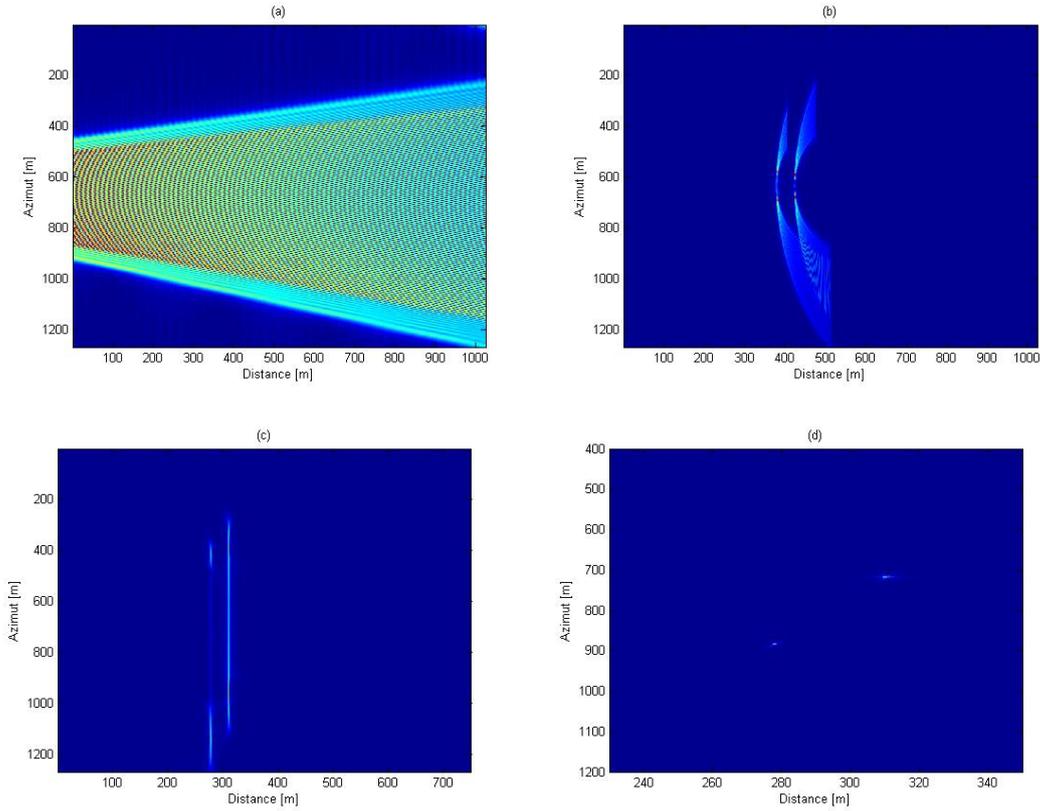


Figure 3.12: Reconstruction d'image par l'utilisation de l'algorithme RMA.

2. Interprétation de la compression en azimuth différentielle

On note que, le premier terme de l'équation (3.28) représente un décalage de la variable de fréquence en distance qui peut être donné par la quantité :

$$f'_{\tau shift} = f_0 \left[D(f_{\eta}, V_r) - 1 \right] \approx -\frac{c^2 f_{\eta}^2}{8V_r^2 f_0^2} \quad (3.33)$$

On combinant les équations (3.30), (3.31) et (3.33), nous constatons que la variable de Stolt de la fréquence f'_τ consiste principalement à une graduation et un décalage.

$$f'_\tau = f'_{\tau 1} + f'_{\tau shift} \quad (3.34)$$

Par substitution de l'équation (3.34) dans l'équation (3.28), la phase devient :

$$\vartheta_{stolt}(f'_\tau, f_\eta) \simeq -\frac{4\pi(R_0 - R_{ref})}{c} \left[f_0 + f'_\tau \right] \quad (3.35)$$

Finalement, en effectuant la transformée de Fourier inverse en distance et en azimut, on passe du domaine (f_τ, f_η) au domaine (τ, η) . On obtient alors les cibles focalisées en distance et en azimut. Les résultats obtenus par l'algorithme range migration pour deux cibles positionnées sur la région d'intérêt sont montrés sur la Figure 3.12, avec les cibles sont situées aux coordonnées $x \in \{278m, 311m\}$ dans l'axe de la distance et $y \in \{715m, 885m\}$ dans l'axe de la azimut.

3.4 L'algorithme chirp scaling

L'algorithme chirp scaling était développé spécifiquement pour éliminer l'interpolation utilisée par l'algorithme range migration [8]. Il est basé sur le principe de scaling décrit par Papoulis [8]. Il est l'algorithme le plus effectif pour obtenir des informations sur l'image SAR avec une exactitude élevée [92], parce qu'il est basé seulement sur l'utilisation de la transformée de Fourier (FFTs) et les multiplications sans n'importe quelle opération d'interpolation [93-102] avec la migration des cellules en distance est corrigée d'une manière efficace. Les différentes étapes de cet algorithme [103-107] sont expliquées comme suit :

- La première étape de cet algorithme est basée sur la transformée de Fourier du signal dans la direction azimutale, donc il permet de transformer les données en domaine range-Doppler.
- La deuxième étape consiste sur l'application de la chirp scaling par la multiplication de ce signal par la fonction de phase. Cette opération permet d'égaliser la migration des cellules en distance de tous les points diffuseurs de la trajectoire.
- La troisième étape est basée sur l'utilisation de la transformée de Fourier dans la direction distale, qui permet de transformer les données en domaine fréquentiel.
- La quatrième étape est la multiplication par la fonction de la phase avec la fonction de la référence, qui consiste sur l'utilisation de la technique de la compression en distance, la compression en distance secondaire, et le volume de RCMC dans la même opération.
- La cinquième étape est l'utilisation de la transformée de Fourier inverse dans la direction de la distance, qui permet de transformer les données en domaine range-Doppler.
- Dans la sixième étape, la multiplication par la phase est effectuée pour appliquer la compression en azimut avec l'utilisation du filtre adapté.

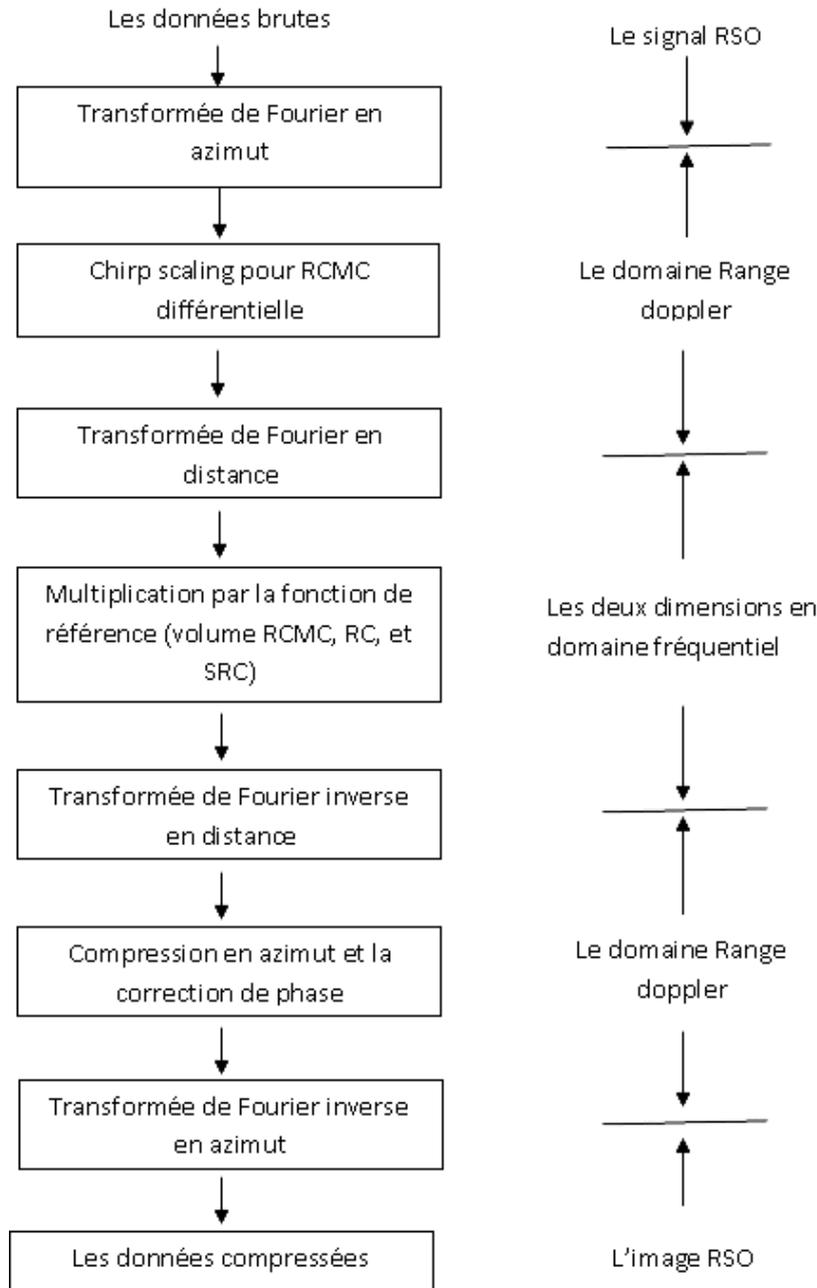


Figure 3.13: Processeur SAR basé sur la méthode d'imagerie CSA.

- l'étape finale de cet algorithme est la transformée de Fourier inverse en azimut, qui permet de transformer les données comprimées dans le domaine temporel.

Les différentes étapes de cette procédure de focalisation sont décrites sur la Figure 3.13 :

3.4.1 Concept de base

Pour expliquer le concept de la chirp scaling, il est utile de réexaminer la compression en distance d'une seule cible. On suppose que l'impulsion transmise est une modulation linéaire de la fréquence, le signal reçu d'une seule cible, après la démodulation, peut être exprimé

comme [8][103-107] :

$$s_0(\tau) = \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_a}{T_P}\right) \exp\left\{j\pi\alpha_r(\tau - \tau_a)^2\right\} \quad (3.36)$$

avec

- τ_a : est le temps (en distance) de l'occurrence de la cible (la fonction rect est centrée à $\tau = \tau_a$ et a une durée T_P),
- α_r : est le taux de chirp en distance.

Le spectre d'un signal est centré en bande de base, et la fréquence en distance égale zéro pour $\tau = \tau_a$. Comme convention, nous supposons que la cible doit être enregistrée à ce point de la fréquence nulle par l'utilisation de l'opération de la compression. Pour effectuer cette enregistrement, la compression peut être calculée dans le domaine fréquentiel par l'utilisation du filtrage adapté.

$$H(f_\tau) = \text{rect}\left(\frac{f_\tau}{F_r}\right) \exp\left\{j\pi\frac{f_\tau^2}{\alpha_r}\right\} \quad (3.37)$$

avec

- f_τ : est la fréquence en distance,
- F_r : est le taux d'échantillonnage en distance.

Si l'intention est de comprimer la cible dans une position légèrement décalée du point d'une fréquence nulle, alors on distingue trois cas :

1. Le décalage est constant

Pour effectuer un décalage constant, on peut utiliser la propriété de décalage de la transformée de Fourier, qui est une rampe linéaire de phase peut être appliquée au filtre adapté dans le domaine de fréquentiel. En raison du codage linéaire de fréquence dans le signal, une opération presque équivalente doit appliquer la rampe linéaire de la phase dans le domaine temporel. La rampe de la phase dans le domaine temporel est appelée la fonction de "scaling". Pour illustrer cet effet, la fonction de scaling peut être écrite comme :

$$s_p(\tau) = \exp\left\{j2\pi\alpha_r(\tau - \tau_a)\Delta t\right\} \quad (3.38)$$

qui dépend du taux de chirp α_r , et contient le paramètre du décalage, Δt . Le résultat de la multiplication du signal radar par la fonction de scaling peut être donné par :

$$\begin{aligned} S(\tau)_1 &= \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_a}{T_P}\right) \exp\left\{j\pi\alpha_r(\tau - \tau_a)^2 + 2(\tau - \tau_a)\Delta t\right\} \\ &= \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_a}{T_P}\right) \exp\left\{j\pi\alpha_r(\tau - \tau_a + \Delta t)^2\right\} \exp\left\{-j\pi\alpha_r\Delta t^2\right\} \end{aligned} \quad (3.39)$$

En comparant le facteur de phase $(\tau - \tau_a)^2$ de l'équation (3.36) avec le facteur $(\tau - \tau_a + \Delta t)^2$ de l'équation (3.39), on voit que la position de zéro de la fréquence est décalée par Δt vers la gauche. Ceci a été réalisé en appliquant un décalage de la fréquence de

$$f_{sc} = \alpha_r\Delta t \quad (3.40)$$

Ce décalage de fréquence est appelé la fréquence de la fonction de scaling.

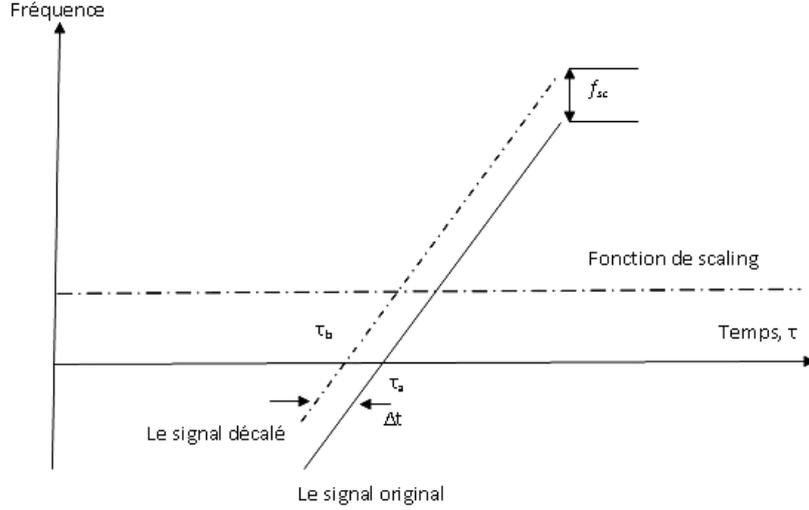


Figure 3.14: Effet de décalage par une fréquence constante.

- L'interprétation géométrique :

Une interprétation géométrique de cette méthode est illustrée dans la Figure 3.14, avec le taux de chirp est positif ($\alpha_r > 0$). La fonction de scaling décale la fréquence du signal en haut lorsqu'est Δt est positif. Ceci déplace le point nul de la fréquence du signal au moment τ_b à la gauche de τ_a . Alors le filtre adapté comprimera le signal décalé au moment τ_b au lieu de τ_a , par un décalage à gauche de Δt .

2. Le décalage est varie linéairement avec la distance

Dans l'opération de la correction de la migration en distance, le décalage n'est pas constant, mais varie avec la distance, cette variation est presque linéaire.

En indiquant que le décalage est nécessaire pour la correction de la migration des cellules en distance différentielle. Il est commode de choisir un temps de la distance de référence, τ_{ref} , pour laquelle le décalage est nul. Ce temps est généralement pris si la distance dans le centre de la fauchée. Pour simplifier les notions mathématique, on prends $\tau' = \tau - \tau_{ref}$ est le temps de référence dans cette distance avec le décalage est nul.

La Figure 3.15 présente la fonction de scaling d'une modulation linéaire de la fréquence de trois cibles ponctuelles. Si on examine la cible C, le signal peut être exprimé comme :

$$s_0(\tau) = \text{rect}\left(\frac{\tau' - \tau'_a}{T_p}\right) \exp\left\{j\pi\alpha_r(\tau' - \tau'_a)^2\right\} \quad (3.41)$$

Avant le scaling, la fréquence de la cible dans le temps, τ'_b , est

$$\Delta f(\tau'_b) = \alpha_r(\tau'_b - \tau'_a) = -\alpha_r\Delta t(\tau'_b) \quad (3.42)$$

avec

- $\Delta t(\tau'_b)$ est le temps de décalage, qui peut être réalisé par la fréquence de scaling, $\Delta f(\tau'_b)$.

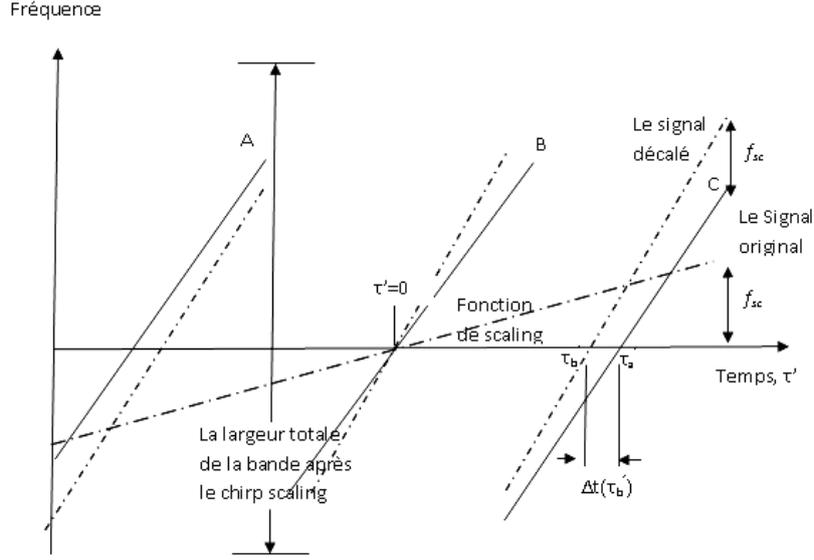


Figure 3.15: Effet de décalage.

Pour réaliser le décalage, la fréquence doit être ajoutée au signal comme :

$$f_{sc} = \beta\alpha_r\tau' \quad (3.43)$$

avec f_{sc} : est la fréquence de la fonction de scaling. Donc, la phase de la fonction de scaling est donnée par ;

$$\varphi_{sc}(\tau') = \int 2\pi\beta\alpha_r\tau' d\tau' = \pi\beta\alpha_r(\tau')^2 \quad (3.44)$$

Donc, cette phase est une fonction quadratique du temps. Par la suite, le signal après le scaling peut être écrit :

$$\begin{aligned} S(\tau')_1 &= \text{rect}\left(\frac{\tau' - \tau'_a}{T_p}\right) \exp\left\{j\pi\left[\alpha_r(\tau' - \tau'_a)^2 + \beta\alpha_r(\tau')^2\right]\right\} \\ &= \text{rect}\left(\frac{\tau' - \tau'_a}{T_p}\right) \exp\left\{j\pi(1 + \beta)\alpha_r\left(\tau' - \frac{\tau'_a}{1 + \beta}\right)^2\right\} \\ &\times \exp\left\{j\pi\alpha_r(\tau'_a)^2\frac{\beta}{1 + \beta}\right\} \end{aligned} \quad (3.45)$$

A partir de l'équation (3.45) et Figure 3.15, on peut voir :

- le taux de la modulation linéaire de la fréquence a changé de α_r vers $(1 + \beta)\alpha_r$ par l'utilisation de la fonction de scaling. La largeur de bande peut être changée par le facteur $1 + \beta$. Dans cet exemple, le taux de la modulation linéaire de la fréquence et la largeur de bande ont augmenté.
- La première exponentielle de l'équation (3.45) montre que la cible est compressée par $\tau' = \tau'_a/(1 + \beta)$, qui est τ'_b dans la Figure 3.15. Donc, le décalage de la cible est proportionnel avec la distance, qui est le but de la fonction de scaling.

- La bande de la fréquence de la cible a été décalée. La bande de la fréquence de la cible A a été décalée en bas, par contre la cible C a été décalée en haut.
- la deuxième exponentielle est indépendante du temps, et représente la phase résiduelle. Cette phase peut être enlevée en multipliant les données compressées par la compensation de phase.

3. le décalage est varié nonlinéairement avec la distance

Dans cette section, les principes de la chirp scaling ont été illustrés, on suppose que le décalage change linéairement avec le temps ou la distance. C'est le cas d'un scaling constant. Pratiquement, des situations seront rencontrées où le décalage exigé a de petits termes d'ordre quadratique ou plus supérieur. Donc, le scaling de l'axe n'est pas uniforme, dans cette partie les trois différentes formes de la fonction de scaling ont été discutées, distinguées par le degré de leur phase comme présenté dans le Tableau 3.1 :

Table 3.1 – Trois différentes formes de la fonction de scaling

la phase de la fonction de scaling	l'effet sur la ligne de la distance
linéaire	un décalage constant
quadratique	un scaling constant
cubique	une distance variée avec le scaling

3.4.2 Etapes de l'algorithme chirp scaling :

Comme première étape de cet algorithme, le signal est transformé en domaine range-Doppler par l'utilisation de la transformée de Fourier en azimuth avant d'effectuer le traitement en distance pour un point diffuseur, donc le signal, $S(\tau, f_\eta)_{rd}$, est donné par [8][103-107] :

$$\begin{aligned}
S(\tau, f_\eta)_{rd} &= A'_0 w_r \left(\tau - 2 \frac{R_{rd}(f_\eta)}{c} \right) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp \left(-j \frac{4\pi f_0 R_0 D(f_\eta, V_r) f_0}{c} \right) \\
&\times \exp \left(j\pi \alpha_m \left(\tau - \frac{2R_{rd}(f_\eta)}{c} \right)^2 \right)
\end{aligned} \tag{3.46}$$

avec le taux de la modulation linéaire de la fréquence α_m , l'équation hyperbolique en distance, $R_{rd}(f_\eta)$, ainsi que le facteur de la migration, $D(f_\eta, V_r)$, sont données respectivement par :

$$\alpha_m = \frac{\alpha_r}{1 - \alpha_r \frac{c R_0 f_\eta^2}{2V_r^2 f_\eta^3 D^3(f_\eta, V_r)}} \tag{3.47}$$

$$\begin{aligned}
R_{rd}(R_0, f_\eta) &= \frac{R_0}{D(f_\eta, V_r)} \\
&= \frac{R_0}{\sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2 f_0^2}}}
\end{aligned} \tag{3.48}$$

$$D(f_\eta, V_r) = \sqrt{1 - \frac{c^2 f_\eta^2}{4V_r^2 f_0^2}} \tag{3.49}$$

Traitement en distance

1. Le cas d'une fonction de scaling est une modulation linéaire de la fréquence

Si la fonction de scaling est une modulation linéaire de la fréquence, les détails des différentes étapes du traitement en distance sont effectués comme suit :

Après la multiplication par la fonction de scaling, le signal dans le domaine range-Doppler est donné par :

$$S(\tau, f_\eta)_1 = S(\tau', f_\eta)_{sc} S(\tau, f_\eta)_{rd} \quad (3.50)$$

tel que, $S(\tau', f_\eta)_{sc}$, est :

$$S(\tau', f_\eta)_{sc} = \exp \left\{ j\pi\alpha_m \left[\frac{D(f_{\eta_{ref}}, V_{ref})}{D(f_\eta, V_{r_{ref}})} - 1 \right] (\tau')^2 \right\} \quad (3.51)$$

et la relation entre τ et τ' est donnée par :

$$\tau' = \tau - \frac{2R_{ref}}{cD(f_\eta, V_{r_{ref}})} \quad (3.52)$$

La deuxième étape est l'utilisation de la transformée de Fourier en distance. Après la multiplication, $S(\tau', f_\eta)_{sc}$, par $S(\tau, f_\eta)_{rd}$ et l'utilisation de la méthode de la phase stationnaire (POSP en anglais), on peut voir que le signal mesuré dans les deux domaines fréquentiels est :

$$\begin{aligned} S(f_\tau, f_\eta)_2 &= A_1 W_r(f_\tau) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp \left\{ -j \frac{4\pi f_0 R_0 D(f_\eta, V_r)}{c} \right\} \\ &\times \exp \left\{ -j \frac{\pi D(f_\eta, V_r)}{\alpha_m D(f_{\eta_{ref}}, V_r)} f_\tau^2 \right\} \\ &\times \exp \left\{ -j \frac{4\pi R_0}{cD(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})} f_\tau \right\} \\ &\times \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} \left[\frac{1}{D(f_\eta, V_{r_{ref}})} - \frac{1}{D(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})} \right] R_{ref} f_\tau \right\} \\ &\times \exp \left\{ -j \frac{4\pi\alpha_m}{c^2} \left[1 - \frac{D(f_\eta, V_{r_{ref}})}{D(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})} \right] \right\} \\ &\times \left[\frac{R_0}{D(f_\eta, V_r)} - \frac{R_{ref}}{D(f_\eta, V_r)} \right]^2 \end{aligned} \quad (3.53)$$

où

- A_1 est une constante complexe.

On note aussi que la fonction de la chirp scaling utilise des valeurs fixe de la vitesse V_{ref} et V_r .

Les cinq termes de l'exponentielle dans l'équation (3.53) peuvent être expliqués comme suit :

- La première exponentielle contient la modulation en azimut. C'est une approximation à une fonction quadratique par rapport à la fréquence en azimut, qui dépend de la distance. Elle sera traitée dans l'étape du traitement en azimut.

- La deuxième exponentielle représente la modulation en distance après l'utilisation de la scaling. C'est une fonction quadratique par rapport la fréquence en distance. Mais, elle dépend de l'azimut à cause des deux facteurs K_m et D . Si cette modulation en distance est transformée vers le domaine temporel, on peut voir que le facteur $(1 + \alpha)$ représente le facteur de scaling dans l'équation (3.45). Il inclut le couplage distance-azimut (il est corrigé par la compression en distance secondaire dans l'algorithme range-Doppler).

$$S(\tau')_1 = \text{rect}\left(\frac{\tau' - \tau'_a}{T_p}\right) \exp\left\{j\pi\left(1 - \alpha\right)\alpha_r\left(\tau' - \frac{\tau'_a}{1 - \alpha}\right)^2\right\} \\ \times \exp\left\{j\pi\alpha_r(\tau'_a)^2\frac{\alpha}{1 + \alpha}\right\} \quad (3.54)$$

- La troisième exponentielle est une phase linéaire, qui représente la position de la cible. C'est-à-dire la situation de la cible après la compression en distance.
- La quatrième exponentielle est le volume de la migration des cellules en distance (RCM), c'est une approximation à une fonction quadratique par rapport f_η .
- La cinquième exponentielle contient la phase résiduelle, c'est une fonction en distance et en azimut qui peut être compensée par l'étape du traitement en azimut.

Dans la troisième étape, la compression en distance, la compression en distance secondaire, et le volume de la RCM sont appliqués par la multiplication d'une seule phase. Cette phase permet d'enlever la deuxième et la quatrième exponentielle de l'équation (3.53). Le résultat du signal compensé en distance dans le domaine range-Doppler est donné par :

$$S(f_\tau, f_\eta)_3 = A_1 W_r(f_\tau) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \\ \times \exp\left\{-j\frac{4\pi f_0 R_0 D(f_\eta, V_r)}{c}\right\} \\ \times \exp\left\{-j\frac{4\pi R_0}{cD(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})}f_\tau\right\} \\ \times \exp\left\{-j\frac{4\pi\alpha_m}{c^2}\left[1 - \frac{D(f_\eta, V_{r_{ref}})}{D(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})}\right]\right\} \\ \times \left[\frac{R_0}{D(f_\eta, V_r)} - \frac{R_{ref}}{D(f_\eta, V_r)}\right]^2 \quad (3.55)$$

Le traitement en distance est complété par l'utilisation de la transformée de Fourier inverse en distance pour transformer le signal dans le domaine range-Doppler, donc le signal est donné par :

$$S(\tau, f_\eta)_4 = A_2 p_r\left(\tau - \frac{2R_0}{cD(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})}\right) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \\ \times \exp\left\{-j\frac{4\pi f_0 R_0 D(f_\eta, V_r)}{c}\right\} \\ \times \exp\left\{-j\frac{4\pi\alpha_m}{c^2}\left[1 - \frac{D(f_\eta, V_{r_{ref}})}{D(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})}\right]\right\} \\ \times \left[\frac{R_0}{D(f_\eta, V_r)} - \frac{R_{ref}}{D(f_\eta, V_r)}\right]^2 \quad (3.56)$$

avec

- A_2 est une constante complexe,
- et $p_r(\tau)$ est l'enveloppe en distance, qui est l'inverse de la transformée de Fourier de $W_r(f_\tau)$. L'enveloppe, p_r , est une fonction sinc, donc les données sont maintenant compressées en distance.

2. Le cas d'une fonction de scaling est une modulation nonlinéaire de la fréquence

Dans le cas général, la vitesse effective V_r du radar, et le taux de la modulation de fréquence en distance, α_m , changent avec la distance. Dans ce cas, la fréquence de la fonction de scaling contient des termes d'un ordre plus supérieur.

La forme du signal dans le domaine range-Doppler après la technique de la correction de la migration des cellules en distance (RCMC) est le même comme le cas d'une modulation linéaire de la fréquence, avec l'exception que la cinquième exponentielle, qui représente la phase résiduelle. Cette phase résiduelle peut être dérivée en supposant que la fréquence de la fonction de scaling est linéaire. Elle est donnée par :

$$f_{sc}(\tau', f_\eta) = \frac{1}{2\pi} \left(g_0 + 2g_1\tau' \right) \quad (3.57)$$

Les coefficients g_0 et g_1 changent avec τ' et f_η . La fonction de scaling est alors :

$$s_{sc}(\tau', f_\eta) = \exp \left\{ j \left[g_0\tau' + g_1(\tau')^2 \right] \right\} \quad (3.58)$$

avec cette approximation, et la dérivation suivante dans le cinquième exponentielle dans l'équation (3.53). On peut exprimer la phase résiduelle comme suit :

$$\begin{aligned} \phi_{res} &= \frac{4}{c^2} \frac{\pi\alpha_m g_1}{\pi\alpha_m + g_1} \left[\frac{R_0}{D(f_\eta, V_r)} - \frac{R_{ref}}{D(f_\eta, V_{rref})} \right. \\ &\quad \left. + \frac{cg_0}{4g_1} \right]^2 - \frac{R_0^2}{4g_1} \end{aligned} \quad (3.59)$$

le traitement en azimuth

• L'utilisation d'un filtre adapté en azimuth

Ce filtre est le conjugué complexe de la première exponentielle dans l'équation (3.56). Donc, le signal après le passage par un filtre en azimuth peut être écrit par [8][103-107] :

$$\begin{aligned} S(\tau, f_\eta)_5 &= S(\tau, f_\eta)_5 H_{az}(f_\eta) \\ &= A_2 p_r \left(\tau - \frac{2R_0}{cD(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})} \right) W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \\ &\quad \times \exp \left\{ -j \frac{4\pi\alpha_m}{c^2} \left[1 - \frac{D(f_\eta, V_{r_{ref}})}{D(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})} \right] \right. \\ &\quad \left. \times \left[\frac{R_0}{D(f_\eta, V_r)} - \frac{R_{ref}}{D(f_\eta, V_r)} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (3.60)$$

Tel que le filtre adapté en azimuth est donné par :

$$H_{az}(f_\eta) = \exp \left\{ j \frac{4\pi R_0 D(f_\eta, V_r) f_0}{c} \right\} \quad (3.61)$$

- **La correction de la phase résiduelle**

1. **Le cas de la fonction de scaling est une modulation linéaire de la fréquence**

La correction de la phase résiduelle est effectuée par la multiplication du signal, $S(\tau, f_\eta)_5$, et le conjugué complexe de la deuxième exponentielle de l'équation (3.56), le signal après la correction de la phase résiduelle est donné par [8][103-107] :

$$S(\tau, f_\eta)_6 = S(\tau, f_\eta)_5 PH_{cres} \quad (3.62)$$

tel que la correction de la phase résiduelle, PH_{cres} , est donnée par :

$$\begin{aligned} PH_{cres_L} &= \exp \left\{ j \frac{4\pi\alpha_m}{c^2} \left[1 - \frac{D(f_\eta, V_{r_{ref}})}{D(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})} \right] \right. \\ &\quad \left. \times \left[\frac{R_0}{D(f_\eta, V_r)} - \frac{R_{ref}}{D(f_\eta, V_r)} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (3.63)$$

2. **Le cas de la fonction de scaling est une modulation nonlinéaire de la fréquence**

Si la fonction de scaling est nonlinéaire, la correction de la phase résiduelle, $\exp(-j\phi_{res})$, est donnée par :

$$\begin{aligned} PH_{cres_{NL}} &= \exp(-j\phi_{res}) \\ &= \exp \left\{ -j \left[\frac{4}{c^2} \frac{\pi\alpha_m g_1}{\pi\alpha_m + g_1} \left[\frac{R_0}{D(f_\eta, V_r)} - \frac{R_{ref}}{D(f_\eta, V_{r_{ref}})} \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left. + \frac{cg_0}{4g_1} \right]^2 - \frac{R_0^2}{4g_1} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.64)$$

- **L'utilisation de la transformée de Fourier inverse en azimuth**

l'étape finale de l'algorithme chirp scaling est l'utilisation de la transformée de Fourier inverse en azimuth pour obtenir l'image focalisée. Donc, le signal après le traitement en azimuth est donné par [8][103-107] :

$$S(\tau, f_\eta)_7 = A_4 p_r \left(\tau - \frac{2R_0}{cD(f_{\eta_{ref}}, V_{r_{ref}})} \right) p_a(\eta - \eta_c) \exp \left\{ j\theta(\tau, \eta) \right\} \quad (3.65)$$

avec

- $p_a(\eta)$ est l'inverse de la transformée de Fourier de la fenêtre $W_a(f_\eta)$, qui est la fonction sinc,
- et A_4 est une constante complexe.

Les résultats des différentes étapes de l'algorithme chirp scaling pour un seul cible sont donnés sur la Figure 3.16.

3.5 conclusion

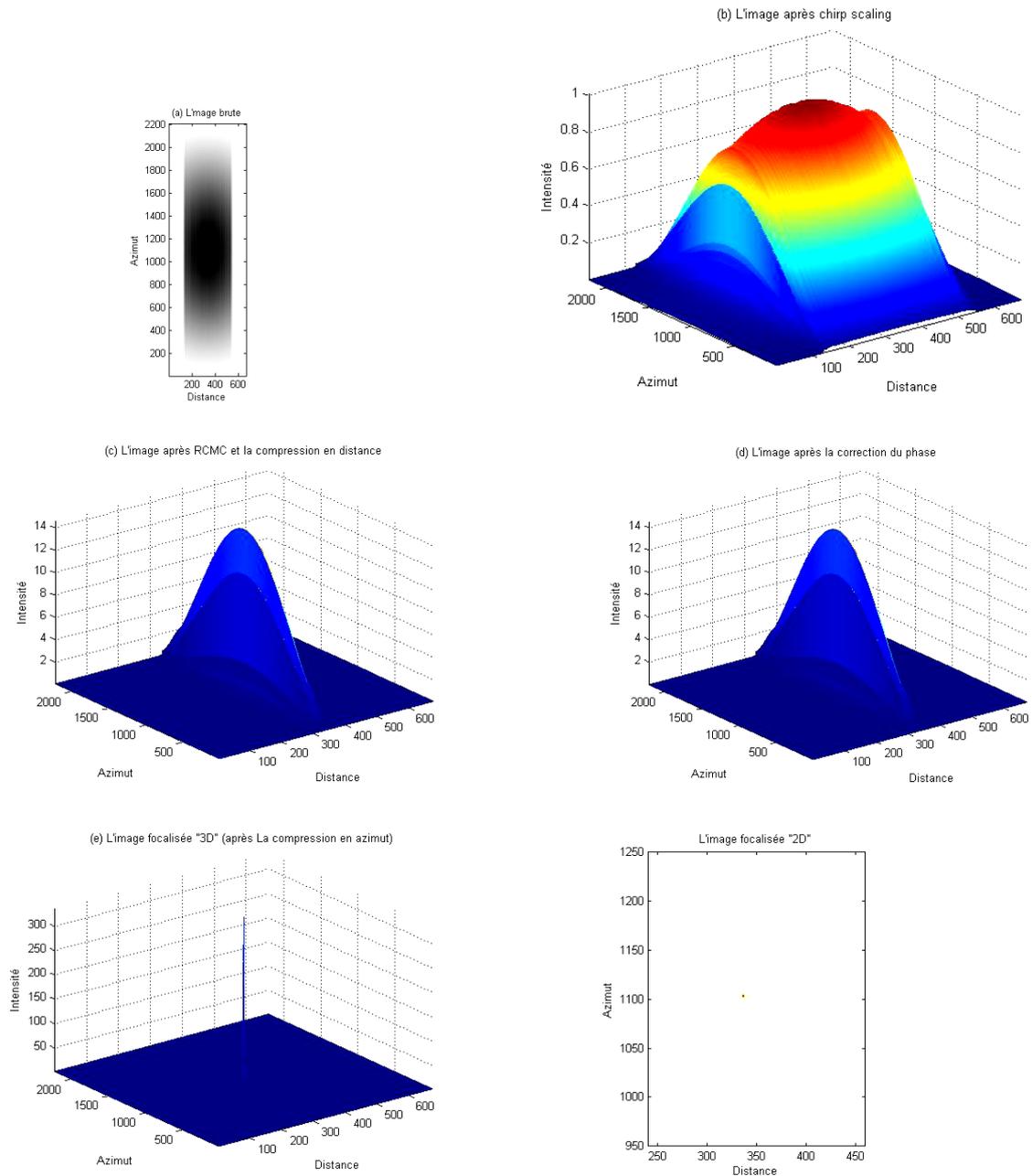


Figure 3.16: Image focalisée par l'algorithme chirp scaling.

Dans ce chapitre, nous avons détaillé dans un premier temps les différentes étapes de l'algorithme range-Doppler. Nous avons commencé par la première étape, qui consiste sur l'utilisation de la technique de la compression en distance, qui permet de fournir des informations valables sur les endroits des cibles dans la direction distale. Nous avons aussi utilisé la technique de la correction de la migration en distance. Cette technique permet de corriger et aligner tous les points émigrants au même niveau avec la distance de référence. La compression en azimut a été effectuée dans l'étape finale pour obtenir l'image focalisée. Dans deuxième temps, nous avons présenté les différentes étapes de l'algorithme range migration. Cet algorithme est basé sur l'utilisation de l'interpolation développée par Stolt. Cette interpolation sert à corriger l'effet de migration des cibles et à focaliser correctement l'image radar.

Finalemment, nous avons présenté l'algorithme chirp scaling. Cet algorithme se base sur une approximation du signal qui peut être utilisé seulement pour une ouverture azimutale petite. Dans le chapitre suivant, nous allons utiliser une nouvelle modulation appelée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne(GLFM), pour la mise en œuvre d'un nouvel algorithme qui est l'algorithme range-Doppler Gaussien(GRDA).

Focalisation de cible RSO : algorithme range-Doppler modifié

4.1 Introduction

L'algorithme range-Doppler (RDA) est l'algorithme le plus couramment utilisé dans le système RSO en concurrence avec l'algorithme range migration et l'algorithme chirp scaling. Il permet de réaliser la focalisation de la cible en distance et en azimut d'une manière indépendante.

Plusieurs formes d'onde ont été utilisées dans les systèmes radar classique comme la modulation à onde continue (ou CW pour Continuous wave en anglais), la modulation à onde continue modulée en fréquence (ou FMCW pour Frequency modulated continuous wave en anglais), la modulation à onde continue modulée en saut de fréquence (ou SFCW pour stepped frequency continuous wave en anglais) et la modulation d'impulsion courte (ou short pulse en anglais). Ces modulations présentent plusieurs désavantages comme la modulation d'onde de type CW présente une forte consommation de la puissance, la modulation d'impulsion courte n'est pas capable de produire une énergie suffisante, et la modulation à onde continue modulée en fréquence (FMCM) peut être utilisée seulement pour une petite ou une moyenne distance. Pour résoudre ces problèmes, les chercheurs ont été développés une autre modulation nommée la modulation linéaire de la fréquence (LFM) qui a été utilisée pour former une image du radar RSO de haute résolution[16][18][31].

Un des objectifs premiers de nos travaux est l'amélioration des systèmes d'imagerie SAR existants. L'amélioration que nous proposons dans cette thèse est basée sur l'utilisation d'une nouvelle modulation nommée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne (ou GLFM pour Gassian Linear Frequency Modulation en anglais). Aussi, il est possible d'améliorer les performances d'un système radar en remplaçant la forme d'onde LFM par la nouvelle forme d'onde pour construire un nouvel algorithme appelé l'algorithme range-Doppler Gaussien (ou GRDA pour Gaussian Range-Doppler algorithm en anglais).

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps les différentes formes d'onde utilisées dans les systèmes radar classiques. Nous examinons par la suite les limitations de l'utilisation de ces modulations et nous proposons l'utilisation d'une nouvelle modulation appelée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne, pour la mise en œuvre d'un nouvel algorithme qui est l'algorithme range-Doppler Gaussien. Puis, nous expliquons les différentes étapes de cet algorithme. Enfin, nous comparons la focalisation de l'image obtenue par l'algorithme RDA avec l'algorithme GRDA dans les différentes bandes du système radar à synthèse d'ouverture.

4.2 Différentes formes d'onde

Le choix de la forme d'onde du radar a plusieurs buts sur les résultats liés à l'exploitation de l'onde réfléchiée car cette forme d'onde détermine certaines performances du radar comme 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 dites à "ondes continues" et les formes d'onde impulsionnelles.

4.2.1 Onde dite "continue"

Le premier 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 formes d'ondes dites à ondes continues les plus connues sont les ondes de type CW (Continuous Wave), les ondes de type FMCW (Frequency Modulation Continuous Wave) et les ondes de type SFCW (Step Frequency Continuous Wave)[14][16][18][45].

1. Ondes de type Continuous wave

Dans ce cas, le système radar d'onde de type CW transmet des signaux d'onde radio à une fréquence particulière. Si le radar et la cible sont stationnaires, la fréquence de la réception d'un signal d'onde de type CW est la même comme le signal transmis. Par contre, la fréquence du signal retourné est décalée par rapport la fréquence de transmission dans le cas d'une cible mobile[18][45].

Ce type de décalage dans le spectre s'appelle le décalage de la fréquence Doppler [18][45], qui joue un rôle important pour trouver la vitesse de la cible dans la plupart des applications du radar. Donc, le signal radar d'une onde de type CW dans le domaine temporel est donné par :

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \quad (4.1)$$

avec

- f_0 est la fréquence centrale du radar.

Le spectre de ce signal peut être aisément trouvé en appliquant l'opération de la transformée de Fourier rapide dans l'équation (4.1). Donc, le résultat de cette transformation peut être donné par :

$$s(f) = \frac{A}{2} \cdot \left(\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0) \right) \quad (4.2)$$

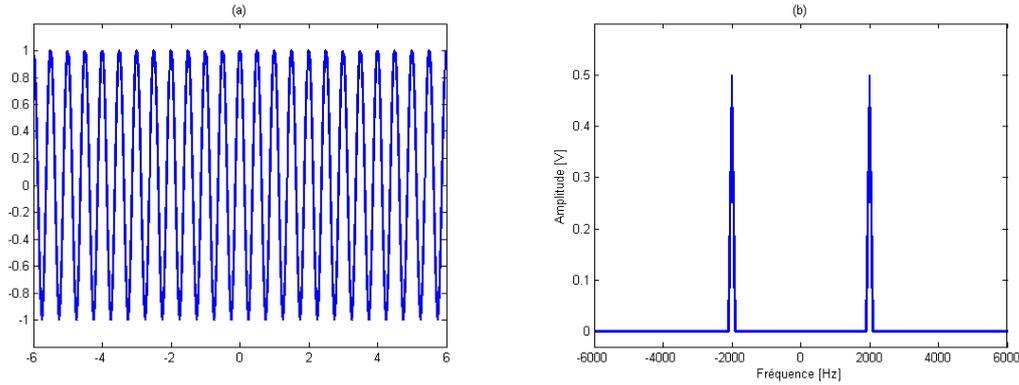


Figure 4.1: Représentation temporelle et fréquentielle d'une onde radar de type CW.

Un exemple d'un signal radar d'une onde de type CW est montré sur la Figure 4.1. Dans la Figure 4.1.(a), le signal purement sinusoïdal à une fréquence de 2 kHz. Le spectre de ce signal est présenté dans la Figure 4.1.(b) avec les deux impulsions sont situées à une fréquence $f_0 = \pm 2\text{kHz}$, qui peuvent être facilement vus.

Contrairement au système radar impulsionnelle qui utilise le décalage de temps de l'impulsion d'émission pour trouver la distance de la cible, le système radar d'onde de type CW mesure le taux instantané du changement de la distance entre la cible et le radar. Ce changement cause l'effet Doppler dans le contenu de la fréquence de l'onde EM retourné en raison du mouvement du radar, cible, ou toutes les deux. Un des meilleures utilisations du système radar d'onde de type CW est dans le système radar de police qui estime la vitesse de moteur de véhicule.

La Figure 4.2 présente les trois opérations effectuées dans le système radar de police d'une onde de type CW. Dans le premier cas, on suppose que le radar est fixe et transmet une onde de type CW avec la fréquence f_0 . La fréquence de l'onde reflétée par la cible immobile est la même que la fréquence de transmission f_0 comme montrée sur la Figure 4.2.(a). Dans le deuxième cas, la cible approche du radar donc la fréquence de l'onde reflétée augmente avec un décalage f_D , qui est nommé le décalage de la fréquence Doppler. Ce décalage est présenté dans la Figure 4.2.(b).

Dans le troisième cas, la cible éloigne du radar donc la fréquence de l'onde reflétée change tel que le décalage de la fréquence Doppler produit une valeur négative. Par conséquent, la longueur d'onde reflétée augmente, et la fréquence diminue avec une quantité f_D comme montrée sur la Figure 4.2.(c).

L'utilisation de la forme d'onde de type CW dans les différentes applications du radar fournit les avantages suivants. Tout d'abord, les radars qui utilisent les formes d'onde de type CW sont facilement à fabriquer, grâce à leur forme d'onde simple. En second lieu, ils permettent de détecter n'importe quelle cible sur la distance jusqu'à le niveau de la puissance utilisé par le système. En outre, ce système est un meilleur moyen pour détecter les objets qui déplacent rapidement. En plus, ils peuvent être employés dans tous les deux, dans la bande de la fréquence la plus basse et dans la bande de la fréquence la plus haute [18][45].

Le système radar d'onde de type CW présente aussi les inconvénients suivants. Il ne peut pas estimer la distance possible d'une cible [18][45]. La distance est normalement

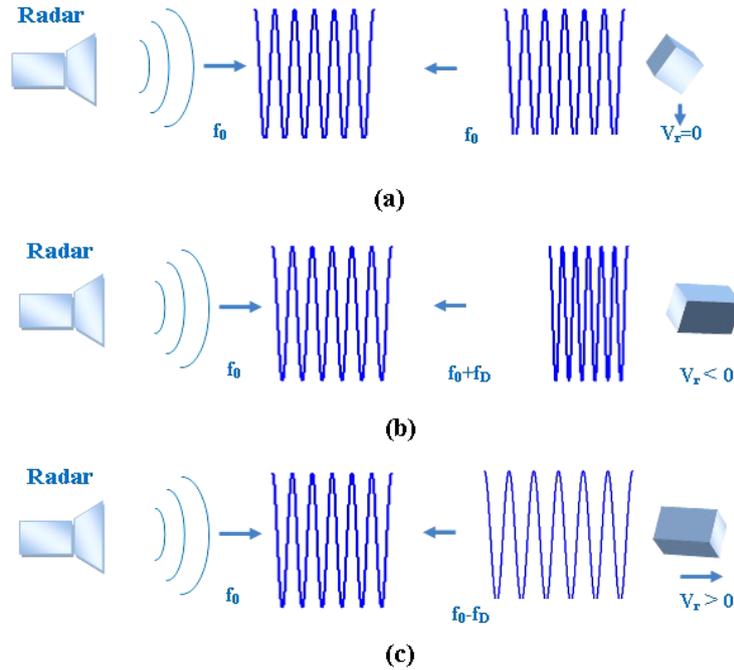


Figure 4.2: Fonctionnements du radar de police : (a) l'onde retournée à la même fréquence avec le signal transmis pour une cible immobile, (b) la fréquence d'une onde retournée est accrue pour une cible se rapproche, (c) la fréquence d'une onde retournée est diminuée pour une cible s'éloigne.

mesurée par le délai entre différentes impulsions créés par le radar. Dans les systèmes radars d'onde CW, cependant, la forme d'onde est continue et non pulsée. En outre, ils peuvent seulement détecter les cibles mobiles. Un autre inconvénient vient du fait qu'ils maximisent la consommation de la puissance puisqu'ils émettent le signal sans interruption .

2. Ondes de type FMCW

Tandis que, le système radar d'onde de type CW peut seulement estimer l'effet Doppler créé par le mouvement de la cible, le système radar d'onde de type FMCW peut être utilisé pour déterminer la distance possible d'une cible. Il utilise une forme d'onde continue et modulée en fréquence. Plus précisément, ces radars émettent et reçoivent simultanément et sans interruption, contrairement aux radars pulsés qui émettent des impulsions et écoutent en différé les échos des cibles[11][13][18][40][108][109].

La forme d'onde FMCW est une forme d'onde très répandue pour sa simplicité d'exploitation dans le domaine radar automobile depuis les années 1990. Cette forme d'onde consiste à émettre un 'chirp' de fréquence de départ f_0 . Donc, le signal de ce type d'onde est simplement donné par :

$$s(t) = A \sin \left(2\pi \left(f_0 \mp \frac{\alpha}{2} t \right) t \right) \quad (4.3)$$

avec

- A est l'amplitude du signal,
- et α est le taux de chirp.

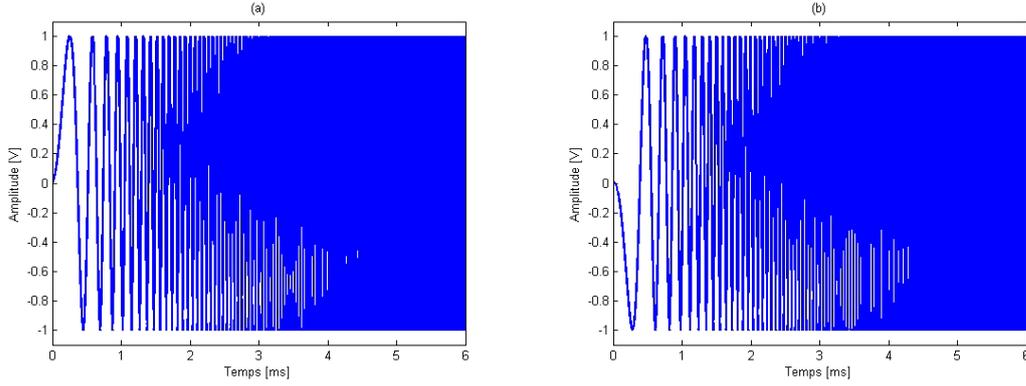


Figure 4.3: Modulation linéaire de la fréquence d'une onde continue.

Dans l'équation ci-dessus, le " + " indique le signal montant 'Upchirp' et le " - " signe le signal descendant 'Downchirp'. La fréquence instantanée de ce signal peut être facilement trouvée en prenant le dérivé de la phase par rapport le temps comme :

$$\begin{aligned}
 f_i(t) &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} \left[2\pi \left(f_0 \mp \frac{\alpha}{2} t \right) t \right] \\
 &= f_0 \mp \alpha t
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Un exemple d'un simple signal upchirp est illustré dans la Figure 4.3.(a) avec le taux de chirps égale à $7 \cdot 10^6 \text{ Hz}^2$. Comme montrée cette figure, la fréquence de l'onde est augmentée progressivement avec le temps. La Figure 4.3.(b) présente aussi un exemple d'un simple signal downchirp avec le taux de chirp égale à $-7 \cdot 10^6 \text{ Hz}^2$. On voit bien sur cette figure que la fréquence de l'onde est diminuée progressivement avec le temps.

Dans le système radar d'onde FMCW, les signaux LFM sont transmis par le radar pour une période T de l'onde LFM. Donc, la variation de la fréquence de cette forme d'onde peut être présentée dans la Figure 4.4(a).

Le signal reçu arrive avec un retard dans le temps τ . La différence dans la fréquence entre les signaux transmis et reçus, Δf , peut être donnée par :

$$\begin{aligned}
 \Delta f &= f_{tx} - f_{rx} \\
 &= (f_0 \mp \alpha t) - \left(f_0 \mp \alpha(t - \tau) \right) \\
 &= \mp \alpha \tau
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Ce retard est lié avec la distance de la cible par l'équation suivante :

$$\tau = \frac{2R}{c} \tag{4.6}$$

avec

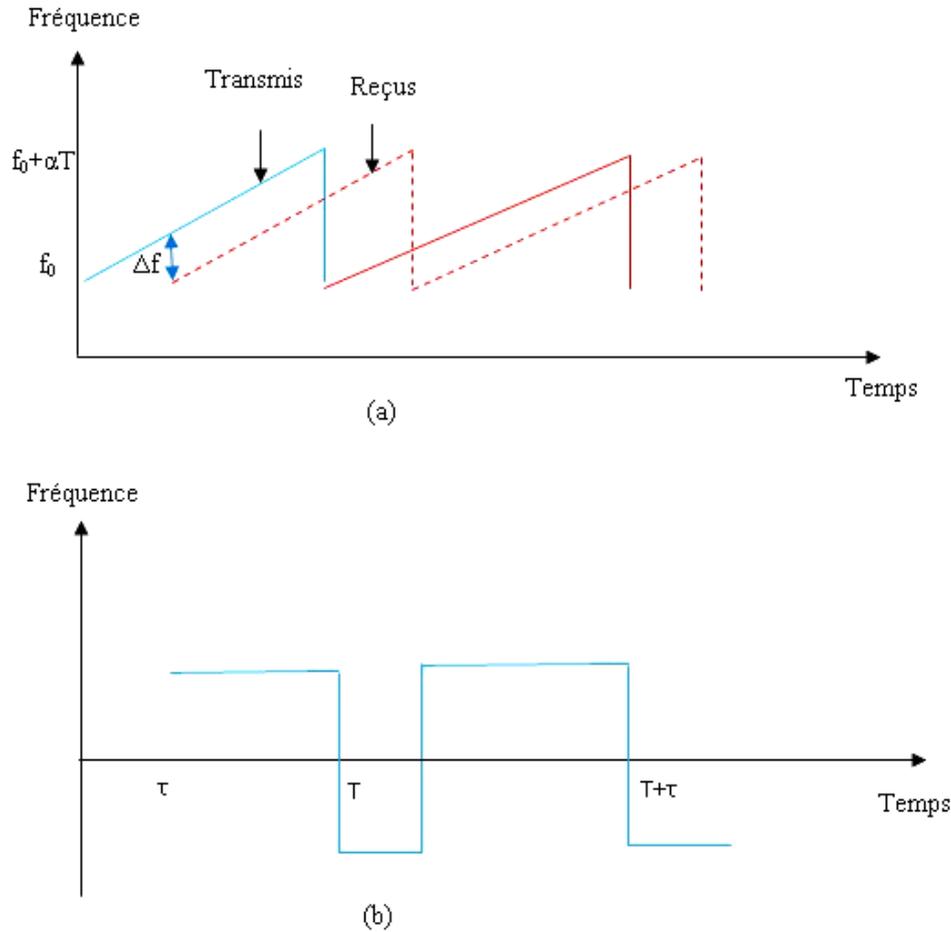


Figure 4.4: Signal émis et reçu par le radar de type LFMCW

- c est la vitesse de la lumière.

Par combinaison des équations (4.5) et (4.6), il est facile de déterminer la distance de la cible par l'équation suivante :

$$R = c \frac{\Delta f}{2\alpha} \quad (4.7)$$

Le schéma fonctionnel de la modulation linéaire de la fréquence d'une onde continue (LFMCW) est présenté dans la Figure 4.5. Le générateur d'onde LFMCW produit un signal modulé linéairement en fréquence, ensuite ce signal est diffusé par l'émetteur. Le récepteur rassemble l'onde retournée qui est multipliée avec le signal transmis. Le signal à la sortie est à la fois la somme et la différence des fréquences transmises et reçues. Comme présentée sur la Figure 4.4.(b), seulement la différence de la fréquence positive, Δf , est sélectionnée. Ensuite, le signal passe par un discriminateur qui contient un plus d'un différenciateur d'un détecteur d'enveloppe. La sortie du discriminateur est proportionnelle à la différence de la fréquence, Δf . Cette différence, Δf , est obtenue par l'équation (4.7).

Il est également assuré à partir de la Figure 4.4 que la distance d'ambiguïté se produit

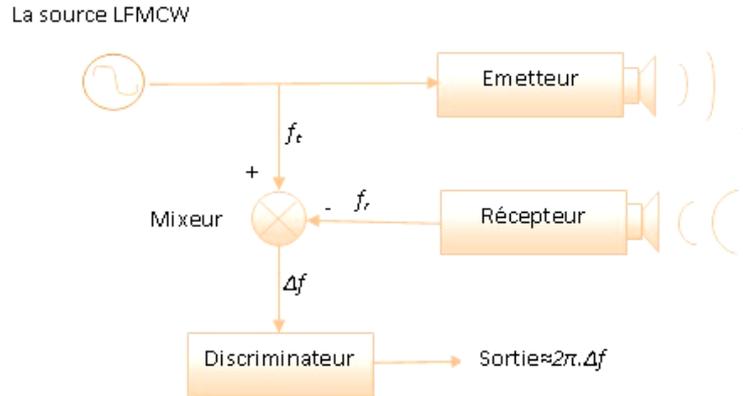


Figure 4.5: Schéma fonctionnel d'un système radar LFMCW.

lorsque $\tau \succ T$. Par conséquent, la différence maximale de la fréquence peut être $\Delta f_{max} = \alpha T$, ce qui signifie que la distance de non ambiguë maximale peut être déterminée par :

$$\begin{aligned}
 R_{max} &= \frac{c \Delta f_{max}}{2\alpha} \\
 &= c \frac{\alpha T}{2\alpha} \\
 &= \frac{cT}{2}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

L'équation ci-dessus suggère que le système radar d'onde FMCW peut être seulement utilisé pour une courte ou moyenne distance de la détection de l'objet. Par conséquent, il ne peut pas être utilisé pour une longue portée de détection.

Les principaux avantages d'un système radar de type FMCW sont :

- Excellentes performances pour des applications courte portée,
- Excellente résolution en distance,
- Faible cout et simple d'implémentation avec l'utilisation de petits composants,
- Faible consommation de puissance,
- la possibilité d'obtenir l'information en distance à partir d'une simple transformée de Fourier.

Applications des radars de types FMCW : On retrouve ces types des radars dans de nombreux domaines tels que les applications automobiles, la détection d'intrus, la surveillance côtière, ou bien encore pour des applications plus exotiques telles que l'estimation de l'épaisseur de la glace en antarctique, ou la détection de signe de vie.

3. Ondes de type SFCW

Une autre forme d'onde d'un système radar utilisée pour déterminer la distance de la cible est l'onde continue modulée en saut de fréquence (SFCW). Cette forme d'onde a été largement utilisée pour mesure la distance petite de la cible. Elle calcule la portée de la cible en mesurant la réponse de l'amplitude et de la phase à partir d'un nombre de saut de fréquences dans une bande de fréquence donnée. Ce signal est formé par l'émission d'une série d'une fréquence courte de sous-onde continue. Dans la génération

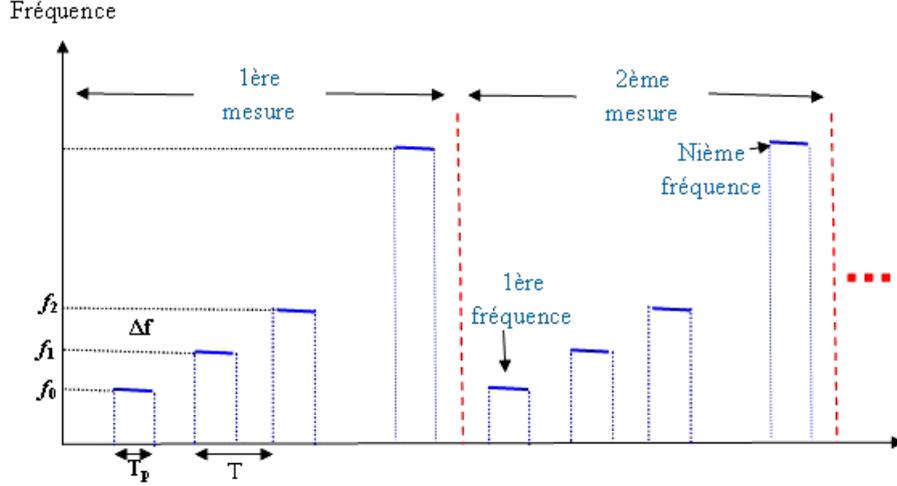


Figure 4.6: Signal d'une onde de type SFCW.

du signal SFCW, les fréquences entre sous-onde adjacente sont augmentées par une fréquence supplémentaire Δf comme illustrées dans la Figure 4.6. Pour une burst de signaux SFCW, un total de signaux N CW, ayant chacun une fréquence discrète $f_n = f_0 + (n - 1) \cdot \Delta f$, est envoyé[16][18][45][110]. Chaque sous-onde a une durée de temps de T_p . La bande totale de la fréquence, B , et l'incrément de la fréquence (ou résolution), Δf , peut être facilement calculé comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} B &= (f_{N-1} - f_0) + \Delta f \\ &= N \cdot \Delta f \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \Delta f &= \frac{B}{N} \\ &= \frac{(f_{N-1} - f_0) + \Delta f}{N} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Le signal d'une onde SFCW peut être utilisé pour estimer la distance possible d'une cible par la façon suivante. Nous supposons que la cible est située à la distance R_0 par rapport le radar. Avec une mesure simple d'un système radar monostatique d'une onde SFCW, la phase de la diffusion d'une onde est proportionnelle à la distance comme donné par l'équation suivante :

$$E^s[f] = A \cdot e^{-j2K \cdot R_0} \quad (4.11)$$

Avec

- E^s est le champ électrique diffusé,
- A est l'amplitude du champ diffusé,
- et K est le vecteur d'onde correspondant au vecteur de la fréquence $f = [f_0 f_1 f_2 \dots f_{N-1}]$. Le numéro 2 de la phase correspond à la propagation bidirectionnelle entre le radar-cible et la cible-radar.

Par conséquent, il est possible de résoudre la distance, R_0 , en prenant la transformée de Fourier inverse (IFFT) du signal à la sortie du radar d'une onde SFCW. La résolution en distance est déterminée par la théorie de Fourier, est donnée par :

$$\begin{aligned}\Delta r &= \frac{2\pi}{2BW_k} \\ &= \frac{\pi c}{2\pi BW_f} \\ &= \frac{c}{2B}\end{aligned}\tag{4.12}$$

avec

- BW_k et $BW_f = B$ sont les largeurs des bandes dans le domaine de vecteur d'onde (ou wavenumber en anglais) et dans le domaine fréquentiel, respectivement.

La distance maximale est alors déterminée en se multipliant la résolution en distance par le nombre d'impulsions d'une onde SFCW :

$$\begin{aligned}R_{max} &= N.\Delta r \\ &= \frac{N.c}{2B}\end{aligned}\tag{4.13}$$

Nous illustrons le fonctionnement du radar d'une onde SFCW avec un exemple. On considère un point de la cible situé à une distance 35 m à partir du radar. Nous supposons que les fréquences du radar d'une onde SFCW changent de 2 GHz à 25 GHz avec la fréquence incrémente par 3 MHz. En utilisant les équations (4.12) et (4.13), on peut facilement trouver la résolution en distance et la distance maximal en tant que 0,75 cm et 50 m, respectivement. Le profile de la distance de la cible peut être obtenu comme présenté sur la Figure 4.7. On le voit clairement à partir de cette figure que la cible est située à la distance 35 m qui est parfaitement indiquée exactement.

4.2.2 Onde impulsionnelle

Le deuxième 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 présentent 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 dits à large bande et les ondes électromagnétiques émises présentent une largeur spectrale B . Dans la suivante, on expliquera deux formes d'ondes : la forme d'onde d'une impulsion courte (ou short pulse en anglais) et une autre forme d'onde appelée la modulation linéaire de la fréquence (ou chirp).

1. Modulation d'impulsion courte

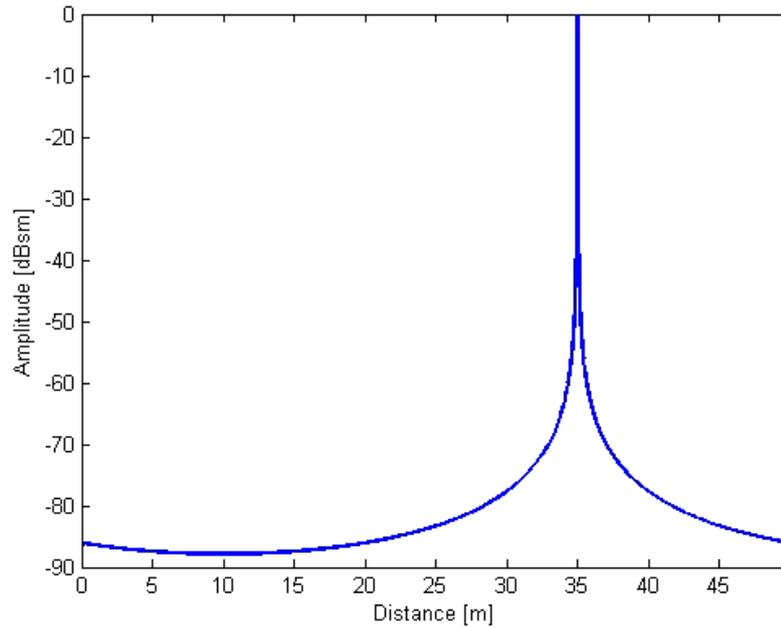


Figure 4.7: Profile de la distance d'une cible est obtenu à l'aide de la forme d'onde SFCW.

Un des plus simples formes d'onde du radar est l'impulsion courte dont la durée de temps est généralement de l'ordre de quelque nanoseconde. La résolution en distance d'un radar à impulsion courte est donnée par (cf. équation (4.12)) [18][45] :

$$\Delta r = \frac{c}{2B} \quad (4.14)$$

avec

- B est la largeur de bande.

D'après la théorie de Fourier, la largeur de bande est inversement proportionnel de la durée de pulse :

$$B = \frac{1}{\tau} \quad (4.15)$$

Cela signifie que la résolution en distance est proportionnelle à sa durée d'impulsion comme :

$$\Delta r = c \frac{\tau}{2} \quad (4.16)$$

Par conséquent, pour avoir une bonne résolution en distance, la durée d'une impulsion doit être aussi faible que possible. On distingue trois formes d'onde d'impulsions courtes sont : l'impulsion rectangulaire, l'impulsion simple, et l'impulsion d'ondelettes. Dans la Figure 4.8.(a), la forme d'une onde d'impulsion rectangulaire est présentée et le spectre de ce signal est tracé dans la Figure 4.8.(b).

Une autre forme d'onde d'une impulsion simple est un signal sinusoïdal simple comme présentée sur la Figure 4.9. D'après cette figure, on voit que l'impulsion dans le domaine temporel est plus lisse par rapport à l'impulsion d'une onde rectangulaire (cf. Figure

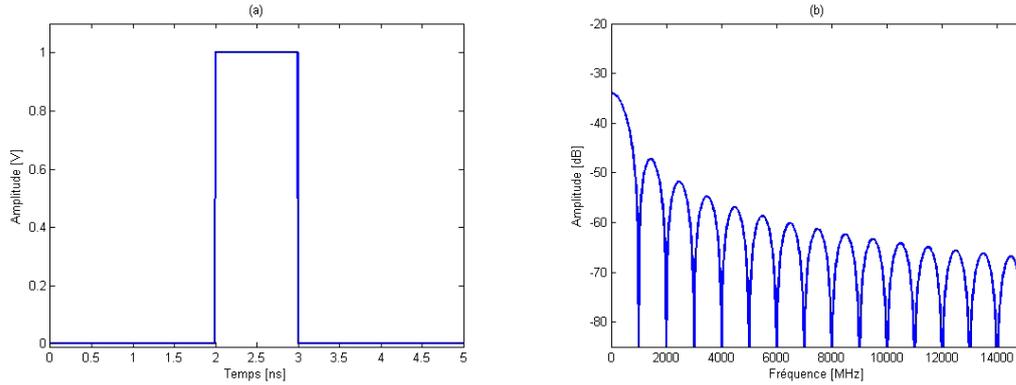


Figure 4.8: Impulsion rectangulaire : (a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel

4.9.(a)), élargit le spectre, et les niveaux de lobes secondaires diminuent comme prévu d'après la théorie de Fourier, est illustré sur la Figure 4.9.(b).

Une autre forme d'onde d'une durée courte est appelée l'impulsion d'ondelettes. Les ondelettes sont beaucoup plus lisses par rapport l'impulsion sinusoïdal ; par conséquent, ils fournissent moins lobes secondaires dans le domaine fréquentiel. Dans la Figure 4.10.(a), une ondelette Mexican-hat dont la fonction mathématique est donnée ci-dessous, est montrée [18] :

$$m(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \left(1 - \left(\frac{t}{\sigma} \right)^2 \right) e^{-\left(\frac{t}{\sqrt{2}\sigma} \right)^2} \quad (4.17)$$

Depuis ce signal, elle est beaucoup plus lisse que les formes d'onde d'impulsions courtes que nous avons présenté précédemment, la mesure de la fréquence de cette ondelette est extrêmement large. Par conséquent, elle offre un spectre à une bande ultra-large (UWB) comme la plupart des autres ondelettes de courte durée qui présentée dans la Figure 4.10.(b).

Bien que ces impulsions courtes soient bonnes pour offrir un large spectre, elles ne sont pas pratiques en termes de fourniture d'énergie suffisante. En effet, le fait de qu'il ne soit pas possible de mettre grande quantité de puissance sur une très petite impulsion. Pour résoudre ce problème, on utilise une autre forme d'onde appelée chirp ou LFM, cette forme d'onde peut être de mettre assez d'énergie sur une très petite impulsion, qui sera étudiée dans la suite.

2. Modulation linéaire de la fréquence (LFM ou chirp)

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, il ne sera pas possible d'utiliser une impulsion large et de réaliser une bande élevée. Si un spectre à bande élevée est réalisé avec une impulsion non modulée, ou à une fréquence constante (comme dans Figure 4.11.(a), sa durée de temps doit être assez petite de telle sorte qu'il ne sera pas possible de mettre assez d'énergie sur elle. Une solution à ce problème est l'utilisation d'une impulsion modulée à une durée suffisante de telle sorte que cette forme d'onde fournit une bande de fréquence élevée pour le fonctionnement d'un système radar. Cette forme d'onde est nommée la modulation linéaire de la fréquence, qui est également connue sous le nom 'chirp' et présentée dans la Figure 4.11.(b). Cette forme d'onde est répétée

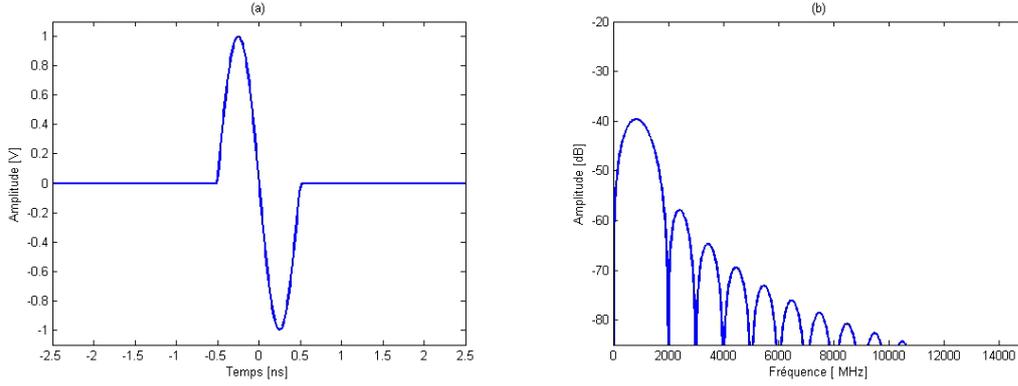


Figure 4.9: Impulsion sinusoïdal : (a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel

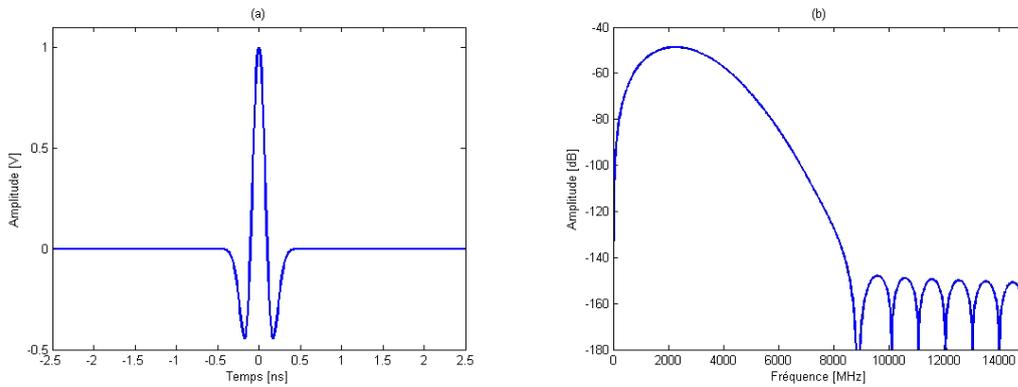


Figure 4.10: Impulsion d'ondelettes Mexican-hat : (a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel

à chaque intervalle T dans la plupart des applications du radar, spécialement dans la localisation des cibles en distance. T est nommé la période de répétition d'impulsion (PRI). L'inverse de ce intervalle est donné la fréquence de répétition d'impulsion est donnée par[8][18][45][51] :

$$PRF = \frac{1}{T} \quad (4.18)$$

L'expression mathématique du signal upchirp est donnée par :

$$m(t) = \begin{cases} A \cdot \sin \left(2\pi \left(f_0 \mp \frac{\alpha}{2} (t - nT) \right) (t - nT) \right) & nT \leq t \leq nT - T_p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.19)$$

avec

- n est un nombre entier,
- T_p est la largeur d'impulsion,
- et α est le taux de chirp.

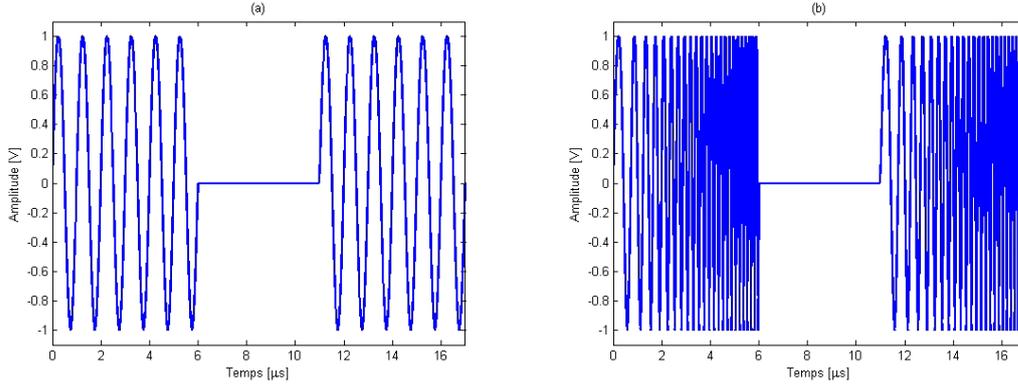


Figure 4.11: Comparaison entre deux formes d'onde impulsionnelle (a) simple impulsion (b) impulsion chirp ou LFM.

La fréquence instantanée de l'impulsion est $f_i(t) = f_0 + \alpha t$. Il est également possible de former une autre impulsion de signal LFM en diminuant la fréquence le long de la largeur d'impulsion comme montré ci-dessous

$$m(t) = \begin{cases} A \cdot \sin \left(2\pi \left(f_0 \mp \frac{\alpha}{2} (t - nT) \right) (t - nT) \right) & nT \leq t \leq nT - T_p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.20)$$

Pour un signal downchirp, la fréquence instantanée est alors égale à $f_i(t) = f_0 - \alpha t$. La Figure 4.11 présente une comparaison entre une impulsion simple et une impulsion LFM dans le domaine temporel. D'après cette figure, on voit clairement que le signal chirp produit une largeur de bande suffisante par rapport à l'utilisation de l'impulsion d'une fréquence constante. Dans les applications du radar, la forme d'onde LFM est principalement utilisée pour trouver la distance, et également pour le traitement des systèmes du radar à synthèse d'ouverture (ou SAR pour synthetic aperture radar en anglais) et des systèmes du radar à synthèse d'ouverture inverse (ou ISAR pour Inverse Synthetic Aperture Radar en anglais).

Dans ce travail, nous avons proposé une autre forme d'onde appelée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne pour réduire les lobes secondaires et obtenir une meilleure résolution de cibles.

3. Modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne

L'élément clé de l'algorithme range-Doppler Gaussien proposé dans notre étude est l'utilisation d'une nouvelle forme de la modulation appelée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne pour remplacer la modulation linéaire de la fréquence dans l'algorithme classique range-Doppler. Cette nouvelle modulation est obtenue par le passage d'un signal modulé linéairement en fréquence par un filtre Gaussien. Cette modulation est donnée par [8][18][45][51] :

$$s(t)_{GLFM} = A \exp \left(j2\pi \left(f_0 t + \frac{\alpha}{2} t^2 \right) - \frac{1}{T_0^2} t^2 \right) \quad (4.21)$$

avec

- T_0 : est le paramètre de temps du filtre Gaussien.

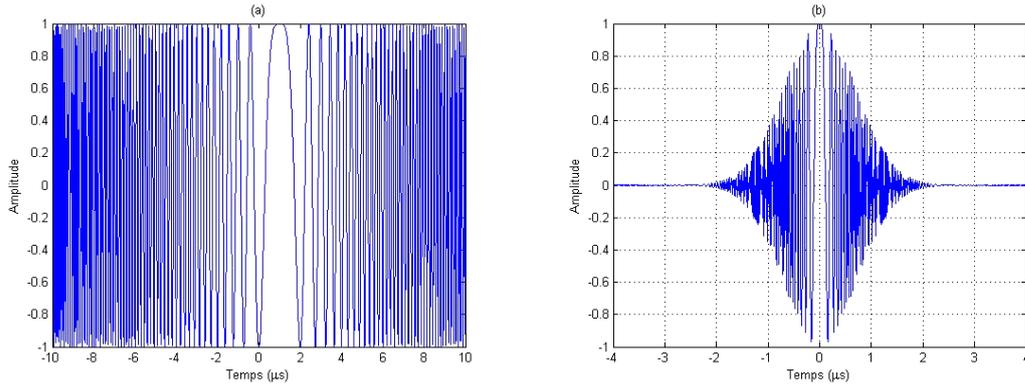


Figure 4.12: Forme d'onde d'un signal :(a) la modulation linéaire en fréquence , (b) la modulation linéaire en fréquence modulée par une fonction Gaussienne.

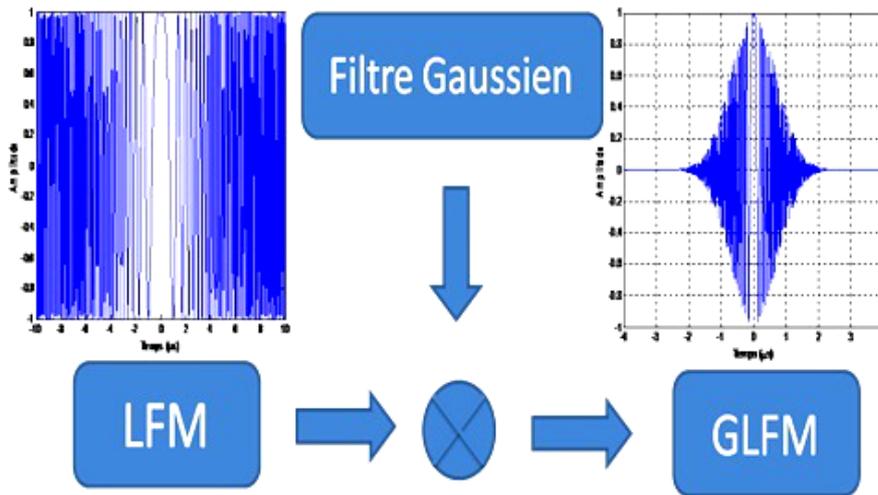


Figure 4.13: Schéma synoptique d'une modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne.

La Figure 4.12 présente les deux formats de la modulation, la Figure 4.12.(a) présente la modulation linéaire de la fréquence (LFM) et la Figure 4.12.(b) présente la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne (GLFM). Ainsi que le schéma synoptique de cette modulation est présenté dans la Figure 4.13.

4.3 L'algorithme range-Doppler Gaussien

4.3.1 Les données brutes

Dans cette étude, nous avons remplacé la modulation LFM par l'utilisation d'une nouvelle modulation nommée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne pour réaliser un nouvel algorithme appelé l'algorithme range-Doppler Gaussien (ou GRDA pour Gaussian range-Doppler algorithm en anglais). Ensuite, le signal transmis

par le nouveau système radar est donné par :

$$s(\tau, \eta)_{t,GRDA} = A_0 \exp(-j2\pi f_0 \tau) \exp\left(j\pi \alpha_{GRDA} \tau^2 - \frac{1}{T_0^2} \tau^2\right) \quad (4.22)$$

Dans le récepteur du radar, le signal intercepté passe par un démodulateur en bande de base, donc le signal radar démodulé, $s(\tau, \eta)_{b,GRDA}$, peut être écrit :

$$\begin{aligned} s(\tau, \eta)_{b,GRDA} &= A'_0 \omega_r \left(\tau - 2\frac{R(\eta)}{c}\right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp\left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c}\right) \\ &\times \exp\left(j\pi \alpha_{GRDA} \left(\tau - 2\frac{R(\eta)}{c}\right)^2\right) \exp\left(-\frac{1}{T_0^2} \left(\tau - 2\frac{R(\eta)}{c}\right)^2\right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

où

- A' est une constante complexe arbitraire,
- τ est le temps rapide,
- η est le temps lente,
- $w_r(*)$ est l'enveloppe en distance,
- $w_a(*)$ est l'enveloppe en azimut,
- f_0 est la fréquence centrale du système radar,
- α_{GRDA} est le taux du signal chirp,
- $R(\eta)$ est la distance instantanée donnée par :

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + V_r^2 \eta^2} \quad (4.24)$$

où

- R_0 : est la distance la plus proche entre le radar et la cible,
- V_r : est la vitesse de la plateforme du radar.

La Figure 4.14 présente l'image brute capturée par le radar par l'utilisation d'une seule cible ponctuelle.

4.3.2 Compression en distance

Avant d'effectuer la technique de la compression d'impulsion en distance, le signal démodulé, $s_{b,GRDA}(\tau, \eta)$, doit être transformé dans le domaine fréquentiel par l'utilisation de la méthode de la phase stationnaire. Donc, la réponse fréquentielle, $S_{b,GRDA}(f_\tau, \eta)$, de ce signal est donnée par :

$$\begin{aligned} S(f_\tau, \eta)_{GRDA} &= A'_0 W_r \left(f_\tau - 2\frac{R(\eta)}{c}\right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp\left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c}\right) \exp\left(-j4\pi f_\tau \frac{R(\eta)}{c}\right) \\ &\times \exp\left(-j\pi \frac{f_\tau^2}{\alpha_{GRDA}}\right) \exp\left(-\frac{1}{T_0^2} \frac{f_\tau^2}{\alpha_{GRDA}^2}\right) \end{aligned} \quad (4.25)$$

où

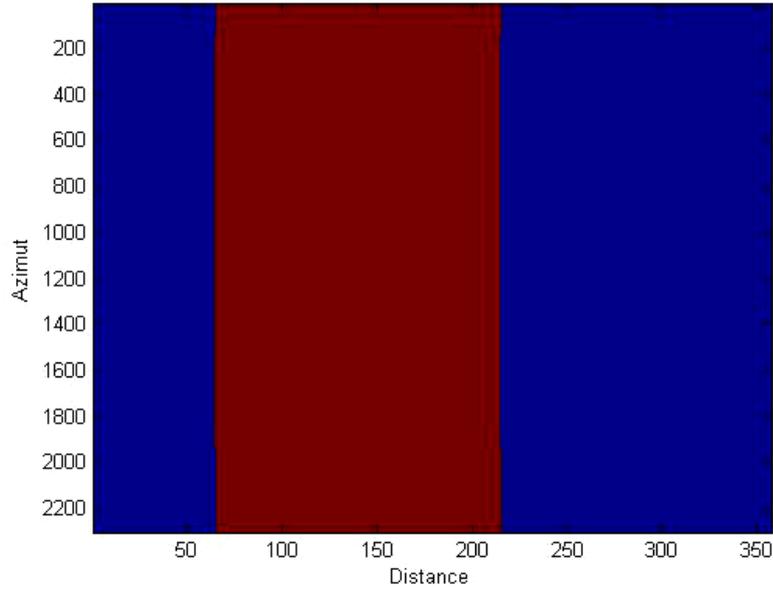


Figure 4.14: Image radar brute.

- $W_r(f_\tau)$: est la transformée de Fourier du $\omega_r(\tau)$.

Par la suite, on peut passer le signal obtenu à travers un filtre adapté en distance. Donc, le signal à la sortie de ce filtre peut être donné par [8] :

$$\begin{aligned}
 s(\tau, \eta)_{GRDA} &= IFFT_\tau \left\{ S(f_\tau, \eta)_{GRDA} H(f_\tau)_{GRDA} \right\} \\
 &= A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right)
 \end{aligned} \quad (4.26)$$

Notons que :

$$H(f_\tau)_{GRDA} = \exp \left(j\pi \frac{f_\tau^2}{\alpha_{GRDA}} + \frac{1}{T_0^2} \frac{f_\tau^2}{\alpha_{GRDA}^2} \right) \quad (4.27)$$

où

- $H(f_\tau)_{GRDA}$: est le domaine de la fréquence d'un filtre adapté,
- $S_b(f_\tau, \eta)$: est la transformée de Fourier en distance d'un signal $s(\tau, \eta)$,
- $p_r(\cdot)$: est l'enveloppe comprimé d'impulsion,
- T_0 : est le temps de filtre Gaussien.

La Figure 4.15 présente une coupe longitudinale de l'image obtenue par notre nouvel algorithme (GRDA) après la compression en distance pour le paramètre de temps de filtre Gaussien $T_0 = 1s$ (coupe longitudinale d'une image RSO après le filtrage adapté en distance d'une seule point diffuseur).

La Figure 4.16 présente l'emplacement des cibles après la compression en distance. D'après cette figure, on voit que le système radar fournit des informations valables sur les endroits des cibles dans la direction distale, cependant il présente deux problèmes : le signal comprimé en distance est étendu dans la direction d'azimut, aussi il émigre vers autres cellules distales.

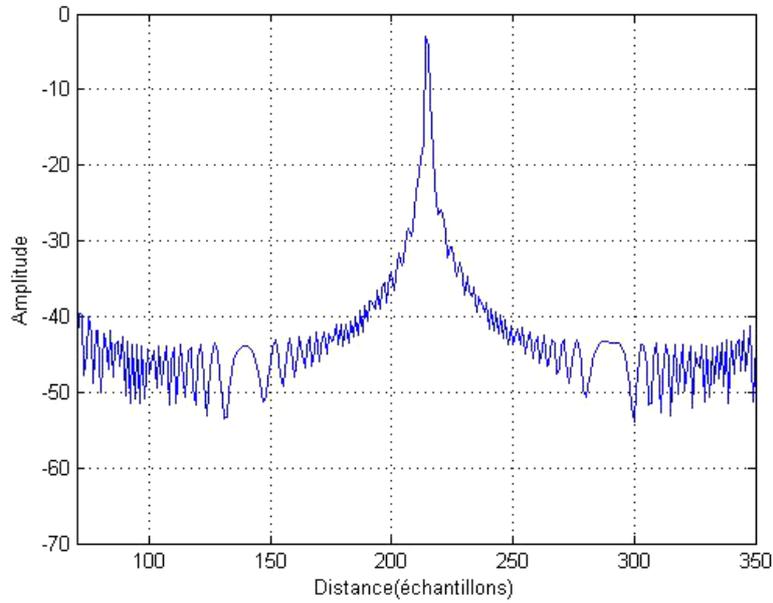


Figure 4.15: Coupe longitudinale de l'image obtenue par notre nouvel algorithme (GRDA) suivant la direction distale pour le paramètre de temps de filtre Gaussien $T_0 = 1s$.

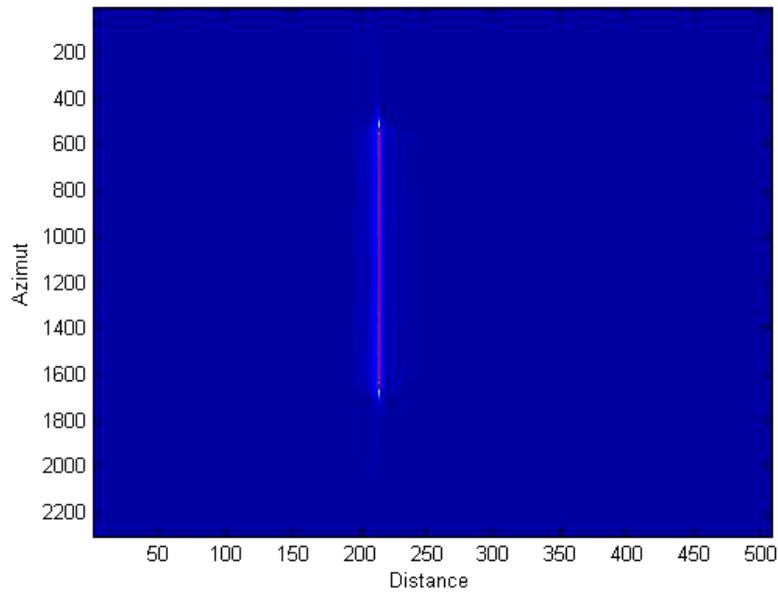


Figure 4.16: Image radar après la compression en distance.

4.3.3 La transformée de Fourier en azimut

L'équation (4.24) peut être approximée par l'équation parabolique suivante :

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + V_r^2 \eta^2} \approx R_0 + \frac{V_r^2 \eta^2}{2R_0} \quad (4.28)$$

Ce rapprochement est justifié par l'hypothèse que $R_0 \geq V_r * \eta$, après la combinaison des

deux équations (4.26) et (4.28) le signal compressé en distance peut être exprimé par :

$$\begin{aligned}
s(\tau, \eta)_{rc,GRDA} &= A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \\
&\times \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} \right) \exp \left(-j2\pi \frac{V_r^2 \eta^2}{\lambda R_0} \right)
\end{aligned} \tag{4.29}$$

où

- λ : est la longueur d'onde de l'impulsion.

La modulation de la phase dans la direction azimutale est apparue dans la deuxième phase exponentielle. Tant que cette phase est en fonction de η^2 , ce signal aux caractéristiques d'une modulation linéaire de la fréquence, avec un taux de chirp α_{GRDA} défini par la relation suivante :

$$\alpha_{GRDA} \approx \frac{2V_r^2}{\lambda R_0} \tag{4.30}$$

Après l'utilisation de la méthode de la phase stationnaire [8], la relation entre la fréquence en azimut et le temps peut être donnée par :

$$f_\eta = -\eta \alpha_{GRDA} \tag{4.31}$$

Par substitution $\eta = -f_\eta / \alpha_{GRDA}$ dans l'équation (4.29), le signal après la transformée de Fourier en azimut peut être exprimé par :

$$\begin{aligned}
S(\tau, f_\eta)_{1,GRDA} &= FFT_\eta \left\{ s(\tau, \eta)_{rc,GRDA} \right\} \\
&= A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R_{rd}(f_\eta)}{c} \right) \\
&\times W_a(f_\eta - f_{\eta_c}) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} + j\pi \frac{f_\eta^2}{\alpha_{GRDA}} \right)
\end{aligned} \tag{4.32}$$

où

- $W_a(f_\eta - f_{\eta_c})$: est la transformée de Fourier du signal $w_a(\eta - \eta_c)$.

La migration des cellules en distance (RCM), $R_{rd}(f_\eta)$, est maintenant exprimée dans le domaine range-Doppler qui peut être écrite après la combinaison entre les équations (4.28), (4.30) et (4.31) par :

$$R_{rd}(f_n) = R_0 + \frac{\lambda^2 R_0 f_\eta^2}{8v_r^2} \tag{4.33}$$

4.3.4 La technique de la correction de la migration des cellules en distance

Dans cette partie, on utilise la technique de la correction de la migration des cellules en distance (RCMC) pour corriger et aligner la migration de signal avec la distance de référence R_0 , donc le facteur de la migration est donné par :

$$\frac{\lambda^2 R_0 f_\eta^2}{8v_r^2}$$

Donc, GRDA peut être corrigé la variation de la distance par RCMC dans le domaine range-Doppler [8].

On suppose que l'interpolation RCMC est appliquée exactement, alors le signal devient :

$$S(\tau, f_\eta)_{2,GRDA} = A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R_{rd}(f_\eta)}{c} \right) \times W_a(f_\eta - f_{\eta c}) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} + j\pi \frac{f_\eta^2}{\alpha_{GRDA}} \right) \quad (4.34)$$

avec

- f dans la formule (4.34) indique le domaine fréquentiel.

Après l'opération RCMC, la migration du signal a été corrigée et tous les points émigrants ont été alignés au même niveau avec la distance de référence R_0 , par la suite le signal obtenu sera traité dans la direction azimutale.

4.3.5 Compression en azimut

Pour effectuer la compression en azimut, les données après la technique de la correction de la migration sont multipliées par un filtre adapté dans le domaine fréquentiel, $H_{az}(f_\eta)$. Donc le signal est devenu :

$$S(\tau, f_\eta)_{az,GRDA} = S(\tau, f_\eta)_{2,GRDA} \cdot H(f_\eta)_{az,GRDA} = A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R_0}{c} \right) \times W_a(f_\eta - f_{\eta c}) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} - \frac{1}{T_0^2} \frac{f_\eta^2}{\alpha_{GRDA}^2} \right) \quad (4.35)$$

où

- le filtre adapté en azimut est défini par :

$$H(f_\eta)_{az,GRDA} = \exp \left(-j\pi \frac{f_\eta^2}{\alpha_{GRDA}} - \frac{1}{T_0^2} \frac{f_\eta^2}{\alpha_{GRDA}^2} \right) \quad (4.36)$$

Finalement, la transformée de Fourier inverse en azimut permet de revenir dans le domaine (τ, η) , dans lequel la cible est focalisée.

$$s(\tau, \eta)_{GRDA} = IFFT_\eta \left\{ S(\tau, f_\eta)_{az,GRDA} \right\} = A'_0 p_r \left(\tau - 2 \frac{R_0}{c} \right) \times p_a(\eta) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R_0}{c} \right) \exp \left(-\frac{1}{T_0^2} \frac{f_\tau^2}{\alpha_{GRDA}^2} \right) \exp(j2\pi f_{\eta c} \eta) \quad (4.37)$$

où

- P_a : est l'amplitude de la réponse impulsionnelle en azimut.

D'après l'équation (4.37), Nous remarquons que cette équation contient un nouveau terme par rapport l'équation (3.15) du chapitre précédent. Ce terme dépend fortement du paramètre de temps de filtre Gaussien qui permet d'améliorer la résolution en azimuth.

La Figure 4.17 montre l'image obtenue par l'algorithme GRDA d'une seule cible ponctuelle après la compression en distance et la compression en azimuth. Ainsi que une coupe longitudinale de l'image obtenue par notre nouvel algorithme (GRDA) suivant l'axe de l'azimut est présentée dans la Figure 4.18 pour le paramètre de temps de filtre Gaussien $T_0 = 1s$.

4.4 Comparaison entre l'algorithme RDA et l'algorithme GRDA dans les différentes bandes du système RSO :

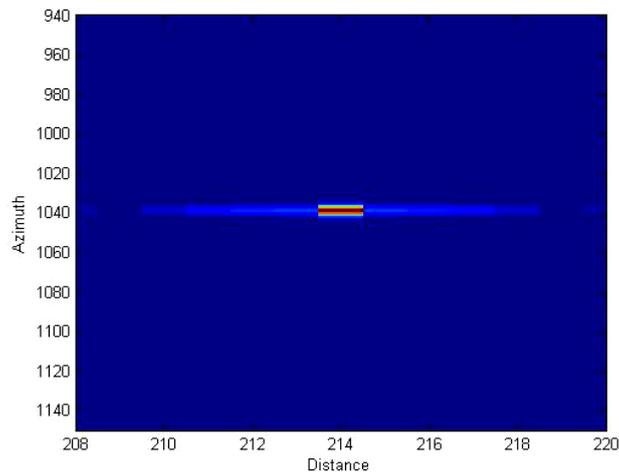


Figure 4.17: Image radar obtenue par la modulation GLFM après la compression en azimuth.

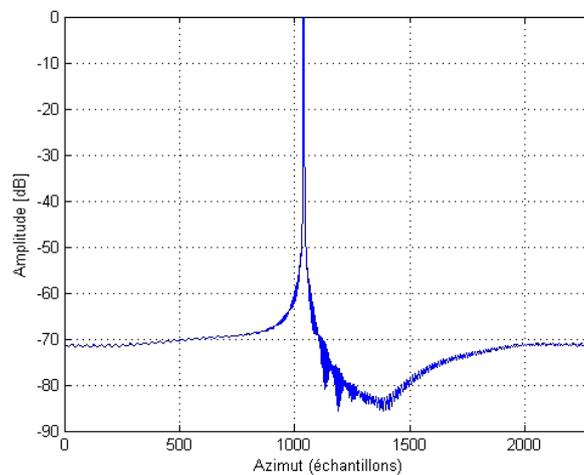


Figure 4.18: Coupe longitudinale de l'image radar obtenue par notre nouvel algorithme (GRDA) pour le paramètre de temps de filtre Gaussien $T_0 = 1s$.

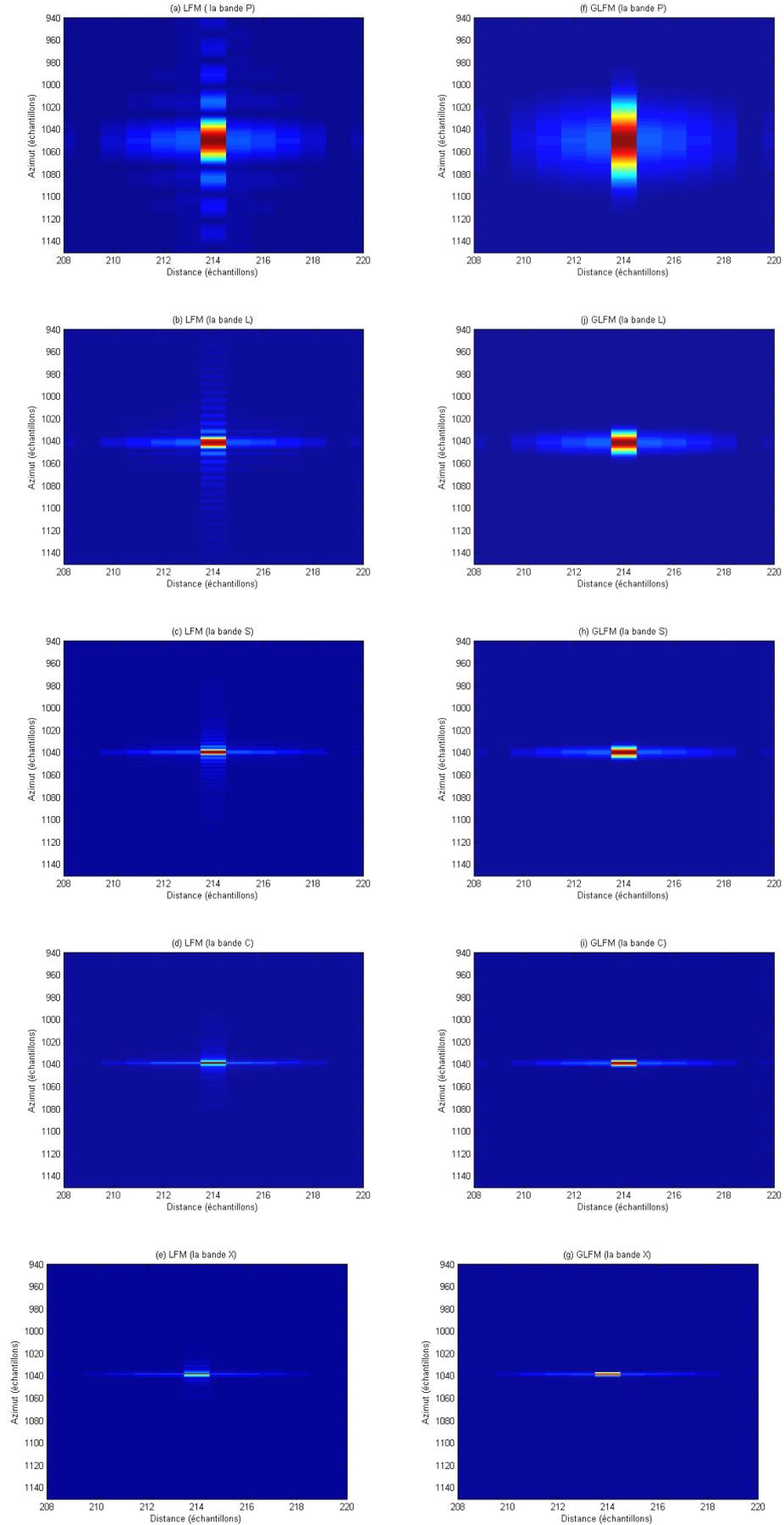


Figure 4.19: Comparaison entre les deux algorithmes RDA et GRDA dans les différentes bandes P, L, S, C, X.

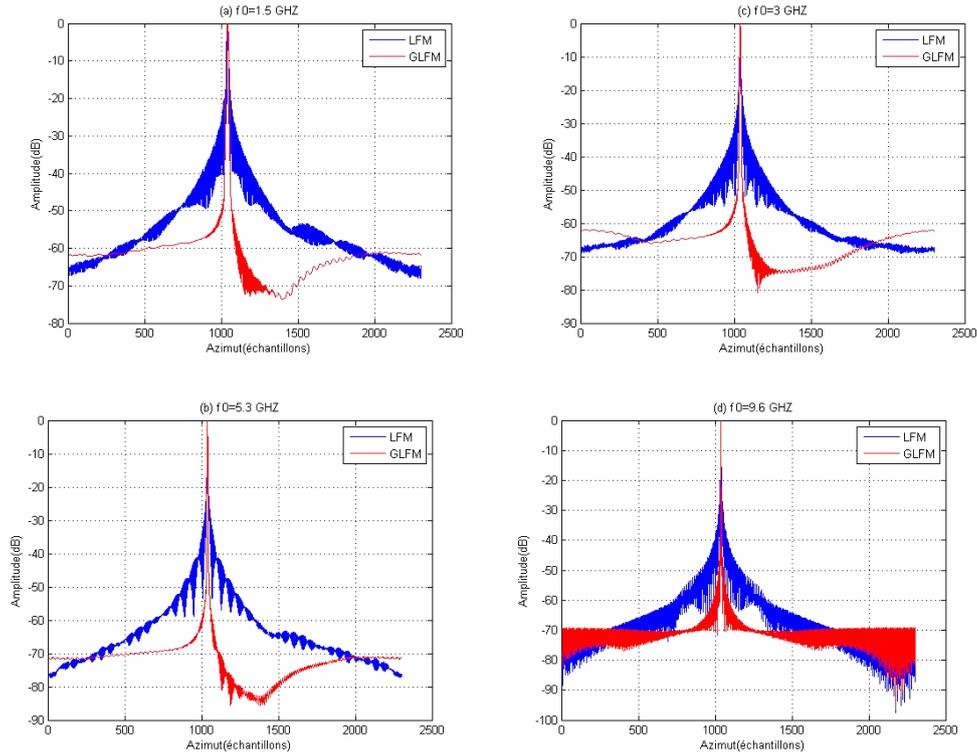


Figure 4.20: Comparaison entre une coupe longitudinale de l’algorithme RDA et l’algorithme GRDA dans la direction azimutale pour différentes bandes L, S, C, X.

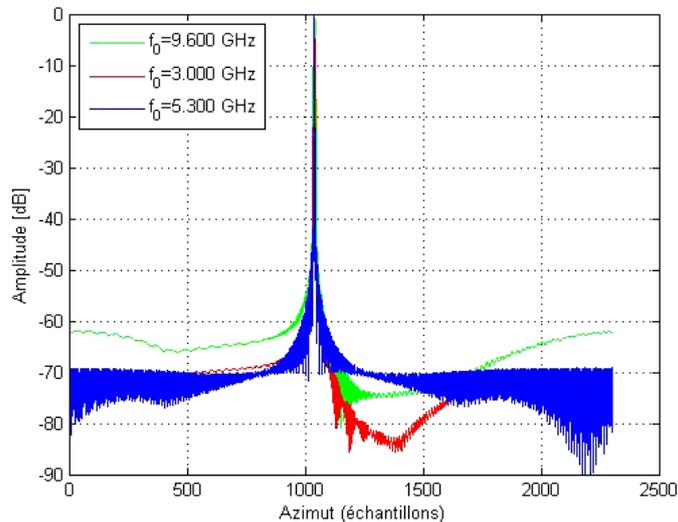


Figure 4.21: Comparaison entre les trois coupes longitudinales de l’algorithme GRDA pour les trois bandes S, C, X.

Pour vérifier l’efficacité de notre algorithme, des comparaisons ont été réalisées dans les différentes bandes du système radar RSO (P, L, S, C, X). Les paramètres principaux de ce système sont donnés dans le Tableau 4.1. Le radar RSO est basé sur l’utilisation d’un analyseur de réseau transmettant une forme d’onde de type LFM dans le cas d’un système classique et une forme d’onde de type GLFM dans le cas d’un notre nouveau système.

Dans un premier temps , nous nous comparons entre les résultats obtenus par l’algorithme

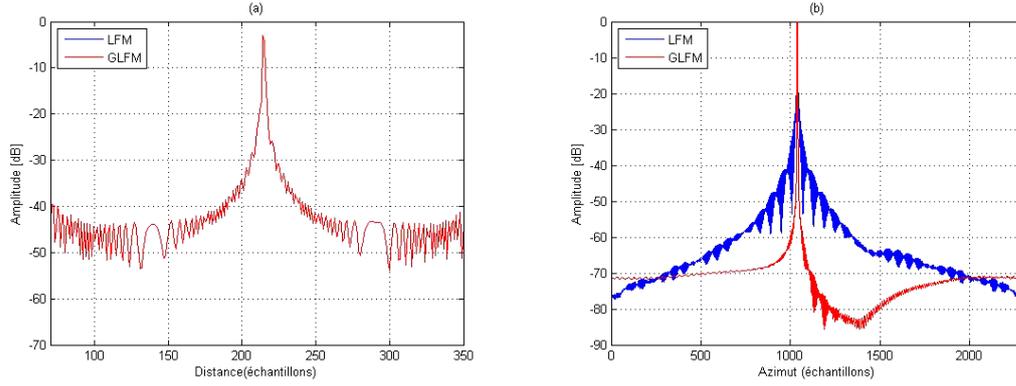


Figure 4.22: Comparaison entre la coupe longitudinale obtenue par la modulation LFM et la coupe longitudinale obtenue par la modulation GLFM dans la bande C : (a) la direction en distance (b) la direction azimut.

Table 4.1 – Les paramètres principaux du système radar RSO

les paramètres	symbole	valeur	symbole	valeur
la forme d'onde	LFM		GLFM	
la durée de l'impulsion transmise (s)	T_p	2.5	T_p	2.5
la largeur de bande (MHz)	B_r	50	B_r	50
le taux de chirp (Hz^2)	α	20×10^{12}	α	20×10^{12}
la vitesse du porteur (m s^{-1})	V_r	250	V_r	250
le temps du filtre Gaussien (s)	T_0	/	T_0	1

RDA et l'algorithme GRDA dans les différentes bandes P, L, S, C, X du système radar RSO. Les résultats obtenus après la compression en azimut par ce système sont montrés sur la Figure 4.19. Ainsi que, des comparaisons entre les coupes longitudinales en azimut de l'algorithme RDA et l'algorithme GRDA sont présentées sur la Figure 4.20. En analysant les résultats de simulation obtenus on remarque qu'une bonne focalisation des cibles a été obtenue dans les trois bandes S, C et X et en particulier dans la bande C. Cette différence de la focalisation de la cible dans ces bandes est plus évidente particulièrement dans la Figure 4.21.

En comparant Figure 4.19(d) et (i), nous avons constaté que la cible pour la modulation GLFM est bien focalisée par rapport à la cible obtenue par la modulation LFM. Cette différence est plus évidente dans la direction d'azimut, comme présentée la Figure 4.22(b). Donc, cette nouvelle modulation permet de maximiser le signal, réduire le niveau des lobes secondaires et obtenir une bonne résolution par rapport la modulation LFM.

Dans un deuxième temps, des comparaisons entre les coupes longitudinales de l'algorithme RDA et l'algorithme GRDA dans la direction azimutale sont présentées dans la Figure 4.23. À partir de cette image, on mesure la valeur de paramètre du PSLR (pour Peak Sidelobe Ratio en anglais) pour différentes valeurs de temps de filtre Gaussien ($T_0 = 1, 1.25, 1.5, 2, 3, 3.5, 4, 4.5\text{s}$). Le résultat de paramètre PSLR est présenté dans le Tableau 4.2. Après la comparaison, on remarque que la sélection du temps de filtre Gaussien influe directement sur la résolution.

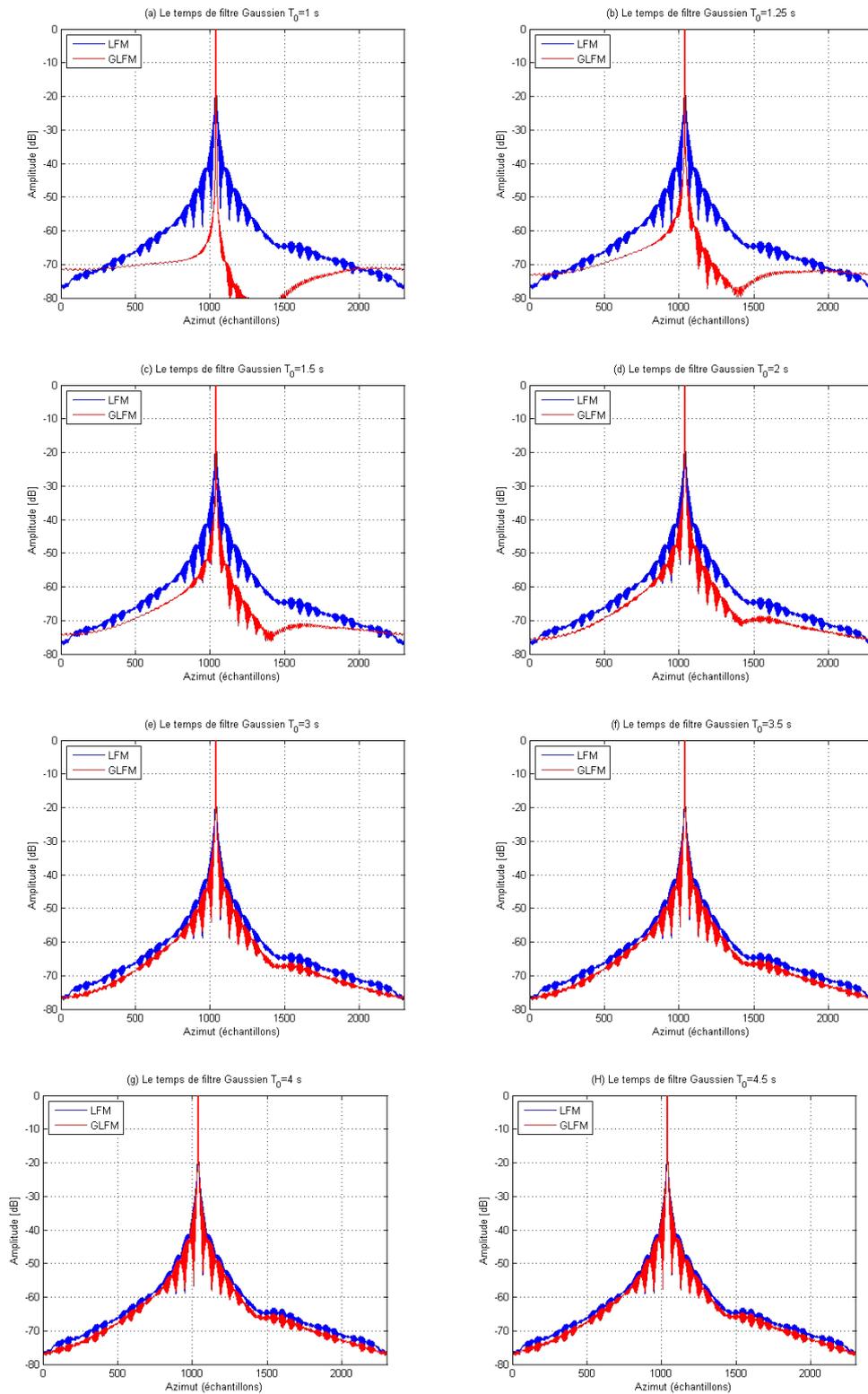


Figure 4.23: Comparaison entre une coupe longitudinale de l’algorithme RDA et l’algorithme GRDA dans la direction azimutale pour différentes valeur de temps de filtre Gaussien.

4.5 Conclusion

Table 4.2 – La variation du PSLR pour différentes valeurs de temps du filtre Gaussien

le temps du filtre Gaussien T_0 (s)	1	2	3	4
PSLR pour LFM (dB)	-41.24	-41.24	-41.24	-41.24
PSLR pour GLFM (dB)	-64.23	-47.55	-44.08	-42.88

Dans ce chapitre, nous avons alors expliqué les différentes formes d'onde avec leurs limitations. Puis, nous avons proposé une nouvelle modulation appelée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne (GLFM). La modulation proposée a été conçue pour résoudre le problème des lobes secondaires de la cible. Cette forme d'onde est obtenue par le passage d'un signal modulé linéairement en fréquence par un filtre Gaussien. Dans un second temps, nous avons appliqué la modulation GLFM dans le système RSO pour réduire les lobes secondaires dans la direction azimutale. Les résultats obtenus par simulation montrent les avantages de la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne afin d'améliorer la résolution en azimut.

Conclusion Générale

Contrairement à l'imagerie optique, l'imagerie radar permet d'obtenir des images indépendantes des conditions des météorologiques, aussi le radar peut fonctionner tous le temps (de jour comme de nuit) et la résolution des images ne dépend pas de la distance à laquelle se trouve le radar. L'imagerie radar à synthèse d'ouverture utilise le déplacement du radar pour former une antenne fictive et améliorer ainsi la résolution des images.

Dans un premier temps, nous avons rappelé quelques notions et outils généraux concernant l'électromagnétisme, notamment la propagation et la polarisation d'une onde électromagnétique qui sont la base de la télédétection et donc de l'imagerie radar. Nous avons également défini la notion d'une onde électromagnétique ainsi que sa polarisation. Différents paramètres qui entrent dans l'écriture vectorielle du signal reçu par le système radar sont introduits. Le vecteur de Jones d'une onde électromagnétique a été présenté. Ce vecteur contient l'information concernant l'amplitude et la phase des composantes du vecteur champ électrique et, par conséquent, l'information concernant l'état de polarisation de l'onde. De même, le vecteur de Stokes d'un champ électrique associé à une onde électromagnétique plane progressive monochromatique a été présenté. Ensuite, nous avons présenté le principe de fonctionnement d'un système radar ainsi que leur équation. Puis, nous avons expliqué l'interaction entre l'onde électromagnétique et un objet rétrodiffusant. Par la suite, nous avons donné la composition d'un système radar. Le dernier point de ce chapitre concerne le filtrage adapté, la fonction d'ambiguïté et les modèles des Swerling.

Ensuite, nous avons présenté les différents modes d'acquisition possibles pour les radar imageurs. Puis, nous avons par ailleurs vu le principe de formation des images SAR ainsi que son intérêt. Enfin, nous avons présenté les différentes applications du système SAR.

Dans le troisième chapitre, nous avons détaillé les différentes étapes de l'algorithme range-Doppler. La première étape est la compression en distance, qui a permis de fournir des informations valables sur les endroits des cibles dans la direction distale. La deuxième étape est basée sur l'utilisation de la technique de la correction de la migration. Cette technique permet de corriger et aligner tous les points émigrants au même niveau avec la distance de référence. La dernière étape est la compression en azimuth qui permet d'obtenir l'image focalisée. Ensuite, nous avons développé les différentes étapes de l'algorithme range migration. Cet algorithme est basé sur l'utilisation de l'interpolation de Stolt. Finalement, nous avons développé les étapes de l'algorithme chirp scaling.

Finalement, nous avons alors présenté les différentes formes d'onde avec leurs limitations. Puis, nous avons proposé une nouvelle modulation appelée la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne (GLFM). La modulation proposée a été conçue pour résoudre le problème des lobes secondaires de la cible. Cette forme d'onde est obtenue par le passage d'un signal modulé linéairement en fréquence par un filtre Gaussien. Dans un second temps, nous avons remplacé la modulation classique LFM par la nouvelle modulation

GLFM pour construire un nouvel algorithme GRDA. Les résultats obtenus par simulation montrent les avantages de la modulation linéaire de la fréquence modulée par une fonction Gaussienne afin d'améliorer la résolution en azimut.

Les principales perspectives de notre travail peuvent être regroupées selon deux axes majeurs.

- L'extension des simulations pour des systèmes WB/UWB SAR.
- L'utilisation des techniques de traitement du signal avancées à titre d'exemple la transformée de Fourier Fractionnaire (FrFFT) pour les futurs systèmes.

ANNEXES

Publication internationale

- 1 **S. Ayad and S. Redadaa** "A modified SAR range-Doppler algorithm with Gaussian frequency waveforms," *International Journal of Remote Sensing* Vol.36, No. 14, pp. 3575 – 3586, 2015.
(<http://www.tandfonline.com/loi/tres20>)
-

Communications internationales

- 1 **S. Ayad and S. Redadaa** "Gaussian Linear Frequency Modulation Signal SAR Processing," in *Proc. 14th Mediterranean Microwave Symposium (MMS'14)*, pp. 1074-1077, December 12-14, 2014, Marrakech, Morocco.
(<http://www.med-space.org/ieeexplore>)
 - 2 **S. Ayad and S. Redadaa** "SAR Signal Processing Algorithms : Range-Doppler Algorithm Case," in *Proc. 2nd International Conference on Embedded Systems in Telecommunications and Instrumentation (ICESTI'14)*, October 27 - 29, 2014, Annaba, Algeria.
 - 3 **S. Ayad and S. Redadaa** "SAR Focusing Algorithms and Wave Propagation in Complex Media, Accepted in *URSI Commission F Microwave Signatures 2013*, 28-31 October 2013, Espoo (Helsinki), Finland.
-

Journées Doctorales

- 1 **S. Ayad and S. Redadaa** "Gaussian Range-Doppler algorithm for SAR Imaging, *Troisième Journée Doctorale en Télécommunications «JDT2015»*, 16 Novembre 2015, Guelma, ALGERIE.
(<http://lt.univ-guelma.dz/communications-nationales>)
- 2 **S. Ayad and S. Redadaa** "SAR focusing algorithms : Range-Doppler and Range Migration Algorithms case, *Deuxième Journée Doctorale en Télécommunications «JDT2014»*, 12 Mai 2014, Guelma, ALGERIE.
(<http://lt.univ-guelma.dz/communications-nationales>)
- 3 **S. Ayad and S. Redadaa** "Algorithmes de Traitement radar à Synthèse d'Ouverture : Cas de l'Algorithme Range-Doppler, *Première Journée Doctorale en Télécommunications «JDT2013»*, 28 Avril 2013, Guelma, ALGERIE.
(<http://lt.univ-guelma.dz/communications-nationales>)

Annexe B

Caractéristiques de quelques systèmes RSO

Table B.1 – Quelques systèmes RSO orbitaux.

Satellite	Date de lancement	Bande	Acquisitions
SEASAT	1978	L	corrélation optique/numérique
SIR-A	1981	L	corrélation optique
SIR-B	1984	L	multi-incidence
ERS-1	1991	C	polarisation VV, mono-incidence
JERS-1	1992	L	polarisation HH, capteur optique
SIR-C/X-SAR	1994	X, C, L	polarimétrique, multi-incidence multi-résolution (X-SAR)
ERS-2	1995	C	polarisation VV, mono-incidence
RADARSAT-1	1995	C	polarisation HH, multi-incidence multi-résolution
ENVISAT	2002	C	polarimétrique, multi-incidence multi-résolution
RADARSAT-2	2005	C	polarimétrique, multi-incidence multi-résolution
ALOS	2005	L	polarimétrique, multi-incidence capteur optique

Table B.2 – Quelques systèmes RSO aéroportés.

Opérateur	Porteur, capteur	Bande	Acquisitions
NASA-JPL	DC-8, AIRSAR	C, L, P	polarimétrique
Dornier	DO-SAR	Ka, X, C	interférométrique
DLR	E-SAR	X, C, L, P	polarimétrique
ONERA	Transall C-160, RAMSES	Ku, X, C, L, P	polarimétrique interférométrie polarimétrique

Annexe C

Différentes bandes de longueur d'onde utilisées par les RSO

Les longueurs d'onde utilisées en imagerie radar sont rappelées dans le Tableau C.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 Ka. 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.

Table C.1 – Les différentes bandes de longueur d'onde utilisées par les RSO

Bandes	Longueur d'onde (CM)
Ka	0.75 - 1.1
K	1.1 - 1.67
Ku	1.67 - 2.4
X	2.4 - 3.75
C	3.75 - 7.5
S	7.5 - 15
L	15 - 30
p	30 - 100

Pour résumer, les bandes basses hyperfréquences Ku et Ka 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.).

Annexe D

Démonstration de l'équation (3.3) et l'équation (4.26)

D.1 Démonstration de l'équation (3.3)

Dans un premier temps, nous considérons le signal à la sortie d'un démodulateur en bande de base, $s_b(\tau, \eta)$, qui peut être écrit :

$$\begin{aligned} s(\tau, \eta)_b &= A'_0 \omega_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 R(\eta)/c \right) \\ &\times \exp \left(j\pi \alpha \left(\tau - 2R(\eta)/c \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (\text{D.1})$$

Après, le spectre de ce signal est donné par :

$$\begin{aligned} S_b(f_\tau, \eta) &= \int_{-\infty}^{\infty} A'_0 \omega_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 R(\eta)/c \right) \\ &\times \exp \left(j\pi \alpha \left(\tau - 2R(\eta)/c \right)^2 \right) \exp \{ -j2\pi f_\tau \tau \} \end{aligned} \quad (\text{D.2})$$

Donc, la phase de ce signal peut être donnée par :

$$\Theta(\tau) = -j4\pi f_0 R(\eta)/c + j\pi \alpha \left(\tau - 2R(\eta)/c \right)^2 - j2\pi f_\tau \tau \quad (\text{D.3})$$

Par l'utilisation le principe de la phase stationnaire, on peut dériver la phase de l'équation (D.3)

$$\frac{d\Theta(\tau)}{d\tau} = 2\pi \alpha \tau - \pi \alpha \frac{4R(\eta)}{c} - 2\pi f_\tau = 0 \quad (\text{D.4})$$

Donc, on obtient

$$\tau = \frac{2R(\eta)}{c} + \frac{f_\tau}{\alpha} \quad (\text{D.5})$$

Finalement, on remplace le variable τ par l'égalité de l'équation (D.5). Donc, on obtient :

$$\begin{aligned} S_b(f_\tau, \eta) &= A'_0 W_r \left(f_\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right) \\ &\times \exp \left(-j4\pi f_\tau \frac{R(\eta)}{c} \right) \exp \left(-j\pi \frac{f_\tau^2}{\alpha} \right) \end{aligned} \quad (\text{D.6})$$

D.2 Démonstration de l'équation (4.26)

On considère le signal démodulé en bande de base, $s(\tau, \eta)_{b,GRDA}$, qui peut être écrit :

$$\begin{aligned} s(\tau, \eta)_{b,GRDA} &= A'_0 \omega_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right) \\ &\times \exp \left(j\pi \alpha_{GRDA} \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right)^2 \right) \exp \left(-\frac{1}{T_0^2} \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (\text{D.7})$$

Après, le spectre de ce signal est donné par :

$$\begin{aligned}
s(\tau, \eta)_{b,GRDA} &= \int_{-\infty}^{\infty} A'_0 \omega_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right) \\
&\times \exp \left(j\pi \alpha_{GRDA} \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right)^2 \right) \\
&\times \exp \left(-\frac{1}{T_0^2} \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right)^2 \right) \exp \{ -j2\pi f_\tau \tau \}
\end{aligned} \tag{D.8}$$

Donc, la phase de ce signal peut être donnée par :

$$\Theta(\tau) = -j4\pi f_0 R(\eta)/c + j\pi \alpha_{GRDA} \left(\tau - 2R(\eta)/c \right)^2 - j2\pi f_\tau \tau \tag{D.9}$$

Par l'utilisation le principe de la phase stationnaire, on peut dériver la phase de l'équation (D.9)

$$\frac{d\Theta(\tau)}{d\tau} = 2\pi \alpha_{GRDA} \tau - \pi \alpha_{GRDA} \frac{4R(\eta)}{c} - 2\pi f_\tau = 0 \tag{D.10}$$

Donc, on obtient

$$\tau = \frac{2R(\eta)}{c} + \frac{f_\tau}{\alpha_{GRDA}} \tag{D.11}$$

Finalement, on remplace le variable τ par l'égalité de l'équation (D.11). Donc, on obtient :

$$\begin{aligned}
S(f_\tau, \eta)_{GRDA} &= A'_0 W_r \left(f_\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right) \omega_a(\eta - \eta_c) \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right) \exp \left(-j4\pi f_\tau \frac{R(\eta)}{c} \right) \\
&\times \exp \left(-j\pi \frac{f_\tau^2}{\alpha_{GRDA}} \right) \exp \left(-\frac{1}{T_0^2} \frac{f_\tau^2}{\alpha_{GRDA}^2} \right)
\end{aligned} \tag{D.12}$$

Bibliographie

- [1] M. I. Skolnik, "Radar handbook", McGraw-Hill Book Company, New York, 1970.
- [2] N. Levanon and E. Mozeson, "Radar Signals", Wiley-Interscience, 2004.
- [3] J.-C. Curlander and R.-C. McDonough, "Synthetic Aperture Radar : Systems and Signal Processing", Wiley-Interscience, New York, 1991.
- [4] W. Q. Wang, "Multi-Antenna Synthetic Aperture Radar", Taylor & Francis Group, 2013.
- [5] Daoxiang An, Xiaotao Huang, Tian Jin and Zhimin Zhou, "Extended Nonlinear Chirp Scaling Algorithm for High-Resolution Highly Squint SAR Data Focusing", *IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, Vol. 50, No. 9, pp. 3595 – 3609, September 2012.
- [6] O. Hadj Sahraoui, "Principe du Radar à Synthèse d'Ouverture RSO et Simulation d'une Chaîne d'Acquisition d'Image Radar", *3rd International Conference : Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications*, 2005.
- [7] M. J. Ben Kassem, "SAR Monostatique et Bistatique Etude et Analyse des Reconstitution d'Imagerie Radar", Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2004.
- [8] I. Cumming and F. Wong, "Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data : Algorithms and Implementation", Norwood, MA : Artech House, 2005.
- [9] S. Guillaso, "Complémentarité Polarimétrie/ Interférométrie pour la Détection et la Caractérisation de Cibles", Thèse de Doctorat, Université de Rennes1, 2003.
- [10] C. A. Balanis, "Advanced engineering electromagnetics", John Wiley, New York, 1989.
- [11] A. K. Fung, "Microwave scattering and emission models and their applications", Artech House, Norwood, MA, 1994.
- [12] P. F. Combes, "Micro-Ondes 2, Circuits Passifs, Propagation, Antennes : Cours et Exercices", Dunod, Paris, 1997.
- [13] F. Comblet, "Détection, Localisation et Identification de Cibles Radar par Imagerie Électromagnétique Bistatique", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2005.
- [14] P. Goy, "Détection d'Obstacles et de Cibles de Collision par un Radar FMCW Aéroporté", Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2012.

- [15] J. DARRICAU, "Radars : Principes et Éléments de Base", Technique d'Ingénieur, E 6 650, pp. 2 – 27.
- [16] V. Riché, "Etude et Réalisation d'un Système d'Imagerie SAR Exploitant des Signaux et Configurations de Communication Numérique", Thèse de doctorat, Université de Rennes1, Bretagne, 2013.
- [17] L. Hacini, "Application du Changement de PRF au Stap a Rang Réduit", Mémoire de magister, Université Mentouri Constantine, 2010.
- [18] Caner özdemir, "Inverse Synthetic Aperature Radar Imaging with Matlab Algorithms", John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [19] L. Cadoret, "Technique radar", 2ème Edition, Département Electronique, ENAC,Toulouse, 1978.
- [20] T. AUGUST, "Etude et Modulation des Potentiels du SAR Basse Fréquence pour l'Exploration de la Sub-Surface en Contexte Aride", Thèse de doctorat, Université Bordeaux I, 2002.
- [21] S. CHABBI, "Détection Adaptative CFAR à Censure automatique Basée sur les Statistiques d'Ordre en Milieux non Gaussiens ", Mémoire de magister, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [22] N. Nouar, "Détection CFAR de Cibles Réparties dans un Clutter K-Distribué de Paramètres Inconnus", Mémoire de Magister, Université Mentouri Constantine, 2013.
- [23] Z. MESSALI, "Performances des Détecteurs Distribués CFAR dans un Clutter α -Stable Basés Sur des Méthodes de Prétraitement : La Transformée en Ondelettes et La Compression Non Linéaire", Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2007.
- [24] A. Bazzi, "Contribution à la Définition de Formes d'Ondes pour les Radars d'Aide à la Conduite Automobile", Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2010.
- [25] M. Saint-Venant, " Radar Anticollision a Corrélation : Etude et Réalisation", Thèse de Doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambresis, 2001.
- [27] J. Petitjean, "Contributions au Traitement Spatio-Temporel Fondé sur un Modèle Auto-régressif Vectoriel des Interférences pour Améliorer la Détection de Petites Cibles Lentes dans un Environnement de Fouillis Hétérogène Gaussien et non Gaussien", Thèse de Doctorat, Université Bordeaux1, 2010.
- [27] L. Abdou, "Application des Algorithmes Evolutionnaires à l'Optimisation du Seuil de Détection dans les Systèmes Distribués CFAR", Thèse de Doctorat, Université Batna, 2009.
- [28] B. Boudamouz, "Contribution à l'Etude de Nouvelles Technique de Radar MIMO pour la Détection de Cibles en Contexte Urbain (à l'intérieur des bâtiments)", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [29] A. C. Marie, "Détermination de la Surface Equivalente Radar d'une Cible à partir d'un Modèle de Mesures Multistatiques en Champ Proche Exploitant les Matrices de Répartition de Système de Mesure", Thèse de Doctorat, Université de Cergy-Pontoise, 2008.

- [30] M. Duquenoy, "Analyse Temps-Fréquence Appliquée à l'Imagerie SAR Polarimétrique", Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2009.
- [31] M. Richards, "Fundamentals of Radar Signal Processing, chap. Radar Waveform", pp. 159 – 224. Tata McGraw-Hill Education, 2005.
- [32] Z. Bouhroum, T. Chonavel et R. Fablet, "Suivi de Cibles Radar dans l'Espace Temps-Fréquence par Filtrage Particulaire Appliqué à la Fonction d'Interambiguïté", *Symposium on Signal and Image Processing "GRETSI09"*, Dijon, France, 2009.
- [33] I. Lakkis, S. El Assad and J. Saillard, "Optimal Processings Design for Synthetic Aperture Radar", *Traitement du Signal*, Vol.11. no. 1, pp. 3 – 14, 1994.
- [34] V. C. Chen and H. Ling, "Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis", Norwood, MA : Artech House, 2002.
- [35] B. R. Mahafza, "Radar Signal Analysis and Processing using Matlab", Taylor & Francis Group, LLC, London, New York, 2009.
- [36] Renaud Cariou, "Le Traitement du Signal Radar Detection et Interpretation de l'Écho Radar", Paris, 2012.
- [37] P. Swerling, "Probability of Detection for Fluctuating Targets", *IRE Transactions on information theory*, Vol.6, Issue :2, pp. 269 – 308, March 1954.
- [38] P. Swerling, "More on Detection for Fluctuating Targets", *IRE Transactions on information theory*, Vol.11, Issue :3, pp. 459 – 460, February 1965.
- [39] D. Julin, "Two Improved Block Codes", *IEEE Transactions on information theory*, Vol.11, Issue :3, pp. 459 – 460, 1965.
- [40] P. Swerling, "Impact of Target RCS Fluctuations on Radar Measurement Accuracy", *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, Vol.26, Issue :4, pp. 685 – 686, 1990.
- [41] P. Swerling, "Radar Probability of Detection for Some Additional Fluctuating Target Cases", *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, Vol.33, Issue :2, pp. 698 – 709, 1997.
- [42] R. Rau and James H. McClellan, "Analytic Models and Postprocessing Techniques for UWB SAR", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 36, No. 4, pp. 1058 – 1074, October 2000.
- [43] V. Amberg, "Analyse de scènes périurbaines à partir d'images radar haute résolution Application à l'extraction semi-automatique du réseau routier", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [44] S. REDADAA, "Imagerie Radar Basse Fréquence pour la Focalisation d'Objets Enfouis dans des Milieux Dispersifs à Pertes", Thèse de doctorat, Université Mentouri-Constantine, 2007.
- [45] B. Wang, "Digital Signal Processing Techniques and Applications in Radar Image Processing", John Wiley & Sons, Inc., 2008.

- [46] H. Maître, "Traitement des images de radar à synthèse d'ouverture", Hermes Science, Paris, 2001.
- [47] R. Maréchal, "Contribution au SAR Spatial distribué", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale supérieure de l'aéronautique et de l'espace, Toulouse, 2006.
- [48] R. Giret, "Imagerie Radar par Synthèse d'Ouverture pour la Gestion du Trafic Autoroutier", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, 2003.
- [49] M. I. Duersch, "Byu micro-SAR : a very small, low-power LFM-CW synthetic aperture radar ", Master thesis, Brigham Young University, 2004.
- [50] V. KERBAOL, " Analyse Spectrale et Statistique Vent-Vagues des Images Radar à Ouverture Synthétique Application aux Données des Satellites ERS-1/2", Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 1997.
- [51] V. GRAS, "Observation SAR d'une Scène non Stationnaire dans un Contexte de Haute Résolution", *Journée Doctorale*, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, France, 2006.
- [52] G. Blanchet et M. Charbit."Signaux et Image sous Matlab", 2001.
- [53] K. Abbott, B. Leblon, G. Staples, M. E. Alexander and D. MacLean, "Use of RADARSAT-1 Images to Map Forest fuel Moisture over Boreal Forests", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'02)*, pp. 134 - 136, Toronto, Canada, 2002.
- [54] L. K. Soh., "Image Processing Techniques for Describing Sea ice Features", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'02)*, pp. 309 - 311, Toronto, Canada, 2002.
- [55] E. Trouvé, G. Vasile, M. Gay, P. Grussenmeyer and J. M. Nicolas, "Combining Optical and SAR Data to Monitor Temperate Glaciers", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'05)*, pp. 309 - 311, Seoul, South Korea, 2005.
- [56] B. Friedlander and B. Porat, "A High Resolution Radar System for Ocean Imaging", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 34(3), pp. 755 - 775, 1998.
- [57] S. Lehner, J. Schulz-Stellenfleth and A. Niedermeier, "Detection of Extreme Waves using Synthetic Aperture Radar Images", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'02)*, pp. 1893 - 1895, Toronto, Canada, 2002.
- [58] H. Nguyen, H. Roussel and W. Tabbara, "Simulation of SAR Images of a Forested Area Based on a 3D Full Wave Model of Wave Scattering", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'04)*, pp. 885 - 887, Anchorage, USA, 2004.
- [59] C. Proisy, "Apport des Données Radar à Synthèse d'Ouverture pour l'Etude de la Dynamique des Écosystèmes Forestiers", Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier Toulouse III, France, 1999.
- [60] M. Soumekh, "Synthetic aperture radar signal processing with MATLAB algorithms", John Wiley & Sons, New York, 1999.

- [61] I.TIFOUTI, "Contribution à l'Etude de Systèmes Radar à Synthèse d'Ouverture," Mémoire de magister, Université 8 mai 1945 Guelma, 2012.
- [62] J.-M. Le Caillec, S. Redadaa, C. Sintes, B. Solaiman, and M. Benslama, "Focusing Problems of a Buried Point Scatterer using a Low Frequency SAR," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (TAES)*, vol.47, n°.1, pp. 438 - 453, 2011.
- [63] S. Redadaa, J.-M. Le Caillec, B. Solaiman, and M. Benslama, "Focusing problems of subsurface imaging by a low-frequency SAR," *IGARSS'07*, pp-4101-4104, IEEE, 2007.
- [64] F. Zhang, W. Yanfei and S. Hongmei, "A New Real Time Range-Doppler Imaging Algorithm", *3rd International Symposium on Systems and Control in Aeronautics and Astronautics (ISSCAA)*, pp. 119 – 122, Harbin, 2010.
- [65] R. Bamler, "A Comparison of Range-Doppler and Wave Number Domain SAR Focusing Algorithms", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 30, pp. 707 - 713, 1992.
- [66] D. An, X. Huang, T. Jin and Z. Zhou, "Extended Nonlinear Chirp Scaling Algorithm for High-Resolution Highly Squint SAR Data Focusing", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 50, pp. 3595 – 3609, 2012.
- [67] J.J.M. De Wit, A. Meta and P. Hoogeboom, "Modified Range-Doppler Processing for FM-CW Synthetic Aperture Radar", *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, Vol. 3, pp. 83 – 87, 2006.
- [68] Z. Jiang, K. Huang-Fu and J. W. Wan, "A Chirp Transform Algorithm for Processing Squint Mode FMCW SAR Data", *IEEE Geosciences and Remote Sensing Letters*, Vol. 4, pp. 377 – 381, 2007.
- [69] L. Huang, X. Qiu, D. Hu, B. Han and C. Ding, "Medium-Earth-Orbit SAR Focusing Using Range-Doppler Algorithm with Integrated Two-Step Azimuth Perturbation", *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, Vol. 12, pp. 626 – 630, 2015.
- [70] W. Hughes, K. Gault and G. J. Princz, "A Comparison of Range-Doppler and Chirp Scaling Algorithms with Reference to RADARSAT", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'96)*, Vol. 2, pp. 1221 – 1223, Lincoln, NE, 1996.
- [71] P. T. Gough and D. W. Hawkins, "Unified Framework for Modern Synthetic Aperture Imaging Algorithms", John Wiley & Sons, inc., Vol. 8, pp. 343 – 358, 1997.
- [72] Y. Liu, M. Xing, G. Sun, X. Lv, Z. Bao, W. Hong and Y. Wu, "Echo Model Analyses and Imaging Algorithm for High-Resolution SAR on High-Speed Platform", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 50, pp. 933 – 950, 2012.
- [73] A. Moreira, J. Mittermayer and R. Scheiber, "Extended Chirp Scaling Algorithm for Air-and Spaceborne SAR Data Processing in Stripmap and ScanSAR Imaging Modes", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 34, pp. 1123 – 1136, 1996.
- [74] Z. Shangguan, W. Lei and W. Yu, "A Modified RD Algorithm for High Squint SAR", *International Conference on Radar*, pp. 1 - 4, Shanghai, 2006.

- [75] L. Wang and Y. Zhang, "An Improved Algorithm of Range-Doppler for Airborne Synthetic Aperture Radar", *International Conference on Transportation, Mechanical, and Electrical Engineering (TMEE)*, pp.1713 – 1716, Changchun, China, 2011.
- [76] W. Wang, W. Wu, W. Su, R. Zhan and J. Zhang, "High squint mode SAR Imaging using Modified RD Algorithm", *International Conference on Signal and Information Processing*, pp. 589-592, china, 2013.
- [77] T. Xiong, M. Xing, X. G. Xia and Z. Bao, "New Applications of $\omega - k$ Algorithm for SAR data Processing using Effective Wavelength at High Squint", *IEEE Transactions on Geoscience And Remote Sensing*, Vol. 51, pp. 3156 – 3169, 2013.
- [78] G. Xue, J. Yang and P. Liu, "Modified Range Migration Algorithm Integrated with Motion Compensation for FMCW SAR", *International Radar Conference*, pp. 1 – 4, 2013.
- [79] E. C. Zaugg, and D. G. Long, "Generalized Frequency-Domain SAR Processing", *IEEE Transactions on Geoscience And Remote Sensing*, vol. 47, pp. 3761 – 3773, 2009.
- [80] G. Franceschetti, R. Lanari, El-S. Marzouk, "A New Two-Dimensional Squint Mode SAR Processor", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, pp. 854 – 863, Vol. 32, No. 2, April 1996.
- [81] D. W. Hawkins, "Synthetic Aperture Imaging Algorithms : with application to Wide Bandwidth Sonar", PhD thesis, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, October 1996.
- [82] M. A. Richards, "Derivation of the Range-Doppler Algorithm Frequency Response", pp.1–8, 2008.
- [83] K. A. Shaharyar, "Génération Rapide de Signaux Radar d'Environnements Complexes pour la Simulation de Systèmes Imageurs SAR", Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2008.
- [84] R. H. Stolt, "Migration by Fourier Transform", *Geophysics*, Vol. 4, pp. 23 – 48, 1978.
- [85] C. Clemente and J. J. Soraghan, "Fractional Range-Doppler Algorithm for SAR Imaging", *7th European Radar Conference*, pp. 248 – 251, France, 2010.
- [86] C. Clemente and J. J. Soraghan, "Range-Doppler SAR Processing Using the Fractional Fourier Transform", *11th International Radar Symposium (IRS)*, pp. 1 – 4, Lithuania, 2010.
- [87] C. Clemente and J. J. Soraghan, "Fractional RDA and Enhanced FrCSA for SAR Imaging", *Sensor Signal Processing for Defence (SSPD 2010)*, pp. 1 – 5, London, 2010.
- [88] M. Schlutz, "Synthetic Aperture Radar Imaging Simulated in MATLAB", Thèse de Master, San Luis Obispo, 2009.
- [89] Jing Guan , Hongxing Wang, Min Fan and Jing Wang, "The Application of Range-Doppler Algorithm for Side-looking Strip-map SAS", *International Conference on Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC)*, pp. 1 – 4, 2013.

- [90] M. TRIA, "Imagerie Radar à Synthèse d'Ouverture Par Analyse en Ondelettes Continues Multidimensionnelles", Thèse de Doctorat, Orsay, 2005.
- [91] S. Rahman, "Focusing Moving Targets Using Range Migration Algorithm in Ultra Wideband Low Frequency Synthetic Aperture Radar", Mémoire de master, Blekinge, 2010.
- [92] Y. Zhang and W. Zhai, "A New Method for Doppler Centroid Estimation for Spaceborne SAR Based on Chirp Scaling Algorithm", *IEEE*, pp. 543 – 546, 2007.
- [93] R. Keith Raney, H. Runge, R. Bamler, I. Cumming and Frank H. Wong, "Precision SAR Processing Using Chirp Scaling", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 32, No. 4, pp. 786 – 799, July 1994.
- [94] Xiaohui Qiu and Zhaoda Zhu, "Super-resolution imaging used in chirp scaling algorithm", *IEEE Aerospace and Electronics Conference*, vol. 1, pp. 355 – 358, 1996.
- [95] Josef Mittermayer and Alberto Moreira, "Spotlight SAR Processing Using the Extended Chirp Scaling Algorithm", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'97)*, vol. 4, pp. 2021 – 2023, 1997.
- [96] Sun, Xiaobing, Yeo, and Tat Soon, "The Impact of Range Chirp on Chirp Scaling Algorithm", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'97)*, vol. 1, pp. 556 – 558, 1999.
- [97] F. Li, T. Zeng and T. Long, "Refined Chirp Scaling Algorithm for Parallel-Track Bistatic SAR", *2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. 116 – 120, 2009.
- [98] T. Long, F. Li, T. Zeng and X. Yang, "Improved Chirp Scaling Algorithm Based on New Integral Kernel", *ITE Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 5, Issue 4, pp. 466 – 472, 2011.
- [99] A. S. Amein and J. J. Soraghan, "The Fractional Fourier Transform and its application to High Resolution SAR Imaging", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, pp. 5174 – 5177, Barcelona, 2007.
- [100] A. S. Amein and J. J. Soraghan, "A New Chirp Scaling Algorithm Based on the Fractional Fourier Transform", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 12, No. 10, October 2005.
- [101] C. Clemente and J. J. Soraghan, "Range-Doppler and Chirp Scaling Processing of Synthetic Aperture Radar Data Using the Fractional Fourier Transform", *IET Signal Processing*, Vol. 6, Issue : 5, pp. 503 – 510, 2012.
- [102] Junjie Wu, Jianyu Yang, Yulin Huang and Haiguang Yang, "Focusing Bistatic Forward-looking SAR using Chirp Scaling Algorithm", *IEEE Conference*, Vol.5, issue 4, pp. 1036 – 1039, 2011.
- [103] Yonghong Huang and Alkrito Moreira, "Airborne SAR Processing Using the Chirp Scaling and a Time Domain Subaperture Algorithm", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'93)*, Vol. 3, pp. 1182 – 1184, 1993.
- [104] A. Moreira, J. Mittermayer and R. Scheiber, "Extended Chirp Scaling Algorithm for Air and Spaceborne SAR Data Processing in Stripmap and ScanSAR Imaging Modes", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 34, No. 5, pp. 1123-1136, September 1996.

- [105] A. S. Amein and J.J. Soraghan, "Azimuth Fractional Transformation of the Fractional Chirp Scaling Algorithm (FrCSA)", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 44, No. 10, pp. 2871 – 2879, October 2006.
- [106] A. S. Amein and J. J. Soraghan, "Fractional Chirp Scaling Algorithm : Mathematical Model", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 55, No. 8, pp. 4162 – 4172, August 2007.
- [107] Yunhua Zhang and Wenshuai Zhai, "A New Method for Doppler Centroid Estimation for Spaceborne SAR Based on Chirp Scaling Algorithm", *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'07)*, pp. 543 – 546, 2007.
- [108] B. Wang, Z. Hu, W. Guan, Q. Liu, J. Guo, " Study on the echo signal model and R-D imaging algorithm for FMCW SAR", *IET International Radar Conference 2015*, pp. 1 – 6, Hangzhou, 2015.
- [109] A. Chaudhari, S. Prabhu, R. Pinto, " Frequency estimator to improve short range accuracy in FMCW radar", *International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)*, pp. 640 – 644, Kochi, 2015.
- [110] Azizah ; A. B. Suksmono ; A. Munir, " Signal processing of range detection for SFCW radars using Matlab and GNU radio", *International Conference on Computer, Control, Informatics and Its Applications (IC3INA)* , pp. 145 – 148, Bandung, 2014.