

N° d'ordre : 15/2008-M/EL

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
« HOUARI BOUMEDIENE »
FACULTE D' ELECTRONIQUE ET D'INFORMATIQUE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de **MAGISTER**

EN ELECTRONIQUE

Spécialité : Traitement du Signal et des Images

Par : **AKLIOUAT Hacene**

**DEVELOPPEMENT D'UN PROCESSUS DE
FORMATION D'IMAGES RADAR SAR SLC A
PARTIR DE DONNEES RADAR BRUTES**

Soutenu le 21/05/2008, devant le jury composé de :

Mme	A. BELHADJ-AISSA	Professeur	FEI/USTHB	Présidente
Mr.	M. LANSARI	Chargé de recherche	ASAL	Examineur
Mr	S.CHITROUB	Maître de conférences	FEI/USTHB	Examineur
Mr.	Y. SMARA	Professeur	FEI/USTHB	Directeur de thèse

Dédicaces

Aux deux bougies qui m'illuminent ma vie : ma mère et mon père. Que Dieu leur préserve longue vie pleine de santé et de joie. Merci pour leurs sacrifices consentis pour mon éducation, pour la bienveillance avec laquelle ils m'ont toujours entouré !

A ma très chère femme et mes deux chers et adorables petits enfants Wissam et Abderrahmane qui m'ont encouragé à terminer ce travail. *Vers eux va tout mon amour !*

A mes frères et Sœurs !

A mes neveux et nièces !

A mes beaux parents, mes beaux frères et ma belle Sœur (Yaya) !

A mes tantes et à la mémoire de mon oncle maternel Mouloud !

A mes amis !

A toute la famille *AKLIOUAT* !

Remerciements

Tout d'abord, Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Youcef Smara., Professeur à l'USTHB, pour avoir encadré et dirigé mes recherches. Je le remercie pour toute la confiance qu'il a su me porter, et pour la patience, la gentillesse, pour ses encouragements et la disponibilité dont il a fait preuve à mon égard. Ses conseils et remarques constructives m'ont permis d'améliorer grandement la qualité de mes travaux et de ce mémoire.

Je présente tous mes respects et mes remerciements aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'évaluer ce travail : Mme A.Belhadj-Aissa en tant que Présidente du jury ; M M.Lansari, S.Chitroub comme examinateurs.

Ma reconnaissance va particulièrement aux enseignants de Post Graduation qui ont contribué au bon déroulement de notre formation de magister, Je pense en particulier à Mme Belhad Aissaj, M Berkani, M Houacine et Mme Boumghar.

J'adresse également mes remerciements à tous les membres du laboratoire traitement d'image et du signal qui m'ont conseillé, aidé, encouragé, mes pensées vont à Salim Chelbi et Karim Benaouicha., avec qui j'ai eu de nombreux échanges, tant sur le champ scientifique qu'humain, Merci aussi à Mme Ouarzedine et M Laouchedi.

Enfin, je souhaite associer à mes remerciements ma femme qui m'a toujours encouragé, partagé mes doutes comme mes avancées. Ses précieuses remarques et idées m'ont encouragé dans mon travail. Je remercie également mon frère, Kamel, pour ses éclaircissements dans le domaine des Mathématiques.

Résumé

Les radars imageurs sont des systèmes actifs qui utilisent des ondes électromagnétiques dans la gamme de fréquence entre 1 et 10 GHz pour surmonter les problèmes de l'imagerie optique. Ceci permet d'obtenir des images indépendantes des conditions météorologiques, de jour comme de nuit. Le radar imageur mesure la réflectivité d'un terrain qui est en relation avec les caractéristiques des matériaux et leur rugosité.

Les radars aéroportés RAR (Real Aperture Radar) ont montré leurs limites de résolution lorsque l'altitude du radar augmente de manière significative (portés sur des satellites). Pour améliorer les performances de ces radars, les systèmes SAR synthétisent une antenne d'une grande dimension à partir d'une autre de petites dimensions afin d'avoir des résolutions très fines au niveau du sol (quelques mètres).

Cette synthèse d'ouverture donne naissance à un signal radar brut complexe (appelé RAW data) permettant d'obtenir aussi bien l'amplitude que la phase de ce signal. Ce signal n'est pas exploitable directement. Il doit être traité par un processeur impliquant des algorithmes complexes dont les plus connus sont l'algorithme Portée/Doppler (Range Doppler), L'algorithme de mise à l'échelle chirp (Chirp Scaling) et l'algorithme de l'équation d'onde (Wave Number).

Le travail effectué dans le cadre de cette étude consiste à développer un processeur SAR qui permet de traiter des données brutes RAW SAR data pour produire une image de type single look complex (SLC). Nous avons eu à développer plusieurs techniques telles que la compression d'impulsion, la synthèse d'ouverture, le filtrage des lobes secondaires, la correction des migrations, l'estimation de la fréquence du centroïde Doppler, la focalisation 2D. Les tests ont été effectués sur des données RAW SAR pour deux régions différentes, acquise en mode Strip Map au format CEOS et sont relatives au système SAR ERS2.

Cette méthodologie adoptée nous a permis d'obtenir des résultats encourageants que nous avons pu comparer avec des images de type SLC fournies par l'Agence Spatiale Européenne.

Table des matières

INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1	4
PRINCIPE DE L'IMAGERIE RADAR	4
1.1 FREQUENCES RADAR.....	5
1.2 LE RADAR CLASSIQUE.....	6
1.3 LE SLAR.....	7
1.4 LE RADAR A SYNTHÈSE D'OUVERTURE	9
1.4.1 <i>Principe</i>	9
1.4.2 <i>Résolutions géométriques du SAR</i>	11
CONCLUSION.....	11
CHAPITRE 2	12
ACQUISITION ET FORMATION DE L'IMAGE RADAR.....	12
2.1 PRINCIPE D'UN SYSTÈME SAR.....	12
2.1.1 <i>Émission</i>	14
2.1.2 <i>Réception</i>	16
2.2 PROCESSUS DE FORMATION DE L'IMAGE SAR.....	20
2.2.1 <i>Filtrage adapté</i>	20
2.2.2 <i>Compression d'impulsion</i>	24
2.2.3 <i>Le processus de corrélation</i>	24
2.2.4 <i>Signaux de référence</i>	25
2.2.4.1 <i>Signal de référence en range</i>	25
2.2.4.2 <i>Compression en range</i>	26
2.2.4.3 <i>Signal de référence en azimut</i>	28
2.2.4.4 <i>Compression en azimut</i>	30
2.2.5 <i>Analyse fréquentielle du signal chirp</i>	33
2.2.6 <i>Comparaison des compressions du SAR</i>	36
2.2.7 <i>Estimation du centroïde Doppler</i>	37
2.2.8 <i>Les migrations</i>	39
CONCLUSION.....	40
CHAPITRE 3	41
ÉTUDE DES ALGORITHMES DE FORMATION D'IMAGES SAR.....	41
3.1 LES ALGORITHMES DE FORMATION DES IMAGES RADAR.....	42
3.1.1 <i>L'algorithme Range/Doppler</i>	42
3.1.2 <i>L'algorithme de l'équation d'onde</i>	44
3.1.3 <i>L'algorithme Chirp Scaling</i>	45
3.2 TRAITEMENTS ASSOCIÉS	46
3.2.1 <i>Suppression des lobes secondaires</i>	47
3.2.2 <i>Techniques d'estimation du centroïde Doppler</i>	49
3.2.2.1 <i>Estimation du centroïde à partir du spectre en azimut</i>	50
3.2.2.2 <i>Association de visées latérales</i>	53
3.2.3 <i>Correction des migrations</i>	54
3.2.3.1 <i>Principe de la correction</i>	55
3.2.3.2 <i>Critère de correction</i>	56
CONCLUSION.....	58
CHAPITRE 4	59
IMPLEMENTATION DU PROCESSEUR SAR.....	59
4.1 LES DONNÉES.....	60
4.2 LE TRAITEMENT NUMÉRIQUE	61

4.3	IMPLEMENTATION DU PROCESSEUR SAR.....	61
4.3.1	<i>Détermination des paramètres.....</i>	63
4.3.2	<i>Lecture de l'image RAW.....</i>	66
4.3.3	<i>Compression en range.....</i>	68
4.3.4	<i>La compression en azimuth.....</i>	72
4.3.5	<i>Estimation du centroïde Doppler.....</i>	76
4.3.6	<i>Résultats Obtenus.....</i>	77
4.4	FORMATION DE L'IMAGE SAR PAR LE TRAITEMENT 2D.....	79
4.4.1	<i>Présentation de l'algorithme.....</i>	79
4.4.2	<i>La fonction de transfert.....</i>	80
4.4.3	<i>Implémentation.....</i>	81
4.4.4	<i>Définition des paramètres de la fonction de transfert.....</i>	82
4.4.5	<i>Résultats Obtenus.....</i>	82
4.5	TRAITEMENT PAR PAQUETS (PATCH PROCESSING).....	83
4.5.1	<i>Traitement d'un patch.....</i>	83
4.5.2	<i>Correction des effets de bord.....</i>	84
4.5.3	<i>Résultats obtenus.....</i>	85
4.6	QUALITE DE L'IMAGE.....	85
	CONCLUSION.....	87
	CONCLUSION GENERALE	88
	PERSPECTIVES	88
	BIBLIOGRAPHIE.....	89
	WEBOGRAPHIE	90
	ANNEXES	92

Liste des figures

Figure 1.1 : Transmittance atmosphérique des ondes électromagnétiques (NASA 1989).....	5
Figure 1.2 : Vision en range et en azimut d'un radar.....	6
Figure 1.3 : Radar à visée latérale.....	7
Figure 1.4 : Résolution en slant et ground range.....	8
Figure 1.5 : Principe de la synthèse d'ouverture.....	10
Figure 2.1 : Synoptique de l'instrument radar.....	13
Figure 2.2 : Représentation d'un signal chirp.....	15
Figure 2.3 : Diagramme de temps du radar.....	16
Figure 2-4 le système de coordonnées.....	17
Figure 2.5 : Schéma de principe du démodulateur synchrone.....	18
Figure 2.6 : Spectre du signal à échantillonner.....	19
Figure 2.7 : Diagramme bloc simplifié.....	20
Figure 2.8 : Représentation schématique de la convolution.....	21
Figure 2.9 : Corrélateur numérique.....	25
Figure 2.10 : Compression de l'impulsion chirp ERS.....	27
Figure 2.11 : Géométrie de l'acquisition radar.....	28
Figure 2.12 : Réponse du filtre azimutale.....	33
Figure 2.13: Réponse fréquentielle d'un chirp ERS.....	35
Figure 2.14 : Chirp azimutale et le module du spectre.....	36
Figure 2.15 : Spectre d'énergie azimutale optimal pour $f_{DC}=0$	39
Figure 3.1 : Diagramme bloc de l'algorithme Range Doppler.....	43
Figure 3.2 : Diagramme bloc de l'algorithme de l'équation d'onde.....	44
Figure 3.3 : Diagramme bloc l'algorithme Chirp Scaling.....	45
Figure 3.5 : Paramètres de la réponse d'une cible.....	47
Figure 3.6 : Chirp classique et réponse du filtre.....	48
Figure 3.7 : Chirp pondéré et réponse du filtre.....	49
Figure 3.8: La méthode du ΔE pour l'estimation de f_{DC}	51
Figure 3.9: L'algorithme « energy balancing ».....	51
Figure 3.10 : Spectre d'énergie azimutale du signal SAR.....	52
Figure 3.11 : Courbe de migrations correspondant a la colonne 2808.....	54
Figure 3.12 : Acquisition en mode squinté.....	56
Figure 4.1 : L'algorithme Range Doppler.....	62
Figure 4.2 : L'algorithme adapté aux données ERS.....	63
Figure 4.3 : Header suivi d'une ligne de données.....	67
Figure 4.4 : Représentation d'une ligne de données brute.....	67
Figure 4.5: Représentation d'une ligne de la composante I après suppression de la synchronisation.....	68
Figure 4.6 : Procédure de compression en range.....	69
Figure 4.7: Chirp de référence en range.....	70
Figure 4.8: Chirp de référence en range après remplissage de zéros.....	70
Figure 4.9: Echo compressé en range.....	71
Figure 4.10: Passage de l'image RAW à l'image compressée en range.....	72
Figure 4.11 : Procédure de compression en azimut.....	74
Figure 4.12: Chirp de référence en azimut.....	74
Figure 4.13: Chirp de référence en azimut après remplissage de zéros.....	75
Figure 4.14 : passage de l'image compressée en range à l'image focalisée.....	75
Figure 4.15 : Spectre azimutale filtré de la colonne 2808.....	76
Figure 4.16: Variation de f_{DC} en range.....	77
Figure 4.17 : Images module du deuxième site.....	78
Figure 4.18 : Image module SLC de l'ESA du deuxième site.....	78
Figure 4.19 : L'algorithme 2D choisi.....	80
Figure 4.20 : L'algorithme 2D et son implémentation.....	81
Figure 4.21 : L'image focalisée.....	83
Figure 4.22 : Reconstitution de l'image après traitement par lot.....	84
Figure 4.23 : Procédure de troncature/reconstitution.....	84

<i>Figure 4.24 : Image après troncature et reconstitution</i>	85
<i>Figure 4.25 : Réponse d'une cible ponctuelle</i>	86
<i>Figure 4.26 : Image focalisée et filtrage des lobes secondaire</i>	87

Liste des tableaux

<i>Tableau 1 : Gamme des fréquences radar (microondes)</i>	5
<i>Tableau 2 : Caractéristiques des traitements en range et azimut</i>	37
<i>Tableau 4 : Paramètres caractéristiques de l'algorithme RDA</i>	43
<i>Tableau 3 : Migrations maximales pour différentes longueurs d'ondes</i>	57
<i>Tableau 5 : Espacement entre pixels</i>	61
<i>Tableau 6 : Produit temps bande passante</i>	65
<i>Tableau 7 : Paramètres du traitement</i>	66
<i>Tableau 8 : Paramètres définissant la qualité de l'image</i>	86

Abréviations

Les abréviations présentées ci-dessous sont celles qui sont utilisées dans ce mémoire. On y trouve celles utilisées couramment dans la littérature radar et traitement d'image et signal.

Les sigles provenant d'une notation anglaise ne sont pas différenciés car les sigles anglophones sont souvent utilisés indifféremment dans la littérature francophone ou anglophone.

ASAR	Advanced SAR system on the ESA ENVISAT platform
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
BIL	Band Interleaved by Line
BIP	Band Interleaved by Pixel
BSQ	Band Sequential
CCT	Computer Compatible Tape
CEOS	Committee on Earth Observation Systems
CW	Continuous Waveforms
CSA	Chirp Scaling Algorithm
DEM	Digital Elevation Model
DFT	Discrete Fourier Transform
ENVISAT	European Environmental Satellite
ERS-1/2	European Remote Sensing satellite 1 et 2
ESA	European Spatial Agency
ESAR	Experimental SAR system
EOF	End Of File
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite duration Impulse Response
JERS-1	Japanese Earth Ressources satellite
JPL	Jet Propulsion Laboratory
IIR	Infinite duration Impulse Response
InSAR	Interferometric SAR
ISLR	Integrated Side Lobe Ratio
LFM	Linear Frequency Modulation
PRI	Precision Image (format d'image SAR de l'ESA)

PRF	Pulse Repetition Frequency
PSLR	Peak Sidelobe Ratio
PSD	Power Spectrum Density
RADAR	Radio Detection And Ranging
RAR	Real-Aperture Radar
RADARSAT	RADAR SATellite (Canada)
RCS	Radar Cross Section
RCMC	Range Cell Migration Correction
RDA	Range Doppler Algorithm
ROS	Radar à Ouverture Synthétique, SAR en anglais.
SAR	Synthetic Aperture Radar
SCFT	SCaled Inverse Fourier Transform
SEASAT	SEA SATellite
SIR- A	Shuttle Imaging Radar A
SIR-B	Shuttle Imaging Radar B
SIR-C	Spaceborne Imaging Radar C
SLAR	Side Look Airborne Radar
SLC	Single Look Complex (format d'image SAR de l'ESA)
SNR	Signal to Noise Ratio
SRC	Secondary Range Compression
SPECAN	Spectral Analysis

Notations

λ : Longueur d'onde.

ϑ_a : Angle d'ouverture azimutal de l'antenne.

dX : Espacement lignes image

dR : Espacement colonnes image

ΔX : Résolution en azimut

ΔR : Résolution en slant range

ΔR_g : Résolution en ground range

t : Fast time (range time).

s : Slow time (azimuth time).

f_0 : Fréquence porteuse.

f_D : Décalage de fréquence.

f_{DC} : Fréquence du centroïde Doppler.

f_R : Taux de variation de fréquence azimutale (Doppler Rate).

f_s : Fréquence d'échantillonnage du signal SAR en range

PRF : Fréquence d'échantillonnage du signal SAR en azimut

τ_p : Durée d'impulsion radar.

Δt : Largeur d'impulsion après compression

K : Taux de variation de fréquence chirp en range (Chirp Rate) ou taux de modulation.

B_r : Bande passante du signal SAR en range

B_a : bande passante du signal SAR en azimut

l_{sa} : Longueur de l'ouverture synthétique en mètre.

n_{sa} : Longueur de l'ouverture synthétique en nombre de lignes.

L_a : Longueur azimutale de l'antenne

D : Longueur verticale de l'antenne

S : Temps d'intégration (integration time).

H : Hauteur du radar

DR : Migration en range

- x : Axe du déplacement azimutale du radar (x représente la position azimutale du radar)
- r : Axe d'émission en Slant Range des impulsions radar
- η : Fréquence en range pour le traitement 2D
- ξ : Fréquence en azimut pour le traitement 2D
- ξ_d : Fréquence du centroïde Doppler pour le traitement 2D
- $\gamma(x, r)$: Réflectivité de la surface
- $w(x, r)$: Fonction d'illumination de la cible
- V : Vitesse de la plateforme par rapport à la cible
- c : Vitesse de la lumière
- R_c : Distance cible satellite
- TBP : Produit temps bande passante

Introduction

La télédétection spatiale s'enrichit continuellement de nouvelles charges utiles qui observent le rayonnement terrestre sous toutes ses formes et pour toute longueur d'onde. La gamme du rayonnement visible reste bien entendu le domaine d'observation privilégié. Doté de résolutions spatiales pouvant atteindre la précision sub-métrique, ce type d'observation est d'interprétation aisée, puisque conforme à la perception qu'à l'oeil humain de notre environnement.

Il bénéficie en outre d'une palette très riche d'outils d'analyse et d'extraction de l'information. Mais ces capteurs sont passifs : ils requièrent la présence d'une source d'illumination externe (le soleil), et ne peuvent en outre s'affranchir de contraintes d'héliosynchronisme portant sur les orbites empruntées afin d'assurer des conditions d'éclairement similaires en un lieu donné.

Par ailleurs, leur aptitude à observer est sans cesse conditionné par l'aléa météorologique : altérés par la présence d'une couverture nuageuse, l'accès à certaines zones devient délicat, voire impossible (par exemple sur la ceinture tropicale).

Les capteurs radar opèrent dans le domaine des micro-ondes. Capteurs actifs, ils possèdent leur propre source d'illumination, qui les rend indépendants des conditions d'illumination solaire.

Les longueurs d'ondes mises en jeu, typiquement dans la gamme centimétrique, inscrivent l'observation radar dans un domaine d'observation totalement insensible à la vapeur d'eau et donc à la couverture nuageuse. Doté de ces deux propriétés (source active, rayonnement centimétrique), le capteur radar en possède ainsi la qualité d'un capteur *tout temps*. Certaines longueurs d'onde peuvent même traverser des couverts forestiers peu denses ou déceler des objets faiblement enfouis dans le sol. Enfin, l'acquisition radar, associée à des techniques de traitement sophistiquées (la synthèse d'ouverture) ouvre l'accès aux résolutions spatiales proches de celles de leurs homologues optiques.

Les informations recueillies par les capteurs optiques et radar sont différentes. La dissemblance radicale des longueurs d'ondes utilisées (la longueur d'onde radar est 100000 fois plus grande que le rayonnement visible moyen) donnent lieu à des processus d'interaction avec le milieu naturel très différents. Tandis que l'optique livre des informations sur les formes et les couleurs, le radar accroche sur la rugosité, le caractère diélectrique des objets, et leur géométrie à l'échelle centimétrique. L'utilisation de la diversité de polarisation restituera plus finement encore l'information géométrique (nature des processus de réflexions).

Le principe de l'imagerie SAR consiste à illuminer une zone du sol avec le faisceau d'ondes électromagnétiques de l'antenne. Cette zone se compose d'une ou plusieurs cibles. Le faisceau de l'antenne est pointé vers la zone à imager, souvent dans une direction perpendiculaire à la trajectoire du porteur de l'antenne (mode non squinté). Alors que le porteur se déplace sur sa trajectoire de vol, l'antenne émet périodiquement des impulsions qui parviennent à l'ensemble des cibles présentes dans la zone illuminée. Une partie non négligeable de chaque impulsion est alors réfléchi par les cibles puis interceptée par le radar. L'ensemble des données collectées par le radar va permettre d'établir l'image de terrain via un algorithme de reconstruction d'images.

Contexte

Les données radar fournies directement par le système d'acquisition SAR sont dénommées données brutes, après un premier traitement consistant à focaliser l'image SAR on obtient une image de type SLC plus ou moins exploitable, des traitements encore plus avancés permettent d'obtenir des images géocodées et même calibrées.

Motivation

Le développement des techniques radar et aérospatiales de ces dernières années a permis l'apparition de plusieurs plateformes d'acquisition des images radar SAR aéroportées et spatiales et même planétaires. De ce fait toute une communauté scientifique a focalisé ses efforts sur le traitement de ces images et leur exploitation par le biais de techniques telles que la segmentation, la classification, la polarimétrie et l'interférométrie dans plusieurs domaines d'application, tels que:

- La géologie
- La foresterie, l'agriculture
- La topographie

On pourra acquérir les images de niveau élevé mais l'ignorance du processus exacte permettant d'arriver à ces niveaux de traitement rend l'utilisation de ces images inefficace, d'où l'idée de développer un processeur SAR à travers lequel on pourra distinguer les étapes et les procédures menant à l'image focalisée.

Objectif

Notre travail de recherche a été donc de développer un processeur SAR permettant de traiter des données RAW SAR acquises en mode Strip Map pour produire une image focalisée en slant range équivalente aux images SLC.

On dispose d'un premier fichier RAW SAR l'une de la région de Boumerdes acquise le 17-01-96 disponible (CD ROM) acquise dans le cadre d'un projet de recherche contracté avec l'Agence Spatiale Européenne (ESA) et une deuxième de la région de Californie disponible sur FTP et qui contient, en particulier, deux réflecteurs espacés de 600m. Les données traitées acquises en mode Strip Map au format CEOS sont relatives au système SAR ERS2.

Organisation du mémoire

Dans le premier chapitre nous présentons le principe de l'imagerie radar à savoir le principe du SLAR puis du SAR.

Par la suite, dans le chapitre 2, nous allons voir les propriétés des données SAR ; nous analysons les éléments du système SAR dont les parties émission et réception, nous développons par la suite le processus de formation d'image radar en passant par la notion de filtrage adapté et de compression d'impulsion, et enfin la technique de base de la formation des images radar qui est la synthèse d'ouverture dans lequel nous allons déterminer le signal de référence azimuthal pour déduire la résolution azimuthale du SAR.

Pour résumer toutes ces notions théoriques le chapitre 3 est consacré à la présentation des algorithmes que ce soit pour les traitements intermédiaires ou pour la formation d'image.

En fin le chapitre 4 portera sur l'implémentation finale du processeur et la présentation des résultats obtenus.

Chapitre 1

Principe de l'imagerie radar

Le terme RADAR, acronyme pour **RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging, est le nom de code adopté au cours de la seconde guerre mondiale par la marine américaine. On désigne sous ce nom, un système qui illumine une portion de l'espace avec une onde électromagnétique puis reçoit les ondes réfléchies par les objets présents dans cette zone, ce qui permet de détecter leur existence et de déterminer certaines de leur caractéristiques.

Les radars émettent des ondes radioélectriques, dont la longueur d'onde varie de quelques centimètres à environ 1 m. Les concepts de base du radar sont fondés sur les équations régissant les ondes électromagnétiques, formulées par le physicien britannique Maxwell en 1864.

Mais c'est en 1886, que Hertz montra que les ondes (radio) pouvaient, comme les ondes lumineuses, être réfléchies par les corps métalliques et diélectriques.

1.1 Fréquences radar

La propagation des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère dépend surtout de leurs fréquences ; la figure 1.1 représente la transmittance atmosphérique sur une large plage de fréquences. Les systèmes SAR opèrent sur une plage de fréquence avec un minimum d'atténuation. L'avantage des systèmes travaillant sur les plus haute plages et de permettre la réduction de la taille du système et un traitement simplifié du signal radar. Les bandes X, L et C sont les plus utilisées aussi bien pour les systèmes spatiaux que pour les systèmes aéroportés.

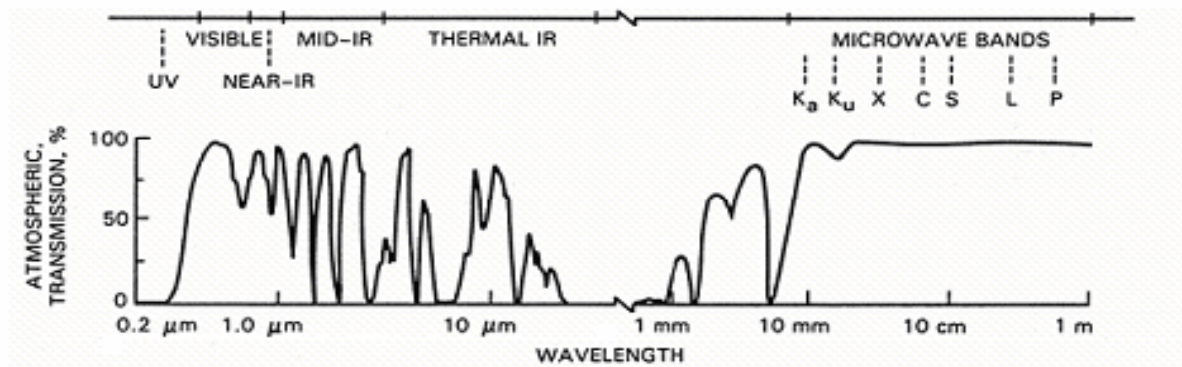


Figure 1.1 : Transmittance atmosphérique des ondes électromagnétiques (NASA 1989)

Quelles que soient les spécificités du radar (modulation de fréquence ou non, ...), le train d'onde produit est caractérisé par la fréquence de la porteuse. En assumant une antenne d'ouverture circulaire de diamètre D alors l'angle d'ouverture de l'antenne à 3 dB est donné

par :

$$\vartheta_a = \frac{\lambda}{D} \quad (1.1)$$

Ainsi les ondes hyperfréquences ou micro-ondes autorisent la réalisation d'antennes de directivités intéressantes.

Ce domaine fréquentiel est subdivisé en 8 bandes, dont les plus utilisées en radar sont les bandes C, L pour les systèmes spatiaux, et X, C, L et P pour les systèmes aéroportés (Tableau 1-1 : Bandes radar). [Skol 90]

Bande Spectrale	Ka	K	Ku	X	C	S	L	P
Fréquence (GHz)	27.0-40.0	18.0-27.0	12.0-18.0	8.0-12.0	4.0-8.0	2.0-4.0	1.0-2.0	0.3-1

Tableau 1 : Gamme des fréquences radar (microondes)

Le radar imageur produit des images de la surface terrestre en émettant, au moyen d'une antenne, des impulsions de micro-ondes dans un plan perpendiculaire à la trajectoire du porteur.

L'écho de cette impulsion est recueilli par la même antenne et engendre une ligne de l'image, dans laquelle les différents réflecteurs sont localisés en fonction de leur éloignement (temps de propagation aller-retour).

La répétition des impulsions le long de la trajectoire assure la deuxième dimension. Les impulsions sont émises à une cadence notée PRF (Pulse Repetition Frequency).

1.2 Le radar classique

Les premiers radars que l'on pourrait qualifier de radars imageurs étaient fondés sur le principe qu'une antenne rotative, peut fournir une vision angulaire et radiale de l'espace environnant (voir figure 1.2) :

- L'indication de distance est fournie par la mesure du temps écoulé entre le départ de l'impulsion et la réception de l'écho.
- L'antenne très directive en azimut balaye 360 degrés dans le plan associé.

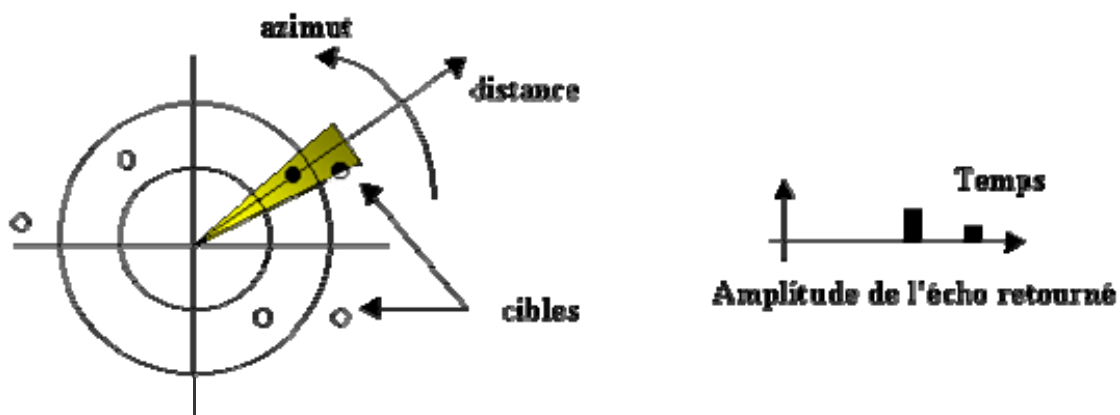


Figure 1.2 : Vision en range et en azimut d'un radar

Quoique parfaitement adapté à des applications militaires de type détection de cibles, d'objets volants ; cette technique ne fournit pas de résolutions suffisantes et de représentation adéquate pour des applications civiles de type imagerie. Cependant le SLAR en est directement inspiré.

1.3 Le SLAR

Le SLAR (Side Looking Airborne Radar), ou radar à ouverture réelle, permet d'obtenir des images de qualité acceptable malgré la simplicité de son fonctionnement. Ce type de radar est généralement embarqué sur un avion et il fonctionne en émettant périodiquement, au moyen d'une antenne rectangulaire, un faisceau hyperfréquences dans un plan perpendiculaire à sa trajectoire.

Le temps de retour de l'impulsion électromagnétique fournit la position en distance des différents éléments réflecteurs de la surface. La composante en ligne est donc appelée distance ou **range**.

En revanche, c'est cette fois les positions occupées par le porteur tout le long de sa trajectoire qui indiquent la position de la projection orthogonale de la cible dans la direction de déplacement, cette composante a été dénommée **azimut**.

L'antenne est orientée latéralement plutôt que verticalement pour une raison triviale : le radar ne distingue les cibles que par leur distance. A la verticale du lieu, les distances sont sensiblement les mêmes donc les points ne sont pas discernables. Egalement, deux points situés de part et d'autre de la verticale du radar sont équidistants donc confondus.

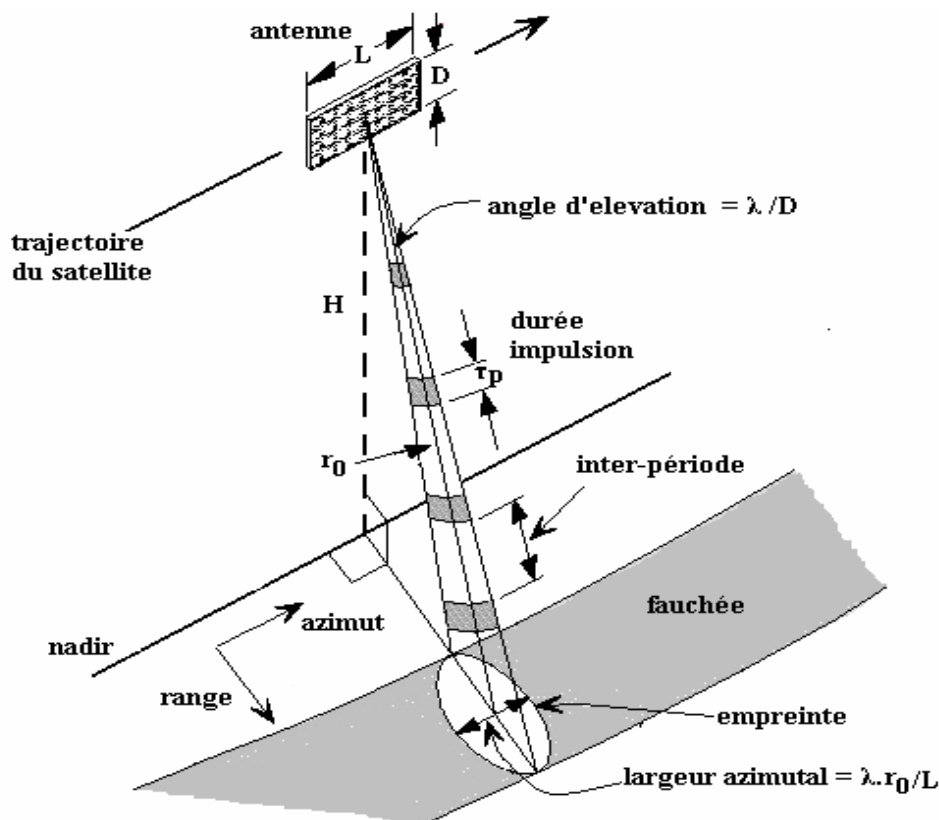


Figure 1.3 : Radar à visée latérale

Les SLAR (Side Looking Airborne Radar), premiers dispositifs à utiliser une visée latérale, se limitaient à exploiter la résolution en range (direction perpendiculaire à la trajectoire).

La résolution en range est fonction de la durée d'impulsion τ_p et donnée par la relation :

$$\Delta R = \frac{c \cdot \tau_p}{2} \quad (1.2)$$

La projection au sol donne :

$$\Delta R_g = \frac{c \cdot \tau_p}{2 \cdot \sin \vartheta} \quad (1.3)$$

Où ϑ étant l'angle de visée du radar

Pour augmenter la résolution en range il faut soit augmenter l'angle de visée ϑ ou diminuer la largeur d'impulsion τ_p .

La résolution azimuthale demeurant très faible. En effet celle ci est liée à la largeur de l'empreinte au sol. Ainsi avec une antenne de longueur L_a , émettant avec une longueur d'onde λ à la hauteur H et avec un angle de visée θ ; la résolution azimuthale est donnée par :

$$\Delta X = \frac{\lambda}{L_a} \cdot r \quad (1.4)$$

r étant la distance cible radar à mi-fauché on aura :

$$\Delta X = \frac{\lambda}{L_a} \cdot \frac{H}{\cos \vartheta} \quad (1.5)$$

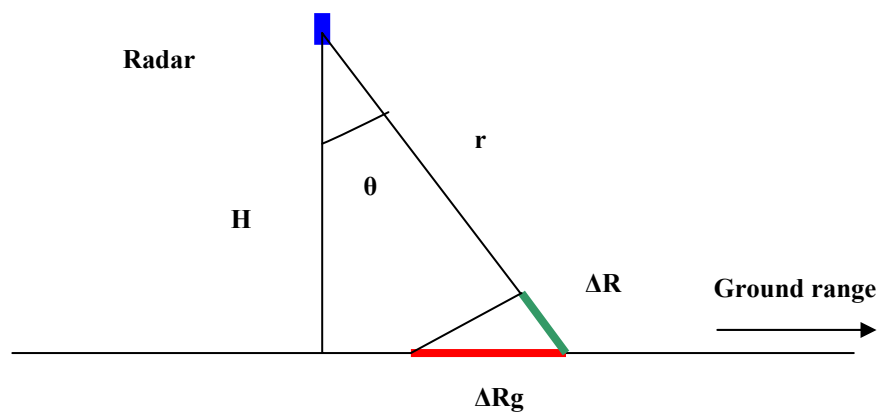


Figure 1.4 : Résolution en slant et ground range

Il ressort des relations précédentes que pour affiner les résolutions en range et en azimuth, on peut agir sur quatre facteurs en l'occurrence, la longueur d'onde λ , l'angle de visée ϑ , la durée d'impulsion τ_p et la longueur de l'antenne L_a .

La longueur d'onde fait partie des caractéristiques du radar et ne peut être modifiée. Quant à l'angle de visée, il ne peut être utilisé pour l'amélioration des résolutions comme le montrent les formules (1.3) et (1.5).

La diminution de la durée d'impulsion permet d'améliorer la résolution en range et n'affecte pas la résolution en azimuth.

L'augmentation de la longueur de l'antenne permet d'améliorer la résolution azimuthale mais aboutit, cependant, à des antennes de longueur très importante. En effet, pour un radar en bande L ($\lambda = 23$ cm) dont l'antenne de longueur est de 12 m et se déplaçant sur un porteur à 800 km d'altitude et observant le sol avec un angle de 20° par rapport au sol, la résolution azimuthale est de 16,3 km.

La solution consiste à combiner les deux actions : Diminuer la largeur d'impulsion τ_p et augmenter la longueur L_a de l'antenne. Ceci nous mène à introduire la notion de radar à synthèse d'ouverture ou SAR.

1.4 Le radar à synthèse d'ouverture

En 1951 Carl Wiley a observé que deux cibles à différentes positions azimuthales possèdent un décalage de fréquence Doppler différent [Curl 91].

Il proposa par la suite la théorie de l'antenne à ouverture synthétique apportant ainsi une amélioration spectaculaire à la résolution azimuthale.

1.4.1 Principe

Un radar à ouverture de synthèse ou ROS (en anglais SAR : Synthetic Aperture Radar) est un système d'imagerie radar d'un porteur aérien ou satellitaire muni d'une antenne à ouverture de synthèse. Ce système permet d'utiliser le déplacement d'un porteur pour simuler une antenne virtuelle de longueur très importante afin d'affiner la résolution (Voir figure 1.5).

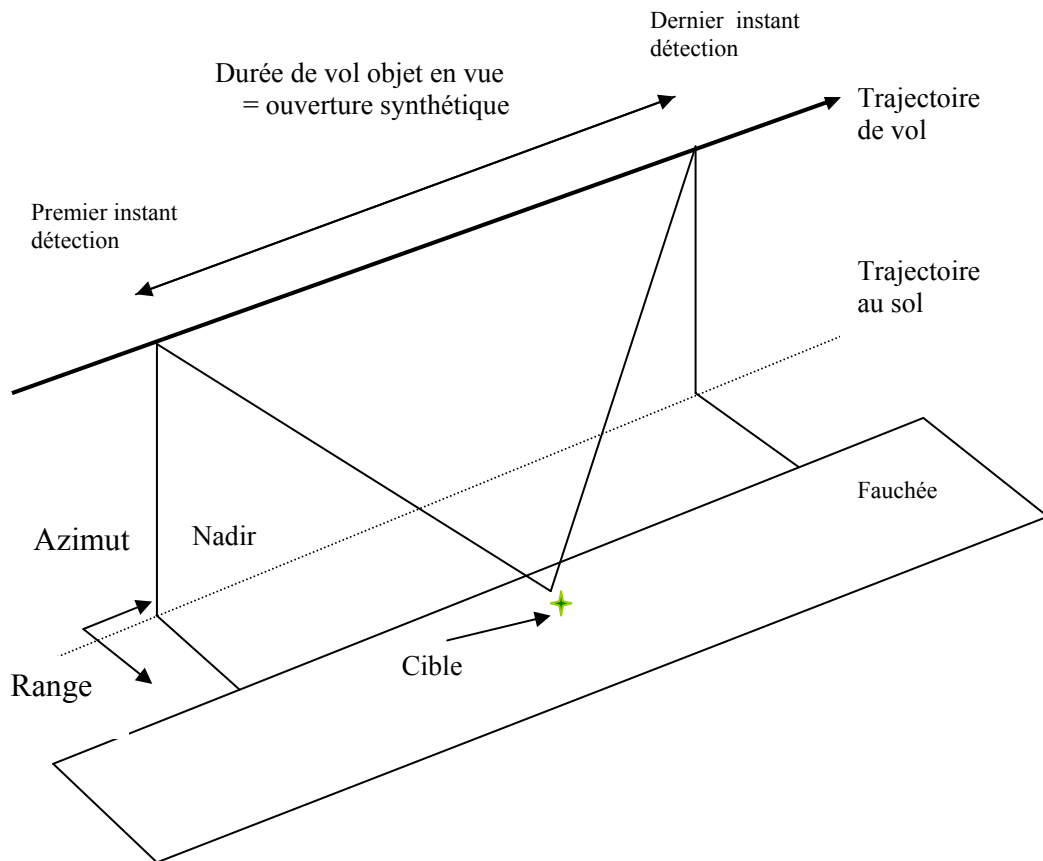


Figure 1.5 : Principe de la synthèse d'ouverture

En effet, si un point est observé pour plusieurs impulsions (qui correspondent à autant de positions du radar) en considérant tous ces échos reçus comme étant ceux reçus par un réseau équivalent d'antennes, on peut les recombinaison afin de synthétiser un écho correspondant à une antenne de grande taille. C'est ce qu'on appelle la **synthèse d'ouverture**.

Le SAR est un système actif. L'antenne illumine la cible de son propre rayonnement sous la forme d'un lobe principal, en émettant des impulsions de micro-ondes (comprises entre 1mm et 1m) à une cadence T appelée PRF (Pulse Repetition Frequency). Le numéro de l'impulsion est la référence en azimut de l'image radar (direction parallèle à la trajectoire du porteur).

L'onde rétrodiffusée par la surface terrestre, ou écho radar, est accueillie par cette même antenne après un temps de propagation proportionnel à la distance aller-retour entre l'antenne et la cible, qui constitue la référence en range de l'image.

Le concept du SAR est basé sur la finesse de la résolution en range et en azimut de l'image. En effet ce type de radar exploite deux techniques de bases qui sont la compression d'impulsion et la synthèse d'ouverture, ainsi les systèmes SAR courant permettent d'atteindre une résolution de l'image comparable à celle des images optiques.

1.4.2 Résolutions géométriques du SAR

Le radar SAR accumule des données d'images tout en parcourant son orbite. Ainsi, des bandes continues de la surface terrestre sont illuminées d'un côté du radar, parallèlement à sa trajectoire. Les données ainsi accumulées sont ensuite traitées afin de produire une image radar.

La finesse de la résolution en range et en azimuth est obtenue après une opération de compression d'impulsion pour chacune des résolutions:

La résolution en range est donné par :

$$\Delta R = \frac{c}{2.B} \quad (1.6)$$

Alors que la résolution en azimuth est donné par :

$$\Delta X = \frac{L_a}{2} \quad (1.7)$$

Ainsi dans le cas du système SAR ERS la résolution de l'image SAR est :

Une résolution en range $\Delta R = 9.67[m]$

Une résolution en azimuth $\Delta X = 5[m]$

Conclusion

Nous avons pu à travers ce chapitre identifier les spécificités des systèmes SAR c'est-à-dire la méthode utilisée pour l'acquisition des données. Nous avons aussi montré les avantages du SAR à travers la résolution de l'image radar traitée. Ceci nous permet de s'engager dans un développement plus détaillé des techniques et des algorithmes permettant d'arriver à la formation de ce type d'images.

Pour cela, nous allons tout d'abord développer une analyse du système radar en insistant sur les traitements effectués au niveau de la plateforme.

Chapitre 2

Acquisition et formation de l'image radar

Ce chapitre a pour but de présenter le principe de formation des images radar depuis l'acquisition du signal brut jusqu'à l'image synthétisée,

2.1 Principe d'un système SAR

Le radar embarqué est constitué essentiellement :

- D'une antenne
- D'un système d'émission /réception
- D'un circulateur permettant d'alterner entre les phases d'émission et de réception.

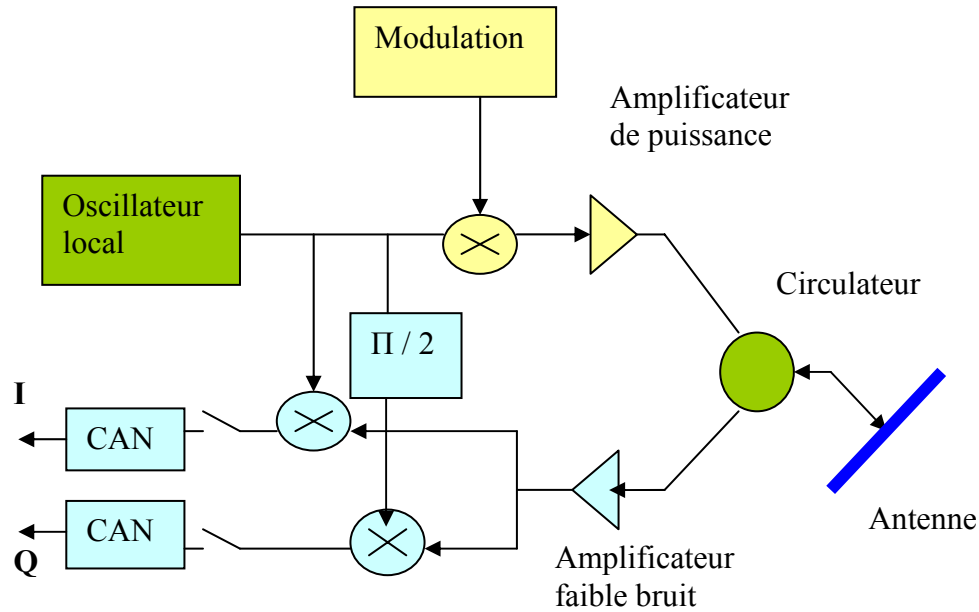


Figure 2.1 : Synoptique de l'instrument radar

Le SAR étant un système actif il transmet d'abord des impulsions chirp à un rythme noté PRF. L'écho des impulsions émises est capté par l'antenne radar puis amplifié. Il est ensuite transmis à deux démodulateurs synchrones couplés avec l'oscillateur local, qui extrait la porteuse du signal de départ. Les démodulateurs sont déphasés de 90° afin d'extraire deux projections du signal dans l'espace des phases (partie réelle et imaginaire du signal). Le signal généré est nettoyé de la porteuse (dont la fréquence a été doublée par la démodulation) par un filtre passe-bas.

Deux Convertisseurs Analogique/Numériques permettent de codifier l'information qui sera stockée et éventuellement traitée à bord de la plate-forme. Les deux signaux numériques résultants sont [Web 01] :

- La composante **cosinus** connue par composante 'I' ou composante phase.
- La composante **sinus** connu par composante 'Q' ou composante quadrature.

A partir de ces deux composantes on peut extraire :

- L'amplitude du signal SAR : $A = \sqrt{I^2 + Q^2}$ (2.1)

- La phase du signal SAR : $\varphi = a \tan\left(\frac{Q}{I}\right)$ (2.2)

2.1.1 Émission

Le radar émet une impulsion d'une durée relativement longue (quelques dizaines de microsecondes) qui est modulée linéairement en fréquence. Ce signal est appelé signal chirp. La fonction de modulation employée est généralement du type :

$$x(t) = A \cdot \cos \left[2\pi \cdot \left(f_0 \cdot t + K \cdot \frac{t^2}{2} \right) \right] \quad (2.3)$$

Cette fonction est caractérisée par un pic d'autocorrélation très étroit. Ceci permet une résolution fine en distance qui va être fondamentale lors de l'étape de la compression d'impulsion appelée filtrage adapté. En effet, le signal chirp est obtenu par une modulation linéaire de fréquence d'une porteuse sinusoïdale.

Si on note $x(t) = A \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \varphi(t)]$ (2.4)

Où $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$: représente la fréquence radar ou fréquence porteuse

A : L'amplitude et $\varphi(t)$: la phase

Et sachant que pour une modulation de fréquence, nous avons :

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = k \cdot m(t) \quad (2.5)$$

où $m(t)$ est le signal modulant et k est une constante.

Alors le signal chirp est obtenu pour : $m(t) = t$

On aura :
$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = k \cdot t$$

Ainsi
$$x(t) = A \cdot \cos \left[\omega_0 \cdot t + k \cdot \frac{t^2}{2} \right] \quad (2.6)$$

On pose $k = 2\pi \cdot K$

K étant le taux de modulation (Chirp Slope en anglais) et est exprimé en Hz/s.

On obtient alors :

$$x(t) = A \cdot \cos \left[2\pi \cdot \left(f_0 \cdot t + K \cdot \frac{t^2}{2} \right) \right] \quad (2.7)$$

Ainsi nous retrouvons l'équation (2.3).

Pour exprimer le fait que l'impulsion du chirp est limitée en durée on note ;

$$x(t) = \begin{cases} A \cdot \cos \left[2\pi \left(f_0 t + K \cdot \frac{t^2}{2} \right) \right] & |t| \leq \frac{\tau_p}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.8)$$

τ_p étant la durée de cette impulsion.

Nous donnons à la figure 2.2 la représentation d'un signal chirp.

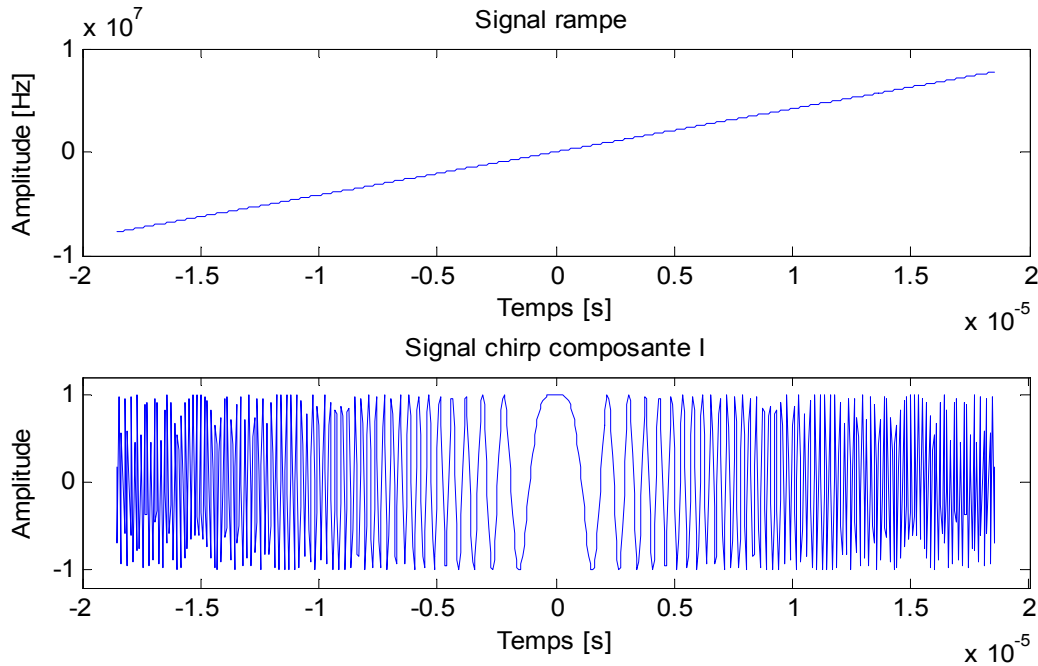


Figure 2.2 : Représentation d'un signal chirp

A partir de l'expression (2.7) on peut tirer la phase instantanée du signal chirp et on obtient :

$$\psi(t) = 2\pi \cdot \left(f_0 t + K \cdot \frac{t^2}{2} \right) \quad (2.9)$$

La variation de fréquence est donné par : $f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\psi(t)}{dt}$

$$\text{Alors } f(t) = f_0 + K \cdot t \quad (2.10)$$

$$\text{Et } \Delta f = K \cdot \Delta t$$

Où Δt est la durée de l'impulsion chirp $\Delta t = \tau_p$

$$\text{Alors } \Delta f_i = K \cdot \tau_p \quad (2.11)$$

Le signal chirp est aussi appelé modulation linéaire de fréquence (LFM en anglais).

Deux paramètres sont prépondérants dans le dispositif d'émission de l'impulsion radar :

- La fréquence radar autrement dit la fréquence de la porteuse liée aux caractéristiques du radar lequel doit fonctionner dans une bande de fréquence bien déterminée (entre 1 à 10 GHz) dépendant de la transmittance de l'atmosphère.

- La bande passante du chirp qui elle détermine la résolution en range de l'image radar. Ainsi durant la transmission de l'impulsion, la fréquence de la porteuse est modulée linéairement et peut être représentée sous la forme : $f(t) = f_0 + K.t$

La variation de la fréquence de l'impulsion radar est proportionnelle à la durée de l'impulsion τ_p et donnée par la relation : $B = K \cdot \tau_p$

Ainsi ce type de modulation équivaut à un signal chirp généré à travers de diverses techniques. Comme le système SAR alterne entre les deux modes d'émission et de réception, en premier il émet une impulsion, et puis il attend l'écho de l'impulsion émise, alors on aboutit à la notion de rythme de répétition des impulsions (Voir figure 2.3)

Le temps du cycle d'émission réception est noté PRI Avec :

$$PRI = \frac{1}{PRF} \quad (2.12)$$

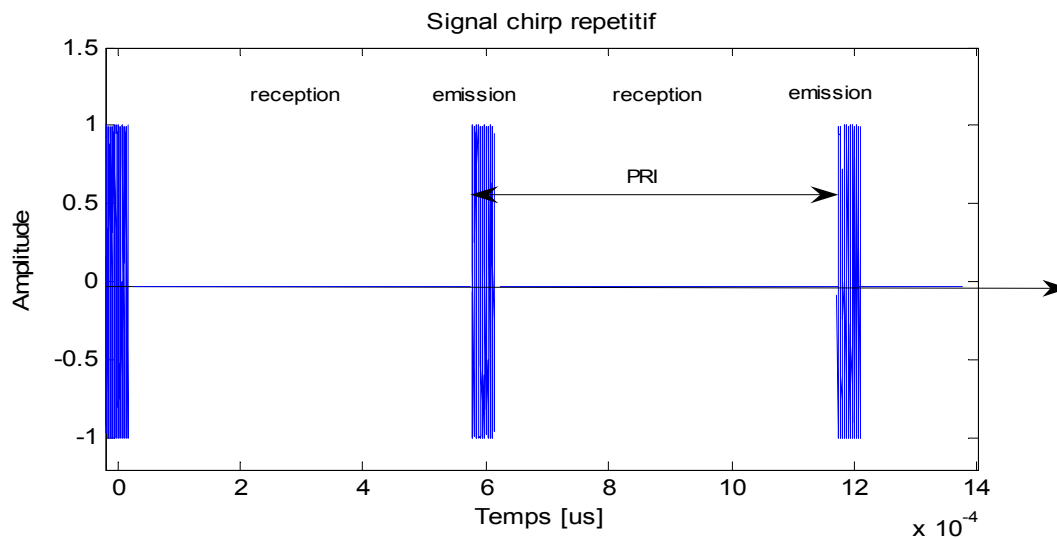


Figure 2.3 : Diagramme de temps du radar

2.1.2 Réception

L'antenne de réception est, en général, la même que celle qui a émis l'impulsion hyperfréquence modulée. Le récepteur est du type **détecteur synchrone en quadrature** ; Les deux signaux ainsi obtenus peuvent ensuite communément être représentés sous forme **complexe**.

L'onde électromagnétique reçue est constituée d'une porteuse de fréquence f_0 ($\sim 5\text{GHz}$ pour le satellite ERS) modulée linéairement en fréquence produisant un signal chirp de bande passante B ($\sim 15\text{MHz}$ pour le satellite ERS). Pour mémoriser le signal reçu, on doit d'abord le numériser. Pour cela, la fréquence d'échantillonnage devra être au moins le double de la fréquence porteuse. Par exemple, pour le satellite ERS, si on suppose que chaque échantillon est codé sur 1 octet ; la quantité de données à générer (télécharger vers la station terrestre) sera de 10 Goctets par seconde.

Pour pallier au problème de débit de transmission de cette quantité considérable de données, le système à bord utilise la technique de démodulation synchrone dont l'objectif principal est de réduire le débit de données [Sand 02].

La fonction du démodulateur est d'effectuer une translation du spectre du signal reçu de la bande de fréquence centrée autour de la fréquence porteuse f_0 vers une fréquence centrale nulle.

Si on considère le signal chirp dont l'expression est :

$$s(t) = A \cdot \exp \left[j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left(f_0 \cdot t + K \cdot \frac{t^2}{2} \right) \right] \cdot \text{rect} \left[\frac{t}{\tau_p} \right] \quad (2.13)$$

$\text{rect} \left[\frac{t}{\tau_p} \right]$ étant l'impulsion rectangulaire élémentaire de durée τ_p .

Dans le système de coordonnées cylindriques, la plateforme Radar se déplace le long de l'axe des x (voir figure 2.4).

Considérons une cible ponctuelle de coordonnées $T \equiv (0, r, \vartheta)$ se déplaçant avec la plateforme.

Où r est la distance cible plateforme et $x = 0$ est le plan orthogonal à la direction de vol

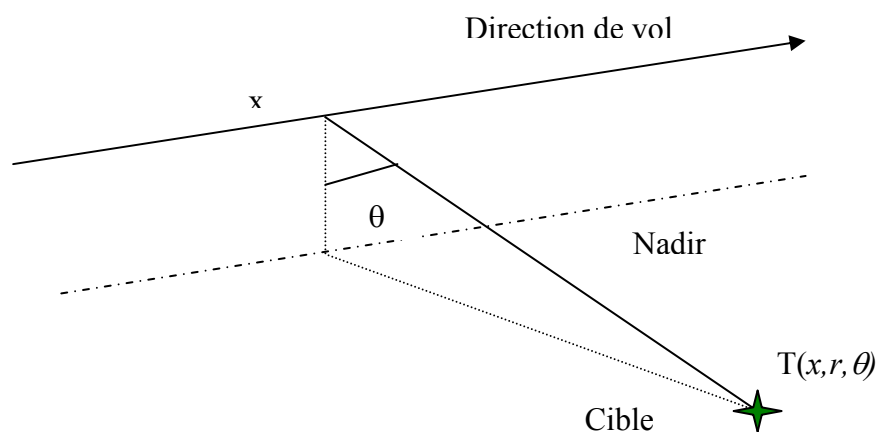


Figure 2-4 le système de coordonnées

Le signal rétrodiffusé $u_r(t)$ par la cible et reçu par la plateforme est donné par :

$$u_r(t) = s\left(t - \frac{2.r}{c}\right) \quad (2.14)$$

Donc :

$$u_r(t) = A \cdot \exp\left[j.2.\pi. \left(f_0 \cdot \left(t - \frac{2.r}{c} \right) + K \cdot \frac{\left(t - \frac{2.r}{c} \right)^2}{2} \right) \right] \cdot \text{rect}\left[\frac{\left(t - \frac{2.r}{c} \right)}{\tau_p} \right] \quad (2.15)$$

Le spectre du signal $u_r(t)$ c'est-à-dire $U_r(f)$ est représenté en figure 2.6 (a).

Après une amplification ce signal doit être démodulé.

Un démodulateur synchrone constitue un élément de base du récepteur [Ziem 76] ; il comporte :

- Un oscillateur sinusoïdal de fréquence ω_0 générant un signal $u_0(t) = A_0 \cdot \cos \omega_0.t$
- Un multiplicateur réalisant le produit $u_r(t) \cdot u_0(t)$
- Un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est ω_c .

Le schéma de principe est donné en figure 2.5.

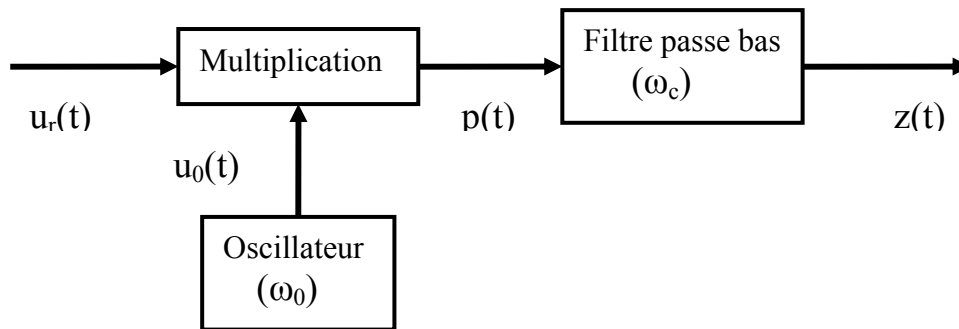


Figure 2.5 : Schéma de principe du démodulateur synchrone

Etant donné l'écriture du signal rétrodiffusé,

$$x(t) = A \cdot \exp(j.2.\pi.f_0.t) \cdot \exp\left[j.2.\pi. \left(f_0 \cdot \left(t - \frac{2.r}{c} \right) + K \cdot \frac{\left(t - \frac{2.r}{c} \right)^2}{2} \right) \right] \cdot \text{rect}\left[\frac{\left(t - \frac{2.r}{c} \right)}{\tau_p} \right] \quad (2.16)$$

Après une opération de démodulation synchrone au niveau du satellite on obtient le signal :

$$z(t) = A \cdot \exp \left[j.2.\pi. \left(-f_0 \cdot \left(\frac{2.r}{c} \right) + K \cdot \frac{\left(t - \frac{2.r}{c} \right)^2}{2} \right) \right] \cdot \text{rect} \left[\frac{\left(t - \frac{2.r}{c} \right)}{\tau_p} \right] \quad (2.17)$$

L'analyse mathématique de cette opération permet d'obtenir le spectre du signal de sortie du démodulateur c'est-à-dire $Z(f)$ donné en figure 2.6 (b).

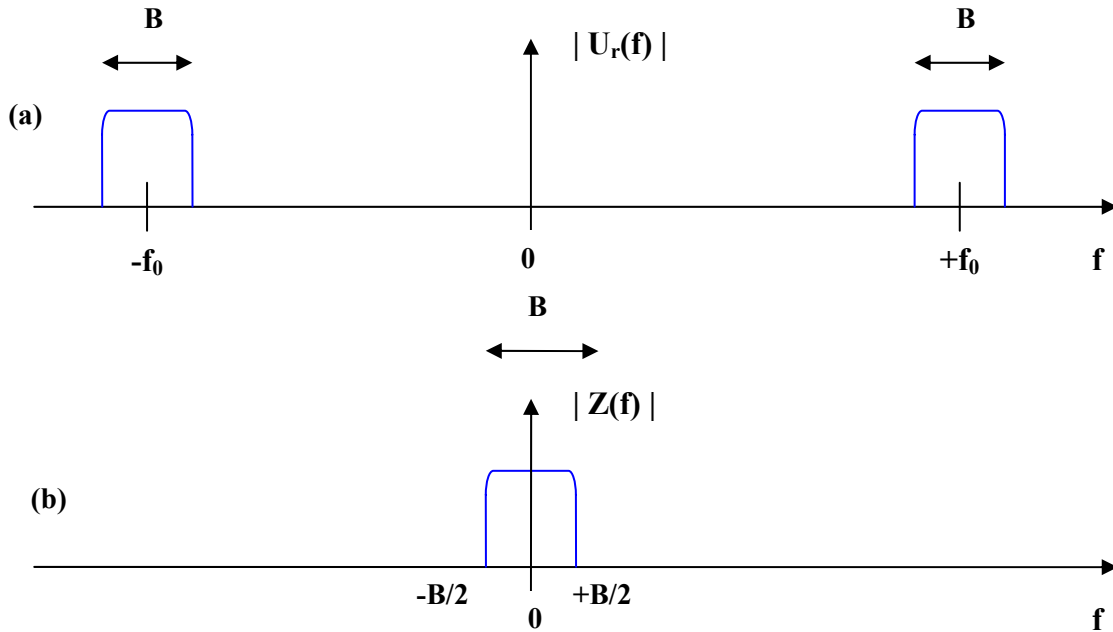


Figure 2.6 : Spectre du signal à échantillonner

Pour déterminer la fréquence d'échantillonnage, il faut d'abord connaître la fréquence maximale du signal radar après opération de démodulation synchrone.

Le Théorème de Shannon impose une fréquence d'échantillonnage telle que : $f_e \geq 2.f_{\max}$

La démodulation synchrone fait apparaître le spectre de la figure 2.6 pour lequel :

$$f_{\max} = \frac{B}{2} \quad (2.18)$$

En conséquence on aura $f_e \geq 2 \cdot \frac{B}{2}$ donc $f_e \geq B$

Pour les systèmes ERS1 et ERS 2, par exemple, $B = 15.5\text{MHz}$ et $f_e = 18.9\text{MHz}$

Après tout ces traitements effectués au niveau de la plateforme radar, on retrouve un signal numérisé. Ce dernier est appelé signal brut (RAW en anglais) parce que il doit subir d'autres traitements afin de produire une image.

2.2 Processus de formation de l'image SAR

Le signal SAR représenté par les composantes phase et quadrature du signal est échantillonné, numérisé et stocké en mémoire au format BIP (**B**and **I**nterleaved **P**ixel). Chaque écho de ce signal, radar va subir une chaîne de traitement pour passer d'un signal brut à une image focalisée.

Le bloc diagramme, de traitement des échos du signal radar brut, donné en figure 2.7 fait apparaître deux opérations de base qui sont les compressions en range et en azimuth. D'autres opérations intermédiaires sont nécessaires pour la formation de l'image focalisée dont les principales sont l'estimation du centroïde Doppler et la correction des migrations.

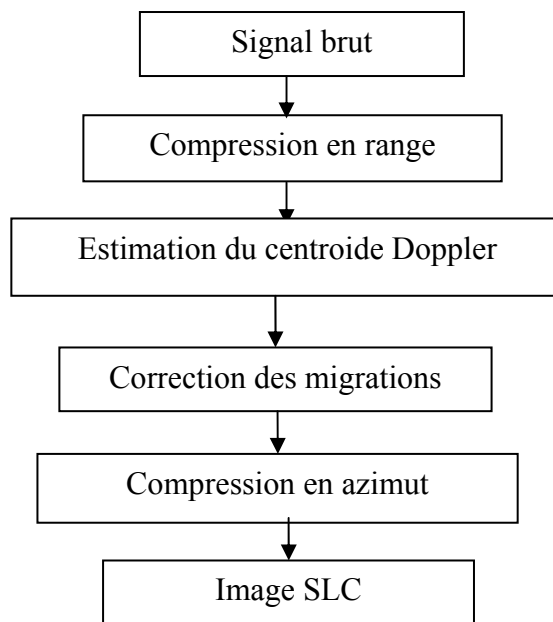


Figure 2.7 : Diagramme bloc simplifié

2.2.1 Filtrage adapté

Les opérations de compression en range et en azimuth utilisent la technique de compression d'impulsion. Le fondement mathématique de celle-ci est basé sur la notion de filtrage adapté ou corrélation. Ce dernier permet de focaliser un écho radar en une impulsion étroite dont la largeur est aussi étroite que le produit temps-bande passante de l'impulsion émise est élevé.

Soit $s(t)$ le signal transmis par le système radar, ce signal est rétrodiffusé par la cible distante

de r il est ensuite reçu par le système radar avec un retard $\tau = \frac{2.r}{c}$

Pour faciliter l'analyse du filtrage adapté on se place dans la situation idéale qui correspond à la seule modification de l'amplitude de l'impulsion. A l'entrée du système récepteur on retrouve le signal:

$$q(t) = \alpha \cdot s(t - \tau) + n(t) \quad (2.19)$$

$$|t - \tau| \leq \frac{\tau_p}{2}$$

Où $n(t)$ est la combinaison entre **le bruit de la source et le bruit du récepteur**. On suppose qu'il s'agit d'un bruit blanc (de densité spectrale de puissance constante N_0).

Soient $f(t)$ et $g(t)$ respectivement les signaux d'entrée et de sortie du filtre et $h(t)$ la réponse impulsionnelle. Comme le système est linéaire et invariant dans le temps, il obéit à l'opération de convolution et nous pouvons écrire :

$$g(t) = h(t) * f(t) \quad (2.20)$$

Ou bien
$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - t') \cdot f(t') \cdot dt' \quad (2.21)$$

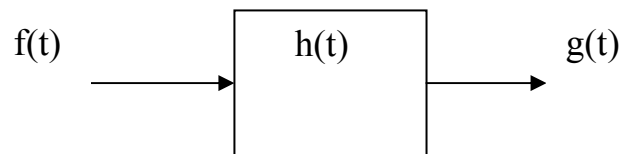


Figure 2.8 : Représentation schématique de la convolution

L'objectif de l'analyse du filtre adapté est de déterminer la réponse impulsionnelle $h(t)$ en cherchant à maximiser le rapport signal à bruit (SNR) du signal détecté dans l'intention de retrouver le signal désiré [Curl, 91]. Ainsi cette façon de déterminer la réponse impulsionnelle permet de déduire le signal de référence que ce soit en range ou en azimut.

Mathématiquement le problème à résoudre est de choisir la fonction $h(t)$ telle que la quantité a quantifiant le SNR soit maximale [Curl 91]. La quantité a est donnée par :

$$a = \frac{E|g_s(\tau) + g_n(\tau)|^2}{E|g_n(\tau)|^2} \quad (2.22)$$

Où $g_s(t)$ et $g_n(t)$ sont les sorties du système récepteur pour le signal $s(t)$ et pour le bruit $n(t)$ respectivement et E exprime l'espérance mathématique.

Nous avons donc :

$$a = 1 + \frac{E|g_s(\tau)|^2}{E|g_n(\tau)|^2}$$

D'où :

$$a = 1 + SNR \quad (2.23)$$

$E[g_s(\tau)]^2$ Et $E[g_n(\tau)]^2$ représentent la variance du signal de sortie du filtre due à $s(t)$ et à $n(t)$ respectivement.

Le signal de bruit possède une moyenne nulle c'est à dire: $E[g_n(\tau)] = 0$. Si on introduit maintenant le signal impulsion radar $q(t) = \alpha \cdot s(t - \tau) + n(t)$ à l'entrée du système récepteur, Le principe de superposition permet de simplifier l'analyse :

- pour le signal utile : $f(t) = \alpha \cdot s(t - \tau)$

$$g(\tau) = \alpha \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau - t') \cdot s(t' - \tau) \cdot dt' \quad (2.24)$$

- pour le signal de bruit : $f(t) = n(t)$

$$g_n(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau - t') \cdot n(t') \cdot dt' \quad (2.25)$$

Si le signal de bruit possède une moyenne nulle et uniformément distribuée dans le domaine des fréquences avec une puissance $N_0/2$ alors :

$$SNR = \frac{2 \cdot \alpha^2}{N_0} \cdot \left[\frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot s(-t) \cdot dt \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} |h(t)|^2 dt} \right] \quad (2.26)$$

Pour poursuivre la procédure on doit introduire l'inégalité de Schwartz :

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(t) \cdot f_2^*(t) dt \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |f_1(t)|^2 dt \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |f_2(t)|^2 dt \quad (2.27)$$

La propriété importante de l'inégalité de Schwartz stipule que le premier membre de l'inégalité est égale au deuxième membre si et seulement si :

$$f_1(t) = k \cdot f_2^*(t) \quad (2.28)$$

On peut à présent utiliser cette propriété pour déduire la réponse impulsionnelle de notre filtre.

Avec : $f_1(t) = h(t)$ Et $f_2(t) = s(-t)$

On retrouve alors:

$$SNR \leq \frac{2\alpha^2}{N_0} \cdot \left[\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |h(t)|^2 dt \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |s(-t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |h(t)|^2 dt} \right] \quad (2.29)$$

Donc :

$$SNR \leq \frac{2\alpha^2}{N_0} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |s(-t)|^2 dt \quad (2.30)$$

Si on pose : $P = \int_{-\infty}^{+\infty} |s(-t)|^2 dt$ qui représente l'énergie totale du signal reçu $s(t)$, On aura :

$$SNR \leq \frac{2\alpha^2}{N_0} \cdot P \quad (2.31)$$

Vu que le choix de $h(t) = k \cdot s^*(-t)$ permet d'atteindre cette limite supérieure, c'est cette dernière qu'on doit choisir pour maximiser le SNR.

Le choix de la constante k étant arbitraire, on prendra la valeur 1.

La réponse impulsionnelle du filtre est donc :

$$h(t) = s^*(-t) \quad (2.32)$$

Ainsi : $g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s^*(t' - t) \cdot s(t') \cdot dt'$ est la fonction d'autocorrélation du signal $s(t)$ noté : $R_s(-t)$

On peut déterminer la transformée de Fourier de $h(t)$ en passant par la transformé de Fourier:

$$H(j.\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s^*(-t) \cdot \exp(-j.\omega.t) dt \quad (2.33)$$

Ou bien on posant : $t' = -t$

On aura :

$$H(j.\omega) = - \int_{-\infty}^{+\infty} s^*(t) \cdot \exp(j.\omega.t) dt$$

Donc

$$H(f) = S^*(f) \quad (2.34)$$

Avec

$$S^*(f) = A(f) \cdot \exp[-j\psi(f)] \quad (2.35)$$

2.2.2 Compression d'impulsion

La résolution en range d'un radar ne dépend que de la durée τ_p de l'impulsion émise. Pour affiner la résolution en range le signal radar doit être aussi étroit que possible et contenir suffisamment d'énergie pour assurer un bon rapport signal à bruit. Cependant une impulsion répondant à ces spécifications est pratiquement irréalisable puisque la puissance pic exigée pour un rapport signal à bruit acceptable dépasse généralement les limitations du système d'émission surtout pour des radars spatioportés ou aéroportés [Muns 89].

L'analyse de l'impulsion classique (signal porte) montre que le produit duré d'impulsion bande passante est : $B \cdot \tau_p = 1$

$$\text{Comme } \Delta R = \frac{c \cdot \tau_p}{2} \text{ donc on a : } \Delta R = \frac{c}{2 \cdot B}$$

Donc la résolution en range dépend de la largeur de bande du spectre émis. On procède à un codage de l'impulsion elle-même pour augmenter la largeur du spectre sans diminuer la largeur d'impulsion.

Le procédé qui consiste à émettre des impulsions avec un produit $B \cdot \tau_p > 1$ est appelé

compression d'impulsion car la résolution obtenue est égale à $\frac{c}{2 \cdot B} < \frac{c \cdot \tau_p}{2}$ c'est

équivalent à une impulsion compressée et le produit « $B \cdot \tau_p$ » est le **taux de compression**.

De nombreuses techniques sont utilisées pour la compression d'impulsions [Muns 89]. La plus utilisée est la modulation linéaire de fréquence (chirp). Pratiquement la compression d'impulsion implique la transmission d'une longue impulsion codée ainsi que le traitement de l'écho reçu à travers un filtrage adapté pour obtenir une impulsion relativement courte.

2.2.3 Le processus de corrélation

Le filtrage adapté peut être implémenté en passant par un corrélateur numérique. Ce dernier [Skol 90] est basé sur une propriété importante des transformées de Fourier :

« Un produit de convolution est égal au produit des transformées de Fourier des deux signaux ».

$$TF[x(t) * y(t)] = X(f) \cdot Y(f) \quad (2.36)$$

Où TF dénote la transformée de Fourier et * le produit de convolution.

La FFT (Fast Fourier Transform) est utilisée car elle permet de réduire la complexité de calcul par rapport à la DFT en passant de N^2 opérations à $N \log_2 N$ opérations. Ainsi la disponibilité de la FFT permet de passer rapidement du domaine fréquentiel au domaine temporel et vice versa.

Si un signal de M échantillons doit être corrélé avec un deuxième signal de N échantillons et si N est différent de M, il y a lieu d'effectuer un remplissage par des zéros pour rendre les deux signaux de même dimension et en puissance de deux. (Voir figure 2.9).

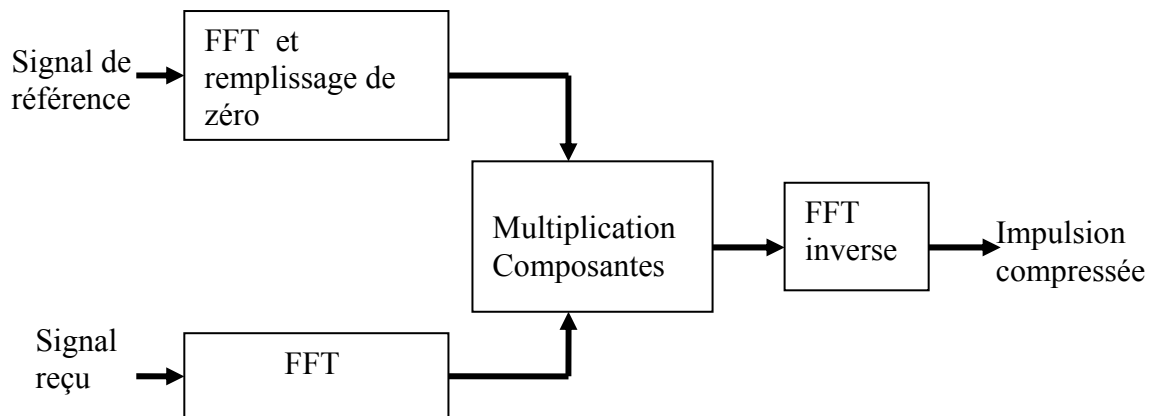


Figure 2.9 : Corrélateur numérique

2.2.4 Signaux de référence

Comme l'analyse du diagramme bloc montre qu'on doit effectuer une compression en range et une compression en azimuth, nous devons donc déterminer les signaux de référence pour chacune des deux opérations qui seront utilisés dans les produits de convolution.

2.2.4.1 Signal de référence en range

Lors de son déplacement, l'antenne radar émet réellement des impulsions de type chirp telles que :

$$x(t) = A \cdot \cos \left[2\pi \left(f_0 \cdot t + K \cdot \frac{t^2}{2} \right) \right]$$

La compression d'impulsion est un traitement qui s'applique sur les données reçues, démodulées et échantillonnées. Ainsi, dans le processus de compression en range, on utilise un signal de référence telle que : $h(t) = s^*(-t)$ (signal conjugué du signal émis $s(t)$)

Et donc
$$h(t) = \exp \left(-j \cdot \pi \cdot K \cdot t^2 \right) \quad (2.37)$$

2.2.4.2 Compression en range

Pour déterminer la résolution géométrique du système radar, nous devons calculer l'amplitude à une hauteur de -3dB de l'impulsion produite à la sortie du filtre adapté. Dans le cas du SAR, la résolution en range peut être déduite directement en passant par l'équation de la convolution (équation 2.21).

Supposons qu'un filtre adapté est utilisé pour le traitement SAR. L'écho d'une impulsion radar due à une cible ponctuelle isolée produit la réponse $s(t - \tau)$ à l'entrée du filtre.

Avec
$$\tau = \frac{2.r}{c}$$

La sortie du filtre correspondant est la convolution de $s(t - \tau)$ par $h(t)$:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h(t-t') \cdot s(t'-\tau) \cdot dt' = \int_{-\infty}^{+\infty} s^*(t'-t) \cdot s(t'-\tau) \cdot dt'$$

Après décalage de l'origine des temps et en procédant à un changement de variable :

La sortie du filtre est :
$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s^*(t'-t) \cdot s(t') \cdot dt' \quad (2.38)$$

La relation de Parseval [Max 85] conduit à :

$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \cdot df \quad (2.39)$$

Pour l'étude de la réponse $g(t)$ pour un signal chirp, une approximation de la transformée de Fourier du signal chirp valable pour $B \cdot \tau_p$ très grand permet d'approximer le module de la transformée de Fourier par une forme carrée.

$$|S(f)| = A \quad \text{Pour} \quad |f - f_0| < \frac{B}{2} \quad (2.40)$$

La 2^{ème} forme de l'équation du filtrage adapté (équation 2.39) donne :

$$g(t) = \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} A^2 \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \cdot df$$

$$g(t) = A^2 \cdot B \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t) \cdot \left[\frac{\sin(\pi \cdot B \cdot t)}{\pi \cdot B \cdot t} \right] \quad (2.41)$$

Le calcul final de largeur de $|g(t)|^2$ (module de $g(t)$) à une hauteur de -3 dB donne :

$$\Delta t \approx \frac{1}{B}$$

C'est la durée de l'impulsion équivalente après compression.

La résolution temporelle à la sortie du filtre adapté est dans ces conditions indépendante de la durée de l'impulsion mais dépend uniquement de la largeur de bande de l'impulsion B .

- La résolution temporelle est : $\Delta t = \frac{1}{B}$ (2.42)

Comme $\Delta R = \frac{c \cdot \Delta t}{2}$

- La résolution en range devient : $\Delta R = \frac{c}{2 \cdot B}$ (2.43)

Dans le cas du système ERS2 on a :

$$\Delta t \approx 0.06448 \quad [\mu s] \quad \text{et} \quad \Delta R = 9.67 \quad [m]$$

On peut introduire la notion de taux de compression TBP telle que : $TBP = B \cdot \tau_p$

Le taux de compression est : $TBP \approx 575 \quad Hz.s$ (voir figure 2.10).

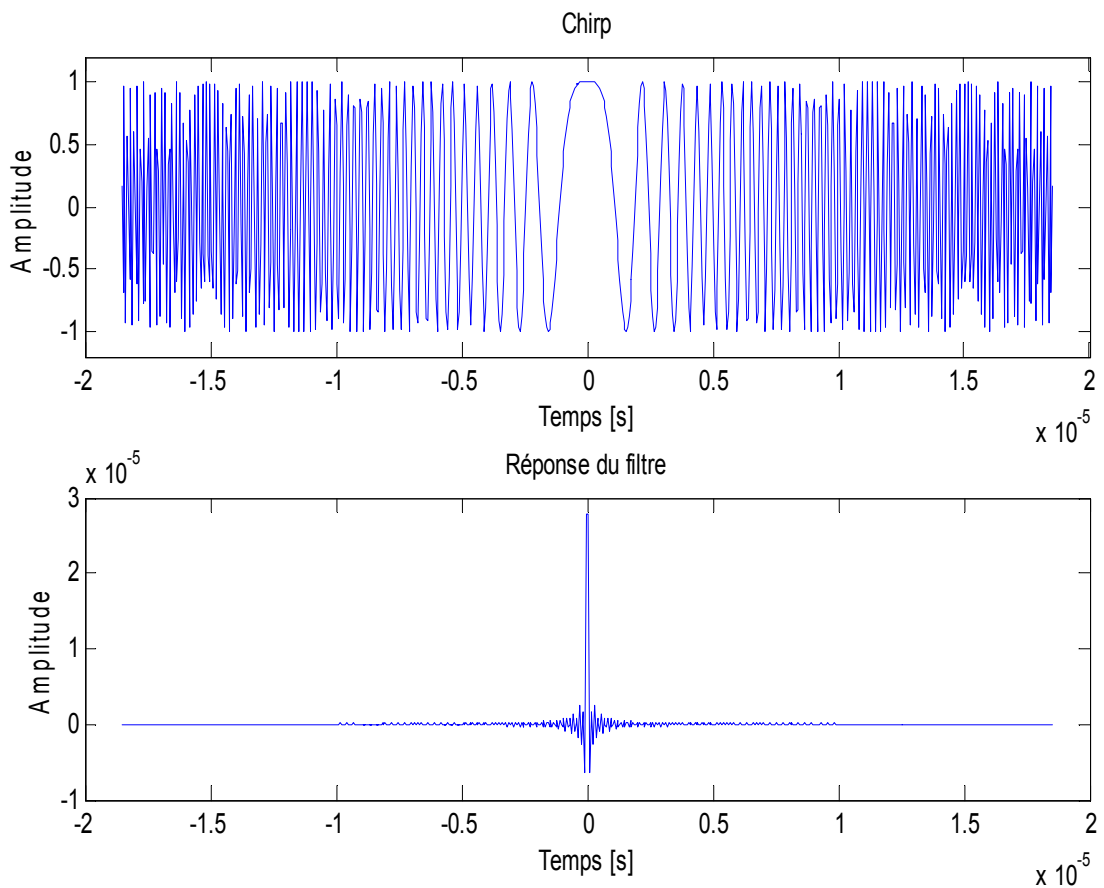


Figure 2.10 : Compression de l'impulsion chirp ERS

2.2.4.3 Signal de référence en azimuth

Les SLAR se limitaient à exploiter la résolution en range, la résolution azimuthale demeurant très faible. En effet, à la distance r on a :

$$\Delta X = \frac{\lambda}{L_a} \cdot r \quad (2.44)$$

Pour améliorer la résolution en azimuth, il faut donc une antenne la plus longue possible. Par exemple, pour obtenir une résolution équivalente à la résolution en range, il faudrait une antenne longueur de plusieurs kilomètres, ce qui est irréalisable.

La synthèse d'ouverture permet de simuler une antenne virtuelle de grande taille à partir d'une antenne physique relativement courte, par une sommation cohérente des échos successifs d'un réflecteur lorsqu'ils traversent le lobe d'antenne.

L'analyse suivante permet de déterminer la phase exacte des échos lors du déplacement en azimuth et puis pour déduire certains paramètres (paramètres Doppler) fréquemment utilisés pour le traitement des images radar (voir figure 2.11).

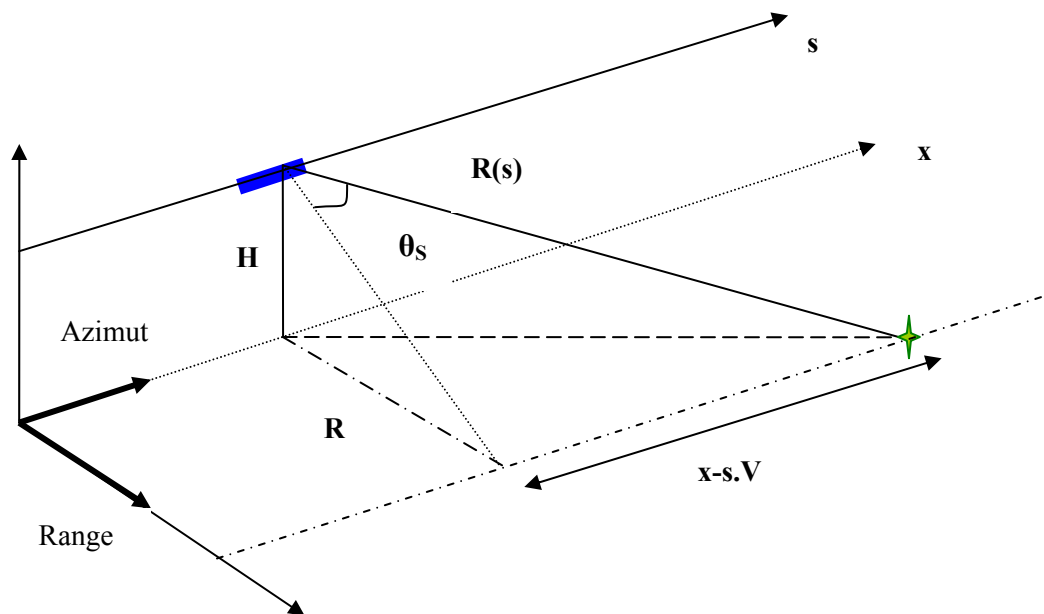


Figure 2.11 : Géométrie de l'acquisition radar

Le raisonnement suppose la trajectoire du radar rectiligne [Curl 91].

La phase du signal s'exprime par :
$$\varphi(s) = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot R(s) \quad (2.45)$$

$R(s)$: étant la distance cible satellite

La phase complexe de l'écho du signal radar émis est donc :

$$C(s) = \exp\left[i \cdot \frac{4\pi}{\lambda} \cdot R(s)\right] \quad (2.46)$$

$$\text{Où} \quad R^2(s) = (x - sV)^2 + R_g^2 + H^2 \quad (2.47)$$

x : étant la location de la cible dans la direction azimutale

s : étant la variable temps échantillonnée à la fréquence de la PRF

V : vitesse du satellite

Un développement en séries de Taylor de $R(s)$ par rapport à la variable temps s échantillonnée à la fréquence de la PRF et en prenant comme origine des temps l'instant où la cible est au milieu du champ de l'onde radar $s = s_c$.

Au voisinage de s_c , le développement de $R(s)$ donne :

$$R(s) \approx R_c + \dot{R}_c \cdot (s - s_c) + \ddot{R}_c \cdot \frac{(s - s_c)^2}{2} \quad (2.48)$$

R_c : étant la distance satellite cible selon la direction du champ du milieu de l'onde radar

On obtient donc :

$$C(s) = \exp\left[i \cdot \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \left(R_c + \dot{R}_c \cdot (s - s_c) + \ddot{R}_c \cdot \frac{(s - s_c)^2}{2}\right)\right] \quad (2.49)$$

- Détermination de \dot{R} :

$$\frac{\partial R^2}{\partial s} = 2 \cdot R \cdot \dot{R} \quad \text{Donc} \quad \dot{R} = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \frac{\partial R^2}{\partial s} \quad \text{Ou bien} \quad \dot{R} = \frac{(x - sV) \cdot (-V)}{R}$$

$$\text{Pour } s = 0 \text{ on aura :} \quad \dot{R} = -\frac{x}{R} \cdot V \quad (2.50)$$

- Détermination de \ddot{R} :

La vitesse de déplacement de la cible en range \dot{R} ayant été déjà déterminé on peut déduire l'accélération \ddot{R} en différenciant $R(s)$ deux fois on obtient :

$$\ddot{R} = \frac{\partial \dot{R}}{\partial s} \quad \text{Avec} \quad \dot{R} = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \frac{\partial R^2}{\partial s} \quad \text{ce qui donne :} \quad \ddot{R} = \frac{\partial}{\partial s} \left(\frac{1}{2 \cdot R} \cdot \frac{\partial R^2}{\partial s} \right)$$

$$\text{Donc} \quad \ddot{R} = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{1}{R} \cdot \frac{\partial^2 R^2}{\partial s^2} - \frac{1}{R^2} \cdot \left(\frac{\partial R^2}{\partial s} \right) \cdot \left(\frac{\partial R^2}{\partial s} \right) \right] \quad \text{ou bien} \quad \ddot{R} = \left(\frac{V \cdot x - V^2 \cdot s}{R^2} \right) \cdot \dot{R} + \frac{V^2}{R}$$

$$\ddot{R} = \frac{V^2}{R} - \frac{V^2 (x - sV)^2}{R^3} \quad \text{Ou bien} \quad \ddot{R} = \frac{V^2}{R} \cdot \left[1 - \frac{(x - sV)^2}{R^2} \right]$$

Pour les caractéristiques orbitales de ERS, le deuxième terme est négligeable.

Et donc
$$\ddot{R} \approx \frac{V^2}{R} \quad (2.51)$$

On peut donc écrire l'expression de la phase en fonction de la géométrie de l'acquisition de l'image radar, de la vitesse du satellite et des caractéristiques du radar. On obtient :

$$C(s) = \exp\left[i \cdot \frac{4\pi \cdot R_c^2}{\lambda}\right] \cdot \exp\left[i \cdot 2\pi \cdot \left\{ \frac{-2V}{\lambda} \cdot \frac{(x - s_c \cdot V)}{R_c} \cdot (s - s_c) + \frac{2V^2}{\lambda \cdot R_c} \cdot \frac{(s - s_c)^2}{2} \right\}\right] \quad (2.52)$$

Notons que c'est un autre **signal chirp modulé en fréquence** et dans lequel interviennent deux paramètres importants à savoir:

- La fréquence du centroïde Doppler :

$$f_{DC} = -\frac{2V}{\lambda} \cdot \frac{(x - s_c \cdot V)}{R_c} \quad (2.53)$$

- La vitesse de variation de fréquence Doppler :

$$f_R = \frac{2V^2}{\lambda \cdot R_c} \quad (2.54)$$

En remplaçant f_{DC} et f_R dans l'expression de la phase on obtient :

$$C(s) = \exp\left[i \cdot \frac{4\pi \cdot R_c^2}{\lambda}\right] \cdot \exp\left[i \cdot 2\pi \cdot \left\{ f_{DC} \cdot (s - s_c) + f_R \cdot \frac{(s - s_c)^2}{2} \right\}\right] \quad \text{pour } |s - s_c| < \frac{S}{2} \quad (2.55)$$

Où S est appelé « **temps d'intégration** » qui représente la durée de temps durant laquelle la cible est dans le champ de vision du satellite.

Le terme $\frac{(x - s_c \cdot V)}{R_c}$ est directement lié à la géométrie de l'acquisition et représente le

dépointage de l'antenne par rapport au plan du zéro Doppler et de ce fait on note :

$$\frac{(x - s_c \cdot V)}{R_c} = \sin \vartheta_s \quad (2.56)$$

Dans ce cas on peut écrire :

$$f_{DC} = -\frac{2V}{\lambda} \cdot \sin \vartheta_s \quad (2.57)$$

2.2.4.4 Compression en azimuth

Pour le calcul de la résolution azimuthale on procédera plutôt par analogie à la compression en range. Le principe de la compression d'impulsion consiste à envoyer une impulsion modulée

linéairement en fréquence et à la corrélérer au signal retourné. L'effet résultant est qu'une cible ponctuelle produit un sinus cardinal dont la largeur à une hauteur de -3dB est : $\Delta t = \frac{1}{B}$

Avec $\Delta R = \frac{c \cdot \Delta t}{2}$ La résolution en range devient : $\Delta R = \frac{c}{2 \cdot B}$

L'analyse de la phase azimutale du signal SAR à partir de l'équation (2.46) permet d'extraire l'expression de la fréquence en fonction de la position azimutale :

La variation de fréquence est donné par : $f(s) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{d\psi(s)}{ds}$

Avec :
$$\psi(s) = 2 \cdot \pi \cdot \left\{ f_{DC} \cdot (s - s_c) + f_R \cdot \frac{(s - s_c)^2}{2} \right\} \quad (2.58)$$

Et donc :
$$f(s) = f_{DC} + f_R \cdot s \quad (2.59)$$

Ainsi, la fréquence azimutale des échos varie linéairement avec la position du radar, le signal azimutal est donc modulé en fréquence et peut faire l'objet d'un traitement de compression d'impulsion.

La durée maximale d'illumination de la cible est définie par la taille de l'empreinte dans la direction azimutale :

$s_{\max} = \frac{l_{sa}}{V}$ donc $s_{\max} = \frac{\mathcal{G}_a \cdot R_c}{V}$ (2.60)

Où l_{sa} : taille de l'ouverture synthétique

Et \mathcal{G}_a : angle d'ouverture de l'antenne dans la direction azimutale.

L'expression de la fréquence Doppler en fonction de la position azimutale du radar permet de déterminer la largeur de bande en azimut (bande passante Doppler) en effet à partir de l'équation (2.59), on a :

$$B_a = f\left(-\frac{s_{\max}}{2}\right) - f\left(+\frac{s_{\max}}{2}\right) \quad (2.61)$$

Ou bien $B_a = f_R \cdot \Delta s$ avec $\Delta s = s_{\max}$ et $f_R = \frac{2 \cdot V^2}{\lambda \cdot R_c}$

Ce qui donne :
$$B_a = \frac{2 \cdot V \cdot \mathcal{G}_a}{\lambda} \quad (2.62)$$

Avec $\mathcal{G}_a = \frac{\lambda}{L_a}$ on a :
$$B_a = \frac{2 \cdot V}{L_a} \quad (2.63)$$

Cette bande passante définit la résolution spatiale en azimut d'un SAR.

Sachant que dans la direction range l'onde se déplace à la vitesse c (vitesse de la lumière), ainsi : $\Delta R = \frac{c}{2 \cdot B}$ (Le facteur 2 vient du trajet aller-retour de l'onde radar).

On peut déduire que s'il existe une onde transmise dans la direction azimutale alors elle devrait se déplacer à la vitesse du capteur. Par analogie avec la compression en range, la résolution en azimut devient :

$$\Delta X = \frac{V}{B_a} \quad (2.64)$$

Ce qui conduit à une résolution indépendante de la distance cible-radar, égale à la moitié de la longueur de l'antenne.

$$\Delta X = \frac{L_a}{2} \quad (2.65)$$

D'autre part l'utilisation de l'équation (2.39) c'est-à-dire la deuxième forme de l'équation du filtrage adapté donne :

$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) df \quad \text{ce qui permet d'arriver au même résultat, en effet :}$$

Dans la bande de fréquence azimutal considère $-\frac{B_a}{2} \leq f - f_{DC} \leq +\frac{B_a}{2}$ et pour un

produit temps_bande passante suffisamment grand $B_a \cdot S > 100$ la transformé de Fourier du

signal chirp azimutale est donnée par : $|S(f)| = A$ Pour $|f - f_{DC}| < \frac{B_a}{2}$ ainsi on obtient

une impulsion compressé dans la largeur à une hauteur de -3 dB est : $\Delta t \approx \frac{1}{B_a}$

Ceci implique une résolution telle que $\Delta X = \frac{V}{B_a}$ et donc : $\Delta X = \frac{L_a}{2}$

Ce résultat suggère d'utiliser une antenne très courte. Cependant, une longueur d'une dizaine de mètres est nécessaire pour que la puissance émise soit efficace. Pour l'antenne d'ERS qui mesure 10m de long par exemple, la résolution azimutale est de l'ordre de 5mètres.

La résolution affinée du SAR justifie son utilisation pour l'observation de la Terre depuis l'espace.

Ainsi la compression du chirp azimutale ERS produit une impulsion de durée 0.69 ms alors que la durée du chirp azimutale est de 0.6656 s (voir figure 2.12).

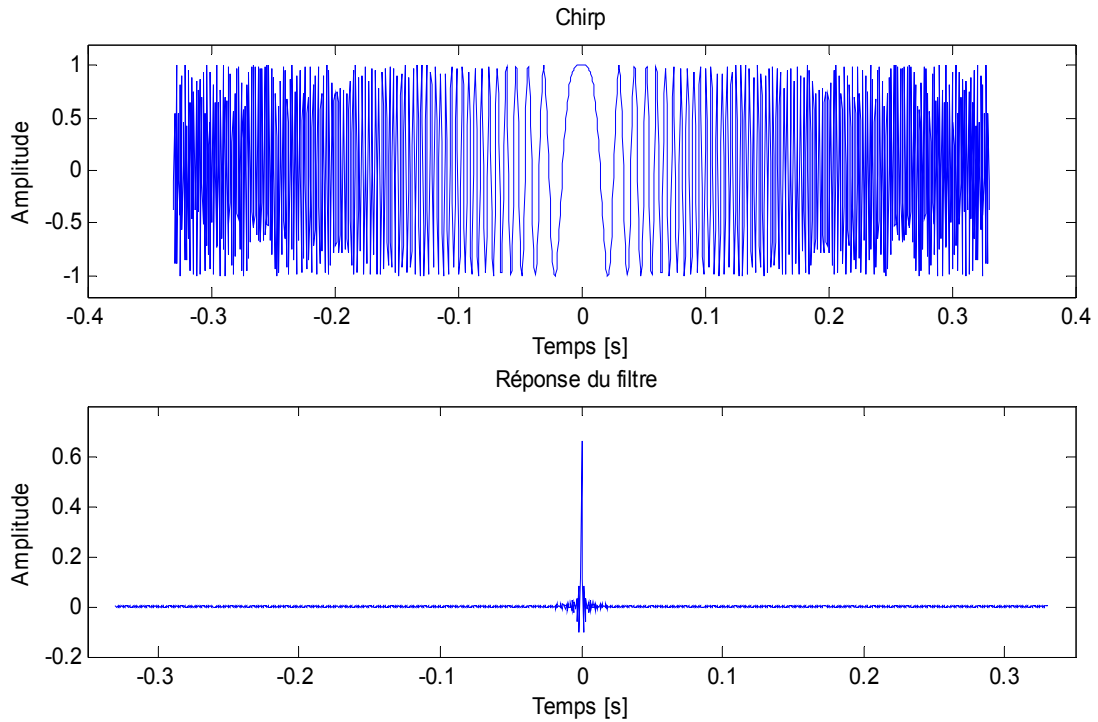


Figure 2.12 : Réponse du filtre azimuthale

En conclusion de cette partie, l'utilisation du filtrage adapté nous a permis de déterminer les signaux de référence en range et en azimuth. Par la suite, nous avons pu déduire les résolutions du SAR. Cependant, vu la spécificité du signal chirp, une analyse fréquentielle de ce signal SAR s'impose.

2.2.5 Analyse fréquentielle du signal chirp

A présent nous allons déterminer la réponse fréquentielle du signal chirp. Pour cela, nous calculons la réponse du signal chirp complexe $X(f)$ tel que :

$$X(f) = TF[x(t)] \quad (2.66)$$

On pose $z = \frac{\tau_p}{2}$ et pour $A = 1$, on a :

$$X(f) = \int_{-z}^{+z} \exp \left[-j.2.\pi. \left((f - f_0)t - K \cdot \frac{t^2}{2} \right) \right] dt \quad (2.67)$$

Il est possible d'obtenir une approximation de cette intégrale grâce au principe de la phase stationnaire. En effet, le principe de celle-ci consiste à approcher la valeur de l'intégrale en ne prenant en compte que les intervalles de temps où la phase varie lentement.

Pour un produit temps bande passante $TBP = B \cdot \tau_p$ suffisamment grand ($B \cdot \tau_p > 100$) la transformée de Fourier d'un chirp peut être approchée par :

$$X(f) = \frac{1}{\sqrt{|K|}} \cdot \exp\left[j \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \text{sgn}(K)\right] \cdot \exp\left[-j \cdot \pi \cdot \frac{(f - f_0)^2}{K}\right] \quad \text{pour } |f - f_0| < \frac{B}{2} \quad (2.68)$$

Où $\text{sgn}(K)$ est la fonction signe donnée par : $\text{sgn}(K) = \begin{cases} -1 & \text{pour } K < 0 \\ 0 & \text{pour } K = 0 \\ +1 & \text{pour } K > 0 \end{cases}$

Pour $K > 0$ on obtient l'expression simplifiée :

$$X(f) = \frac{1}{\sqrt{K}} \cdot \exp\left[j \cdot \frac{\pi}{4}\right] \cdot \exp\left[-j \cdot \pi \cdot \frac{(f - f_0)^2}{K}\right] \quad \text{pour } |f - f_0| < \frac{B}{2} \quad (2.69)$$

Et pour $f_0 = 0$ correspondant au spectre d'un signal démodulé, on aura :

$$X(f) = \frac{1}{\sqrt{K}} \cdot \exp\left[j \cdot \frac{\pi}{4}\right] \cdot \exp\left[-j \cdot \pi \cdot \frac{f^2}{K}\right] \quad \text{pour } |f| < \frac{B}{2} \quad (2.70)$$

Pour ($B \cdot \tau_p > 100$) on peut noter que l'amplitude du spectre est constante dans la plage de fréquence considérée (voir figure 2.13), ainsi on obtient la relation :

$$|X(f)| = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{|K|}} & |f - f_0| < \frac{B}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.71)$$

L'analyse fréquentielle du signal SAR permet d'obtenir les fonctions de transferts en range et en azimuth et de vérifier la validité du principe de la phase stationnaire.

Le spectre du signal SAR en range dont l'expression du signal de référence est donné par :

$$h(t) = \exp(-j \cdot \pi \cdot K \cdot t^2) \quad |t| \leq \frac{\tau_p}{2}$$

Alors la fonction de transfert correspondante est donnée par (voir figure 2.13) :

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{K}} \cdot \exp\left[j \cdot \frac{\pi}{4}\right] \cdot \exp\left[-j \cdot \pi \cdot \frac{f^2}{K}\right] \quad \text{pour } |f| < \frac{B_r}{2} \quad (2.72)$$

Où f est la fréquence du signal en range

B_r : Bande passante en range

K : Chirp rate en range

Pour le chirp ERS en range on a : $B_r \tau_p = 575.36 [\text{Hz} \cdot \text{s}]$

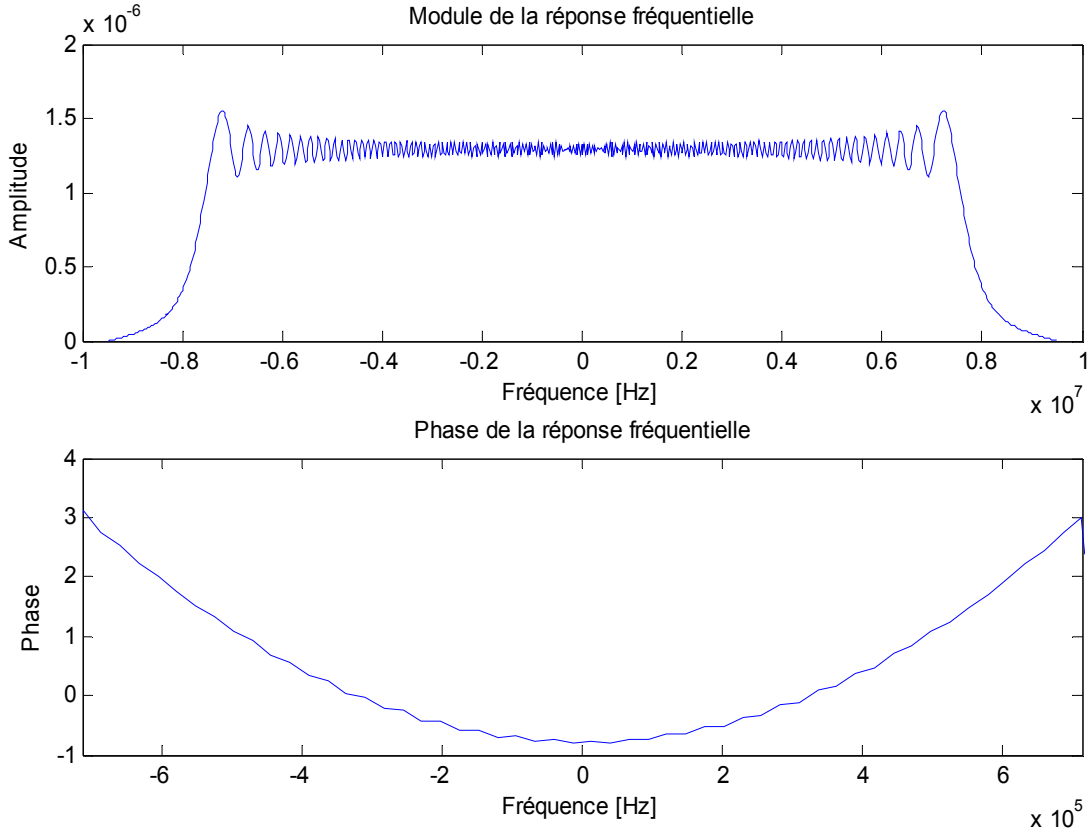


Figure 2.13: Réponse fréquentielle d'un chirp ERS

L'analyse fréquentielle du signal chirp azimutal permet d'aboutir aux mêmes conclusions que pour le chirp en range. En effet, le chirp azimutal est caractérisé par un produit temps bande passante, tel que $B_a \tau_a > 100$ pour ERS $B_a \tau_a = 948.48 [Hz.s]$.

Le spectre du signal SAR en azimut dont l'expression du signal de référence est donné par :

$$g(s) = \exp \left[i.2.\pi. \left\{ f_{DC}.s + f_R \cdot \frac{s^2}{2} \right\} \right] \quad \text{pour } |s| < \frac{S}{2}$$

Le spectre du signal azimutal est donné par :

$$G(f) = \frac{1}{\sqrt{f_R}} \cdot \exp \left[j \cdot \frac{\pi}{4} \right] \cdot \exp \left[-j \cdot \pi \cdot \frac{(f - f_{DC})^2}{f_R} \right] \quad \text{pour } |f - f_{DC}| < \frac{B_a}{2} \quad (2.73)$$

Où f est la fréquence du signal en azimut

f_{DC} : Fréquence du centroïde Doppler

B_a : Bande passante azimutale

f_R : Chirp rate azimutale

Dans la figure 2.14, on donne la représentation d'un chirp azimutal ERS et son spectre pour une fréquence du centroïde Doppler $f_{DC} = -300 [Hz]$.

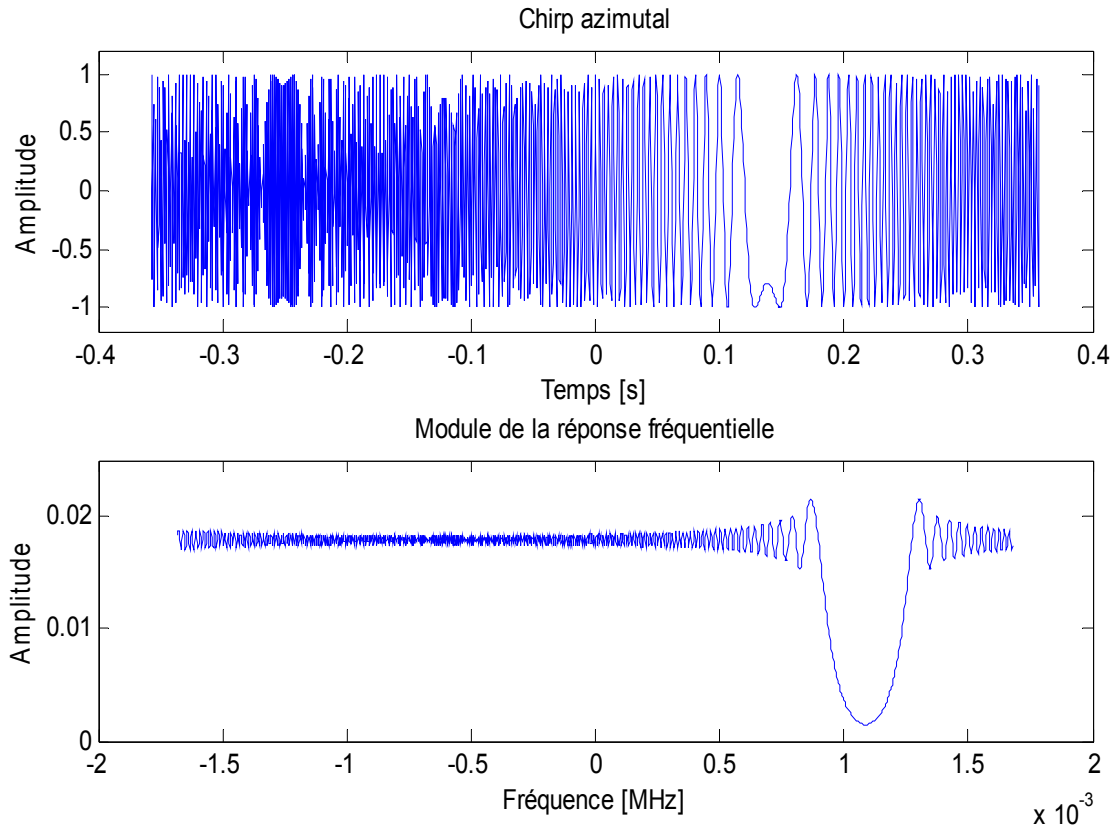


Figure 2.14 : Chirp azimuthale et le module du spectre

L'analyse fréquentielle a permis d'identifier un paramètre important du signal SAR. Il s'agit du produit temps-bande passante (noté TBP) lequel doit être aussi grand que possible afin de permettre un traitement efficace du signal SAR. D'un autre côté la détermination des fonctions de transferts constitue une autre alternative dans le processus de formation d'image puisque nous avons montré que la compression d'impulsion est équivalente à un filtrage dans le domaine fréquentielle ceci en utilisant les expressions des fonctions de transferts.

2.2.6 Comparaison des compressions du SAR

Un résumé sur les paramètres des compressions en range et en azimut permet de conclure sur la résolution finale de l'image SAR.

Paramètre	Range	Azimut
Chirp Slope	K	$f_R = \frac{2 \cdot V^2}{\lambda \cdot r_0}$
Duré d'impulsion	τ_p	$\tau_a = \frac{r_0 \cdot \theta_a}{V}$
Largeur de bande	$B_r = K \cdot \tau_p$	$B_a = Y \cdot \tau_a$
Largeur de bande calculée	$B_r = K \cdot \tau_p$	$B_a = \frac{2 \cdot V}{L_a}$
Vitesse de l'onde	c : vitesse de l'onde (two way)	V : vitesse du radar (one way)
Résolution	$\Delta R = \frac{c}{2 \cdot B_r}$	$\Delta X = \frac{V}{B_a}$
Résolution calculée	$\Delta R = \frac{c}{2 \cdot K \cdot \tau_p}$	$\Delta X = \frac{L_a}{2}$
Produit temps bande passante : TBP	$B_r \tau_p$	$B_a \tau_a$

Tableau 2 : Caractéristiques des traitements en range et azimuth

- Où B_r : Largeur de bande fréquentielle du signal chirp transmis
 B_a : Largeur de bande fréquentielle du chirp en azimuth
 f_R : Taux de variation de fréquence du chirp en azimuth
 τ_a : Durée d'illumination ou temps d'intégration autrement noté S
 θ_a : Angle d'ouverture de l'antenne dans la direction azimuthale
 r_0 : Distance cible radar en Slant Range à mi-fauchée

2.2.7 Estimation du centroïde Doppler

L'estimation du centroïde Doppler est une étape nécessaire en traitement des images radar. Une attention très particulière doit être donnée à ce paramètre. Il est à noter qu'une mauvaise estimation implique une image de mauvaise qualité : Focalisation, correction géométrique et superposition d'image pour l'interférométrie par exemple.

En principe il est possible de calculer la fréquence du centroïde Doppler à partir de la connaissance de l'orbite et de l'altitude de la plateforme, ainsi que la location exacte d'un point de l'image correspondant à un point au sol.

Cependant les incertitudes sur la mesure de ces paramètres limitent la précision [Cumm 95].

Alternativement, la détermination de la fréquence du centroïde Doppler peut se faire par estimation à partir d'échos radar.

Rappelons l'expression donnant la relation entre l'angle de squint et la fréquence du centroïde Doppler f_{DC} :

$$f_{DC} = -\frac{2V \cdot \sin(\theta_s)}{\lambda} \quad (2.74)$$

Où θ_s représente l'angle de squint et le paramètre θ_s représente l'angle d'orientation du radar dans la direction azimutale ou bien angle de strabisme (squint angle en anglais).

Étant donné les variations aléatoires de l'angle de squint, le paramètre f_{DC} doit être déterminé par estimation à partir des échos radar.

Nous devons donc l'estimer, puisqu'il est nécessaire à la correction du déplacement de cellules en range et à la compression d'azimut.

Généralement l'amplitude du spectre d'énergie azimutale ressemble au diagramme de rayonnement de l'antenne [Song 04]. (Voir figure 2.15). La densité spectrale de puissance est donnée par [Curl 91] :

$$S(f) = \sin^4\left(\frac{f - f_{DC}}{2 \cdot a}\right) \quad (2.75)$$

Où $a = \pi \cdot \frac{2 \cdot X}{L_a}$ avec $X = \frac{\lambda \cdot r_0}{L_a}$ la longueur de l'ouverture synthétique à mi-fauché.

L'opération qui consiste à émettre une répétitivité d'impulsions correspond à un échantillonnage du signal azimutal avec une fréquence d'échantillonnage PRF ce qui indique que le spectre de puissance est une infinité de réplique du spectre d'origine.

$$\text{Donc : } S(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sin^4\left(\frac{f - f_{DC} - k \cdot f_N}{2 \cdot a}\right)$$

Où f_N est le nombre d'onde normalisé à la fréquence PRF $f_N = \frac{2 \cdot \pi \cdot PRF \cdot X}{V}$

Le spectre $S(f)$ est périodique de période f_N donc décomposable en série de Fourier

$$\text{Ce qui donne : } S(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_n \cdot \cos\left(2\pi \cdot k \cdot \frac{f - f_{DC}}{2 \cdot a}\right)$$

Où S_n sont les coefficients de la décomposition

Une approximation de la décomposition en série de Fourier est donnée par :

$$S(f) \approx S_0 + S_1 \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{f - f_{DC}}{2 \cdot a}\right) \quad (2.76)$$

L'équation précédente contient le paramètre recherché c'est-à-dire f_{DC} . Cette expression peut être donc utilisée pour son évaluation.

Une transformation de l'équation (2.75) permet d'aboutir à une expression plus pratique dans laquelle intervient le facteur m ainsi on obtient l'expression :

$$S(f) = 1 + m \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{f - f_{DC}}{PRF}\right) \quad (2.77)$$

La figure 2.15 donne l'allure de $S(f)$ pour $m = 0.7$, $PRF = 1679\text{Hz}$ et $f_{DC} = 0$

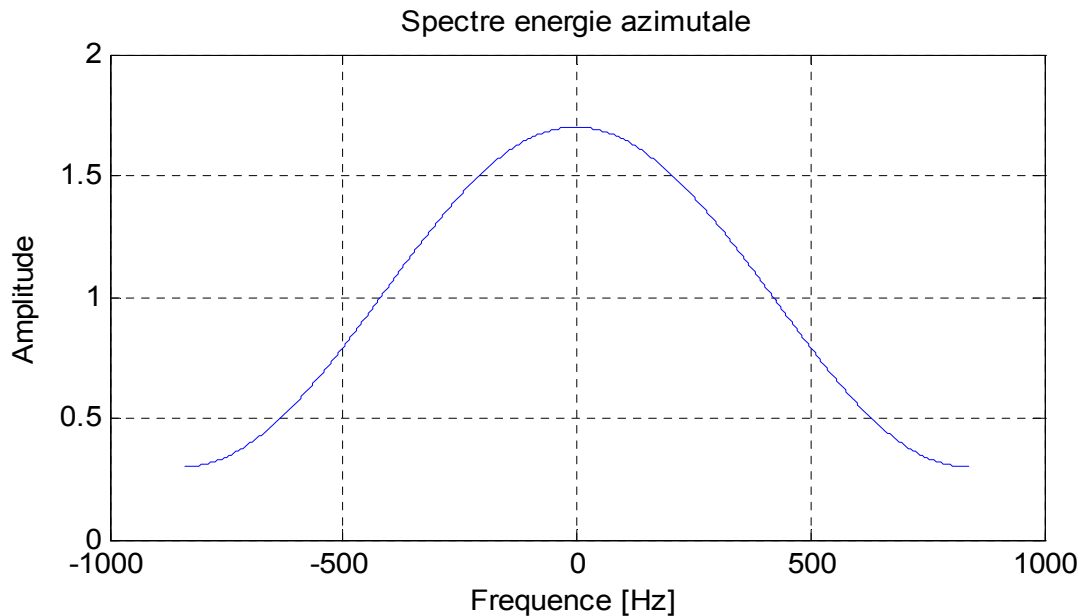


Figure 2.15 : Spectre d'énergie azimuthale optimal pour $f_{DC}=0$

Le facteur m Dépend aussi bien du niveau du bruit additif que du degré de recouvrement spectral.

2.2.8 Les migrations

Le phénomène des migrations est une conséquence inévitable du mode d'opération du SAR, cependant selon les paramètres du système : longueur d'onde, angle de squint le processus de formation peut ou non exiger une compensation de ces migrations.

Avant de procéder à la compression en azimuth des précautions doivent être prises. En effet, la variation de la distance cible-radar au cours du déplacement introduit une variation de la durée du parcours aller-retour de l'onde.

Cette variation de temps se retrouve sur l'image, puisque la durée t du trajet définit la position de l'écho reçu dans la direction range.

La distance capteur-cible peut être exprimée par :

$$R(s) = R_c + \dot{R}_c (s - s_c) + \frac{1}{2} \cdot \ddot{R}_c (s - s_c)^2 \quad (2.78)$$

La phase du signal azimuthal étant :

$$\varphi = -\frac{4 \cdot \pi \cdot R(s)}{\lambda} \quad (2.79)$$

Si on définit f_{DC} et f_R telle que : $f_{DC} = \frac{\dot{\varphi}}{2 \cdot \pi} = -\frac{2 \cdot \dot{R}(s)}{\lambda}$ (2.80)

Et $f_R = \frac{\ddot{\varphi}}{2 \cdot \pi} = -\frac{2 \cdot \ddot{R}(s)}{\lambda}$ (2.81)

Ces 3 équations donnent : $\dot{R}_c = -\frac{\lambda \cdot f_{DC}}{2}$ (2.82)

Et $\ddot{R}_c = -\frac{\lambda \cdot f_R}{2}$ (2.83)

Alors : $R(s) - R_c = -\frac{\lambda \cdot f_{DC}}{2} \cdot (s - s_c) - \frac{\lambda \cdot f_R}{4} \cdot (s - s_c)^2$ (2.84)

Cette expression permet de déterminer l'amplitude des migrations en fonction des paramètres Doppler c'est-à-dire f_{DC} et f_R .

La partie linéaire de cette équation correspond aux migrations linéaires dues notamment à une géométrie d'acquisition 'squintée' et à l'effet de la rotation de la terre (la rotation de la terre est équivalente à un autre angle de squint \mathcal{G}_r) [Fran 99], alors que la partie quadratique correspond aux migrations paraboliques dues à la variation de la distance cible-radar.

Conclusion

L'analyse du système SAR nous a permis d'identifier les différents paramètres fournis avec les données SAR (fichier leader) : fréquence d'échantillonnage, PRF, fréquence radar (fréquence porteuse), chirp rate, taux de compression, bande passante, durée d'impulsion. De même, nous avons identifié le type de signal fourni par le système radar, il s'agit d'un signal complexe (phase et amplitude) qui, après échantillonnage, seront stockés au format BIP (Band Interleaved by Pixel).

Le processus de formation d'image présenté permet d'envisager l'implémentation du processeur. Cependant l'étude de l'existant en terme de processeur SAR fait apparaître une diversité d'algorithmes de formation d'image que nous allons développer dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Etude des algorithmes de formation d'images SAR

Parmi les algorithmes de formation des images radar, on distingue ceux qui opèrent dans le domaine range- Doppler, et d'autres qui fonctionnent dans un domaine bi-fréquentiel. La formation des images radar est, par ailleurs, liée aux méthodes utilisées pour la correction des migrations ainsi que l'estimation du centroïde Doppler et le filtrage des lobes secondaires qui sont inhérents à la méthode choisie.

3.1 Les algorithmes de formation des images radar

L'analyse que nous avons effectuée précédemment nous a permis d'identifier les éléments de base d'un processeur SAR. A cet effet, différentes approches liées à la formation des images radar ont été développées dans la littérature et ont donné lieu à différents algorithmes que nous allons présenter ci-dessous.

L'algorithme **portée/Doppler** (Range/Doppler), développé en 1978, est le plus général et le plus utilisé pendant plus d'une décade [Cumm 79] , Il peut traiter la plupart des systèmes SAR de manière efficace, sauf ceux munis d'une ouverture très large, avec un angle de squint élevé ou doté d'un système ScanSAR.

En 1979, l'algorithme **SPECAN** (Spectral Analysis) [Web 03] a été développé dans le but d'utiliser le moins d'espace mémoire et d'opérations informatiques possible. Il est très efficace pour le traitement de données d'images à visées multiples de faible résolution, de même que pour le traitement ScanSAR. Cependant, cet algorithme n'est pas très efficace pour la correction du déplacement de la position des cellules en range.

L'algorithme de **l'équation d'onde** appelé algorithme de déplacement de la position de cellules en portée (Range Cell Migration Algorithm) ou algorithme du nombre d'ondes (Wave Number Algorithm) a été développé [Stolt 78] pour le traitement sismique et a été adapté au traitement SAR en 1986. Cet algorithme est exécuté dans un domaine bidimensionnel de fréquences et permet de traiter les données SAR acquises par les systèmes avec de grandes ouvertures ou des angles squint importants, pourvu que la vitesse du radar demeure relativement constante en fonction du range.

L'algorithme de **mise à l'échelle chirp** (Chirp Scaling) a été développé en 1992 [Rane 94] Son principal avantage est la précision accrue de la phase en raison du fait qu'il n'effectue pas d'interpolation. Ces corrections sont réalisées en modifiant l'échelle (c.-à-d. en agrandissant et en déplaçant les cellules en direction range) de l'impulsion chirp dans le domaine temps-range, fréquence-azimut.

3.1.1 L'algorithme Range/Doppler

De part la disparité des échelles de temps des deux coordonnées de base (range et azimut) le traitement du signal SAR 2D peut être décomposé en deux traitements 1D séparés d'où l'appellation Range / Doppler.

Pour le traitement, c'est une séquence de deux filtrages adaptés entre lesquels on effectue la correction des migrations dans le domaine Range Doppler (voir figure 3.1). Le point faible de

cette méthode est qu'elle corrige les migrations d'une façon constante le long de la fauchée. C'est à dire que tous les points à une fréquence Doppler particulière sont déplacés de la même quantité pour une distance particulière

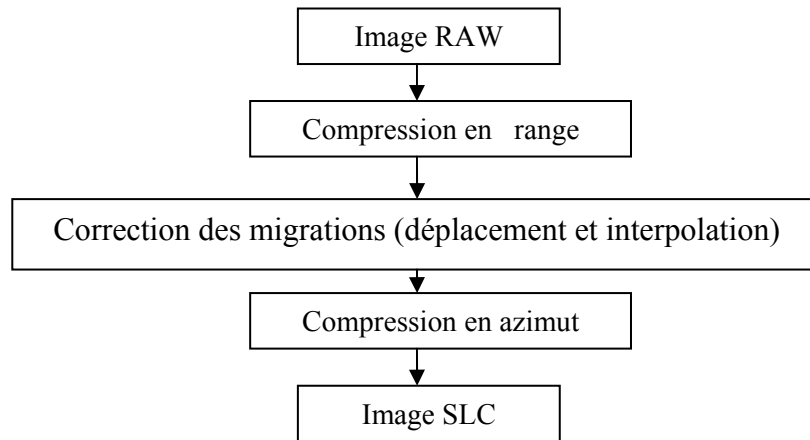


Figure 3.1 : Diagramme bloc de l'algorithme Range Doppler

La séparation des deux échelles de temps nous amène à introduire de nouveaux termes utilisés pour la description des grandeurs physiques puisque on ne parle plus d'un seul signal mais de deux signaux séparés l'un en range et l'autre en azimuth. Pour le signal en range, le traitement numérique du signal est effectué après échantillonnage à la fréquence f_s . Pour le signal en azimuth, le traitement numérique du signal est effectué après échantillonnage à la fréquence PRF (voir tableau 4).

Chaque composante du signal SAR (range et azimuth) est associé a sa variable temps soit le « fast time » pour la direction range et le « slow time » pour la direction azimuthale.

Compression en range	Compression en azimuth
t : fast time	s : slow time
t_n : temps aller retour	s_c : temps du centre du champs
τ_p : durée de l'impulsion	S : temps d'intégration
f_0 : fréquence porteuse	f_{Dc} : centroide Doppler
K : chirp Rate	f_R : Doppler rate
f_s : fréquence échantillonnage	PRF : fréquence échantillonnage

Tableau 4 : Paramètres caractéristiques de l'algorithme RDA

3.1.2 L'algorithme de l'équation d'onde

C'est un algorithme qui fonctionne dans le domaine bi fréquentiel. Il possède une étape qui élimine l'effet variable des migrations paraboliques avant les corriger, le 'Stolt Mapping' [Gazd 84] (voir figure 3.2).

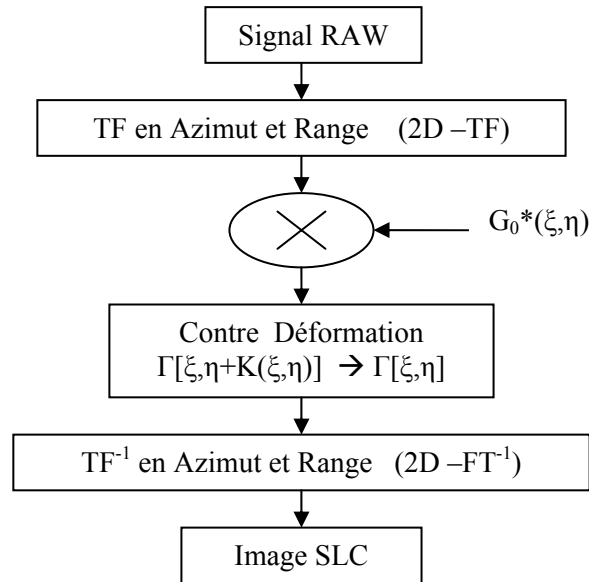


Figure 3.2 : Diagramme bloc de l'algorithme de l'équation d'onde

Le spectre 2D du signal SAR peut être généralement représenté par [Fran 99] :

$$H(\xi, \eta) = G_0(\xi, \eta) \cdot \Gamma[\xi, \eta + K(\xi, \eta)] \quad (3.1)$$

$H(\xi, \eta)$ est le spectre du signal RAW 2D

$G_0(\xi, \eta)$ est la composante de la fonction de transfert indépendante de la coordonnée spatiale en range .

$\Gamma(\xi, \eta)$ est le spectre de la réflectivité du terrain

$K(\xi, \eta)$ est un facteur de focalisation

ξ, η étant respectivement les fréquences spatiales en azimuth et en range

La dépendance en r de la TF génère un mapping non linéaire de la fréquence en range du spectre de $\gamma(\cdot)$, souvent référé à l'interpolation de Stolt. On peut tenir compte de la dépendance en r de la TF en effectuant une contre déformation permettant la génération correcte de $\Gamma[\xi, \eta]$,

C'est à dire la transformation.

$$\Gamma[\xi, \eta + K(\xi, \eta)] \rightarrow \Gamma[\xi, \eta] \quad (3.2)$$

En pratique, l'implémentation de l'algorithme passe par un échantillonnage du signal RAW SAR et l'opération décrite par la transformation (3.2) requiert une interpolation complexe.

3.1.3 L'algorithme Chirp Scaling

L'algorithme de mise à l'échelle chirp ou « chirp scaling » a été spécialement développé [Rung 92] afin d'éliminer le processus de correction des migrations par interpolation effectuée au niveau de l'algorithme Range Doppler.

Le concept du Chirp Scaling est basé sur l'égalisation des migrations en range, ainsi toutes les cibles de la même trajectoire peuvent être compensées pour les migrations en range par une multiplication de phase connue. En effet, la multiplication de deux fonctions chirp avec des centres de phases et taux de modulation (chirp rate) différents produit un autre chirp avec un nouveau taux de modulation et un nouveau centre de phases [Rane 94].

Comme les données sont disponibles dans le domaine fréquentiel 2D, cet algorithme permet de bénéficier d'une compression secondaire en range dépendant de la fréquence azimutale (voir figure 3.3).

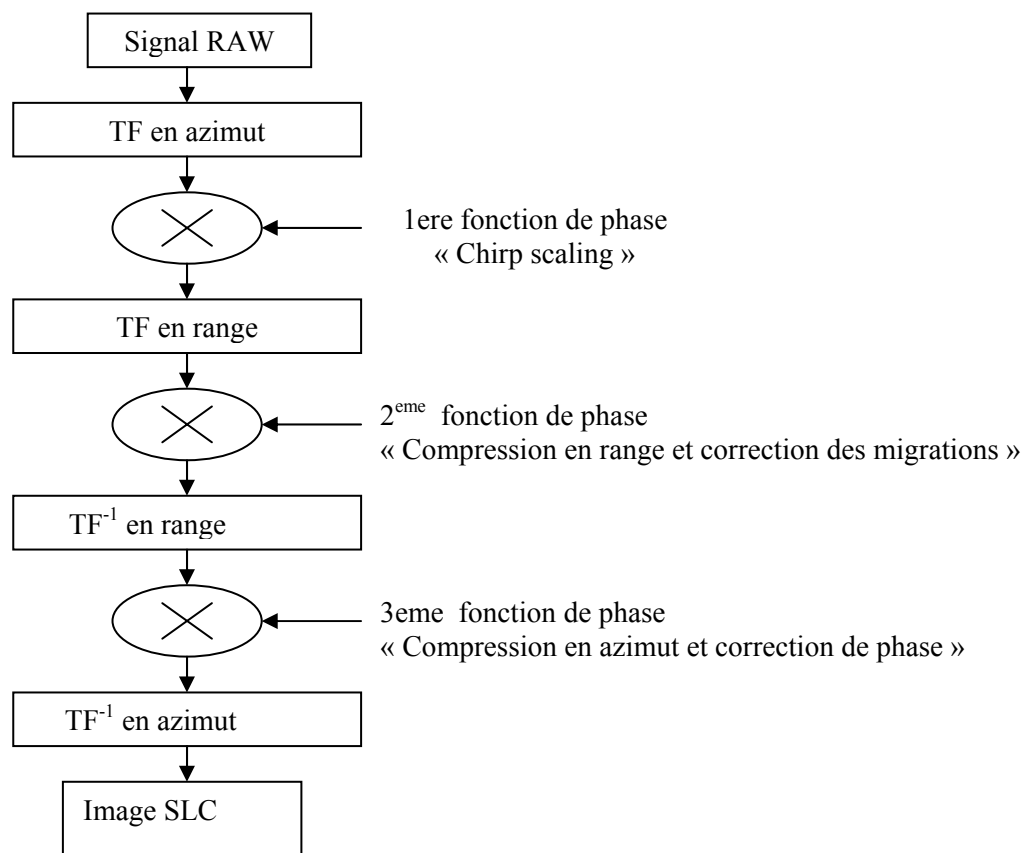


Figure 3.3 : Diagramme bloc l'algorithme Chirp Scaling

L'algorithme Chirp Scaling, fournit un moyen pour la mise à l'échelle de l'image.

La première étape de l'algorithme qui est l'opération du chirp scaling permet d'égaliser la courbure des trajectoires des migrations données par le facteur de courbure:

$$C_s(f) = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda \cdot f}{2 \cdot V}\right)^2}} - 1 \quad (3.3)$$

f étant la fréquence azimutal du signal SAR.

Où la migration des cellules image en range est donnée par:

$$R(f; r) = r + r \cdot C_s(f) \quad (3.4)$$

Ainsi l'algorithme du chirp scaling commence pour une égalisation de la courbure des migrations, suivi par une compression en range en même temps qu'une correction des migration en déplaçant les cellules par groupe et enfin une compression azimutale et une correction de phase du à l'opération du chirp scaling.

Pour l'implémentation du processeur un choix peut être fait entre les différents algorithmes existants, pour cela nous devons tenir compte d'un certain nombre de facteurs :

- Complexité de l'algorithme
- Temps de traitement
- Le résultat final en terme de qualité de l'image

Pour les données ERS, que nous avons à notre disposition, l'angle de squint étant faible ainsi que l'amplitude des migrations. Nous avons donc opté pour l'algorithme Range Doppler.

3.2 Traitements associés

Le processeur que nous avons développé doit inclure d'autres traitements indépendamment du choix de l'algorithme implémenté. Ces traitements seront développés et adaptés à l'algorithme choisi pour l'implémentation finale du processeur SAR.

La suppression des lobes secondaires, l'estimation du centroïde Doppler avant même le traitement azimutal ainsi que la correction des migrations conditionnent la qualité de l'image radar focalisée.

3.2.1 Suppression des lobes secondaires

L'énergie de l'écho d'une cible ponctuelle est étalée selon un sinus cardinal, l'un des objectifs du traitement SAR est de concentrer toute l'énergie de la cible.

Pour cette raison un certain nombre de paramètres additionnels ont été suggéré pour décrire le concept de la réponse d'une cible ponctuel [Fran 99]

Parmi ces paramètres on trouve : le rapport entre l'amplitude du lobe principale et du lobe secondaire notée PSLR (voir figure 3.5).

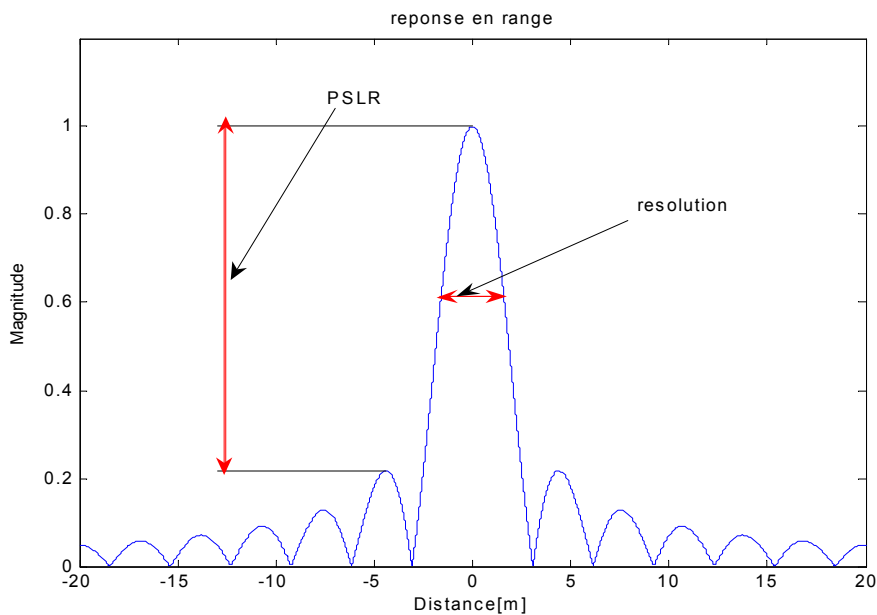


Figure 3.5 : Paramètres de la réponse d'une cible

Pour analyser l'effet des fenêtres de pondérations on présente une comparaison entre une compression d'impulsion sans et avec pondération.

Comme les dimensions de la scène doivent être limitées, ceci impose de limiter la durée du signal chirp de référence [Web 02].

Ainsi on aboutit à une fonction de pondération $W(t)$ de forme carrée (box-like weighting function).

Pour le signal chirp de référence en range :

$$s(t) = \exp(i\pi.K.t^2) \quad (3.5)$$

$$W(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } -\frac{\tau_p}{2} < t < +\frac{\tau_p}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.6)$$

Ce qui donne la fonction $R(t) = W(t) \cdot \exp(i\pi.K.t^2)$ (3.7)

La compression d'impulsion est obtenue par un procédé de filtrage adapté

Si la réponse impulsionnelle est pondérée par une fonction carre on obtient (voir figure 3.6):

$$g(t) = B \cdot \exp(-j \cdot \omega_p \cdot t) \cdot \left[\frac{\sin(\pi \cdot B \cdot t)}{\pi \cdot B \cdot t} \right] \quad (3.8)$$

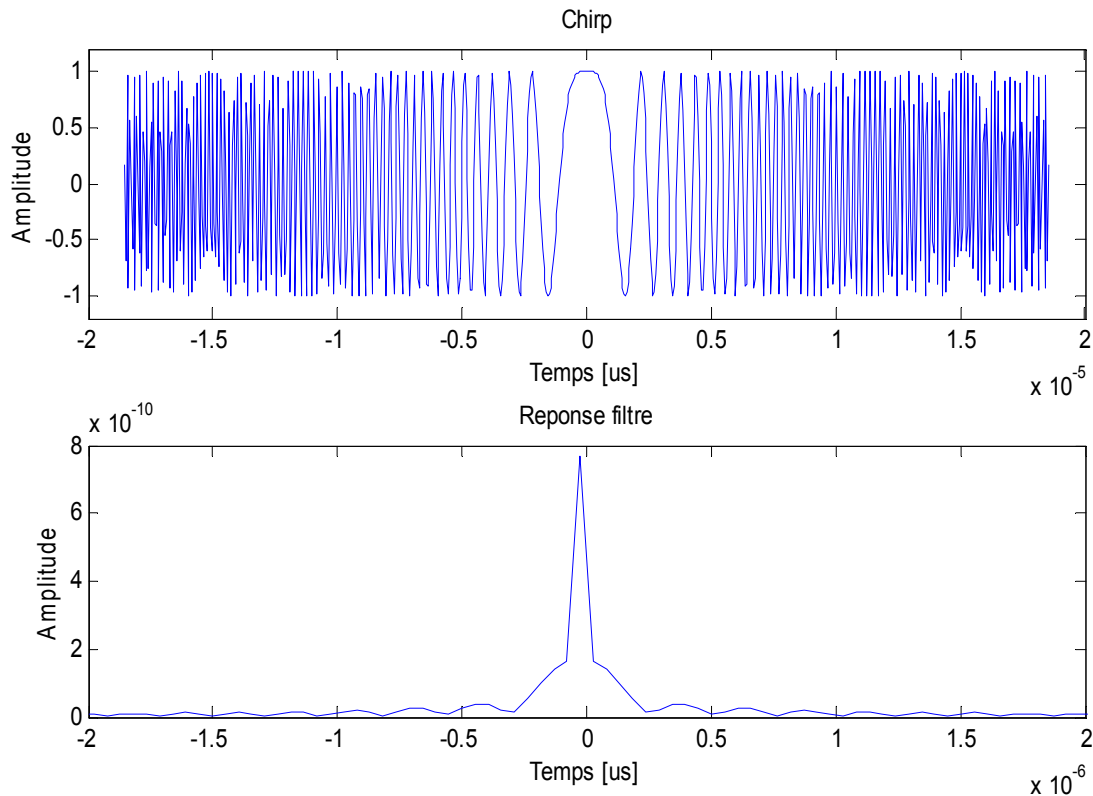


Figure 3.6 : Chirp classique et réponse du filtre

L'utilisation directe d'un filtrage adapté donne de l'image d'une cible ponctuelle une multiplicité de lobes dont seule le premier est significatif les autres lobes donnent naissance à une image floue surtout si au voisinage de la cible observé se trouve une cible de réflectivité importante.

Pour éliminer ces lobes secondaires la théorie du filtrage numérique montre qu'il est nécessaire de pondérer la réponse impulsionnelle du filtre.

Parmi les techniques connues pour la conception de filtres numérique on trouve la méthode du fenêtrage qui consiste à modifier la réponse impulsionnelle du filtre on la multipliant par une fonction $W(t)$: c'est une pondération de la réponse impulsionnelle.

Pour le traitement des images radar SAR on fait appel à une fenêtre de Hamming

La fonction de pondération de Hamming est définie par (voir figure 3.7) :

$$W(t) = \begin{cases} \alpha + (1-\alpha) \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau_p}\right) & \text{pour } -\frac{\tau_p}{2} < t < +\frac{\tau_p}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.9)$$

Pour $\alpha = 0.45$ on obtient le résultat suivant (voir figure 3.7) :

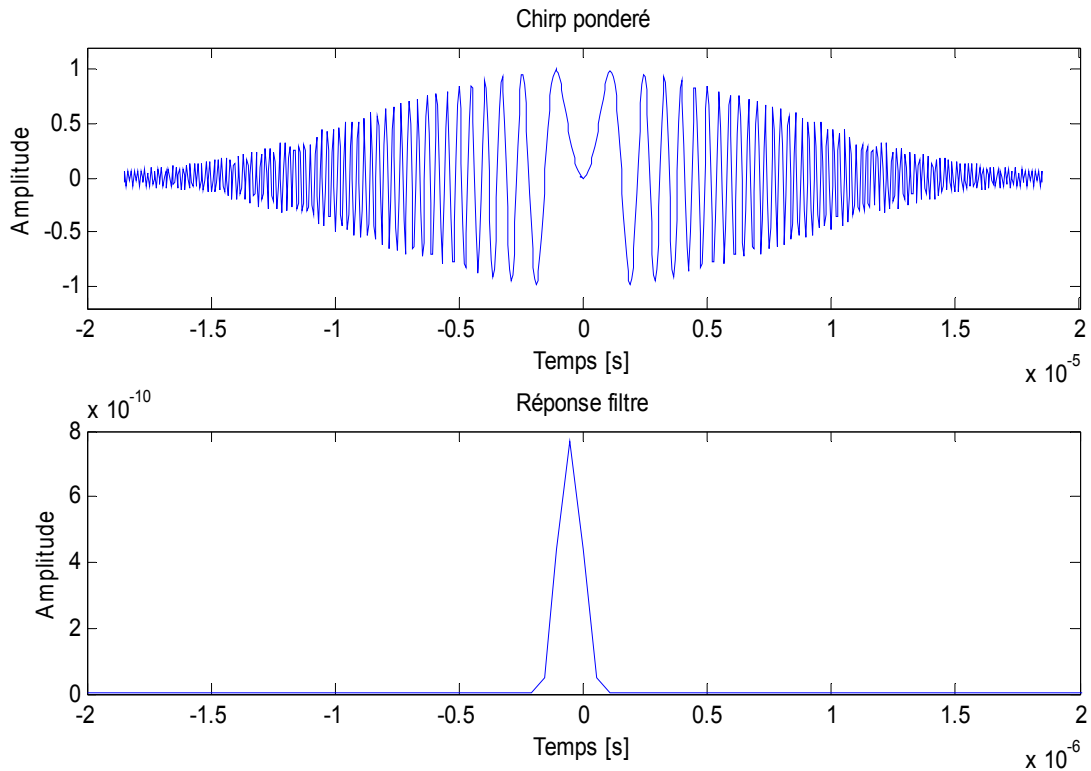


Figure 3.7 : Chirp pondéré et réponse du filtre

Le choix d'une fenêtre de la fonction de pondération est un compromis entre la largeur du lobe principal autrement dit la résolution de l'image et l'amplitude des lobes secondaires. Ainsi plusieurs fonctions de pondération peuvent être utilisées pour un tel compromis [DeGr94].

3.2.2 Techniques d'estimation du centroïde Doppler

Rappelons l'expression donnant la relation entre l'angle de squint et la fréquence du centroïde Doppler f_{DC} :

$$f_{DC} = -\frac{2V \cdot \sin(\theta_s)}{\lambda} \quad (3.10)$$

Où θ_s représente l'angle de squint

Le paramètre θ_s représente l'angle d'orientation du radar dans la direction azimutale ou bien angle de strabisme (squint angle en anglais).

Étant donné les variations aléatoires de l'angle de squint, le paramètre f_{DC} doit être déterminé par estimation à partir des échos radar. Nous devons donc l'estimer, puisqu'il est

nécessaire à la correction du déplacement de cellules en range et à la compression d'azimut. Il existe plusieurs façons d'estimer le centroïde Doppler [Fran 99] :

- Ajuster les courbes du spectre de la magnitude en azimut. Le centroïde d'énergie azimutale ou Doppler est fonction de l'angle de squint.
- Associer deux visées latérales.

3.2.2.1 Estimation du centroïde à partir du spectre en azimut

Généralement l'amplitude du spectre d'énergie azimutale ressemble au diagramme de rayonnement de l'antenne [Song 04].

La densité spectrale de puissance est donné par :

$$S(f) = \sin^4 \left(\frac{f - f_{DC}}{2 \cdot a} \right) \quad (3.11)$$

Où $a = \pi \cdot \frac{2 \cdot X}{L_a}$ avec $X = \frac{\lambda \cdot r_0}{L_a}$ la longueur de l'ouverture synthétique à mi fauché

Une approximation de la décomposition en série de Fourier est donné par :

$$S(f) \approx S_0 + S_1 \cdot \cos \left(2\pi \cdot \frac{f - f_{DC}}{2 \cdot a} \right) \quad (3.12)$$

L'équation précédente contient le paramètre recherché c'est-à-dire f_{DC} cette expression peut être donc utilisée pour son évaluation.

Pour les méthodes passant par le spectre azimutal, plusieurs approches existent :

- Calcul direct du centroïde d'énergie
- Calcul du maximum de la fonction de corrélation du spectre azimutale avec une fonction de pondération.

Pour les techniques d'estimations passant par le domaine fréquentiel, le spectre azimutal est d'abord obtenu par l'intermédiaire d'une FFT. Par la suite, le centroïde d'énergie Doppler peut être utilisé pour l'estimation de la fréquence du centroïde Doppler. C'est le fondement de base de la méthode « Energy Balancing » dont on donne l'algorithme [Baml 91]. (Voir figure 3.8).

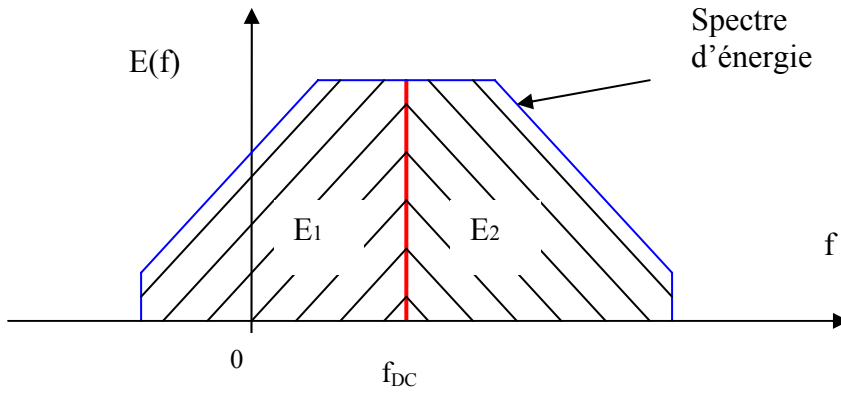


Figure 3.8: La méthode du ΔE pour l'estimation de f_{DC}

Pour l'implémentation de la méthode, le spectre $E(f)$ est découpé en 2 parties par rapport l'estimation du centroïde Doppler initial f_{DC0} . Ainsi l'estimation est acceptée si la somme des valeurs spectrales sont égales $\Delta E = 0$; i.e. leur différence est nulle $E_2 - E_1 = 0$

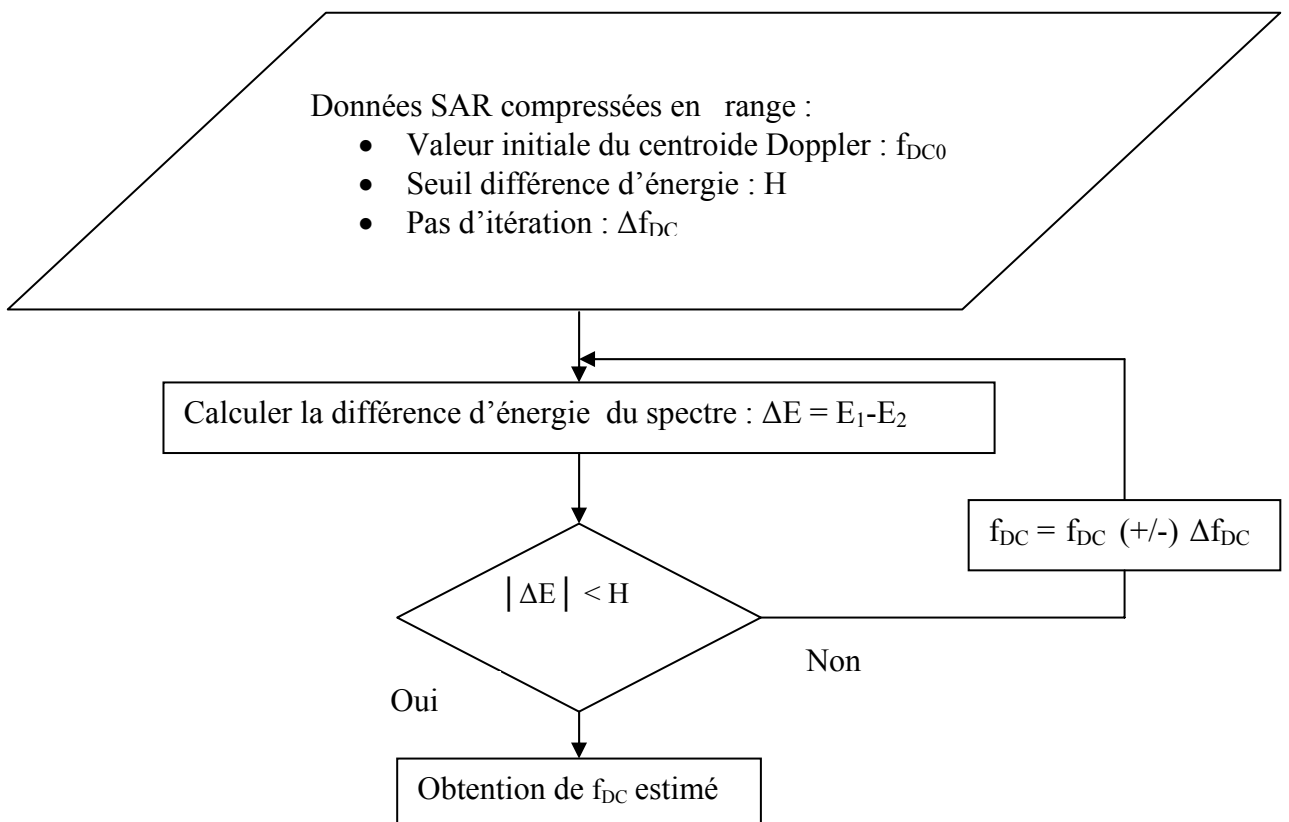


Figure 3.9:L'algorithme « energy balancing »

Avant d'appliquer l'algorithme, le spectre d'énergie a été filtré à travers un filtre passe bas afin d'éliminer les variations hautes fréquences du spectre azimutal (voir figure 310).

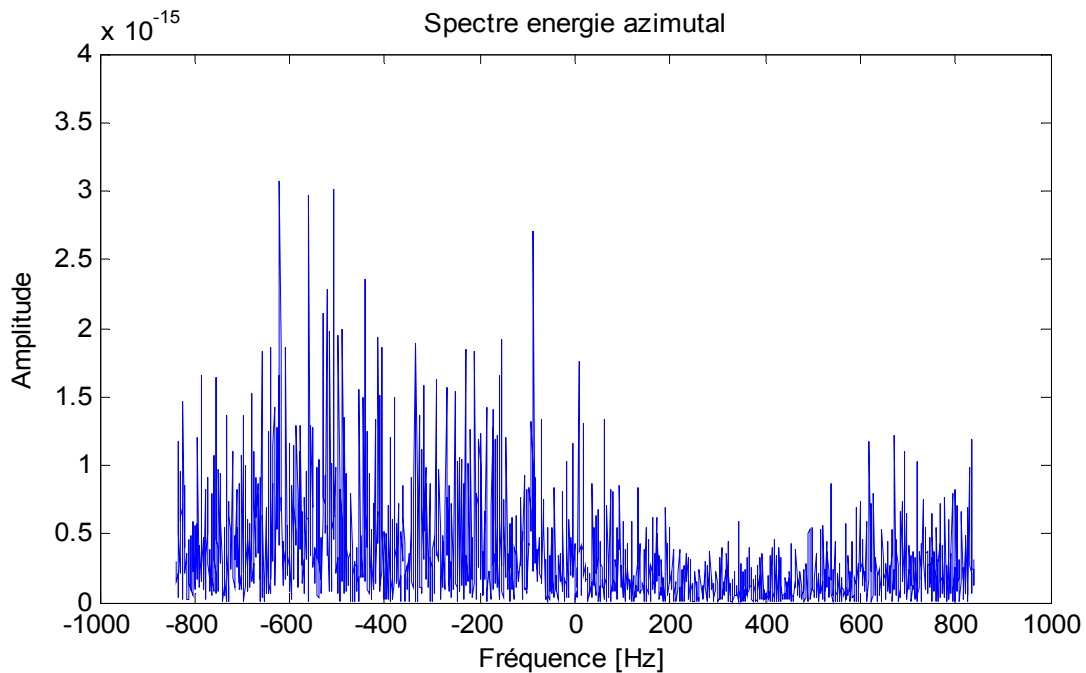


Figure 3.10 : Spectre d'énergie azimutale du signal SAR

L'équilibrage d'énergie (Energy balancing) n'incorpore aucune information sur l'allure du spectre azimutal.

La théorie de la détection montre que la corrélation avec le signal nominal suivie par une détection du **maximum** est optimum pour un signal noyé dans un bruit additif Gaussien [Cumm 95].

Quand on compare deux signaux leurs degrés de similarité peuvent être déterminé en calculant leur fonction de corrélation.

Le calcul de la corrélation est un outil très utilisé pour la reconnaissance des signaux et pour la détermination du maximum de ressemblance.

La fonction de corrélation peut être exprimée par :

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot y(t + \tau) \cdot dt \quad (3.13)$$

Le pic de $R_{xy}(\tau)$ et son étalement autour de ce même pic indique le degré de similarité entre les signaux $x(t)$ et $y(t)$.

3.2.2.2 Association de visées latérales

L'estimation du centroïde Doppler à partir du spectre azimutal doit être effectuée pour toute la bande de fréquence en range pour obtenir le centroïde moyen de la scène à traiter. Cependant, ce traitement nécessite un temps de calcul très important.

L'algorithme CDE (Correlation Doppler centroïde Estimator) [Mads 89], utilise le fait que le spectre de puissance azimutal $S(f)$ peut être modélisé par :

$$S(f) = 1 + m \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{f - f_{DC}}{PRF}\right) \quad (3.14)$$

Où f est la fréquence azimutale

Comme pour $f = 0$ on a :

$$S(0) = 1 + m \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_{DC}}{PRF}\right) \quad (3.15)$$

La phase φ du premier coefficient du spectre de puissance azimutale contient l'information

sur f_{DC} :

$$f_{DC} = \frac{PRF}{2\pi} \cdot \varphi \quad (3.16)$$

Certaines méthodes d'estimation du centroïde doppler tiennent compte de la relation entre la densité spectrale et la fonction d'autocorrelation. $S(f) = TF[R(\tau)]$

$R(\tau)$ étant la fonction d'autocorrelation

Ainsi, il n'est plus nécessaire de déterminer le spectre azimutal en totalité mais il suffit juste de déterminer le premier coefficient de la décomposition par le calcul de la corrélation de deux lignes adjacentes en range, puisque il correspond à la composante d'indice $T = \frac{1}{PRF}$

Pour l'implémentation de la méthode on procède comme suit :

Pour chaque échantillon $u[n]$ et celui qui suit dans la direction de l'azimut on exécute

l'opération suivante :

$$u[n] \cdot u[n+1]^* \quad (3.17)$$

Le symbole * pour le conjugué du nombre complexe

On fait la somme de ces termes selon plusieurs positions azimutales afin d'obtenir le coefficient moyen d'intercorrélation :

$$\varphi[n] = \sum_k u[n, k] \cdot u[n, k-1]^* \quad (3.18)$$

Dans notre travail nous avons implementé deux algorithmes pour l'estimation du centroïde Doppler en l'occurrence :

- La méthode de l'équilibrage d'énergie ceci en passant par le spectre azimutale
- La corrélation entre deux visées latérales ceci en passant par la fonction de corrélation.

La méthode de corrélation entre le spectre azimutal et le spectre nominal n'a pas été implémenté puisque elle nécessite le calibrage de la valeur du facteur m donné dans l'équation (3.14).

3.2.3 Correction des migrations

La variation de la distance cible-radar au cours du déplacement introduit une variation de la durée du parcours aller-retour de l'onde.

La figure 3.11 a et b donnent la courbe des migrations correspondant à une colonne du signal SAR et ceci pour une fréquence du centroïde Doppler $f_{DC} = -400 \text{ Hz}$

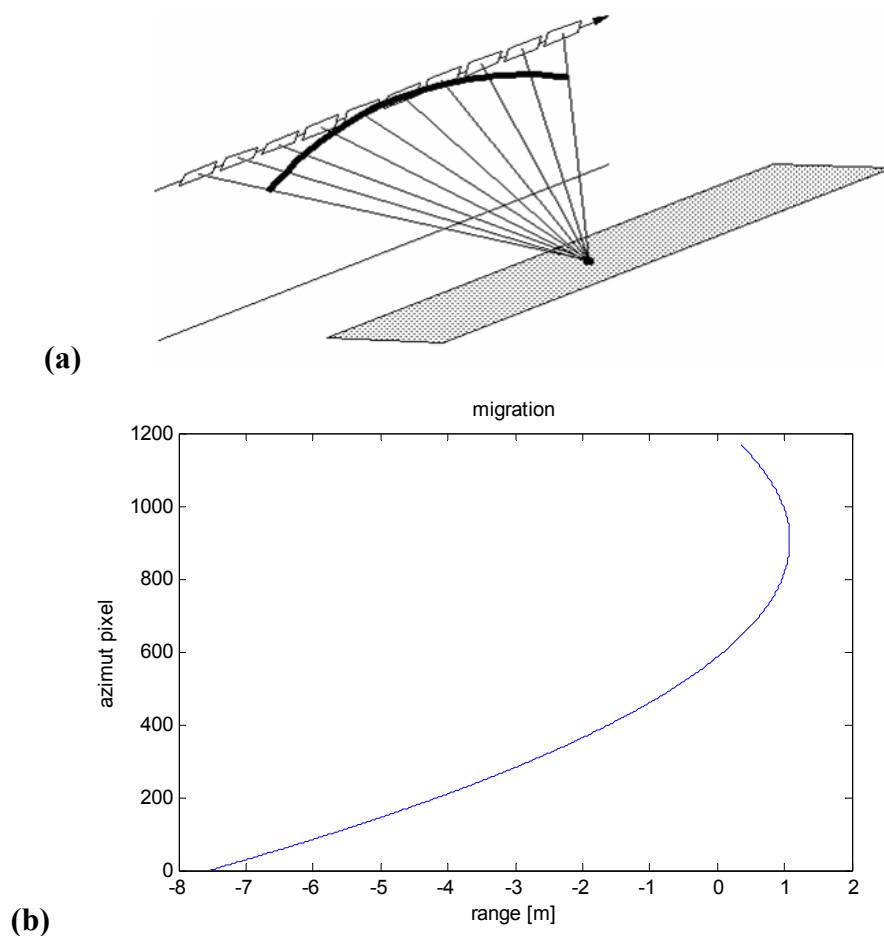


Figure 3.11 : Courbe de migrations correspondant a la colonne 2808

Ces migrations doivent être déplacées dans la direction range de manière à ce que l'écho d'une cible particulière doit se trouver sur la même colonne (direction azimuth) dans la matrice image.

3.2.3.1 Principe de la correction

La correction des migrations peut s'effectuer en recherchant une relation entre les migrations et la position azimuthale du radar et/ou la fréquence Doppler.

L'équation (2.76) c'est adire :
$$R(s) - R_c = -\frac{\lambda \cdot f_{DC}}{2} \cdot (s - s_c) - \frac{\lambda \cdot f_R}{4} \cdot (s - s_c)^2$$
 donne

l'amplitude des migrations en fonction de la position azimuthale du radar ainsi que des paramètres Doppler c'est-à-dire f_{DC} et f_R .

Sachant que pour un signal chirp (modulation linéaire de fréquence) temps et fréquence sont liés par la relation :

$$s - s_c = \frac{(f - f_{DC})}{f_R} \quad (3.19)$$

En combinant l'équation (3.19) avec l'équation (2.61), on obtient la relation:

$$R(s) - R_c = \frac{\lambda}{4 \cdot f_R} \cdot (f^2 - f_{DC}^2) \quad (3.20)$$

Le membre de droite de l'équation (3.17) représente le décalage en range d'un pixel à la fréquence f et à la distance demi fauchée (mid-swath range) R_c .

La simplicité de la relation (3.20) suggère que la correction des migrations s'effectue dans le domaine fréquentiel.

Cette correction est effectuée en déplaçant un bloc de données puisque différentes cibles à la même distance demis fauché exige le déplacement avec la même quantité (voir algorithme Range/Doppler), ce déplacement étant un nombre réelle il possède donc une partie entière et une partie fractionnaire.

Le déplacement pour un nombre entier est simple en effet, d'après les propriétés de la transformée de Fourier, un décalage dans le domaine temporel équivaut à une multiplication par une rampe de phase $[\exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \sigma)]$ dans le domaine fréquentiel.

$$\text{Si } TF[x(t)] = X(f)$$

$$\text{Alors } TF[x(t - \sigma)] = [\exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \sigma)] \cdot [X(f)]$$

Le déplacement pour un nombre fractionnaire est réalisé à partir d'un processus nommé « **interpolation** ».

L'équation (3.4) indique une méthodes plus élaboré pour la correction des migrations du fait qu'elle fait intervenir la courbure de la trajectoire ainsi la migration des cellules en range est fonction de la distance r , et la courbure est donné par $r.C_s(f)$.

D'autre part la correction des migrations par la méthode du chirp scaling peut se faire sans procédure d'interpolation.

3.2.3.2 Critère de correction

Pour obtenir un critère de décision sur la correction des migrations, on doit comparer l'importance des migrations par rapport à la résolution en range du SAR [Curl 91] pour cela considérant le schéma de la figure (3.12)

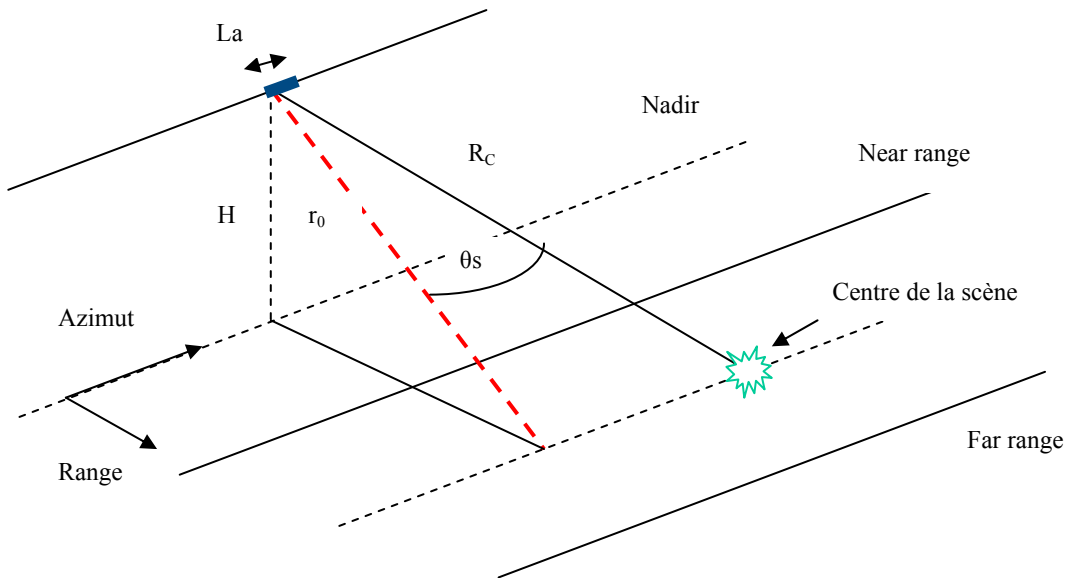


Figure 3.12 : Acquisition en mode squinté

En rappelant que : $f_{DC} = \frac{2.V}{\lambda} \cdot \sin \theta_s$ Et $f_R = \frac{2.V^2}{\lambda \cdot R_c}$

L'amplitude des migrations des cellules en range est donné par :

$$DR(s) = R(s) - R_c \quad (3.21)$$

Pour une valeur maximale de $(s - s_c) = \pm \frac{S}{2}$ l amplitude des migrations est maximale

Ou bien
$$DR = \pm \left(\frac{S.V}{2} \right) \cdot \sin \theta_s + \frac{(S.V)^2}{8.R_c} \quad (3.22)$$

Donc
$$DR(s) \leq \left(\frac{S.V}{2} \right) \cdot \left(|\sin \theta_s| + \frac{S.V}{4.R_c} \right) \quad (3.23)$$

La durée de l'ouverture synthétique étant donnée par $S = \frac{\lambda.R_c}{V.L_a}$

Donc $S.V = \frac{\lambda.R_c}{L_a}$ et sachant que $\Delta X = \frac{L_a}{2}$ On obtient $S.V = \frac{\lambda.R_c}{2.\Delta X}$

ΔR Étant la résolution en range

Alors pour éviter une correction des migrations il faut que la migration maximum soit inférieur à la résolution en range $DR < \Delta R$.

Avec
$$DR_{\max} = \left(\frac{\lambda}{2.L_a} \cdot R_c \right) \cdot \left(|\sin \theta_s| + \frac{\lambda}{4.L_a} \right)$$

D'où :
$$\left(\frac{\lambda.R_c}{2.\Delta X} \right) \cdot \left(|\sin \theta_s| + \frac{\lambda}{8.\Delta X} \right) < \Delta R \quad (3.24)$$

Pour un angle de squint nulle : $\theta_s = 0$ la migration maximum est donné par :

$$DR_{\max} = \frac{\lambda^2.R_c}{32.\Delta X^2}$$

Ou bien
$$DR_{\max} = \frac{\lambda^2.R_c}{8.L_a}$$

D'où la condition
$$\frac{\lambda^2.R_c}{32.\Delta X^2} < \Delta R \quad (3.25)$$

Pour les caractéristiques des images ERS la résolution en range est $\Delta R = 9.67$ m

Pour $\theta_s = 0$ la migration maximale est $DR = 3.33$ m donc $DR < \Delta R$.

En fin le tableau ci dessous donne les valeurs des migrations pour différentes longueurs d'ondes radar comparé à la résolution en range du SAR spécifié.

Longueur d'onde	$\lambda = 25cm$ Bande L $\vartheta_s = 0^\circ$	$\lambda = 3cm$ Bande X $\vartheta_s = 0^\circ$	$\lambda = 3cm$ Bande X $\vartheta_s = 1^\circ$	$\lambda = 0.056cm$ Bande C $\vartheta_s = 0^\circ$
Migration maximale	$DR = 63.77$	$DR = 0.91m$	$DR = 30m$	$DR = 3.33m$
Résolution en range	$\Delta R = 7m$	$\Delta R = 7m$	$\Delta R = 7m$	$\Delta R = 9.67m$

Tableau 3 : Migrations maximales pour différentes longueurs d'ondes

Conclusion

L'analyse précédente permet de faire une comparaison entre les différents algorithmes en terme de complexité de traitement, ainsi il apparaît que l'algorithme Range/Doppler inclut un minimum d'opérations permettant d'obtenir l'image focalisé.

Des développements ont été effectués dans la littérature [Baml 92] et ont montré que l'algorithme de l'équation d'onde est le mieux adapté pour les données acquises avec un angle de squint important. Le choix final dépend donc de la plateforme d'acquisition (ERS, ASAR, RADARSAT, etc.), cette analyse sera développée lors de l'implémentation du processeur.

Les traitements intermédiaires que nous avons ainsi désigné sont d'une très grande importance dans le processus de formation de l'image radar, ainsi nous avons développé ces traitement théoriquement et pratiquement en implémentant un certain nombre d'algorithmes :

- la suppression des lobes secondaires que nous avons décrit en premier lieu est applicable aussi bien en range qu'en azimuth.
- Pour l'estimation de la fréquence du centroïde Doppler nous avons implémenté deux méthodes permettant d'estimer ce paramètre les deux méthodes ayant donné des résultats assez proches.
- La correction des migrations a été développée théoriquement puisque pour les données dont nous disposons la migration en range est négligeable (le demi pixel pour les données ERS2).

Chapitre 4

Implémentation du processeur SAR

La fonction du processeur que nous avons développé est de réaliser un traitement sur des données RAW SAR afin d'obtenir des images SLC.

Les données que nous avons à notre disposition sont fournies par la plateforme ERS et sont acquises en mode Strip Map. Le processeur permet de fournir deux fichiers séparés représentant les parties réelle et imaginaire de l'image SLC en format flottant permettant une dynamique importante de l'image, ces deux fichiers peuvent être utilisés pour fournir les images module ou phase.

4.1 Les données

Les données (sur CD ROM) fournies par l'ESA contiennent un certain nombre de fichiers:

1. Le fichier RAW data [\[Web 04\]](#) : « DAT_01 » de taille 318 402 KO

Les données brutes sont stockées en format BSQ, que l'on peut décomposer en enregistrements de longueur 11644 octets chacun. Chaque enregistrement contient 412 caractères de synchronisation. Le premier enregistrement contient le header et contient les informations suivantes :

- Format des données : CEOS-SAR
 - Type de fichier : RAW
 - Satellite : ERS2
 - Nombre d'enregistrements : 28000
 - Nombre d'octets par enregistrement : 11644
 - Nombre d'octets par enregistrements sans octets de synchronisation : 11232
 - Nombre de points en range : 5616
 - Format de fichier : BSQ
 - Type de données : complex, unsigned integer
 - Valeur maximale : 255
2. Le fichier paramètre file : « LEA_01 » comprend l'ensemble des informations nécessaires au traitement c'est à dire :
 - Format du fichier RAW
 - Caractéristiques du radar :
 - a- Fréquence d'échantillonnage : $f_s = 18.962468$ MHz
 - b- Durée de l'impulsion chirp : $\tau_p = 37.12 \cdot 10^{-6}$ seconde = 37.12 μ s
 - c- Chirp slope: $K = 2.08894 \cdot 10^{+11}$ Hz/s
 - d- Longueur d'onde (radar wavelength) : $\lambda = 0.056666$ m
 - e- PRF : 1679.902 Hz
 - Informations orbitales :
 - a- Vecteurs vitesse
 - b- Temps aller-retour de l'impulsion radar

3. Le fichier volume directory file : « VDF » contient un ensemble de pointeur. Un pointeur pour chaque fichier du media de stockage
4. Le fichier nul directory file indiquant la fin du media.

4.2 Le traitement numérique

Le signal RAW SAR est échantillonné en range avec la fréquence d'échantillonnage f_s du radar et dans la direction azimutale par l'impulsion de répétition fréquentielle PRF . Les données parviennent sous la forme de vecteur complexe au format **BIP**. Chaque ligne de l'image correspond à une seule impulsion radar et chaque colonne de l'image contient un échantillon d'une succession d'impulsions à range constant.

L'espacement entre pixels peut être déterminé par la connaissance des fréquences d'échantillonnage pour donner la résolution consécutive entre deux cellules image :

- En range
$$dR = \frac{c}{2 \cdot f_s} [m] \tag{4.1}$$

- En azimut
$$dX = \frac{V}{PRF} [m] \tag{4.2}$$

A noter que pour :

- Le signal en range est échantillonné à une fréquence supérieure à la bande passante du signal $B_r = 15.5 MHz$ et $f_s = 18.962498 MHz$
- Le signal azimutal est échantillonné à une fréquence telle que :

$$B_a = 1425 Hz \quad \text{et} \quad PRF = 1679.902 Hz$$

	Résolution signal	Fréquence d'échantillonnage	Espacement entre pixel
Range	$\Delta R = 9.67 m$	$f_s = 18.962498 MHz$	$dR = 7.9 m$
Azimut	$\Delta X = 5 m$	$PRF = 1679.902 Hz$	$dX = 3.98 m$

Tableau 5 : Espacement entre pixels

4.3 Implémentation du processeur SAR

L'algorithme Range Doppler a été en premier lieu développé par MacDonald Dettwiler and Associates (MDA) et la Jet Propulsion Lab (JPL) en 1979, pour le traitement des données radar du satellite SEASAT lancé en 1978. Cet algorithme est schématisé en figure 4.1 [Cumm 79] :

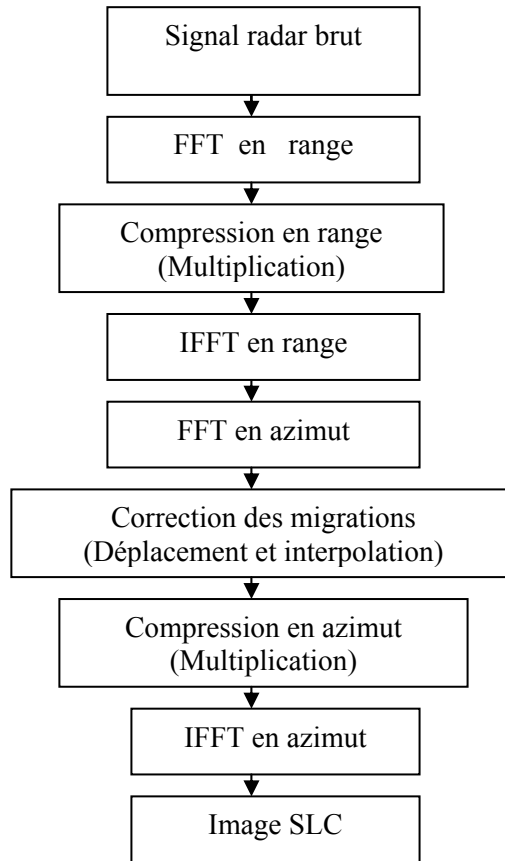


Figure 4.1 : L’algorithme Range Doppler

Dans cet algorithme, la compression en range est obtenue par multiplication entre lignes (direction range) du signal radar et le signal de référence en range, la correction des migrations est obtenue par déplacement des cellules image en range suivie par une interpolation permettant de corriger la courbure de la trajectoire.

Quant à la compression en azimuth, elle est obtenue par multiplication entre colonnes (direction azimuth) du signal radar et le signal de référence en azimuth.

L’algorithme décrit peut être adapté pour son implémentation sachant que les données traitées sont celles du satellite ERS et obéissant au format CEOS (voir figure 4.2).

Donc on doit faire appel au deux fichiers, le fichier leader pour l’extraction des paramètres et du fichier data pour l’extraction des données image.

D’autre part, vu la faiblesse de l’amplitude des migrations en range et tenant compte du critère établi précédemment, l’étape qui consiste à corriger les migrations n’est pas effectuée.

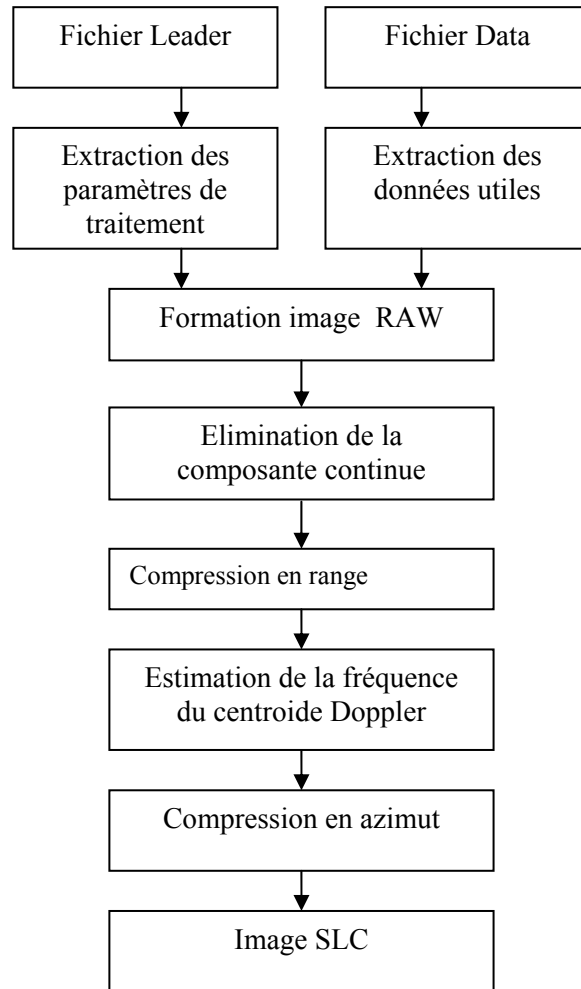


Figure 4.2 : L’algorithme adapté aux données ERS

Avant de passer aux différentes phases du traitement, nous avons d’abord déterminé certains paramètres nécessaires au traitement à effectuer.

4.3.1 Détermination des paramètres

Certains paramètres sont propres aux types de systèmes SAR (ERS, ASAR, RADARSAT, etc.) certains paramètres radar sont donnés dans le fichier leader, d’autres par contre sont relatifs à la scène elle-même [Web 01] et nous devons calculer et/ou estimer tels que :

- **Fréquence du centroïde Doppler :**

La FFT d’une coupe du signal azimuthal compressé en range qui a été obtenue par l’application de la méthode d’équilibrage d’énergie permet de déterminer le centroïde d’énergie correspondant à la fréquence du centroïde Doppler :

$$f_{DC} \approx -294.317 \text{ Hz}$$

La connaissance de la fréquence du centroïde Doppler permet de déduire l'angle de squint, en effet, on a \mathcal{G}_s en valeur absolue :

$$\mathcal{G}_s = \arcsin\left(f_{DC} \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot V}\right) \quad (4.3)$$

d'où on obtient $\mathcal{G}_s = 0.06^\circ$.

- **Distances en Slant-Range :**

Ces distances sont données par la relation :

$$r_0 = c \cdot t' \quad \text{Avec : } t' = \frac{t}{2}, \quad \text{et } t \text{ étant le temps aller-retour de l'impulsion radar.}$$

en introduisant l'angle de squint, on aura :
$$r = \frac{r_0}{\cos \mathcal{G}_s} \quad (4.4)$$

- **Centre de la scène :**

Pour localiser le centre de la scène, on dispose de la valeur de r_0 qui est la distance mi-fauchée à zéro Doppler, à partir de laquelle on peut déduire la distance radar-cible à la position considérée [Avin 04]:

$$\cos(\mathcal{G}_s) = \frac{r_0}{r} \quad \text{ouù} \quad r = \frac{r_0}{\cos \mathcal{G}_s}$$

- **Distances des pixels :**

La distance cible-satellite R_c dépendant de la géométrie de l'acquisition peut être donnée par :

$$R_c \approx r_n + i \cdot dR \quad (4.5)$$

Avec $dR = \frac{c}{2 \cdot f_s}$: espacement entre pixels en range

- **Vitesse du radar :**

Une approximation de la vitesse relative de la plateforme satellitaire par rapport à la cible est donnée par [Kim 03]

$$V = \frac{V_s}{\sqrt{1 + \frac{H}{R_E}}} \quad (4.6)$$

R_E : Rayon de la terre

H : Hauteur de la plateforme

V_s : Vitesse de la plateforme par rapport au centre de la terre.

V : Vitesse de la plateforme par rapport à la cible.

- **longueur de l'ouverture synthétique :**

Comme l'angle d'ouverture de l'antenne dans la direction azimutale est donné par $\mathcal{G}_a = \frac{\lambda}{L_a}$,

l'étendue de l'empreinte est donc $l_{sa} = \mathcal{G}_a \cdot R_c$

Où R_c est la distance cible-radar en Slant-Range. Donc la longueur de l'ouverture

synthétique est donné par :

$$l_{sa} = \frac{\lambda}{L_a} \cdot R_c \quad (4.7)$$

- **Durée d'intégration :**

La durée d'intégration est: $S = \frac{l_{sa}}{V}$ ce qui donne après simplification :

$$S = \frac{R_c \cdot \lambda}{L_a \cdot V} \quad (4.8)$$

- **Nombre minimum de lignes :**

Le nombre minimum de lignes en azimut de l'image à traiter est : $n_{sa} = PRF \cdot \Delta t$

Donc $n_{sa} = PRF \cdot S$ avec $S = \frac{l_{sa}}{V}$ et :

$$n_{sa} = \frac{PRF \cdot l_{sa}}{V} \quad (4.9)$$

- **Produit temps-bande passante :**

L'efficacité du processus de compression en range et en azimut dépend de la valeur du produit temps-bande passante. Le tableau 6 représente les valeurs de TBP calculés.

	Durée d'impulsion	Bande passante	TBP
Range	$37.12 \cdot 10^{-6}$ [s]	$15.5 \cdot 10^{+6}$ [Hz]	575.36 [Hz.s]
Azimut	0.6656 [s]	1425 [Hz]	948.48 [Hz.s]

Tableau 6 : Produit temps bande passante

Enfin, nous résumons ci-dessous (Tableau 7) les valeurs numériques des paramètres pour les données ERS sachant que : $\lambda = 0.056666m$ $L_a = 10m$ $V = 7125m/s$

$$PRF = 1679.902Hz$$

Slant Range	R_c	l_{sa}	S	n_{sa}
Near Range	830573 [m]	4651 [m]	0.6528 [s]	1097
Mid Range	852770 [m]	4706 [m]	0.6656 [s]	1110
Far Range	874966 [m]	4958 [m]	0.6958 [s]	1169

Tableau 7 : Paramètres du traitement

Avec :

R_c : Distance en Slant Range en mètre

l_{sa} : Longueur de l'ouverture synthétique en mètre

S : Temps d'intégration en seconde

n_{sa} : Longueur de l'ouverture synthétique en nombre de lignes

4.3.2 Lecture de l'image RAW

Le signal échantillonné est codé sur 5 bits par pixel ce qui donne une plage de valeurs comprises entre 0 et 31. Une fois le signal transmis à la station terrestre, on rajoute 3 bits pour obtenir un codage standard sur 8 bits.

Un écho du signal radar reçu contient 5616*2 octets. 412 octets qui constituent le signal de synchronisation sont rajoutés, le tout constituant le signal de données brutes. Dans notre cas, le fichier RAW data contient 28000 enregistrements.

Par rapport à nos moyens de traitements, nous avons choisi de traiter des segments de 2048 enregistrements du fichier data. Le résultat final doit être une matrice complexe de 2048 lignes x 5616 colonnes.

Pour passer d'un signal brut à une image brute, on procède comme suit :

Etape 1 : Supprimer le premier enregistrement qui ne contient pas de données à traiter

Etape 2 : Lire un enregistrement constitué de 11644 échantillons.

Etape 3 : Supprimer les 412 premiers échantillons constituant le signal de synchronisation (il reste 11232 Échantillons)

Etape 4 : Trier les 11232 échantillons en échantillons de :

Rang pair (vecteur I)

Rang impair (vecteur Q)

Etape 5 : Eliminer la composante continue pour chaque vecteur (5616 échantillons) pair et impair

Etape 6 : Refaire les étapes 2, 3,4 et 5 avec les 2048 enregistrements du signal brut.

Le résultat est : Une matrice $I[m,n]$ et une matrice $Q[m,n]$ de dimension $m \times n$ avec $m = 2048$ et $n = 5616$

Etape 7 : Rassembler les 2 matrices I et Q pour obtenir une seule matrice complexe S qui est l'image RAW de type SAR complexe noté $RS[m,n]$

Le traitement effectué sur le fichier RAW data a été schématisé dans la figure 4.3 dans laquelle on visualise deux enregistrements avec un header compris. L'élimination de l'enregistrement header est visualisée dans la figure 4.4. La lecture d'un seul enregistrement et après suppression de la synchronisation et triage, en ne laissant que la composante phase, est visualisée dans la figure 4.5.

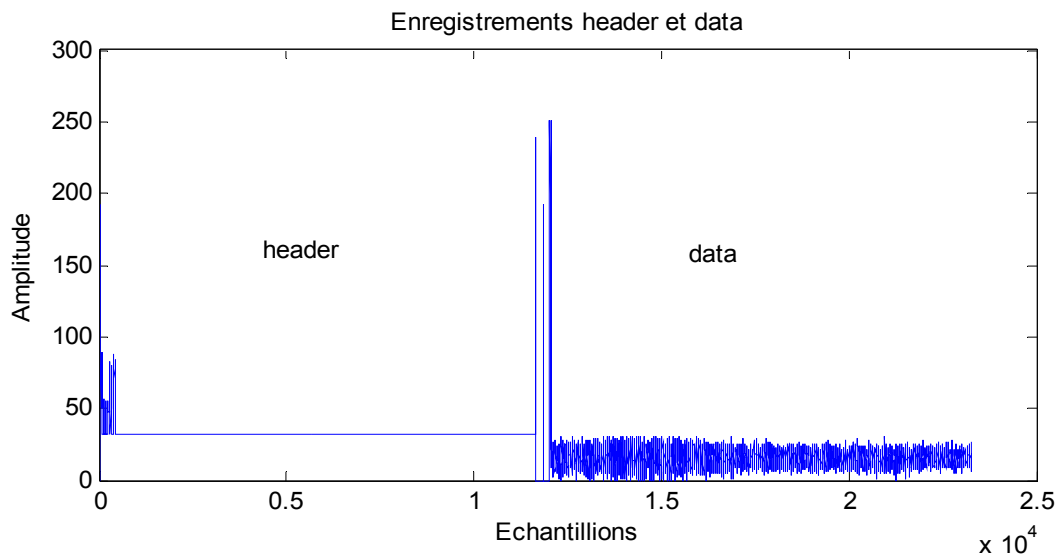


Figure 4.3 : Header suivi d'une ligne de données

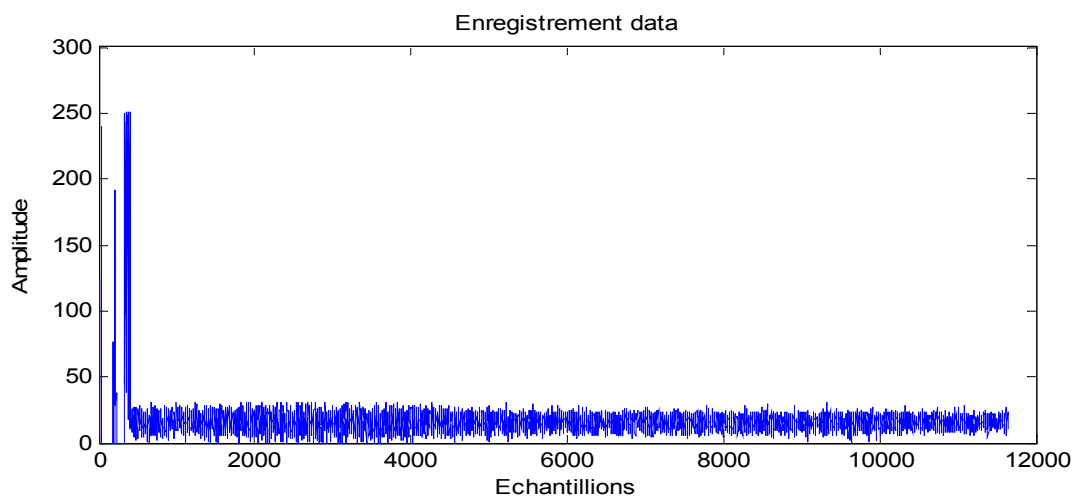


Figure 4.4 : Représentation d'une ligne de données brute

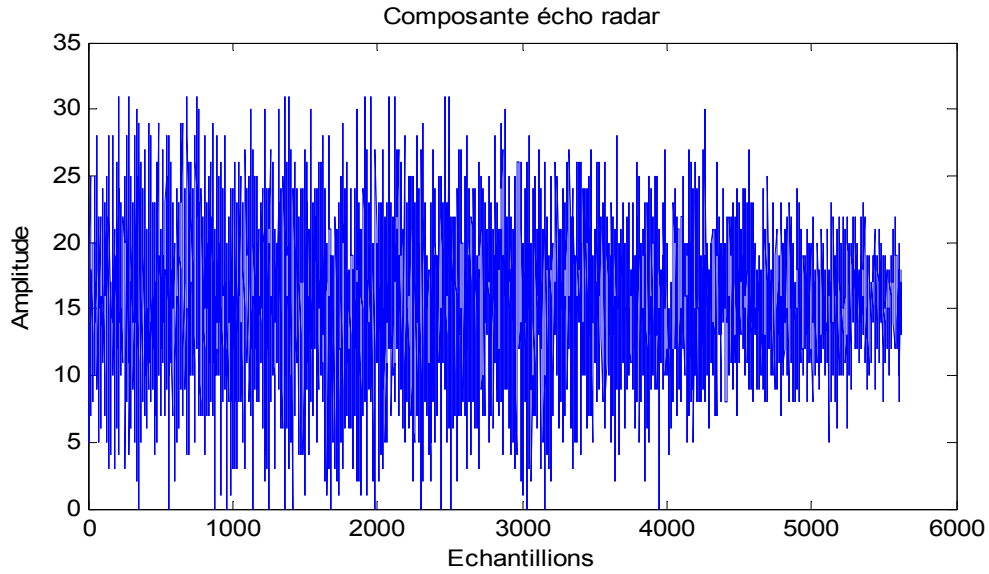


Figure 4.5: Représentation d'une ligne de la composante I après suppression de la synchronisation

4.3.3 Compression en range

La clé de la compression en range est la génération de la fonction de référence en range numérique qui est une réplique du signal radar transmis $g(t) = s^*(-t)$. Pour cela, on doit déterminer le nombre d'échantillons N du chirp numérique donné par :

$$N = f_s \cdot \tau_p \quad (4.10)$$

f_s : Fréquence d'échantillonnage

τ_p : durée de l'impulsion chirp

Un calcul numérique donne : $N = 703$ échantillons

On exprime $g(t)$ comme : $g[i] = s^*[-i]$

L'échantillonnage du signal $g(t)$ donne :

$$s[i] = \exp(j \cdot \pi \cdot K \cdot t^2[i]) \quad \text{et} \quad -\frac{\tau_p}{2} \leq t[i] \leq +\frac{\tau_p}{2} \quad (4.11)$$

$$\text{Où} \quad t[0] = -\frac{\tau_p}{2} \quad \text{et} \quad \Delta t = \frac{1}{f_s} \quad \text{Avec} \quad t[i] = t[i-1] + \Delta t \quad (4.12)$$

$$\text{Où} \quad i = 0, 1, \dots, N-1$$

Une convolution doit être effectuée entre le signal de référence en range de longueur $N = 703$ échantillons avec une ligne du signal SAR de longueur $P = 5616$ échantillons.

Comme les deux signaux sont de longueurs différentes, on doit effectuer un remplissage par des zéros aussi bien pour le signal de référence que pour le signal de données.

Sachant que la procédure de convolution passe par la FFT, il est donc préférable d'effectuer un remplissage par des zéros jusqu'à la valeur $L = 8192$ échantillons. La transformée de Fourier rapide FFT est le plus souvent utilisée en traitement numérique du signal pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

La matrice image RAW possède une dimension de $m \times n$ c'est-à-dire : m lignes et n colonnes Avec $m = 2048$ et $n = 5616$.

Le traitement en range est schématisé dans la figure 4.6 et décrit ci dessous :

Etape 1 : Générer le signal chirp de référence en range $gr[p]$

Etape 2 : Remplir $gr[p]$ par des zéros pour constituer un vecteur $gr[n]$

Etape 3 : Calculer la FFT de $gr[n]$

Etape 4 : Lire un vecteur ligne de la matrice $RS[m,n]$: $R[n] = RS[m,n]$ pour $m=1$

Etape 5 : Calculer la FFT de $R[n]$

Etape 6 : Multiplier $FFT\{R[n]\}$ par $FFT\{gr[n]\}$

Etape 7 : Calculer la FFT inverse. Le résultat est un vecteur $RC[n]$

Etape 8 : Refaire les étapes 4, 5, 6 et 7 pour $m = 1,2,\dots, 2048$ de la matrice image RAW

Etape 9 : Rassembler les 2048 vecteurs $RC[n]$ pour constituer l'image compressée en portée (Range compressed data) noté $RC[m,n]$

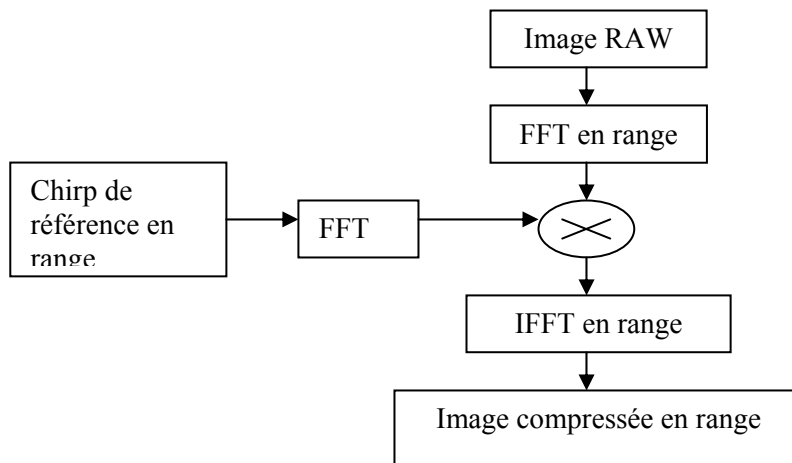


Figure 4.6 : Procédure de compression en range

Les figures 4.7, 4.8 et 4.9 donnent respectivement la représentation du signal de référence en range, le chirp de référence en range après remplissage de zéros et un écho compressé en range.

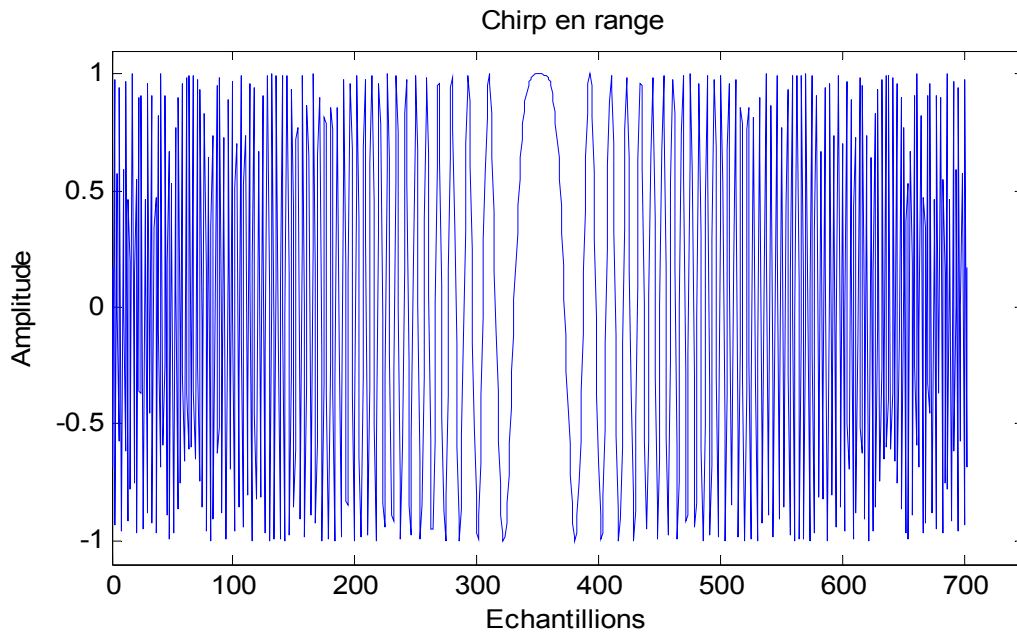


Figure 4.7: Chirp de référence en range

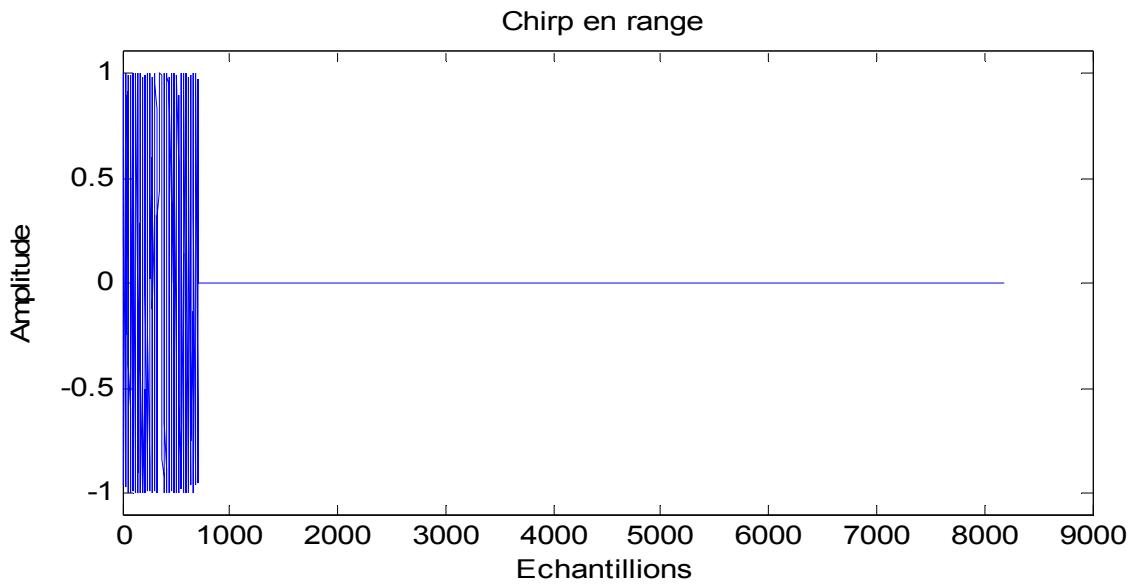


Figure 4.8: Chirp de référence en range après remplissage de zéros

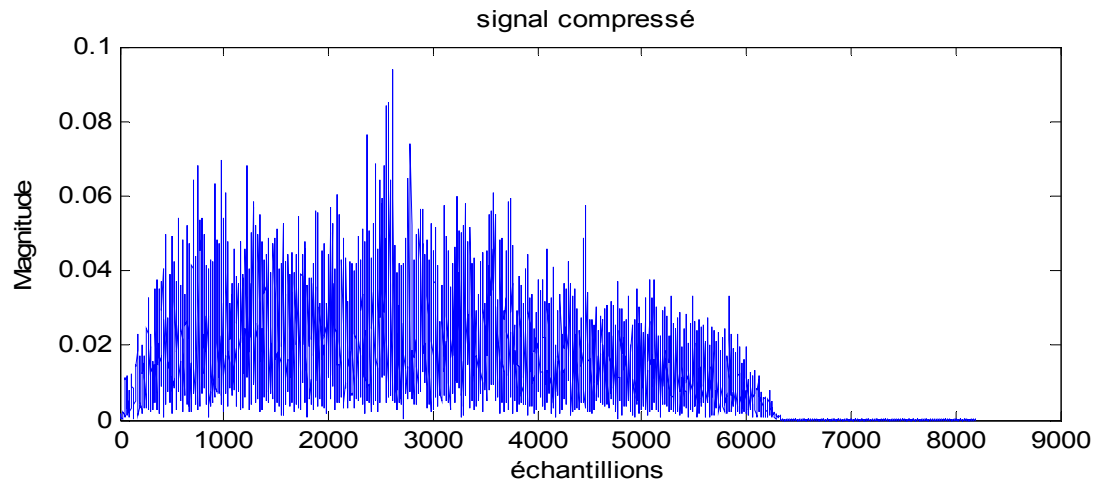
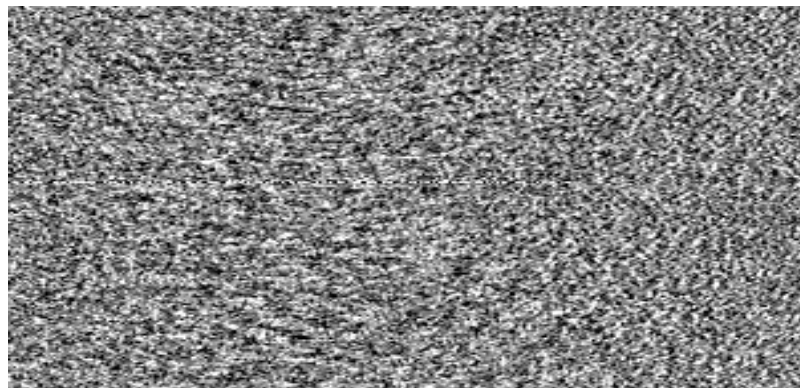


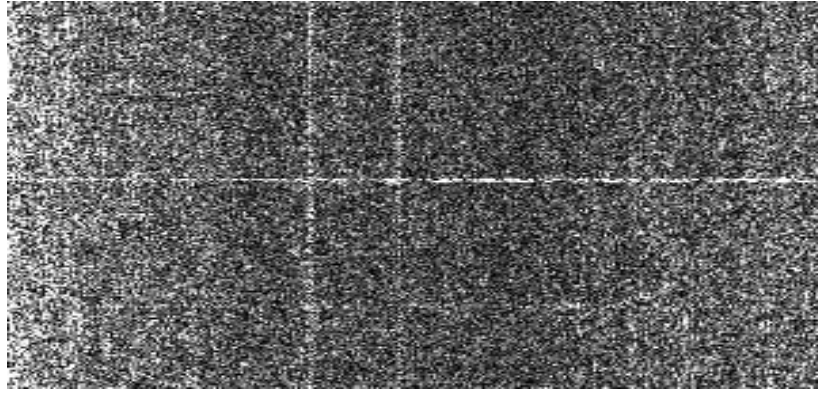
Figure 4.9: Echo compressé en range

La troncature en range de l'image est possible car la compression d'impulsion focalise toute l'énergie du signal en une impulsion de durée très brève. Donc une zone de longueur de la moitié celle du chirp doit être éliminée de chaque côté car elle ne contient aucune information utile.

Un traitement appliqué sur des données RAW SAR du fichier « e2_10001_2925 » disponible en FTP d'une zone de Californie (USA) au niveau de laquelle ont été placés deux réflecteurs espacés d'une distance de 600 m. Les deux traits verticaux au niveau de l'image compressée en range sont relatifs à ces deux réflecteurs. Le traitement effectué sur ce fichier est montré dans la figure 4.10.



(a) Image RAW



(b) Image compressée en range

Figure 4.10: Passage de l'image RAW à l'image compressée en range

4.3.4 La compression en azimut

On rappelle l'expression du chirp en azimut

$$C(s) = \exp\left[j \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot R_c^2}{\lambda}\right] \cdot \exp\left[j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left\{ f_{DC} \cdot s + f_R \cdot \frac{s^2}{2} \right\}\right] \quad \text{Pour } |s| < \frac{S}{2}$$

On peut déterminer le temps d'intégration S en passant par la relation :

$$B_a = \frac{V}{\Delta X} \quad \text{ou bien} \quad B_a = |f_R| \cdot S$$

Où ΔX est la résolution azimutale

En substituant l'expression de la vitesse de variation de fréquence Doppler dans l'expression

de B_a , c'est-à-dire :

$$f_R = \frac{2 \cdot V^2}{\lambda \cdot R_c}$$

On obtient :

$$S[k] = \frac{\lambda \cdot R_c [k]}{2 \cdot V \cdot \Delta X} \quad (4.13)$$

k : Numéro de colonne $k = 1, 2, \dots, 5616$ (5616 colonnes)

Par la suite on peut déterminer le nombre d'échantillons à traiter dans le processus de compression en azimut :

$$np[k] = S[k] \cdot PRF \quad (4.14)$$

L'expression du chirp en azimut échantillonné est :

$$h[k][i] = s^*[k][i]$$

Avec :

$$s[k][i] = \exp\left[-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left\{ f_{DC} \cdot [k] \cdot s[i] + f_R \cdot [k] \cdot s[i]^2 \right\}\right] \quad (4.15)$$

$$\text{Pour} \quad -\frac{S[k]}{2} \leq s[i] \leq +\frac{S[k]}{2} \quad (4.16)$$

k Numéro de colonne

i Numéro de ligne

j Nombre complexe telle que $j^2 = -1$

$\Delta s = \frac{1}{PRF}$ Étant l'espace entre pixels

Si $s[0] = 0$ Alors $s[i] = s[i-1] + \Delta s$

Le centroïde Doppler varie en fonction de la distance comme :

$$f_{DC}[k] = f_{d1} + f_{dd1} \cdot R_c[k] + f_{ddd1} \cdot R_c[k]^2 \quad (4.17)$$

f_{d1} : Coefficient constant du centroïde Doppler

f_{dd1} : Coefficient linéaire du centroïde Doppler

f_{ddd1} : Coefficient quadratique du centroïde Doppler

De même Le Doppler rate varie en fonction de la distance comme :

$$f_R[k] = \frac{2 \cdot V^2}{\lambda \cdot R_c[k]} \quad (4.18)$$

Où la distance en Slant Range est : $R_c[k] = rn + k \cdot dr$

L'espace entre pixels en range est : $dr = \frac{c}{2 \cdot f_s}$ et rn le near range.

Le nombre d'échantillons N du Chirp en azimuth est donné par : $n_{sa} = \frac{PRF \cdot J_{sa}}{V}$

Calculé au niveau de la colonne 2808 donne pour les caractéristiques du système ERS2

$n_{sa} = 1110$ lignes.

L'espace entre colonnes $dR = \frac{c}{2 \cdot f_s} [m]$ donc $dR = 7.9 m$

Le centroïde Doppler: $f_{DC} \approx -294.317 \text{ Hz}$

Le traitement en azimuth est schématisé dans la figure 4.11 et décrit ci dessous :

Étape 1 : Lire un vecteur colonne de la matrice $\mathbf{RC}[\mathbf{m}, \mathbf{n}]$: $\mathbf{A}[\mathbf{m}] = \mathbf{RC}[\mathbf{m}, \mathbf{n}]$ pour $n=1$

Étape 2 : Calculer la FFT du vecteur $\mathbf{A}[\mathbf{m}]$

Etape 3 : Calculer : Le nombre d'échantillons de l'ouverture synthétique : $\mathbf{p(n)}$

La distance radar cible à la colonne considérée : $\mathbf{r(n)}$

Etape 4 : Générer le signal chirp azimuthal fonction de $f_{DC}(n)$ et $f_R(n)$: $\mathbf{ga[q]}$

Etape 5 : Remplir $\mathbf{ga[q]}$ par des zéros pour constituer un vecteur $\mathbf{ga[m]}$

Etape 6 : calculer la FFT de $\mathbf{ga[m]}$

Etape 7 : multiplier la FFT de $\mathbf{ga[m]}$ par FFT de $\mathbf{A[m]}$

Etape 8 : calculer la FFT inverse. Le résultat est un vecteur $\mathbf{AC[m]}$

Etape 9 : Refaire les étapes 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 et 8 pour $n = 1, 2, \dots, 5616$ de la matrice

$\mathbf{RC[m,n]}$

Etape 10 : Rassembler les 5616 vecteurs $\mathbf{AC[m]}$ pour constituer l'image compressée en range et azimuth noté $\mathbf{AC[m,n]}$

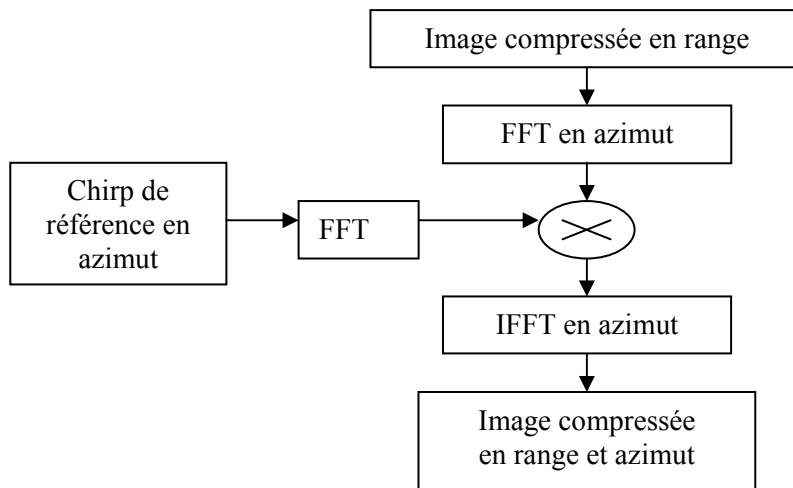


Figure 4.11 : Procédure de compression en azimuth

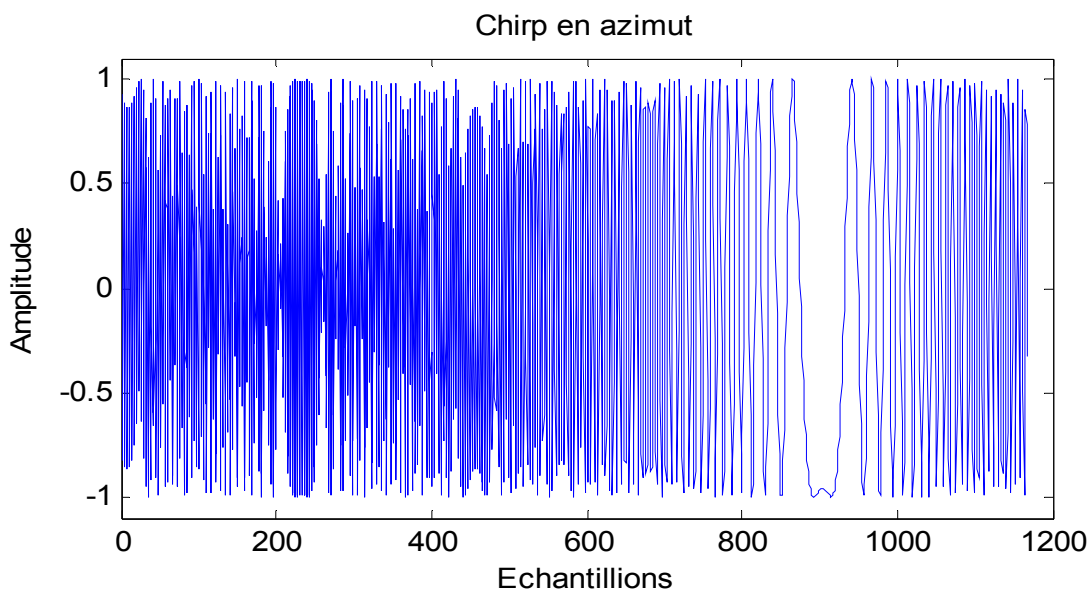


Figure 4.12: Chirp de référence en azimuth

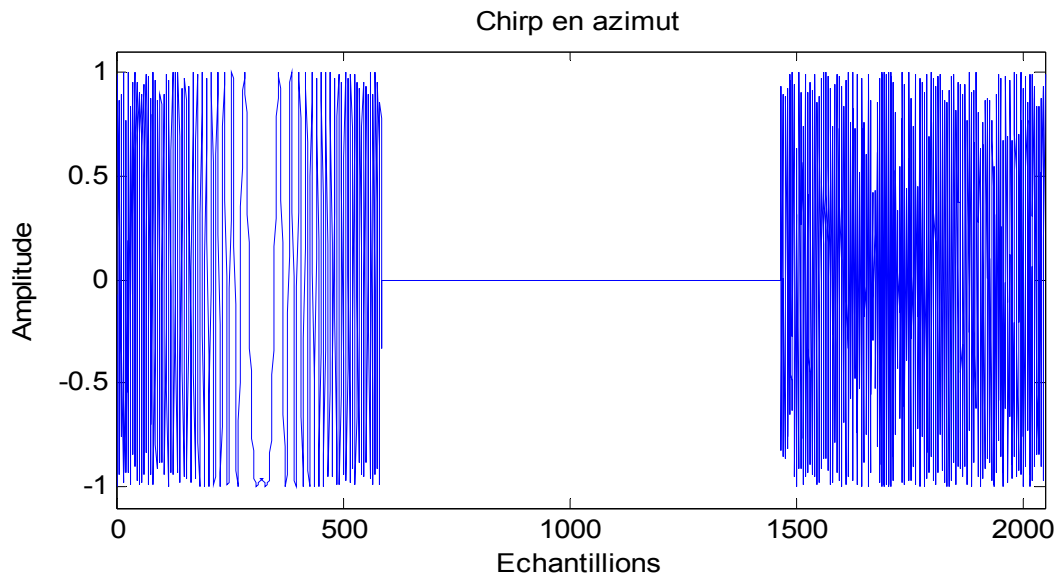
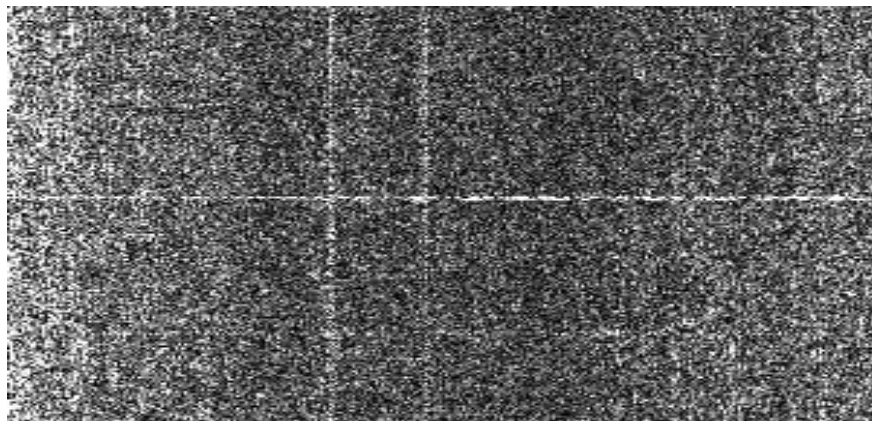
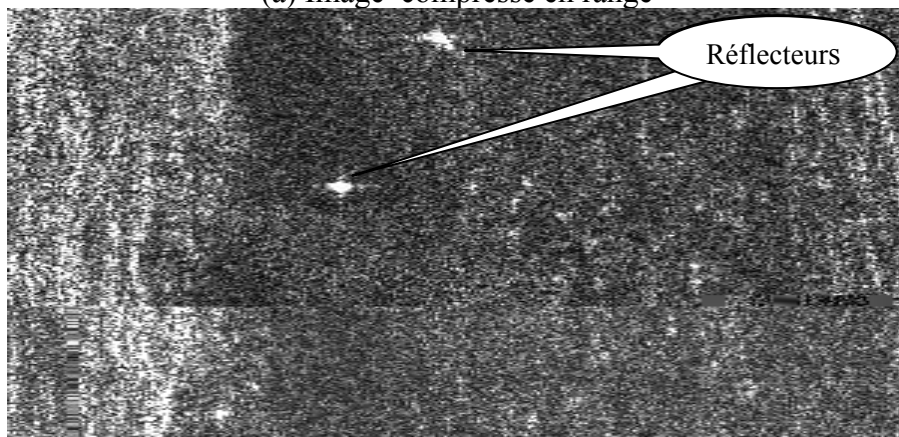


Figure 4.13: Chirp de référence en azimuth après remplissage de zéros



(a) Image compressée en range



(b) Image compressée en range et azimuth

Figure 4.14 : passage de l'image compressée en range à l'image focalisée

Les deux points brillants au niveau de l'image compressée en range et azimuth (voir figure 4.14) sont relatifs aux deux réflecteurs.

4.3.5 Estimation du centroïde Doppler

L'estimation de la fréquence du centroïde doppler a été effectuée par la méthode de l'équilibrage d'énergie par calcul du centre du spectre d'énergie azimuthal ainsi que par la méthode de la corrélation. La méthode de l'équilibrage d'énergie a abouti à une fréquence du centroïde Doppler.

Pour la figure 4.15 $f_{DC} \approx -294.317 \text{ Hz}$

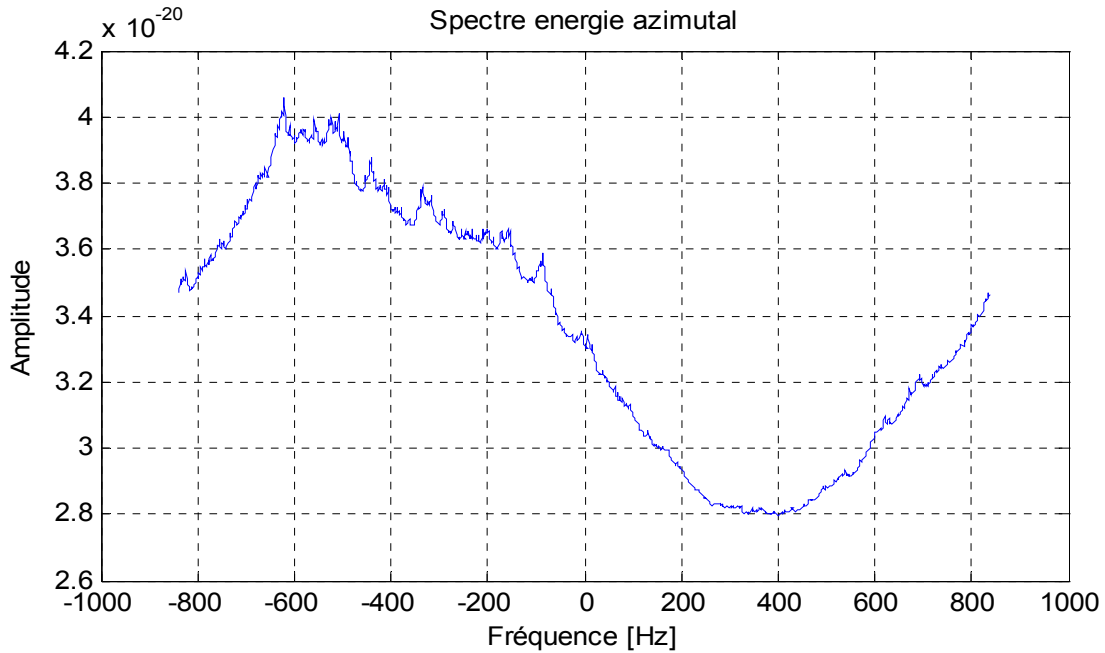


Figure 4.15 : Spectre azimutale filtré de la colonne 2808

La méthode de la corrélation a donné pour la même scène $f_{DC} \approx -292.005 \text{ Hz}$

Une estimation de la fréquence du centroïde Doppler pour différentes positions de la coupe azimutale montre une variation en range (voir figure 4.16) de ce paramètre de quelque Hz (une vingtaine de Hz pour le cas considéré).

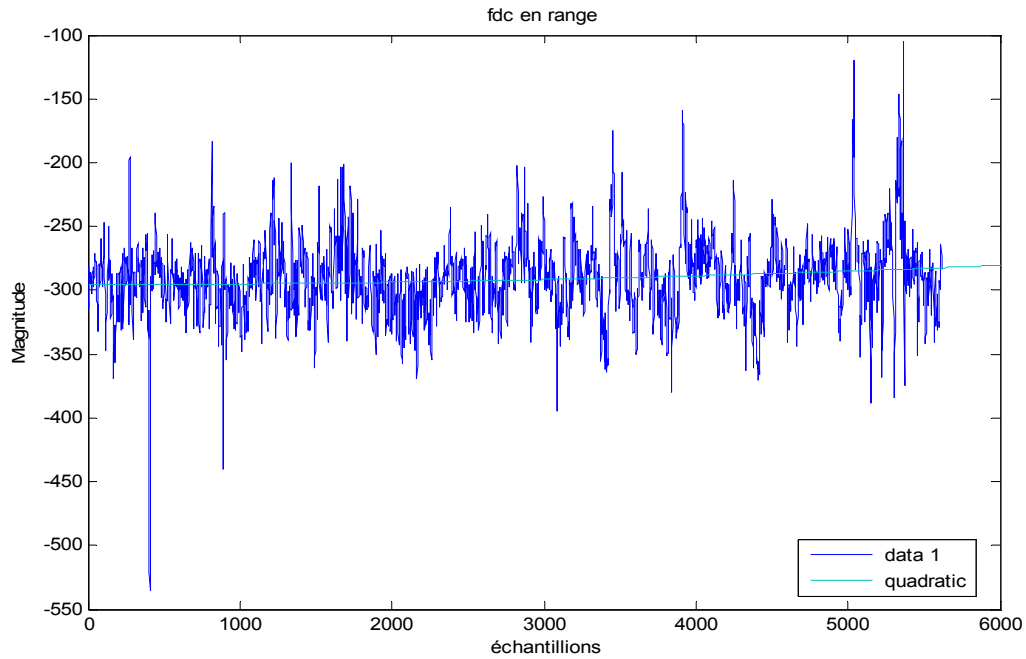


Figure 4.16: Variation de f_{DC} en range

Cependant pour la compression azimutale nous pouvons prendre la valeur moyenne en première approximation. Dans le cas général (ESA) une approximation quadratique est appliquée.

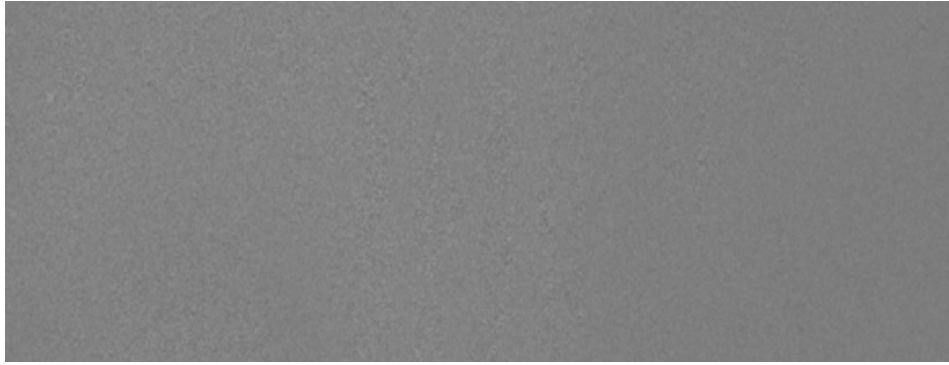
$$f_{DC} = f_{d1} + f_{dd1} \cdot R + f_{ddd1} \cdot R^2$$

Où f_{d1} , f_{dd1} , f_{ddd1} sont les coefficients de l'approximation quadratique.

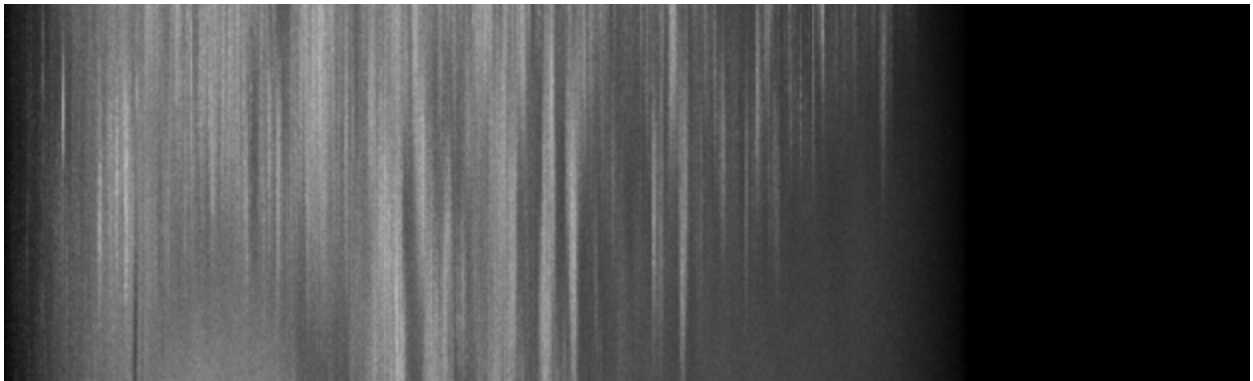
4.3.6 Résultats Obtenus

La disponibilité de données RAW de la région de Reghaia à Alger ainsi que l'image traitée de type SLC de la même région a permis de valider le travail effectué en ce qui concerne le principe de la focalisation ainsi que l'estimation de la fréquence du centroïde Doppler par la méthode de l'équilibrage d'énergie du spectre azimutal.

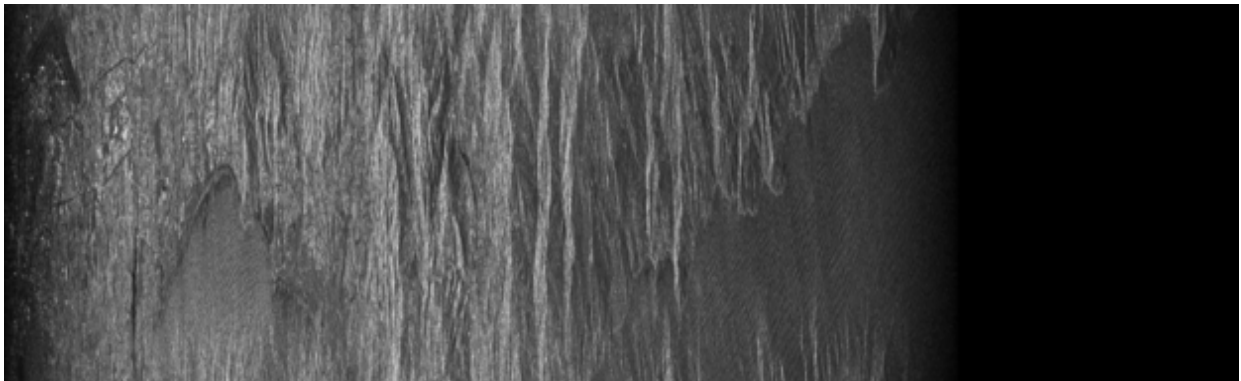
Le traitement a été effectué sur une image de taille 5616x2048. Les images module sont représentées dans les figures (4.17) (a), (b) et (c).



(a) Image RAW



(b) Image compressée en range



(c) Image compressée en range et azimuth

Figure 4.17 : Images module du deuxième site

L'image de validation fournie par l'ESA est donnée dans la figure 4.18.

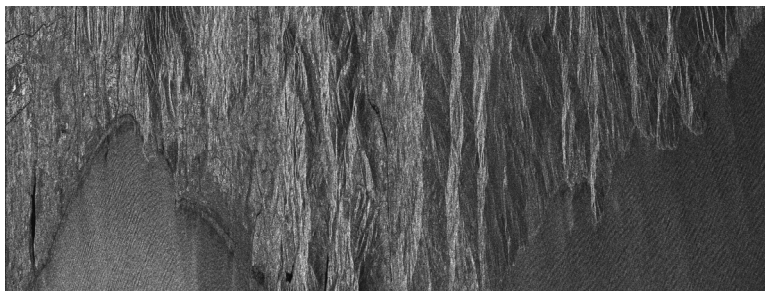


Figure 4.18 : Image module SLC de l'ESA du deuxième site

Une comparaison entre l'image obtenue et celle de l'ESA permet d'observer :

- Par rapport à la taille réelle de l'image finale l'image SLC subit une troncature dans la direction range puisque cette dernière est de 4900 pixels alors que la taille de l'image RAW est de 5616 pixels.
- Il apparaît des zones non synthétisées dans les cas suivants:

Dans la direction range, une zone équivalente au nombre d'échantillons du chirp en range :

$$nptr = f_s \cdot \tau_p \quad \text{Ce qui donne } npts \approx 703 \text{ points}$$

Dans la direction azimutale, une zone équivalente au nombre d'échantillons du chirp en

azimut, sachant que la taille de l'empreinte dans le sens azimutale est de : $lsa = \frac{\lambda \cdot L_a}{r}$

La longueur de l'ouverture synthétique en nombre de pixels est : $nsa = \frac{PRF \cdot lsa}{V}$

Pratiquement on obtient : $nsa \approx 1200$ points.

4.4 Formation de l'image SAR par le traitement 2D

En raison du développement des algorithmes de traitement 2D (wave equation, chirp scaling), nous avons implémenté un algorithme de traitement pour la formation de l'image SAR basé sur une FFT 2D avec une évaluation asymptotique de la réponse 2D. Cet algorithme convient pour un angle de squint faible et peut donc être appliqué sur les images de type ERS.

4.4.1 Présentation de l'algorithme

L'algorithme décrit par Giorgio Franceschetti [Fran 99] est présenté sur la figure 4.19.

Globalement l'algorithme passe par l'application d'une FFT 2D au signal RAW data suivi par la multiplication avec la fonction de transfert du système correspondant à une distance en Slant Range supposé constante $r = r_0$ c'est-à-dire $G_0^*(\xi, \eta) = G^*[\xi, \eta, r_0]$ suivie par une compensation des effets du facteur de focalisation.

ξ et η étant respectivement les fréquences spatiales en azimut et en range

$K(\xi)$ est le facteur de focalisation.

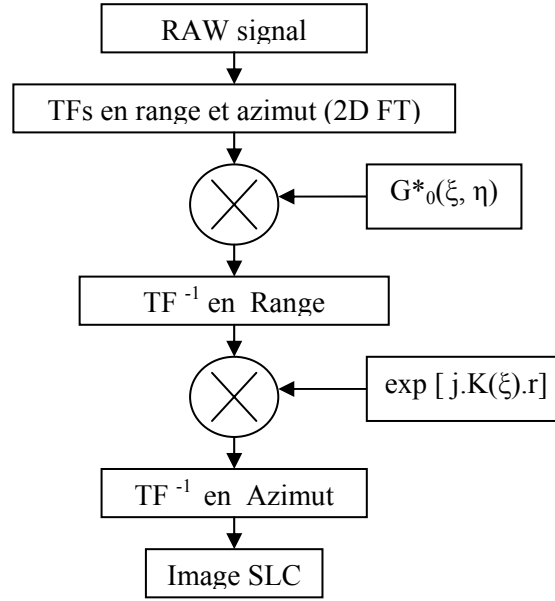


Figure 4.19 : L'algorithme 2D choisi

4.4.2 La fonction de transfert

Le spectre 2D du signal SAR peut être représenté par :

$$H(\xi, \eta) = G_0(\xi, \eta) \cdot \Gamma[\xi, \eta + K(\xi, \eta)] \quad (4.17)$$

$$\text{Avec} \quad G_0(\xi, \eta) = \text{rect}\left[\frac{\eta}{2.b}\right] \cdot \text{rect}\left[\frac{\xi - \xi_d}{2.a}\right] \cdot \exp[-j.\psi(\xi, \eta)] \quad (4.18)$$

b et a étant respectivement les chirp rate normalisés du signal SAR en range et en azimuth.
 ξ_d la fréquence du centroïde Doppler

Dans l'expression de $G_0(\xi, \eta)$ la dépendance en r de $G(\xi, \eta, r)$ a été négligé en prenant $r = r_0$ où r_0 est la distance en slant range au centre de la scène.

$\Gamma(\xi, \eta) = TF[\gamma(x, r)]$ où $\gamma(x, r)$ représente la réflectivité du terrain 2D

Dans l'algorithme on a :

$$\psi(\xi, \eta) = \frac{\eta^2}{4.b} - \frac{\xi^2}{a \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2.b}\right)} \quad (4.19)$$

Et pour des migrations en range faibles i.e. $\varepsilon \rightarrow 0$ le facteur de focalisation est donné par :

$$K(\xi) = -\frac{2.a}{r_0} \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 + \left(\frac{L}{\lambda.r_0}\right) \cdot \sqrt{\left(2.a \cdot \frac{L}{\lambda}\right)^2 - \xi^2} \quad (4.20)$$

Le terme $\text{rect}\left[\frac{\eta}{2.b}\right]$ représente une limitation de la bande passante en range et $\text{rect}\left[\frac{\xi - \xi_d}{2.a}\right]$ une limitation de la bande passante azimuthale.

4.4.3 Implémentation

Le traitement peut être décomposé en six étapes :

1. Evaluation et assignement des paramètres du capteur nécessaires pour le calcul de la fonction de transfert .Une attention particulière doit être porté au calcul de la vitesse du capteur et à l'estimation de la fréquence du centroide Doppler les autres facteurs sont supposés constants.
2. Remplissage par des zéros pour avoir une puissance de 2 de nombres d'échantillons (on passe de 5616 à $8192 = 2^{13}$ échantillons des colonnes du signal RAW 2D ceci permet de rendre l'utilisation de la FFT plus efficace).
3. Application d'une FFT 2D directe.
4. Evaluation de la fonction de transfert 2D et filtrage, il n'est tenu compte que des composantes de la fonction de transfert 2D invariantes en fonction de la distance .
5. Application de la FFT inverse en range.
6. Compensation des effets du facteur de focalisation.
7. Application de la FFT inverse en azimuth.

La figure 4.20 présente les étapes essentielles du traitement

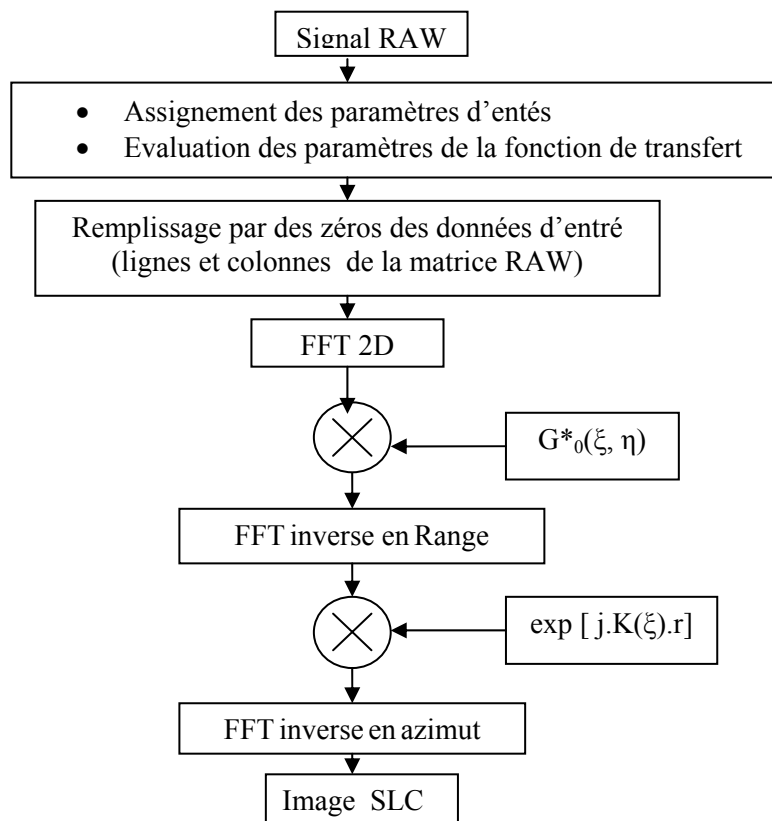


Figure 4.20 : L'algorithme 2D et son implémentation

La matrice de sortie est définie dans le code programme. Pour préserver la dynamique du résultat, chaque échantillon complexe de la matrice résultat est représenté sur 8 octets.

La matrice de sortie est de taille 8192x2048 complexe.

4.4.4 Définition des paramètres de la fonction de transfert

La fonction de transfert est fonction de certains paramètres liés à la géométrie de l'acquisition qu'on doit déterminer avec précaution.

- Fréquence du centroïde Doppler f_{DC} :

Déterminé par estimation sur les données compressées en range.

- Angle de squint ϑ_s : En valeur absolue $\vartheta_s = \arcsin\left(f_{DC} \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot V}\right)$

- Ouverture synthétique à mi fauché : $X_0 = \left(\lambda \cdot \frac{r_0}{L_a}\right) \cdot \frac{1}{\cos \vartheta_s}$

- Chirp rate azimutale à mi fauché normalisé : $a = \pi \cdot \frac{2 \cdot X_0}{L_a}$

- Fréquence du centroïde Doppler normalisé : $\xi_d = \frac{2 \cdot a \cdot L_a}{\lambda \cdot \sin \vartheta_s}$

- Distance mi fauché (midswath range) : $r = \frac{r_0}{\cos \vartheta_s}$

- Chirp rate en range normalisé : $b = \alpha \cdot \frac{\tau_p^2}{2}$ Ou bien $b = \pi \cdot \Delta f \cdot \tau_p$

Δf : Bande passante du chirp en range avec $\Delta f = \alpha \cdot \tau_p$ et α : chirp rate en range

- Facteur de couplage 2D normalisé : $\varepsilon = \frac{\Delta f}{c \cdot \lambda}$

- Temps d'intégration à mi fauché : $S = \frac{X_0}{V}$

4.4.5 Résultats Obtenus

Le traitement a été effectué sur une image de 5616 colonnes x 2048 lignes dont on présente les résultats dans la figure 4.21.



Figure 4.21 : L'image focalisée

Le traitement réalisé produit d'abord une première focalisation de l'image à travers un filtrage 2D

C'est-à-dire la multiplication dans le domaine fréquentiel entre le spectre du signal RAW et la fonction de transfert de la réponse impulsionnelle conjugué, si on applique après cette opération une FFT 2D inverse on retrouve une image compressée en range et azimuth, cependant une dernière opération permet d'améliorer la qualité de l'image par la multiplication par un facteur de focalisation

4.5 Traitement par paquets (Patch processing)

Vu la taille du fichier RAW (310 M Bytes), le traitement global du fichier RAW est impossible étant donné la taille de l'espace mémoire disponible. En effet, quand on a à traiter une grande quantité de données 28000 enregistrement pour 11644 échantillons sur un ordinateur de type PC de quelque 512 Moctets de RAM l'espace mémoire disponible nous restreint à ne traiter qu'un seul segment de données en même temps. On parle alors d'un traitement par patch.

Pour accélérer le système il est conseillé de :

- Faire appel au minimum de boucle « FOR ». (pour la rapidité)
- Optimiser l'utilisation de l'espace mémoire par la réutilisation des variables.

En conséquence le traitement par patch a été appliqué sur des segments de 2048 lignes

4.5.1 Traitement d'un patch

Une matrice complexe en format flottant (4 octets par composante) de 28000 lignes et 5616 colonnes occupe un espace mémoire de : $(28000 \times 5616 \times 8) \text{ Bytes} \approx 1200 \text{ MBytes}$. Le traitement par lot consiste à diviser le fichier RAW en segments de longueur supérieure à la longueur de l'ouverture azimuthale de l'empreinte au sol et d'appliquer l'algorithme sur chaque segment du fichier RAW [Sand 02].

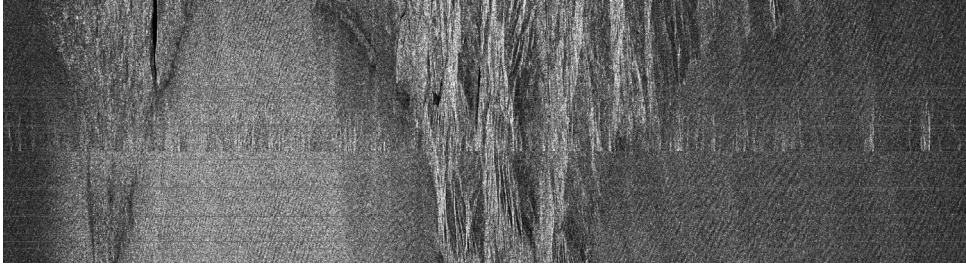
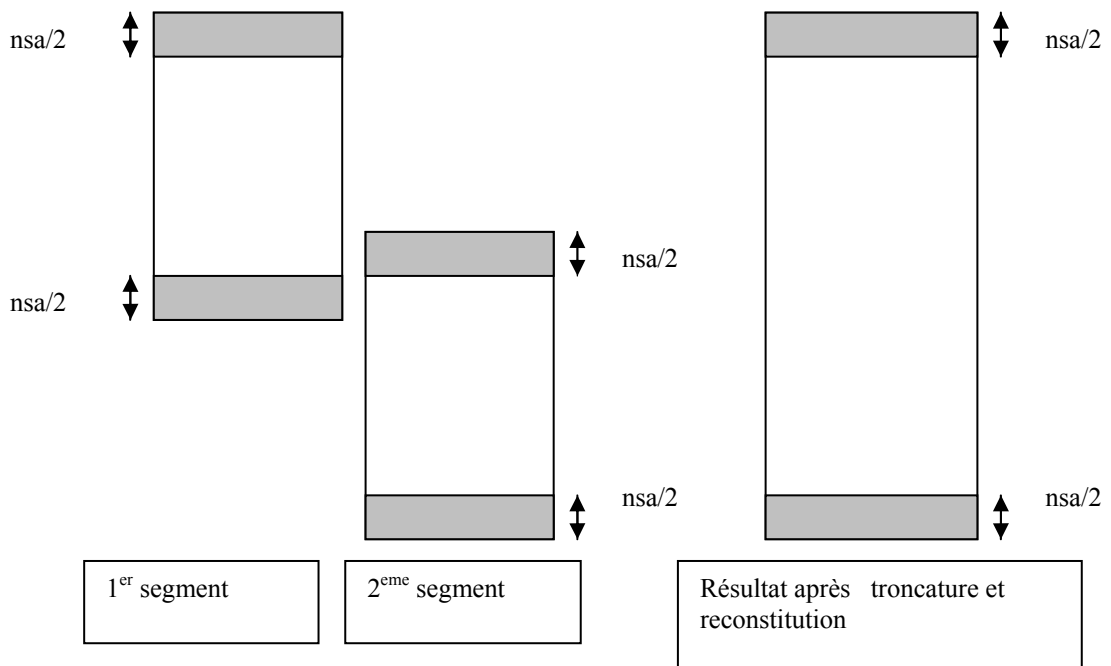


Figure 4.22 : Reconstitution de l'image après traitement par lot

La compression en azimuth provoque des effets de bord, chaque segment traité individuellement subit une dégradation de la qualité de l'image dans la direction azimuthale (voir figure 4.22).

4.5.2 Correction des effets de bord

Une troncature de l'image est nécessaire pour éliminer les zones qui n'ont pu subir une compression en azimuth. Pour reconstituer toute l'image, la même zone doit être traitée une deuxième fois en incluant une zone du segment déjà traitée de longueur égale à l'ouverture synthétique (voir figure 4.23).



nsa : longueur de l'ouverture synthétique en nombre de pixels.

- Zone non synthétisée
- Zone synthétisée

Figure 4.23 : Procédure de troncature/reconstitution

L'implémentation de la procédure de troncature reconstitution est représenté dans la figure 4.24 , la procédure nécessite la manipulation de deux fichiers un fichier source qui est le fichier RAW et un fichier cible qui est le fichier SLC et ceci par l'utilisation de pointeurs.

4.5.3 Résultats obtenus

Le traitement a été effectué sur une image RAW de 5616x4000 (4000 lignes). L'image module après traitement est représenté dans la figure 4.24.

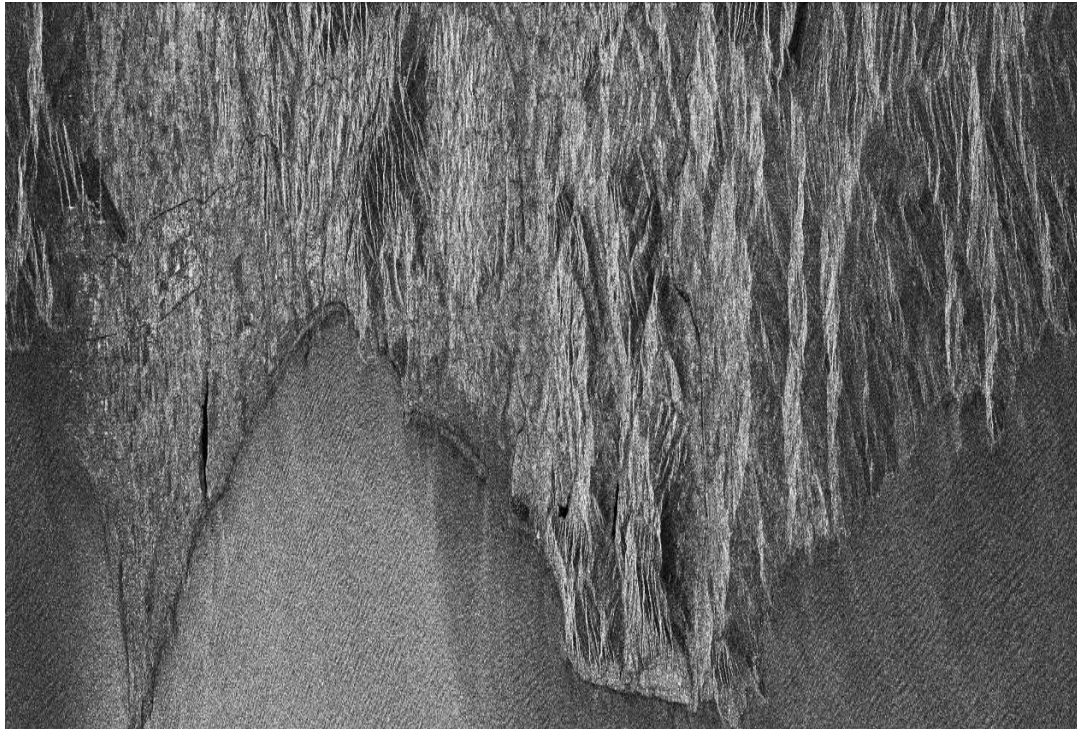


Figure 4.24 : Image après troncature et reconstitution

4.6 Qualité de l'image

Un certain nombre de paramètres permettent de mesurer la qualité de l'image SLC : la résolution le PSLR et le ISLR.

- La résolution

La résolution en Range et Azimut est une mesure de la distance entre deux objets au sol telle que au niveau de l'image les deux objet apparaissent distincts et séparé.

La résolution est mesurée à 3 dB au dessous du lobe principal de la réponse impulsionnelle

- PSLR(Peak to Side Lobe Ratio)

C'est la proportion entre l'amplitude du lobe principal et du lobe secondaire de la réponse d'une cible ponctuelle.

- ISLR(Integrated Side Lobe Ratio)

Ce paramètre mesure la proportion entre l'énergie contenue dans le lobe principal et l'énergie contenue dans plusieurs lobes latéraux (pratiquement 10 à 20 lobes)

Dans notre travail nous avons effectué un filtrage des lobes secondaires par l'intermédiaire de fenêtre de Hamming intégré à l'étape de compression en range et en azimuth (voir figure 4.25)

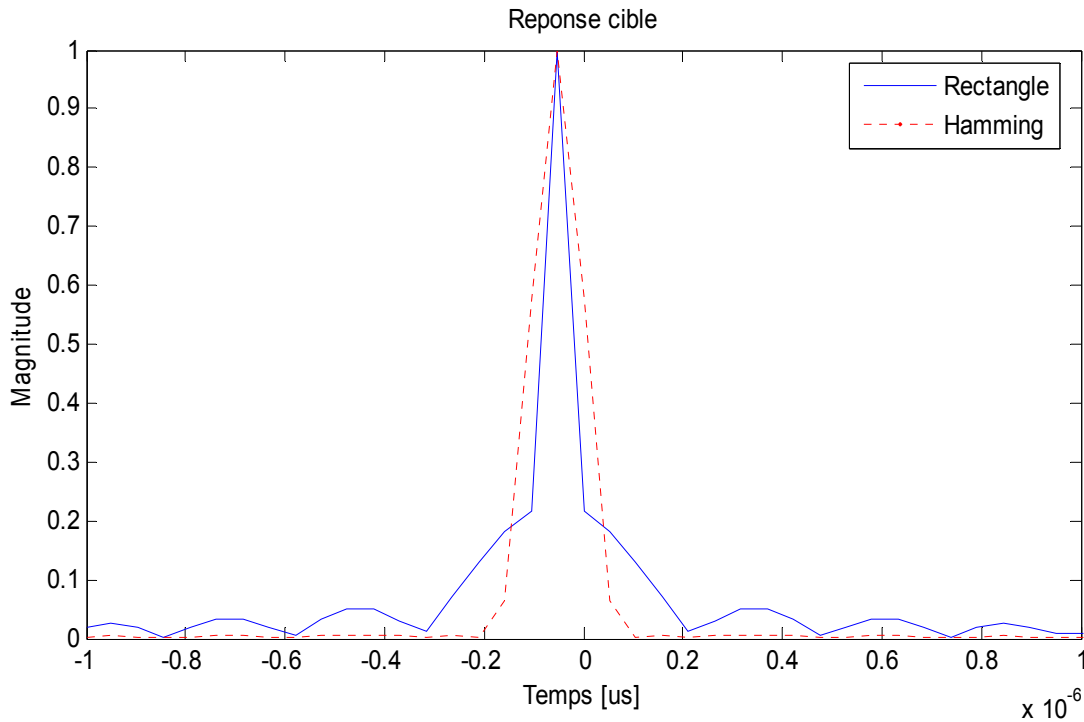


Figure 4.25 : Réponse d'une cible ponctuelle

La mesure de ces trois paramètres donne :

Fenêtre de pondération	Expression analytique	PSLR (dB)	ISLR (dB)	BW (-3dB)
Rectangle	$W(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } -\frac{\tau_p}{2} < t < +\frac{\tau_p}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$	-13	-10	1
Hamming ($\alpha = 0.45$)	$W(t) = \begin{cases} \alpha + (1-\alpha) \cdot \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau_p}\right) & \text{pour } -\frac{\tau_p}{2} < t < +\frac{\tau_p}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$	-32	-21	1.62

Tableau 8 : Paramètres définissant la qualité de l'image

BW : largeur d'impulsion normalisée à l'impulsion rectangulaire

Les résultats présentés dans le tableau 8 sont applicables pour les directions range et azimuth. Les images résultantes de la focalisation avec fenêtre rectangulaire est Hamming sont représentées en figure 4.26 au niveau de la quel apparaît un élargissement de la réponse d'une cible lorsque l'on effectue un filtrage de Hamming, d'autre part on observe une amélioration du contraste de l'image ce qui confirme les résultats du tableau 8.

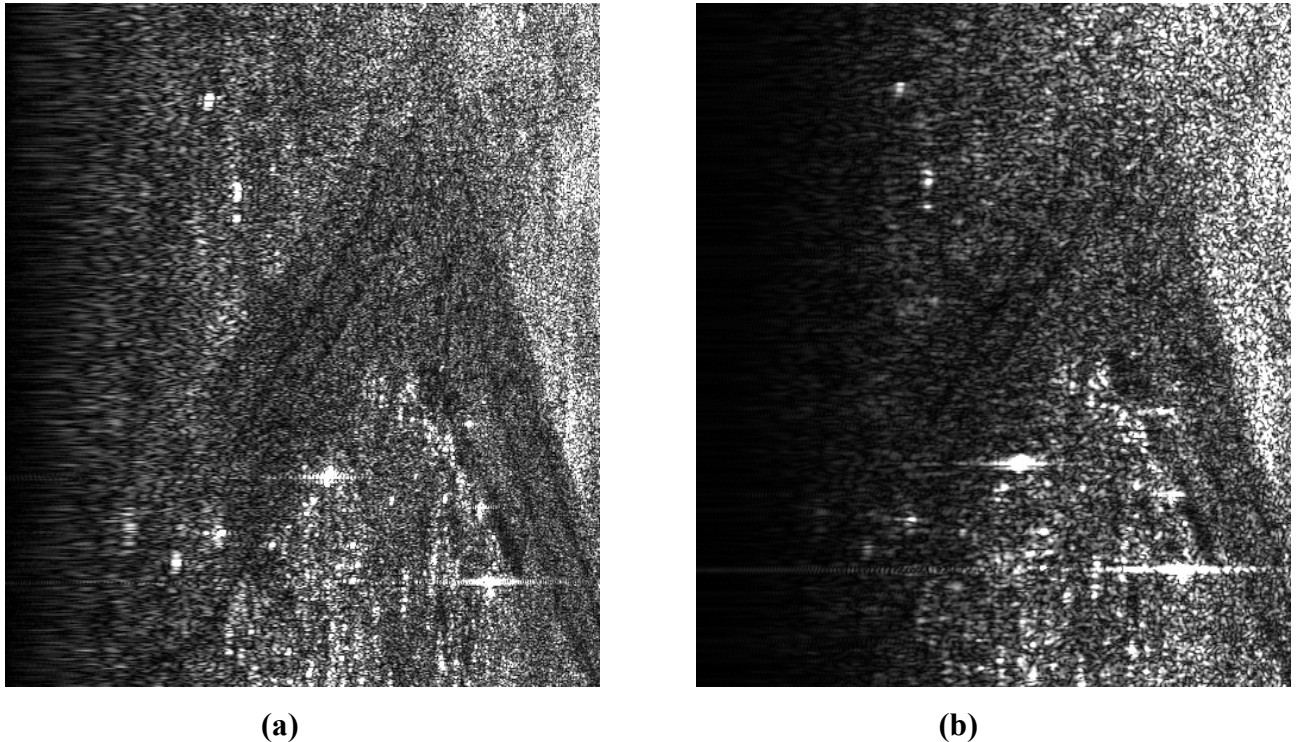


Figure 4.26 : Image focalisée et filtrage des lobes secondaire
(a) Fenêtre rectangle (b) Fenêtre de Hamming

Conclusion

Nous avons montré à travers ce chapitre qu'il existe plusieurs méthode permettant de produire une image SLC on passant par la réponse impulsionnelle comme pour le Range/Doppler ou par la fonction de transfert comme pour le traitement 2D.

Le problème des effet de bord a été résolue et nous avons généré l'image globale par la procédure de troncature et reconstitution.

Enfin il est à noter que la manipulation des données RAW SAR nécessite la connaissance du standard CEOS et la manipulation de la structure de fichier, pour l'extraction des paramètres ainsi que la lecture des données.

Conclusion générale

Dans notre travail de recherche, nous avons développé un processus SAR qui permet de produire une image SLC au format flottant. Le résultat de l'implémentation de l'algorithme Range Doppler a permis de constater son efficacité et sa compatibilité avec les données ERS puisque ces dernières dispensent d'une correction des migrations.

Le développement d'un processeur nécessite une attention très particulière pour certains traitements spécifiques comme l'élimination de la composante continue, l'estimation du centroïde Doppler, et le filtrage des lobes secondaires. On tient à noter que l'image produite est au format flottant ce qui permet une grande dynamique de l'image de sortie.

Une deuxième étape a été consacrée au traitement de l'image globale à partir duquel nous avons appliqué la procédure troncature reconstitution. Comme la valeur de la fréquence du centroïde Doppler n'est pas fournie avec les données RAW, une troisième étape a été consacrée à l'estimation de ce paramètre. Enfin une implémentation d'un algorithme 2D a pu être effectuée et a conclu tout le travail accompli.

Les résultats obtenus sont encourageants au vu de la comparaison effectuée avec les images SLC des zones étudiées.

Perspectives

Il serait intéressant de développer le même processus de formation d'images radar SAR en tenant compte des images radar RAW issues des différents satellites pour disposer d'un outil relativement complet à même de prendre en charge les images SAR RAW de tous les satellites en fonction.

D'autre part, l'analyse du processus SAR fait apparaître l'exigence de ce type de traitement en intensité de calcul et en espace mémoire, on pourra donc explorer la solution matérielle pour améliorer la performance et la vitesse par rapport à la solution logicielle existante à travers une implémentation en FPGA.

Enfin l'estimation des paramètres Doppler par leur influence sur la qualité de l'image mérite un développement plus détaillé.

Bibliographie

- [Avin 04] Avinash V. Uppuluri and Randy J. Jost, “MATLAB-Based ERS SAR Data Acquisition and Processing Software for Classroom Use”, *Proc. 2004 IEEE Radar Conference*, Utah State University, April 2004, IEEE 2004 , pp 524-528.
- [Baml 91] Richard Bamler, “Doppler Frequency Estimation and the Cramér–Rao Bound “, *IEEE Transactions on Geoscience and remote sensing.*,VOL 29. N°3. May 1991, pp 385-390.
- [Baml 92] Richard Bamler ,”A Comparaison of Range-Doppler and Wavenumber Domain SAR Focusing Algorithm”, *IEEE Transactions on Geoscience and remote sensing.* Vol 30. N° 4. July 1992, pp 706-713.
- [Cumm 79] Cumming, I. Bennett, J. , ”Digital processing of Seasat SAR data” MacDonald, Dettwiler & Associates Ltd., Richmond, B. C., Canada, Apr 1979. IEEE 1979
- [Cumm 95] Sharif, A.H.A.; Cumming, I.G, “Doppler centroid estimation for azimuth SRS”, *Aerospace and Electronics Conference, 1995. NAECON 1995, Proceedings of the IEEE 1995 National, Volume 1, Issue, 22-26 May 1995 Page(s):134 - 139 vol.1*
- [Curl 91] John C. Curlander and Robert N. McDonough. “Synthetic Aperture Radar - Systems and Signal Processing”, Third Avenue, NY 10158: John Wiley & Sons, New York, 1991.
- [DeGr 94] Stuart R. DeGraaf;” Sidelobes Reduction via Adaptive FIR Filtering in SAR Imagery”, *IEEE Transactions on Image Processing*, Vol. 3, N°. 3, May 1994, pp 292-301.
- [Form 97] Sergey Formel, “Short Note On the general theory of data interpolation”, *Stanford Exploration Project, Report 94*, pages 165-180, November 11, 1997.
- [Fran 99] Giorgio Franceschetti, Riccardo Lanari, “Synthetic Aperture Radar Processing”, CRC PRESS, New York, 1999
- [Gazd 84] Gazdag, J., and Sguazzero, P.: “Migration of seismic data”, *Proc. IEEE*, 1984, 72, (10), pp. 1302–1315
- [Kim 03] Man-Jo Kim, “An Efficient Rectification Algorithm for Spaceborne SAR Imagery Using Polynomial Model”, *Korean Journal of Remote Sensing*, Vol.19, N°.5, 2003, pages.363~37.
- [Mads 89] Soren Norvang Madsen, “Estimating the Doppler Centroid of SAR Data”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* Vol. *AES-25*, N°. 2 March 1989, pp 134-140.

- [Max 85] J.Max “ méthodes et techniques de traitement du signal et application aux mesures physiques “, Masson ,1985.
- [Muns 89] David C.Munson, JR and Robert L.Visentin, “A Signal Processing View of Strip-Mapping Synthetic Aperture Radar “ . IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 31, N°. 12, December 1989.
- [Rane 94] R. Raney, H. Runge, R. Bamler, I. Cumming, and F. Wong, "Precision SAR Processing Using Chirp Scaling," IEEE Transactions on Geoscience and remote sensing , vol. 32, no. 4, pp. 786-799, July 1994.
- [Rung 92], Hartmut Runge, Richard Bamler, “A novel high precision SAR focusing algorithm based on chirp scaling,” in *Proc. IEEE Geosci. Remote Sensing Symp., IGARSS'92*, Clear Lake, TX, May 1992, pp. 372-375.
- [Sand 02] David T. Sandwell, “SAR Image Formation-ERS SAR Processor Coded In MATLAB” , Copyright 2002. <http://topex.ucsd.edu/insar>
- [Skol 90] Merrill I. Skolnik, “RADAR HANDBOOK “, McGraw-Hill, 1990
- [Slat 98] Clint Slatton,”Improving Segmented INSAR Processing Using Presumming”, EE381K Multidimensional Digital Signal Processing, October 19, 1998.
- [Song 04] Wei Song, Fang Zhihong, Wang Hongyuan, “An Improved Method of Doppler Centroid Estimation in SAR”, IEEE 2004, pp 1530-1533.
- [Stolt 78] R.H.Stolt, “ Migration by Fourier Transform “ , Geophysics ,vol 43, pp. 23-48,1978
- [Ziem 76] R.E. Ziemer and W.H. Tranter, “Principles of Communications: Systems, Modulation, and Noise”, 5th Edition, John Wiley & Sons, New York, 1976.

Webographie

- [Web 01] From the [Alaska SAR Facility's Homepage](#) [Section III: Post Processing](#) , “ASF SAR Processing Algorithm”, December 15, 1995
<http://www.asf.alaska.edu/>
- [Web 02] Epsilon Nought - Radar Remote Sensing, “Synthetic Aperture Radar“, Andreas Reigber, 24-05-2001
<http://epsilon.nought.de/tutorials/processing/node3.html>
- [Web 03] Globe SAR, Centre canadien de télédétection, Ressources naturelles Canada, “Systèmes RSO et traitement du signal RSO”.

http://www.ccrs.nrcan.gc.ca/resource/tutor/gsarcd/pdf/int3_f.pdf.

[Web 04] CEOS SAR Data Standards Subgroup, “SAR Data Products Format Standard”, 10 March 1989. CEOS Working Group on Information Systems and Services Data Subgroup <http://www.space.qinetiq.com/ceos/pdfs/sardata.pdf>.

[Web 05] Manual by Tom Logan and Rüdiger Gens, “Calculation of ASF CEOS Metadata Values” Version 1.4 September 2001. The Alaskan Satellite Facility, University of Alaska Fairbanks. http://www.gi.alaska.edu/~rgens/software/documentation/ceos_metadata.pdf.

Annexes

Annexe A

Caractéristiques des capteurs radar

Caractéristiques	ALMAZ 1	JERS-1	RADARSAT	ERS
Pays	USSR	Japan	Canada	ESA
Plateforme	Satellite	Satellite	Satellite	Satellite
Date de lancement	3/1991	2/1992	11/1995	1 _ 25/07/1991 2 _ 20/04/1995
Durée de vie (années)	2.5	2	5.2	8
Fréquence (GHz)	3.1 (bande S)	1.2 (bande L)	5.3 (bande C)	5.3 (bande C)
Polarisation	HH	HH	HH	VV
Altitude de l'orbite (Km)	300 - 70	570	790 - 820	785
Inclinaison de l'orbite (degré)	72.7	98	98.6	98° 52'
Look angle (degré)	20 - 65	38	20 – 60	17 - 23
Largeur de la fauchée (Km)	30 - 45	75	50 – 500	100
Dimensions de l'antenne (m)	12 x 1.5	12 x 2.4	15 x 1.5	10 x 1
Durée de l'impulsion (µs)	0.07 – 0.1 ¹	35 ²	43 ²	37.1 ²
Bande passante de l'impulsion (MHz)	-----	15	11.6 17.3 30	15.5
PRF	3000	1506 – 1606 ³	1270 – 1374 ³	1700
Puissance pic transmise (KW)	250	1.3	5	
Débit de données (Mb/s)	87.5 ^o (5bits/échantillon) composantes : I,Q	60 (3bits/échantillon) composantes : I,Q	85.105 (4bits/échantillon) composantes : I,Q	105 (5bits/échantillon) composantes : I,Q

^o : valeur moyenne

¹ : impulsion non codé

² : impulsion chirp

³ : le PRF change pour le mode SCAN SAR

Annexe B

L'effet Doppler

L'effet Doppler a été démontré théoriquement à travers la théorie de la relativité

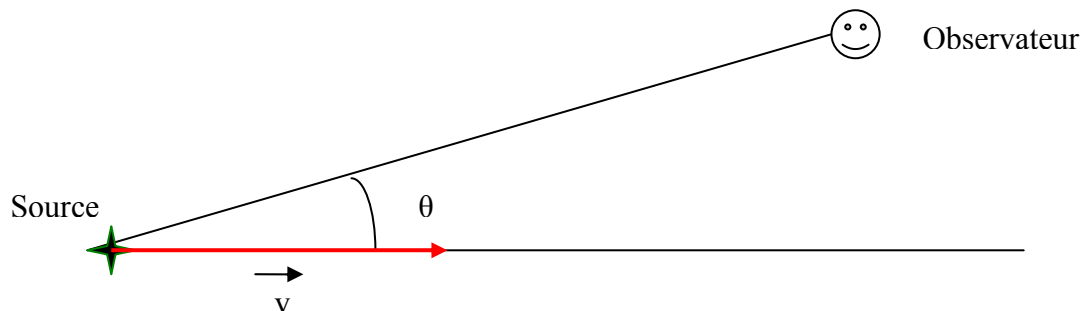


Figure B.1 : Effet Doppler due à une source en mouvement

La formulation de cet effet est donnée par la relation entre la fréquence du signal reçue par un observateur et la fréquence du signal émis par une source en mouvement (équation (B.1)).

$$f' = f \cdot \left[\frac{1 - \beta \cdot \cos \vartheta}{\sqrt{1 - \beta^2}} \right] \quad \text{pour} \quad \beta = \frac{v}{c} \quad (\text{B.1})$$

f : Fréquence de la source

f' : Fréquence mesurée par l'observateur

v : Vitesse de la source

c : Vitesse de la lumière

$$\text{Pour } \beta \ll 1 \Rightarrow f' = f \cdot [1 - \beta \cdot (\cos \vartheta)]$$

$$\Rightarrow f' - f = -\beta \cdot (\cos \vartheta) \cdot f$$

$$\Rightarrow f' - f = -\frac{v}{c} \cdot (\cos \vartheta) \cdot f \quad (\text{B.2})$$

C'est l'expression simplifiée du décalage Doppler tenant compte de :

- Vitesse relative de la cible
- L'angle entre la source et la direction de déplacement de la cible

Deux cas particulier sont à distinguer :

- $\cos \vartheta > 0$: si la source se rapproche de l'observateur
- $\cos \vartheta < 0$: si elle s'éloigne

Pour des applications spécifiques on peut aussi distinguer deux autres cas :

- $\vartheta = 0$ c'est l'effet Doppler longitudinal : $f' = f \cdot \left[\frac{1 - \beta}{\sqrt{1 - \beta^2}} \right]$

Après simplification on obtient : $f' = f \cdot \left[\sqrt{\frac{1 - \beta}{1 + \beta}} \right]$

Pour $\beta \ll 1$ on aura : $f' = f \cdot (1 + \beta)$

Qui est la formule de l'effet Doppler classique

Le déplacement de fréquence est : $\Delta f = f' - f$

Puisque : $f' = f \cdot (1 + \beta) \Rightarrow f' = f + f \cdot \beta \Rightarrow \Delta f = f \cdot \beta$

- $\vartheta = \frac{\pi}{2}$: c'est l'effet Doppler transversal : $f' = \frac{f}{\sqrt{1 - \beta^2}}$

Pour $\beta \ll 1$ on aura : $f' = \frac{f}{\sqrt{(1 - \beta) \cdot (1 + \beta)}}$

Cas du SAR

Pour ϑ quelconque et dans le cas du radar monostatique l'équation (B.2) devient :

$$f' - f = -2 \cdot \frac{v}{c} \cdot (\sin \theta) \cdot f \quad (\text{B.3})$$

Le facteur 2 dans l'équation (B.3) vient du trajet aller retour de l'onde.

Comme $\lambda = \frac{c}{f}$ on aura :

$$f' - f = -2 \cdot \frac{v}{\lambda} \cdot (\sin \theta) \quad (\text{B.4})$$

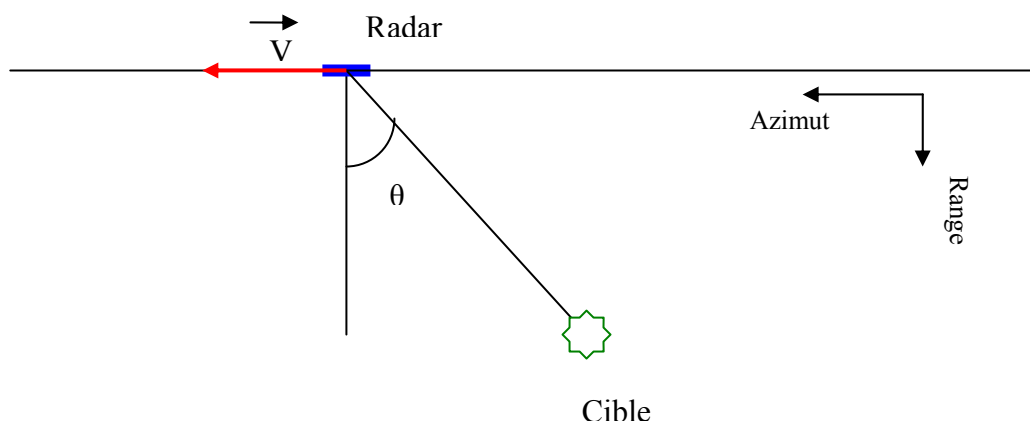


Figure B.2 : Radar en mouvement

Annexe C

Principe du Chirp Scaling

Le chirp scaling est une opération pouvant être appliquée aux signaux à modulation linéaire de fréquence et dont le produit temps bande passante est assez grand.

Considérant un signal unidimensionnel avec une modulation linéaire de fréquence (chirp)

avec un taux K_s et un centre de phase à $\tau = \tau_1$ comme :

$$\exp\left\{-j.\pi.K_s.(\tau - \tau_1)^2\right\} \quad (C.1)$$

La phase de ce signal peut être restructurée en multipliant le signal par un autre ayant un taux C_s qui est une petite proportion du taux d'origine.

Le multiplicande est:

$$\phi_1 = \exp\left\{-j.\pi.C_s.K_s.\tau^2\right\} \quad (C.2)$$

Le résultat de la multiplication des deux signaux est :

$$\exp\left\{-j.\pi.K_s.\left[(1+C_s).\tau^2 - 2.\tau_1.\tau + \tau_1^2\right]\right\} \quad (C.3)$$

Qui est aussi un signal chirp ressemblant au chirp d'origine, mais avec un nouveau centre de

phase
$$\tau'_1 = \frac{1}{1+C_s} \cdot \tau_1 \quad (C.4)$$

Et un nouveau taux

$$K'_s = K_s.(1+C_s) \quad (C.5)$$

La position du nouveau centre de phase est proportionnelle à τ_1 et subit ainsi une transformation d'échelle linéaire.

Le taux du nouveau chirp étant connu, est assorti pour mener à une focalisation en range du signal durant l'étape de compression en range.

Une conséquence du chirp scaling est que la phase du signal au niveau du nouveau centre de phase est :

$$- \pi.K_s \cdot \frac{C_s}{1+C_s} \cdot \tau_1^2 \quad (C.6)$$

La valeur de ce dernier est connue, et donc peut être éliminée dans la dernière étape de multiplication de phase.

L'algorithme du chirp scaling lui-même est décrit ci-dessus

Considérons une cible ponctuelle au coordonnées en range r et en azimut $t = 0$ (voir figure C.1) le signal RAW SAR data après démodulation peut être écrit sous la forme :

$$pp(\tau, t; r) = a(t, r) \cdot s_0 \left(\tau - \frac{2}{c} \cdot R(t; r) \right) \cdot \exp \left\{ -j \cdot \frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot R(t; r) \right\} \quad (C.7)$$

Pour une fonction de pondération azimutale de l'antenne $a(\cdot)$ et une enveloppe du signal transmis $s_0(\cdot)$.

Où t est le temps azimutal suivant le trajet du radar et τ est le temps de retard en range. La variation en range de la distance radar cible en fonction du temps est donnée par :

$$R(t; r) = \sqrt{r^2 + V^2 \cdot t^2} \quad (C.8)$$

Avec V vitesse relative radar cible.

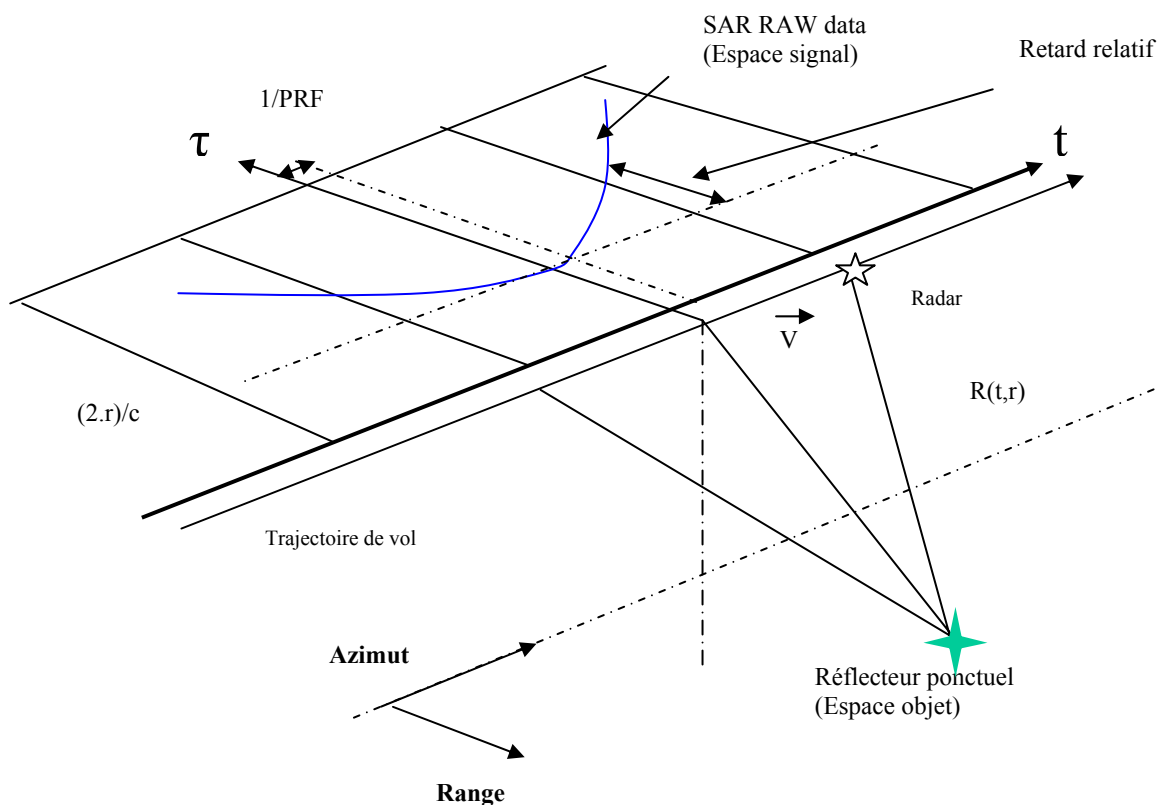


Figure C.1: Trajectoire d'une cible ponctuelle

La FFT appliquée dans la direction azimutal de l'image RAW SAR $pp(\tau, t)$, transforme les données du domaine temps range – temps azimut vers le domaine temps range – fréquence azimut :

$$pP(\tau, f) = FFT_{az} \{ pp(\tau, t) \} \quad (C.9)$$

Où $pP(\tau, f)$ est le signal raw data dans le domaine temps range (τ) – fréquence azimut (f)

La migration des cellules image en range est donnée par:

$$R(f; r) = r + r \cdot C_s(f) \quad (C.10)$$

Où $C_s(f)$ est le facteur de courbure:

$$C_s(f) = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda \cdot f}{2 \cdot V}\right)^2}} - 1 \quad (C.11)$$

L'équation (C.10) montre que la migration des cellules en range est fonction de la distance r , et la courbure est donné par $r \cdot C_s(f)$.

- Pour transformer la trajectoire de la migration des cellules en range en une trajectoire indépendante de la distance, le signal image $pP(\tau, f)$ est multiplié par une fonction de phase dénommé chirp scaling donné par:

$$\phi_1(\tau, f; r_{ref}) = \exp\left\{-j \cdot \pi \cdot K_s(f; r_{ref}) \cdot C_s(f) \cdot [\tau - \tau_{ref}(f)]^2\right\} \quad (C.12)$$

Où r_{ref} est la fonction de référence en range, elle doit être choisi dans le centre de la scène,

$K_s(f; r_{ref})$ est le chirp rate modifié

Et

$$\tau_{ref}(f) = \frac{2}{c} \cdot r_{ref} [1 + C_s(f)] \quad (C.13)$$

Après la multiplication: $pP(\tau, f) \cdot \phi_1(\tau, f; r_{ref})$ la migration en range des cellules de l'image résultante a pour trajectoire :

$$R(f; r) = r + r_{ref} \cdot C_s(f) \quad (C.14)$$

L'équation (C.14) montre que la migration des cellules en range a pour courbure $r_{ref} \cdot C_s(f)$ cette courbure est indépendante de la distance.

Cette propriété de phase du chirp scaling permet d'égaliser la migration des cellules en range

- La correction des migrations en range, la compression en range incluant une compression secondaire est effectuée par une multiplication de phase.

$$\begin{aligned} \phi_2(f_\tau, f; r_{ref}) = \exp\left\{-j \cdot \pi \cdot \frac{f_r^2}{K_s(f; r_{ref}) \cdot [1 + C_s(f)]}\right\} \cdot \\ \cdot \exp\left\{+j \cdot \frac{4 \cdot \pi}{c} \cdot f_\tau \cdot r_{ref} \cdot C_s(f)\right\} \end{aligned} \quad (C.15)$$

Le premier facteur permet d'effectuer une compression en range incluant la compression secondaire. La correction des migrations est effectuée par le second facteur.

le taux de variation de fréquence (FM rate) initiale K à été modifié par la courbure en range de la trajectoire en plus de la modification introduite par la dépendance Doppler du taux de variation de fréquence introduit par l'opération du chirp scaling appliqué durant les étapes précédentes.

- Enfin la troisième fonction de phase s'écrit donc sous la forme

$$\phi_3(\tau, f) = \exp \left\{ -j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot c \cdot \tau \cdot \left[1 - \left[1 - \left(\frac{\lambda \cdot f}{2 \cdot V} \right)^2 \right]^{1/2} \right] + j \cdot \Theta_{\Delta}(f; r) \right\} \quad (\text{C.16})$$

$$\text{Où} \quad \Theta_{\Delta}(f; r) = \frac{4 \cdot \pi}{c^2} \cdot K_s(f, r_{ref}) \cdot [1 + C_s(f)] \cdot C_s(f) \cdot (r - r_{ref})^2 \quad (\text{C.17})$$

Cette dernière opération permet de réaliser un filtrage azimuthal (compression azimuthale) en plus de la correction de phase due à la première opération du chirp scaling.

Annexe D

Fonction de transfert 2D

Considérons le système géométrique décrit par la figure D.1. Où nous utilisons le système de coordonnées cylindriques (x, r, θ) l'axe des x correspond à la trajectoire de la plateforme supposé être une ligne droite.

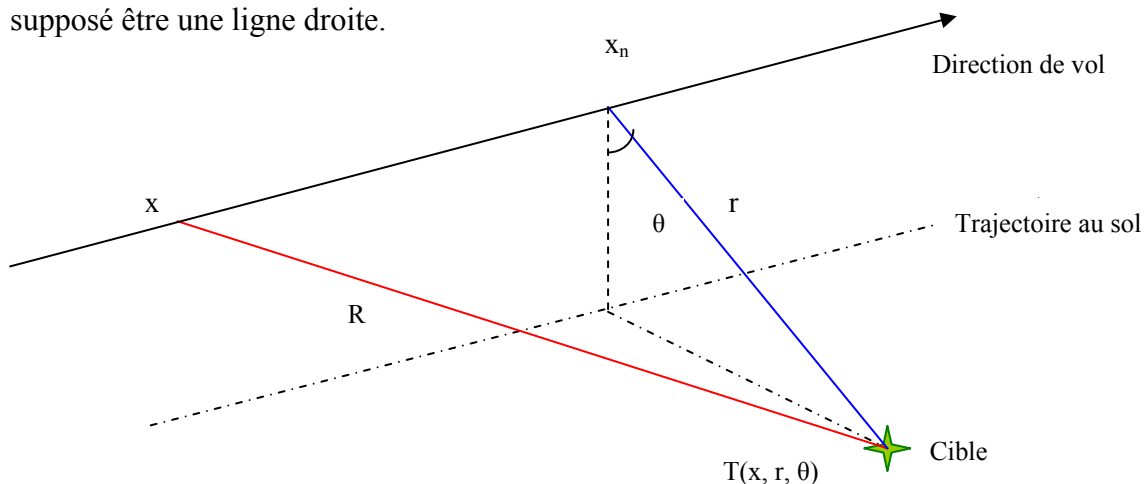


Figure D.1 : Le système de coordonnées

Le capteur du système SAR est localisé sur la plateforme se déplaçant à vitesse constante V .

A l'instant $\left(\frac{t_n - \tau_p}{2}\right)$ le capteur émet une impulsion représenté par :

$$f_1(t) = \exp(j.\omega.t) \cdot P(t - t_n) \cdot \text{rect}\left[\frac{t - t_n}{\tau_p}\right] \quad (\text{D.1})$$

Considérons un diffuseur élémentaire localisé aux coordonnées $T \equiv (x, r, \theta)$, le signal rétrodiffusée et reçu par le système est donné par :

$$f(x_n - x, t - t_n, r) = \exp\left(-j.\omega \cdot \frac{2.R}{c}\right) \cdot P\left(t - t_n - \frac{2.R}{c}\right) \cdot \text{rect}\left[\frac{t - t_n - \frac{2.R}{c}}{\tau_p}\right] \cdot w^2[x_n - x, r] \quad (\text{D.2})$$

Le facteur $w[\cdot]$ représente la fonction d'illumination de la cible relative au gain de l'antenne et décrivant l'empreinte de l'antenne au sol.

Pour une illumination uniforme du sol

$$w^2\left[-\frac{\xi}{2.a}\right] \approx \text{rect}\left[\frac{\xi}{2.a}\right] \quad (\text{D.3})$$

La fonction de transfert est donné par :

$$G(\xi, \eta, r) \approx \frac{\pi}{\sqrt{ab}} \cdot \text{rect}\left[\frac{\eta}{2b}\right] \cdot \text{rect}\left[\frac{\xi}{2a}\right] \cdot \exp[-j\psi(\xi, \eta, r)] \quad (\text{D.4})$$

$$\text{Et } \psi(\xi, \eta, r) = \frac{\eta^2}{4b} - 2a \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2b}\right) \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right) + \left(\frac{L}{\lambda}\right) \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right) \cdot \sqrt{\left(2a \cdot \frac{L}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2b}\right)^2 - \xi^2} \quad (\text{D.5})$$

Dans le cas d'une géométrie squinté :

En présence d'un angle de squint la cible ponctuelle est au centre du champ de l'antenne au moment ou $x_n - x = r \cdot \tan \phi$.

ϕ étant l'angle de squint

$$G(\xi, \eta, r) \approx \text{rect}\left[\frac{\eta}{2b}\right] \cdot \text{rect}\left[\frac{\xi - \xi_d}{2a}\right] \cdot \exp[-j\psi(\xi, \eta, r)] \quad (\text{D.6})$$

$$\text{Et } \psi(\xi, \eta, r) = \frac{\eta^2}{4b} - 4a \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2b}\right) \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right) \cdot \sin^2\left(\frac{\phi}{2}\right) - \frac{(\xi - \xi_d)^2 + 2\xi_d \cdot (\xi - \xi_d) \cdot \cos^2 \phi}{4a(r) \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2b}\right) \cdot \cos^3 \phi} \quad (\text{D.7})$$

En remarquant que $\psi(\xi, \eta, r)$ est une fonction linéaire en r (équation D.5) on peut écrire :

$$\psi(\xi, \eta, r) = \psi_0(\xi, \eta) + (r - r_0) \cdot K(\xi, \eta) \quad (\text{D.8})$$

$$\text{Avec } \psi_0(\xi, \eta) = \frac{\eta^2}{4b} - 2a \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2b}\right) + \left(\frac{L}{\lambda}\right) \cdot \sqrt{\left(2a \cdot \frac{L}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2b}\right)^2 - \xi^2} \quad (\text{D.9})$$

$$\text{Et } K(\xi, \eta) = -\frac{2a}{r_0} \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2b}\right) + \left(\frac{L}{\lambda r_0}\right) \cdot \sqrt{\left(2a \cdot \frac{L}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{\eta}{2b}\right)^2 - \xi^2} \quad (\text{D.10})$$

En déduit que $G(\xi, \eta, r)$ peut s'écrire sous la forme :

$$G(\xi, \eta, r) \approx G_0(\xi, \eta) \cdot \exp[-j \cdot (r - r_0) \cdot K(\xi, \eta)] \quad (\text{D.11})$$

Le spectre du signal RAW data devient

$$H(\xi, \eta) = G_0(\xi, \eta) \cdot \Gamma[\xi, \eta + K(\xi, \eta)] \quad (\text{D.12})$$

Où $\Gamma(\xi, \eta) = TF[\gamma(x, r)]$ Et $\gamma(x, r)$ Représente la réflectivité du terrain 2D

A l'intérieur de la bande passante du système l'équation peut être inversé et permet de retrouver la réflectivité du terrain.

Par exemple par une réponse impulsionnelle indépendante de la coordonnée spatiale en range on obtient (focalisation faible)

$$\Gamma(\xi, \eta) = H(\xi, \eta) \cdot G_0^*(\xi, \eta) \quad (\text{D.13})$$

Annexe E

Restrictions sur la PRF

Le rythme de répétition des phases d'émission et de réception - c'est à dire le rythme auquel les impulsions radar sont émises - sera particulièrement dimensionnant des caractéristiques du système.

Le théorème d'échantillonnage impose une fréquence d'échantillonnage f_e telle que :

$f_e \geq 2.f_M$ Où f_M correspond à la fréquence maximale du signal à échantillonner.

Dans le cas du système SAR la bande passante du signal azimutal est $B_a = \frac{2.V}{L_a}$

Comme la fréquence d'échantillonnage en azimut est le rythme de répétition des impulsions radar lui-même c'est à dire PRF , on obtient la relation $PRF > \frac{2.V}{L_a}$ (la même analyse que pour l'échantillonnage du signal en range) ou bien :

$$\frac{2.V}{L_a} < PRF \quad (E.1)$$

De plus les dimensions géométriques de l'image imposent d'autres restrictions sur le PRF (voir figure E.1).

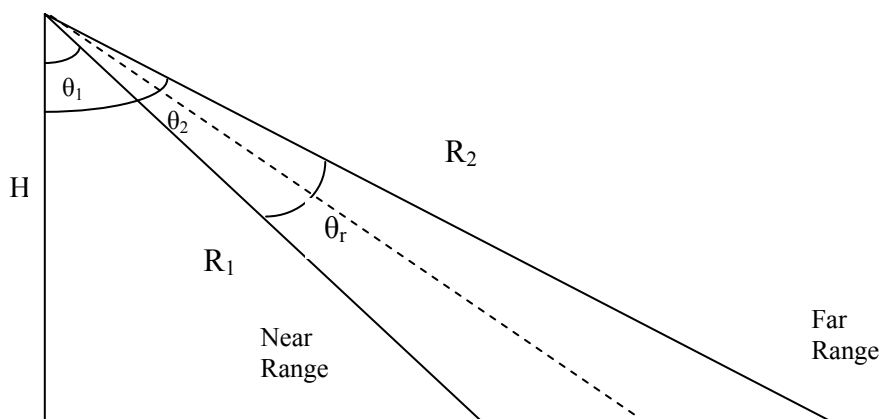


Figure E.1: Limitation du PRF en range

En effet pour éviter les ambiguïtés en range on doit imposer un PRF telle que :

$R_A > \frac{c}{2 \cdot PRF}$ Ou R_A est la distance entre le near range et le far range :

Avec $R_A = R_2 - R_1$ ou $R_2 = \frac{c}{2.H.\cos \vartheta_2}$ et $R_1 = \frac{c}{2.H.\cos \vartheta_1}$

Donc $R_A = \frac{c}{2.H} \cdot (\sec \vartheta_2 - \sec \vartheta_1)$ ce qui donne.

$$PRF < \frac{c}{2.H} \cdot (\sec \vartheta_2 - \sec \vartheta_1) \quad (\text{E.2})$$

Avec $\sec \vartheta = \frac{1}{\cos \vartheta}$ ou ϑ_1 et ϑ_2 sont les angles de visée du near range et du far range, H la hauteur de la plateforme, La longueur azimutal de l'antenne.

ϑ_r , L'angle d'ouverture du champ dans la direction range $\vartheta_r = \frac{\lambda}{D}$

Ou D est la longueur de l'antenne dans la direction range

En fin de compte on obtient la relation globale donnant le limites du PRF .

$$\frac{2.V}{L_a} < PRF < \frac{c}{2.H} \cdot (\sec \vartheta_2 - \sec \vartheta_1) \quad (\text{E.3})$$

Annexe F

Glossaire

Le glossaire qui suit récapitule les principales définitions des mots ou expressions que nous utilisons dans ce mémoire. Il permet d'éviter la confusion avec d'autres définitions de ces mêmes mots ou expressions employées dans des domaines ou des champs d'application différents.

Angle de squint (Angle de strabisme du radar) : Angle de pointage de l'antenne par rapport au zéro Doppler.

Bande C : Ensemble des fréquences radars compris entre 4GHz et 8 GHz.

Bande Ku : Ensemble des fréquences radars compris entre 12 GHz et 18 GHz.

Bande L : Ensemble des fréquences radars compris entre 1 GHz et 2 GHz.

Bande X : Ensemble des fréquences radars compris entre 8 GHz et 12 GHz.

Clutter : en général échos radar de source autre que celle de la cible.

Compression d'impulsion : voir modulation linéaire de fréquence.

Corner Turning : Il s'agit de prendre les données à partir de la bande magnétique sur laquelle il sont enregistrés ligne après ligne pour les réarranger afin qu'il puissent être lus colonnes après colonnes.

Empreinte : L'aire de la surface de la terre illuminée par le radar.

Ground track : l'orbite de la trajectoire du satellite projeté sur la surface de la terre.

Hamming : Désigne le type de fenêtre le plus utilisé pour le calcul des transformées de Fourier rapide. Il s'agit d'une fonction appliquée à l'ensemble des échantillons prélevés dans la fenêtre avant le calcul de la transformée de Fourier, de façon à diminuer les effets de bords dus à une fenêtre rectangulaire. D'autres types de fenêtre sont parfois proposés : Hanning, Blackman, triangulaire, notamment.

Modulation : variation de l'une des caractéristiques d'une onde (fréquence, amplitude, ou polarisation) pour transmettre une information.

Modulation linéaire de fréquence : technique utilisée pour augmenter la résolution en range d'un radar Impulsionnelle en utilisant une impulsion d'une porteuse combiné avec un signal dont la fréquence augmente avec la durée de l'impulsion.

Ouverture : la surface de l'antenne radar qui détermine la quantité d'énergie réfléchi que l'antenne reçoit.

PRF : C'est le nombre d'impulsions radar transmises par seconde.

Plan du zéro Doppler : Surface dans l'espace dans laquelle la vitesse relative entre le radar et la scène est nulle. De façon générale, le plan du zéro Doppler est non orthogonal au vecteur de la vitesse du satellite.

Radar cross section (section équivalente radar) : Indication de l'intensité d'un signal radar rétro diffusé par un diffuseur donné pour une puissance d'onde incidente donnée.

Range : Distance entre radar et cible.

Réfectivité : rapport entre l'énergie réfléchie par une surface et l'énergie reçue par cette même surface.

Résolution : Distance minimum entre deux cibles ponctuelles pouvant être distingué dans une image.

SPECAN : (Spectral Analysis) algorithme utilisée pour le traitement des données acquises en mode ScanSAR.

ScanSAR : Dans ce mode d'acquisition on opère par dépointage de l'antenne dans la direction range afin d'obtenir des images de grande dimension en range.

SpotLight : Dans ce mode d'acquisition l'antenne éclaire toujours la même zone du sol à mesure que la plateforme se déplace ainsi, la zone à imager est éclairée pendant plus longtemps.

StripMap : Dans ce mode d'acquisition l'antenne radar garde la même direction de pointage tout au long du trajet de vol. Ce permet de former des images de grande dimension azimutale.