

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8 mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire

Présenté pour obtenir le Diplôme de Magister en Télécommunications

OPTION: Télécommunications

Par:

TIFOUTI Issam

Thème

**Contribution à l'Etude de Systèmes Radar
à Synthèse d'Ouverture**

Devant le Jury :

Président :	Pr. BOUMAZA Mohamed Seghir	Université 8 mai 1945Guelma
Rapporteur:	Dr. REDADAA Salah	Université 8 mai 1945Guelma
Examineurs:	Dr. BOUALLEG Ahcene	Université 8 mai 1945Guelma
	Dr. HAMDI Rachid	Université 8 mai 1945Guelma

SESSION 2012

Le terme radar pour « Radio Detection and Ranging » présente l'avantage de pouvoir détecter des cibles pendant la nuit et sous couverture nuageuse par utilisation des ondes électromagnétiques. Cependant, les données acquises par des capteurs spectraux embarqués sur des satellites restaient les plus souvent utilisées étant donné que les systèmes radar présentent de problèmes de résolution notamment dans la direction azimutale.

Les développements réalisés au cours de ces dernières décennies, notamment les techniques de traitement radar à synthèse d'ouverture (RSO) ou SAR en anglais pour « Synthetic Aperture Radar », ont permis une nette amélioration en termes de résolutions, ce qui justifie actuellement une large utilisation de cet instrument dans plusieurs domaines.

Notre travail concerne l'étude de systèmes radar à synthèse d'ouverture. Dans un premier temps, nous avons présenté les fondements de systèmes radar. Ensuite, la technique de compression d'impulsion a été mise en évidence (chirp). Deuxièmement, le radar à synthèse d'ouverture RSO ainsi que les différents algorithmes de focalisation de cibles ont été examinés. Des résultats de simulations ont été présentés et discutés.

Mots clés :

Radar, synthèse d'ouverture, systèmes, détection, cible, signal, filtrage adapté, simulation

Abstract

The term radar for "Radio Detection and Ranging" has the advantage that it can detect targets at night and under cloud cover by using electromagnetic waves. However, the data acquired by spectral sensors on satellites remained the most often used as radar systems have resolution problems especially in the azimuthal direction.

Developments made in recent decades, including treatment techniques for Synthetic Aperture Radar (SAR) allowed a significant improvement in terms of resolutions, which justifies a currently common use of this instrument in several areas.

Our work concerns the study of synthetic aperture radar. Firstly, we presented the principles of radar systems. Then, the pulse compression technique has been investigated (chirp). Secondly, the synthetic aperture radar (SAR) and the various focusing algorithms of targets were examined. Some simulations were presented and discussed.

Keywords:

Radar, synthetic aperture, systems, detection, target, signal, matched filtering, simulation

ملخص

مصطلح الرادار "الكشف و القياس عن بعد" لديه ميزة أنه يمكن الكشف عن أهداف و إمكانية قياس المسافة التي تفصلها عن الرادار باستخدام الموجات الكهرومغناطيسية. ومع ذلك، ظلت البيانات التي يحصل عليها من خلال أجهزة استشعار الطيفية على الأقمار الصناعية في كثير من الأحيان و لدى معظم مشاكل أنظمة الرادار خاصة في الاتجاه العرضي. جعلت التطورات في العقود الأخيرة، بما في ذلك تقنيات العلاج للرادار ذي الفوهة المركبة ، والتي سمحت بتحسين كبير من حيث البوارة، والتي تبرر في الوقت الراهن على استخدام واسع النطاق لهذه الأداة في مجالات عدة. عملنا يتعلق بدراسة الرادار ذي الفوهة المركبة. في البداية، قدمنا أسس أنظمة الرادار. ثم، شرحنا تقنية ضغط النبض. ثانياً، درسنا الرادار ذي الفوهة المركبة و مختلف الخوارزميات التي تركز علي بوارة الأهداف. كما قمنا بعرض ومناقشة المحاكاة لبعض الأمثلة،

كلمات مفتاحية:

رادار، الفوهة المركبة، أنظمة، كشف، إشارة، هدف، تصفية متطابقة، محاكاة

Remerciements

Avant tout à Dieu le tout puissant qui m'a donné le courage et la force pour réaliser ce modeste travail, et à qui j'adresse mes remerciements par sa grâce infinie pour moi.

*Je tiens à remercier vivement mon Encadreur de Mémoire de Magister, Dr. **REDADAA Salah** qui m'a ouvert le domaine de recherche en radar à synthèse d'ouverture et m'a guidé avec confiance au cours de mon travail. Mes vifs remerciements pour l'intérêt qu'il porte au développement de la recherche et pour l'esprit d'équipe qu'il a su créer au sein du Laboratoire des Télécommunications (LT) à l'Université 8 mai 1945 Guelma.*

*Je tiens à remercier tout particulièrement Professeur **Med Seghir BOUMAZA** de l'Université 8 mai 1945 Guelma d'avoir accepté de présider le jury.*

*Je souhaite exprimer ma gratitude aux membres de jury pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour ce travail, Dr. **Ahcene BOUALLEG** et Dr. **Rachid HAMDI** Maîtres de Conférences à l'Université 8 mai 1945 Guelma.*

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants qui ont participé à notre formation.

A mes très chers parents, que j'adore et je souhaite toujours les avoir à mes côtés. Je vous remercie infiniment de vos sacrifices. Que DIEU les protège et les garde pour moi.

Ames très cher frères et sœur.

A tous mes amis et collègues de la promotion 2012.

J'adresse également mes profondes considérations à tous ; qui de loin ou de près, ont aidé à la réussite de ce projet.

Table des matières

Introduction générale	1
1 Introduction aux systèmes radar	5
1.1. Introduction.....	6
1.2. Etablissement de l'équation générale.....	7
1.3. Equations du radar	8
1.3.1. Influence de l'atténuation atmosphérique	9
1.4. Expression du signal minimum détectable	10
1.4.1 Définition.....	10
1.4.2. Calcul de la puissance moyenne de bruit	11
1.5. Signal minimum et facteur de bruit	12
1.5.1. Facteur de bruit et expression concrète du signal minimal.....	12
1.5.1.1. Analyse de facteur de bruit	13
1.6. La surface équivalente radar.....	15
1.7. Fluctuation des cibles	16
1.7.1. Cas Swerling I	16
1.7.2. Cas Swerling II	17
1.7.3. Cas Swerling III	18
1.7.4. Cas Swerling IV	19
1.8. Détection des cibles	21
1.8.1. La théorie de la décision et les probabilités d'erreur	21
1.9. Les critères de décision	23
1.9.1. Critère du Maximum de vraisemblance	24
1.9.2 Critère de Neyman-Pearson	24
1.9.3 Critère de la probabilité d'erreur minimale	25
1.9.4. Critère de Bayes	25

1.10. Le problème classique dans la détection automatique radar	26
1.10.1. Probabilité de fausse alarme	28
1.10.2. Probabilité de détection	28
2 Radar à compression d'impulsion	32
2.1. Introduction	33
2.2. Radar à compression d'impulsion	33
2.2.1. Rappels et problème posé.....	33
2.2.2. Principe élémentaire.....	34
2.2.3. Procédé de compression des impulsions	36
2.2.4. Réalisation du radar à compression d'impulsion	40
2.2.5. Taux de compression et bilan.....	41
2.2.6. Allure du signal reçu, lobes secondaires.....	43
2.3. La compression d'impulsion en distance.....	45
2.3.1. Réponse fréquentielle d'un chirp.....	49
2.3.2. Filtrage adapté	50
2.3.3. Résolution du signal comprimé.....	50
3 Radar à synthèse d'ouverture	52
3.1. Historique.....	53
3.2. Les Bandes de fréquences ROS	55
3.3. Différents types de capteurs.....	56
3.4. Radar à ouverture synthétique	57
3.4.1. Son intérêt	57
3.4.2. Instrument	58
3.4.3. Principaux fondamentaux	59
3.5. Résolution radiale	60
3.6. Résolution azimutale	60
3.7. Méthode de sommation cohérente.....	62

3.7.1 Principe.....	62
3.7.2 Evolution.....	64
3.8. La compression en azimuth.....	67
3.8.1. Principe.....	67
3.8.2. Filtrage adapté	71
3.9. Différents modes de fonctionnement.....	73
3.9.1. Mode strip-map.....	73
3.9.2. Affinage Doppler, antenne en rotation.....	74
3.9.3. Mode télescope.....	74
3.9.4. Mode scansar.....	75
3.9.5. Mode squint, ou mode dépointé.....	76
3.9.6. Mode inverse.....	76
3.9.7. Mode multivues.....	77
3.10. Information interprétée par les images ROS.....	77
3.10.1. Mode image de précision ROS.....	78
3.10.2. Dynamique des données ROS.....	79
4 Algorithmes de traitement radar à synthèse d'ouverture.....	81
4.1 Introduction	82
4.2 Configuration géométrique dans le cas général.....	82
4.3. L'algorithme Range-Doppler (RDA).....	84
4.3.1. Introduction	84
4.3.2. Compression en distance du signal reçu	84
4.3.3. Domaine Range-Doppler.....	85
4.3.4. Migration distance.....	85
4.3.5. Compression azimuth.....	86
4.3.6. Domaine de validité de l'algorithme Range-Doppler.....	87
4.3.7. Simulation pour RDA	89

4.4. L'Algorithme Range Migration RMA	93
4.4.1. Introduction	93
4.4.2. Formation de l'image	93
4.4.3. Décomposition des termes de l'équation.....	94
4.4.4. Filtrage adapté distance	94
4.4.5. Traitement de Fourier en azimuth	95
4.4.6. Filtrage adapté azimuth	95
4.4.7. Changement de variable et interpolation de Stolt.....	95
4.4.8. Transformée de Fourier inverse bidimensionnelle.....	95
4.4.9. Simulation pour RMA	97
Conclusion générale	103
Annexes	
A Interpolation de Stolt	106
B Méthode de la phase stationnaire	107
Bibliographie	108

Liste des figures

Figure	Titre	Page
1.1	Schéma bloc d'un radar à impulsion.....	7
1.2	Rapport signal sur bruit en fonction de la portée de détection pour différentes valeurs de la puissance de transmission.....	14
1.3	Modèle SER d'un bombardier B-26 dans le plan horizontal en bande S ($\lambda=10\text{cm}$).....	15
1.4	Probabilité de détection en fonction du SNR. Swerling I, $P_{fa} = 10^{-9}$	17
1.5	Probabilité de détection en fonction du SNR. Swerling II, $P_{fa} = 10^{-9}$	18
1.6	Probabilité de détection en fonction du SNR. Swerling III, $P_{fa} = 10^{-9}$	19
1.7	Probabilité de détection en fonction du SNR. Swerling IV, $P_{fa} = 10^{-9}$	20
1.8	Probabilité de détection en fonction du SNR. NI=30, $P_{fa} = 10^{-9}$	21
1.9	Effets de l'augmentation de la puissance du bruit sur la Pfa pour un seuil fixe (P_{fa} de conception= 10^{-6}).....	27
1.10	Bruit de la sortie du détecteur d'enveloppe.....	28
1.11	Pdfs du bruit et du signal plus bruit pour une Pfa fixe.....	29
1.12	Probabilité de détection en fonction du SNR. Pour différents nombre d'impulsions.....	31
2.1	Onde continue modulée en fréquence.....	34
2.2	Techniques de traitement des signaux reçus au récepteur.....	35
2.3	Forme d'onde émise.....	36
2.4	Caractéristique retard fréquence.....	36
2.5	Modulation en dent de scie.....	37
2.6	Série d'impulsion de fréquence porteuse de forme gaussienne.....	38
2.7	Les raies spectrales.....	39
2.8	Schéma de principe de radar à compression d'impulsion.....	40
2.9	Impulsions d'un radar classique.....	42
2.10	Principe de la compression d'impulsion.....	42

2.11	Spectre du signal émis.....	44
2.12	Allure des signaux comprimés.....	44
2.13	Signal chirp.....	48
2.14	Concept de la modulation linéaire de fréquence.....	48
2.15	Réponse fréquentielle.....	49
2.16	Signal comprimé.....	51
2.17	Signal à modulation linéaire à la fréquence (chirp).....	56
2.18	Signal à sauts de fréquences.....	56
3.1	(a) Radar SEASAT RSO. (b) Le SIR-C/X-RSO illuminant une région de la terre (c) Modèle de l'antenne SIR-C/X-RSO.....	54
3.2	Géométrie pour l'observation du radar à ouverture synthétique (RSO).....	59
3.3	Une idéalisation de la trajectoire de section linéaire du ERS-1/2 RSO.....	61
3.4	Caractéristique de la diffusion de l'onde RSO.....	62
3.5	Acquisitions pour la méthode de sommation cohérente.....	63
3.6	Principe de reconstruction de l'image.....	63
3.7	Mise en évidence de la superposition de deux projections dans un domaine Angulaire pour deux acquisitions voisines.....	65
3.8	Itérations successives de l'algorithme Fast Factorized Back Projection.....	66
3.9	Configuration d'acquisition.....	68
3.10	Détection de cible (filtrage adapté).....	72
3.11	Acquisition en mode strip-map.....	73
3.12	Acquisition par affinage Doppler.....	74
3.13	Acquisition en mode télescope.....	75
3.14	Acquisition en mode scansar.....	75
3.15	Acquisition en mode squint.....	76
3.16	Acquisition en mode inverse.....	77
4.1	Géométrie dans le cas de dépointage.....	83
4.2	Cordonnées cylindriques du point P.....	83

4.3	La migration distance.....	85
4.4	Organigramme de l'algorithme Range-Doppler.....	88
4.5	Image radar brute (pour une seule cible)	90
4.6	La synthèse RSO (pour une seule cible).....	90
4.7	Image radar brute (pour deux cibles).....	91
4.8	La synthèse RSO (pour deux cibles)	91
4.9	Image radar brute (pour cinq cibles)	92
4.10	La synthèse RSO (pour cinq cibles)	92
4.11	Organigramme de l'algorithme RMA.....	96
4.12	Simulation du signal reçu $E_s(t, y)$ (pour une seule cible).....	97
4.13	Signal après filtrage adapté en distance $E_s(t, y)$ (pour une seule cible).....	97
4.14	$TF_{bidim}^{-1}(S_m(w, k_u))$ (pour une seule cible).....	98
4.15	Domaine $k_x k_y$ (pour une seule cible).....	98
4.16	Image résolue (pour une seule cible).....	98
4.17	Simulation du signal reçu $E_s(t, y)$ (pour deux cibles).....	99
4.18	Signal après filtrage adapté en distance $E_s(t, y)$ (pour deux cibles).....	99
4.19	$TF_{bidim}^{-1}(S_m(w, k_u))$ (pour deux cibles).....	100
4.20	Domaine $k_x k_y$ (pour deux cibles).....	100
4.21	Image résolue (pour deux cibles).....	100
4.22	Simulation du signal reçu $E_s(t, y)$ (pour cinq cibles).....	101
4.23	Signal après filtrage adapté en distance $E_s(t, y)$ (pour cinq cibles).....	101
4.24	$TF_{bidim}^{-1}(S_m(w, k_u))$ (pour cinq cibles).....	102
4.25	Domaine $k_x k_y$ (pour cinq cibles).....	102
4.26	Image résolue (pour cinq cibles).....	102
A.1	Interpolation de Stolt.....	106

Liste des tableaux

Tableau	Titre	Page
1.1	Modèles de cibles.....	20
1.2	Probabilités d'erreur et critères de décision.....	23
3.1	Caractéristiques des principaux systèmes radars des capteurs RSO.....	55
3.2	Bandes de fréquences RSO.....	55

Introduction générale

Le terme radar est un terme adopté au cours de la seconde guerre mondiale par l'US Navy, et signifiant « Radio Détection And Ranging », soit détection et télémétrie par ondes radio. Les concepts de base du radar sont fondés sur les équations régissant les ondes électromagnétiques, formulées par le physicien James Clerk Maxwell dès 1889. Ces principes furent vérifiés peu après par les expériences du physicien allemand Heinrich Hertz. Pourtant, la mise en pratique de ces résultats fut longue et les premières expérimentations de détection à l'aide d'ondes radio qui eurent du succès ne furent réalisées qu'au court des années 1920. Mais, à partir de cette période, les progrès se firent très rapides et débouchèrent sur un concret « utilisable » au milieu des années 1930.

Le fonctionnement du radar est basé sur les propriétés des ondes radio qui se propagent dans le vide à la vitesse de la lumière. Un émetteur diffuse, au moyen d'une antenne, un faisceau d'ondes électromagnétiques concentré dans une direction souhaitée. Lorsque ces ondes rencontrent un objet, elles se réfléchissent toutes ou en partie formant ce qu'on appelle communément un écho radar. Cet écho, renvoyé vers le radar, est capté par l'antenne qui joue alors le rôle du récepteur, et le signal réfléchi, après avoir été amplifié, est numérisé et transformé en signal lumineux visualisable sur un écran.

Le radar doit pouvoir émettre une très grande quantité d'énergie concentrée dans une direction, tout en étant assez sensible pour détecter une infime partie renvoyée sous forme d'écho. Ce problème a été pendant longtemps la cause du manque d'efficacité des premiers radars. De nos jours, on utilise ce qu'on appelle des radars à impulsions : Un faisceau d'ondes électromagnétiques est émis pendant un temps très court, de l'ordre de la microseconde, puis l'émetteur est verrouillé pendant une centaine de microsecondes, le temps que l'onde émise fasse l'aller-retour radar cible. Ce procédé est d'ailleurs directement inspiré du « radar » dont disposent les chauve-souris pour se déplacer dans le noir ou pour repérer les proies.

Ce type de radar est généralement couplé avec un second dispositif de télémétrie : le radar Doppler Fizeau, du nom des physiciens qui ont étudié respectivement la propagation sonore et magnétique. Ce radar est utilisé pour mesurer les vitesses.

Les radars sont employés sur terre, dans la mer, dans les airs et dans l'espace :

- Terre (ground based radar) : utilisé pour la détection, localisation et poursuite d'objectifs mobiles.
- Mer (shipbord radar) : utilisé pour la navigation, sauvetage, localisation de rivages, localisation d'autres navires ou pour l'observation d'aéronefs.
- Air (airborne radar) : appelé radar aéroporté ou radar de bord, il est utilisé pour la détection d'autres aéronefs, de navires, de véhicules terrestres, et peut être utilisé pour la cartographie et pour la navigation aérienne.
- Espace (spaceborne radar) : sert pour le guidage d'engins spatiaux et pour la télédétection spatiale.

Quel que soit le type d'application des radars, le principe de fonctionnement reste le même, mais le traitement change d'une application à une autre à cause de l'environnement où se trouve le radar. Pour un radar aéroporté, par exemple, du à son mouvement, le clutter de terre aura une large bande de fréquences doppler, ce qui rend la détection des cibles difficile. Par conséquent, le traitement sera différent de celui du radar statique.

Les résolutions radiale et transverse des images sont respectivement proportionnelles à la bande fréquentielle d'émission et à la dimension de l'antenne radar. Pour améliorer la résolution transverse, on utilise le déplacement de l'antenne pour former une antenne virtuelle de plus grande dimension : ce procédé s'appelle Radar à Synthèse d'Ouverture (RSO en français et SAR en anglais) qui a, donc, pour objectif de former des images de haute résolution.

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 pointée vers la zone à imager, souvent dans une direction perpendiculaire à la trajectoire du porteur de l'antenne. 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.

En imagerie SAR, on fait l'hypothèse que la position du radar sur sa trajectoire de vol ainsi que la fréquence d'émission n'influent pas sur la réflectivité de chaque réflecteur de la zone imagée. Autrement dit, on suppose que la réflectivité de chaque réflecteur varie très peu dans l'excursion angulaire du lobe d'antenne radar ainsi que dans la gamme de fréquences émises.

Ce mémoire est réparti en quatre chapitres. Le premier chapitre est une introduction générale aux systèmes radar. Il donne les notions de base relatives au radar à impulsion ainsi que le principe de détection des cibles, les critères de décision et le problème classique dans la détection automatique radar. Le deuxième chapitre concerne les concepts de base des radars à compression d'impulsion. Nous présenterons un principe souvent utilisé dans le traitement des données radar qui est la compression d'impulsion et l'application de cette technique pour améliorer la résolution radiale. Le troisième chapitre est consacré à l'étude des radars à synthèse d'ouverture (RSO), nous présentons, en premier lieu, les principales caractéristiques du fonctionnement de l'instrument, quelques principes essentiels du RSO, notamment la géométrie du système ainsi que quelques rappels concernant la résolution des images. Le dernier chapitre concerne les algorithmes de traitement radar à synthèse d'ouverture en l'occurrence l'algorithme Range-Doppler (Range Doppler Algorithm RDA) et l'algorithme Range-Migration (Range Migration Algorithm RMA).

CHAPITRE 1

Introduction aux systèmes RADAR

1.1.Introduction

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

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

Pour les applications en télédétection, les radars présentent certaines particularités qui les rendent particulièrement intéressants par rapport aux autres instruments de mesure. En effet, suivant la longueur d'onde utilisée, les données obtenues peuvent révéler des informations aussi diverses que l'humidité des sols ou la composition minérale de certaines zones, des détails invisibles à l'œil nu qui constituent le contenu spectral d'une image. De plus, les radars présentent les avantages d'un capteur actif qui opère à toute heure et par tous les temps. En effet, les radars émettent leur propre énergie électromagnétique hyperfréquence et captent la portion réfléchi par la surface, ils s'affranchissent donc du rayonnement naturel et peuvent surveiller une zone à travers le couvert nuageux.

1.2.Établissement de l'équation générale

L'équation du radar est un bilan des puissances sur le trajet aller-retour d'une onde émise par un radar. Celle-ci dépend des caractéristiques du radar (antenne, circuits électroniques, guide d'onde, pertes de signal, etc.), de celles de la cible et du milieu traversé le long du trajet. Les premières sont constantes alors que les deuxièmes et troisièmes varient dans le temps et l'espace. Considérons un radar, qui peut fonctionner en impulsion ou en ondes continues (figure 1.1).

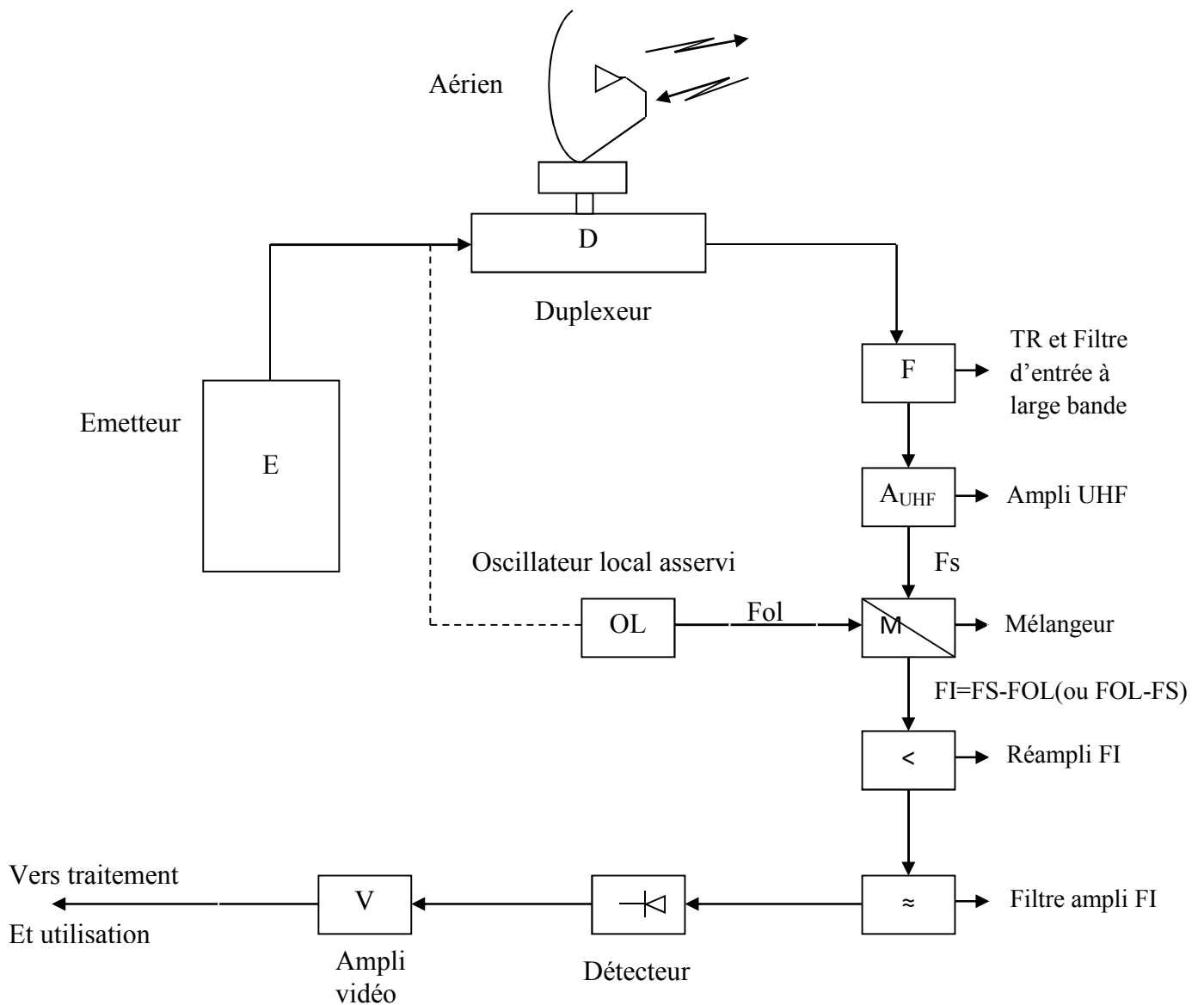


Figure 1.1 : Schéma bloc d'un radar à impulsion

1.3. Equations du radar

Un émetteur radar rayonnerait la puissance crête P_c émise dans toutes les directions si son antenne était omnidirectionnelle.

La densité de puissance ou puissance reçue par unité de surface a une distance R de la source, serait alors égale à :

$$\left(\frac{dP}{dS}\right)_0 = \frac{P_c}{4\pi R^2} \quad (1.1)$$

Mais l'antenne radar répartit généralement la puissance rayonnée à l'intérieur d'un diagramme directif particulier [1-2]. Le gain maximal noté G_0 de l'aérien directif traduit précisément pour la direction de rayonnement max le rapport de la puissance émise P .

$$G_0 = \frac{P'}{P} \quad (1.2)$$

La puissance unitaire reçue au niveau de la cible une antenne ayant à l'émission un gain G_0 devient alors :

$$\left(\frac{dP}{dS}\right)_1 = \frac{P_c}{4\pi R^2} G_0 \quad (1.3)$$

Cette puissance interagit avec la cible. Si la cible est un obstacle isotrope parfaitement réfléchissant de surface σ , la puissance reçue et réémise d'une manière omnidirectionnelle sera :

$$\sigma \left(\frac{dP}{dS}\right)_1 = \frac{P_c G_0}{4\pi R^2} \sigma \quad (1.4)$$

Au niveau de l'antenne radar à la distance R de la cible et par unité de surface, nous retrouvons en retour :

$$\left(\frac{dP}{dS}\right)_2 = \frac{P_c G_0 \sigma}{4\pi R^2} \cdot \frac{1}{4\pi R^2} \quad (1.5)$$

Nous avons par ailleurs que la surface équivalente A_e présentée l'aérien commun à l'émission et à la réception se trouve dans l'expression du gain de l'aérien :

$$G_0 = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (1.6)$$

Finalement la puissance reçue au niveau de l'antenne pour une surface apparente $A_e = \frac{G_0 \lambda^2}{4\pi}$

s'écrit :

$$P_{r_ant} = A_e \left(\frac{dP}{dS} \right)_2 = \frac{P_c G_0 \sigma}{(4\pi)^2 R^2} \cdot \frac{G_0 \lambda^2}{4\pi} \quad (1.7)$$

Soit :

$$P_{r_ant} = \frac{P_c G_0^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1.8)$$

En supposant que cette puissance reçue corresponde au signal minimal perceptible ou détectable, la distance radar correspondante sera, par définition, la portée maximale du radar, nous écrivons donc :

$$S_{\min} = \frac{P_c G_0^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_{\max}^4} \quad (1.9)$$

Correspondant à une portée R_{\max} .

$$R_{\max} = \left[\frac{P_c G_0^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min}} \right]^{1/4} \quad (1.10)$$

1.3.1. Influence de l'atténuation atmosphérique

La relation précédente ne tient pas compte de l'atténuation de l'atmosphère. L'atténuation des ondes centimétriques par l'atmosphère est due à la présence de l'oxygène et de la vapeur d'eau. L'atténuation étant d'ailleurs différente si la vapeur d'eau est condensée ou non. Par exemple, des considérations théoriques et des mesures conduisent à l'évaluation d'un facteur d'affaiblissement pour les nuages :

$$\alpha_n = \frac{0,438M}{\lambda^2} dB / Km \quad (1.11)$$

M étant la masse de vapeur d'eau condensée en g/m^3 .

S'il nous faut tenir compte des nuages pour l'étude des échos météorologiques, nous ne pouvons toutefois considérer dans l'équation que l'atténuation dans une atmosphère non perturbée.

Cette atténuation d'autant plus importante que la distance considérée est plus grande et la fréquence plus élevée, serait représentée dans l'équation précédente par un facteur A_a ($A_a > 1$) pour un trajet aller de l'onde, et A_a^2 pour un trajet aller et retour.

L'équation s'écrirait alors :

$$R_{\max}^4 = \frac{P_c G_0^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min} A_a^2} \quad (1.12)$$

Toutefois cette atténuation étant pratiquement toujours exprimée en décibels par unité de distance pour un trajet simple, soit α dB/Km, nous écrirons pour une portée effective R en tenant compte de l'aller et du retour :

$$2\alpha R \text{ dB} = 10 \log(A_a^2) \quad (1.13)$$

Ce qui correspond dans l'équation à un rapport A_a^2 global d'atténuation :

$$(A_a^2) = 10^{0.2\alpha R} \quad (1.14)$$

L'équation générale tenant compte de l'atténuation atmosphérique s'écrit finalement :

$$R_{\max}^4 10^{0.2\alpha R} = \frac{P_c G_0^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min}} \quad (1.15)$$

1.4. Expression du signal minimum détectable

1.4.1 Définition

Par définition le signal minimum perceptible représente la valeur de la puissance utile que l'on doit recevoir à l'entrée pour que la puissance utile disponible à la sortie du récepteur soit égale à celle du bruit. Donc si nous appelons d'une manière générale B_0 la puissance moyenne de bruit à l'entrée d'un récepteur, la puissance moyenne de bruit B_1 à la sortie sera :

$$B_1 = B_0 G + BR \quad (1.16)$$

Si G traduit le gain de la chaîne et B_R le bruit propre global supplémentaire apporté par les éléments actifs, on peut aussi écrire :

$$B_1 = (B_0 + B_r)G \quad (1.17)$$

En appelant B_r la puissance de bruit supplémentaire de la chaîne ramenée à l'entrée.

Une puissance moyenne de bruit égale à $B_0 + B_r$ à l'entrée équivaut alors, en reprenant notre définition, à la puissance du signal minimum nécessaire à l'entrée pour avoir à la sortie une puissance de signal égale au bruit [3].

Nous écrivons : $S_{\min} = B_0 + B_r$

1.4.2. Calcul de la puissance moyenne de bruit

On considèrera aux bornes d'entrée du récepteur le bruit propre d'origine essentiellement thermique. La répartition spectrale de la puissance du bruit thermique est indépendante de la fréquence et la puissance du bruit est, de ce fait, proportionnelle à la bande passante du récepteur, les chercheurs ont établi que l'agitation thermique pour un récepteur présentant à l'entrée une résistance R , et ayant une bande passante de F_1 à F_2 , pouvait être représentée par une f.e.m moyenne de bruit dont l'expression du carré est donnée par la relation :

$$\overline{e^2} = 4KT_0 = \int_{F_1}^{F_2} Rdf \quad (1.18)$$

Avec :

e : f.e.m à l'entrée e est une variable aléatoire, les vitesses des électrons étant distribuées au hasard, le bruit est gaussien.

K : Constante de Boltzmann $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{J/K}$

T_0 : Température absolue. Dans de nombreuses applications, on prend T_0 pour une température ambiante courante de 290°K , soit 17°C et $F_2 - F_1$ la bande passante du récepteur.

Si la résistance R peut être considérée comme constante dans la bande $F_2 - F_1 = \Delta F$ du récepteur, on obtient :

$$\overline{e^2} = 4KT_0\Delta F \quad (1.19)$$

L'expression de la puissance moyenne de bruit B_0 est :

$$B_0 = K T_0 \Delta F \quad (1.20)$$

Le bruit B_0 est fonction de la température T_0 de l'antenne.

On peut également écrire le bruit propre B_r du récepteur sous la même forme et définir ainsi une température équivalente de bruit T_e .

➤ Nous aurions pour une bande passante ΔF du récepteur :

$$B_r = K \cdot T_e \cdot \Delta F \quad (1.21)$$

L'expression de $S_{\min} = B_0 + B_r$ définie précédemment peut alors s'écrire :

$$S_{\min} = B_0 + B_r = K(T_0 + T_e)\Delta F \quad (1.22)$$

En tenant à cette valeur théorique et en négligeant les pertes diverses autre que l'atténuation atmosphérique, l'équation générale devient

$$R_{\max}^4 = \frac{P_c G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 K T_0 \Delta F F_B} \quad (1.23)$$

1.5. Signal minimum et facteur de bruit

Dans l'équation générale telle qu'elle est définie par la relation précédente, on voit mal comment exprimer T_e , température équivalente de bruit du récepteur, et le choix de ΔF n'est pas précisé. Il nous faudra enfin analyser les exigences entrant dans la définition du rapport signal sur bruit nécessaire pour rendre le signal minimum utilisable.

1.5.1. Facteur de bruit et expression du signal minimal

Le facteur de bruit permet d'évaluer l'apport de bruit propre du récepteur. Il représente la dégradation du rapport signal sur bruit entre l'entrée et la sortie du récepteur, due à l'apport en bruit de ce dernier, nous écrivons :

$$F_B = \frac{S_0 / B_0}{S_l / B_l} \quad (1.24)$$

S_0/B_0 signal sur bruit à l'entrée, S_l/B_l signal sur bruit à la sortie.

Dès lors, nous comprenons que l'expression de S_{\min} sera liée au facteur de bruit et le facteur de bruit généralement exprimé en décibels un facteur réel que l'on sait mesurer.

1.5.1.1. Analyse de facteur de bruit

Soit S_1 , le signal à la sortie est égal à S_0G si G est le gain de la chaîne. En prenant l'écriture précédente, rappelons que le bruit propre à la sortie du récepteur s'écrit :

$$B_1 = B_0G + B_R \quad (1.25)$$

Où

$$B_1 = (B_0 + B_r)G \quad (1.26)$$

Appelant B_r la puissance de bruit propre du récepteur ramenée à l'entrée.

Cette dernière expression avec $S_1 = S_0G$ reportée dans la relation précédente exprimant le facteur de bruit, il vient :

$$F_B = \frac{B_0 + B_r}{B_0} = 1 + \frac{B_r}{B_0} \quad (1.27)$$

Nous avons alors, par définition du signal minimal, une puissance du signal à l'entrée ramenée à la sortie au niveau du bruit telle que :

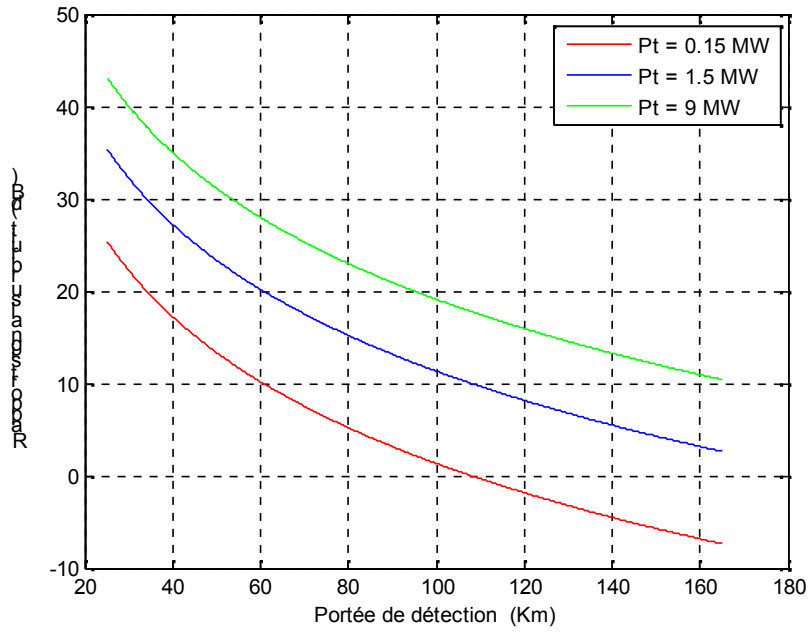
$$S_{\min} = B_0 + B_r = B_0 F_B \quad (1.28)$$

Soit

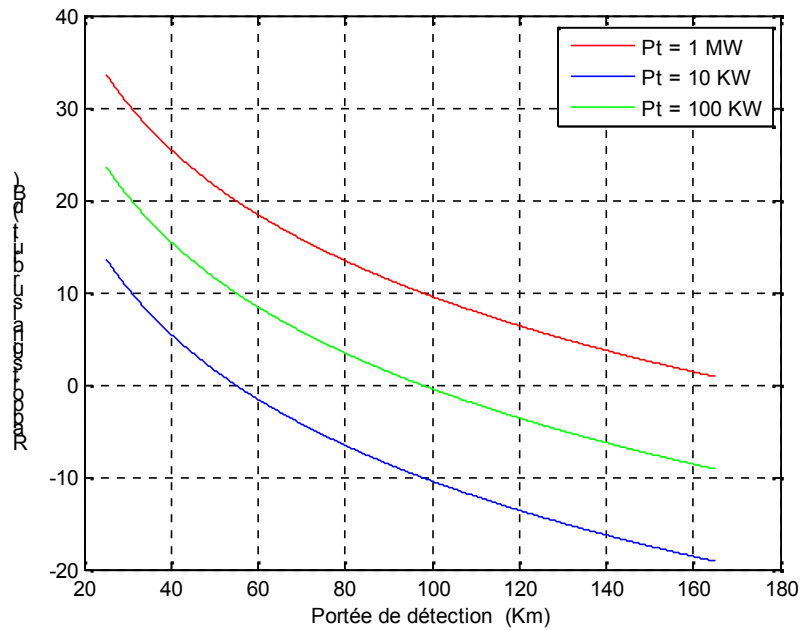
$$S_{\min} = K T_0 \Delta F F_B \quad (1.29)$$

Transposé dans l'équation (1.23) précédente, il vient [4] :

$$R_{\max}^4 = \frac{P_c G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 K T_0 \Delta F F_B} \quad (1.30)$$



(a)



(b)

Figure 1.2 : Rapport signal sur bruit en fonction de la portée de détection pour différentes valeurs de la puissance de transmission.

Les figures 1.2 (a) et 1.2 (b) représentent la portée de détection en fonction du rapport signal sur bruit pour différente valeur de puissance de transmission. Cette courbe montre l'effet de la puissance sur la portée et par suite le rapport signal sur bruit.

1.6. La surface équivalente radar

La surface équivalente radar (SER ou RCS pour Radar Cross Section en anglais), est la surface effective de réflexion attribuée à chaque surface de cible (l'objet qui reflète le faisceau électromagnétique). De ce fait, c'est cette partie du signal réfléchi (écho) qui permet au radar de détecter, poursuivre et parfois identifier la cible. La SER dépend de la forme de l'objet, sa taille, la nature de son matériau, de la longueur d'onde ainsi que des angles d'incidence. La notation usuelle de la SER est σ définie par :

$$\sigma = 4\pi \frac{P_s}{P_i} \quad (1.31)$$

D'où :

P_s : est la puissance réfléchiée par la cible.

P_i : est la puissance illuminée par le radar.

L'unité de la SER est le mètre au carré et peut s'étendre sur une grande gamme de valeurs (à partir de 10^{-5} m^2 pour les insectes et les missiles à faible SER, jusqu'à 10^6 m^2 pour les grands navires). La figure 1.3 représente un modèle SER du bombardier B-26.

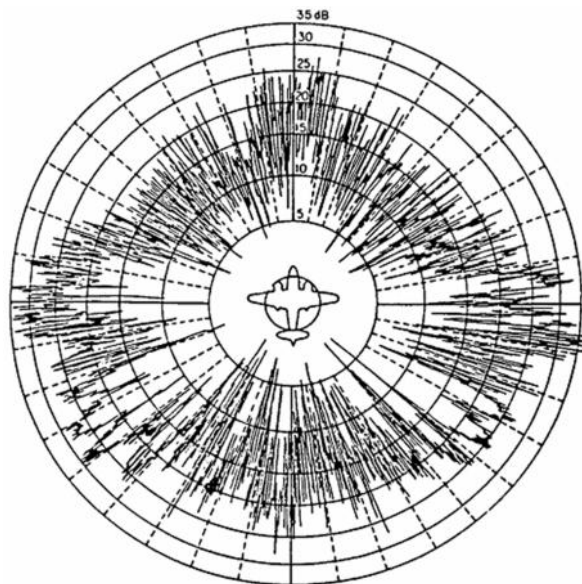


Figure 1.3 : Modèle SER d'un bombardier B-26 dans le plan horizontal en bande S ($\lambda=10\text{cm}$)

Généralement c'est les profils élémentaires (cône, disque, sphère.....etc), dont la SER peut être évaluée en utilisant les méthodes analytiques exactes des techniques de prédiction, qui sont utilisées pour classer la SER comme étant simple ou complexe. Pratiquement toutes les cibles naturelles (terre, mer, arbres...et autres) et artificielles (avion, missiles, satellite..... et autres) sont des objets complexes dans la plupart du temps, impliquant des méthodes de prédiction expérimentales.

1.7.Fluctuation des cibles

Il est évident que la SER de n'importe quelle cible mouvante (avec exception d'une sphère) fluctuera suivant le temps à l'aspect de la cible comme vu par le radar. De ce fait dans les systèmes radar, le terme fluctuation appliqué aux échos radar décrit les changements de la SER des cibles complexes et les effets d'irrégularités dans l'indice réfractif atmosphérique (fluctuations de l'angle d'arrivée) [4].

Pour représenter clairement ces fluctuations, les propriétés de la fonction densité de probabilité et de la corrélation en fonction du temps doivent être connues pour une cible et une trajectoire particulière. Dans le cas idéal, ces caractéristiques doivent être mesurées pour une cible, mais ceci est souvent impraticable. Il existe deux façons d'obtenir des informations sur les propriétés statistiques des fluctuations de la SER ; La première est d'obtenir les données expérimentales du comportement des cibles dans différentes situations dynamiques et la seconde est d'introduire quelques modèles analytiques théoriques qui peuvent décrire ce comportement d'une manière satisfaisante. Pour des raisons pratiques, les fluctuations de la SER de cible sont souvent modélisées suivant quatre modèles de fluctuation comme proposé par Swerling [5] .

1.7.1. Cas Swerling I

Dans ce cas, la puissance du signal retournée par impulsion sur n'importe quel scan est supposée être constante [6-8], mais ces échos d'impulsions sont indépendantes (non-corrélés) d'un scan à un autre. Le signal retourné pour ce modèle est une simple variable aléatoire indépendante, de distribution Rayleigh donnée par :

$$P(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{av}} \exp \left(-\frac{\sigma}{\sigma_{av}} \right) \quad \sigma \geq 0 \quad (1.32)$$

D'où :

σ_{av} , est la surface équivalente radar moyenne sur toutes les fluctuations de la cible.

La figure 1.4 représente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour le cas de Swerling I, et pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa}=10^{-9}$

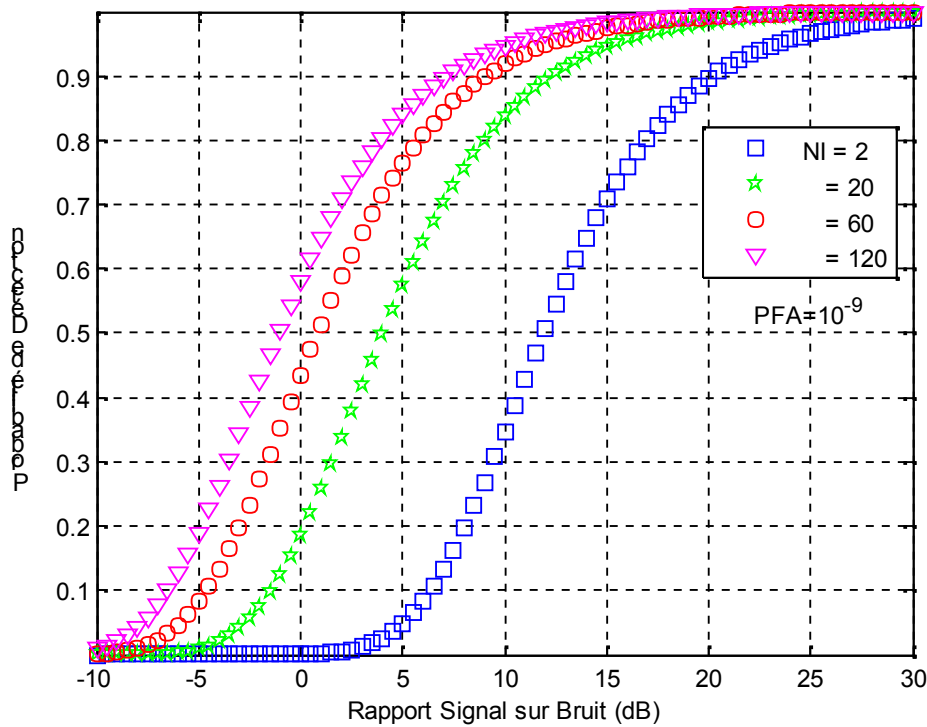


Figure 1.4: Probabilité de détection en fonction du SNR. Swerling I, $P_{fa}=10^{-9}$

1.7.2. Cas Swerling II

Ici, les fluctuations sont plus rapides que dans le cas I, et sont supposées être indépendantes d'une impulsion à une autre [5-8]. C'est une fluctuation d'une impulsion à impulsion, où la fonction densité de probabilité est la même que dans le cas Swerling I. La figure 1.5 représente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) cas de Swerling II, et pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa}=10^{-9}$

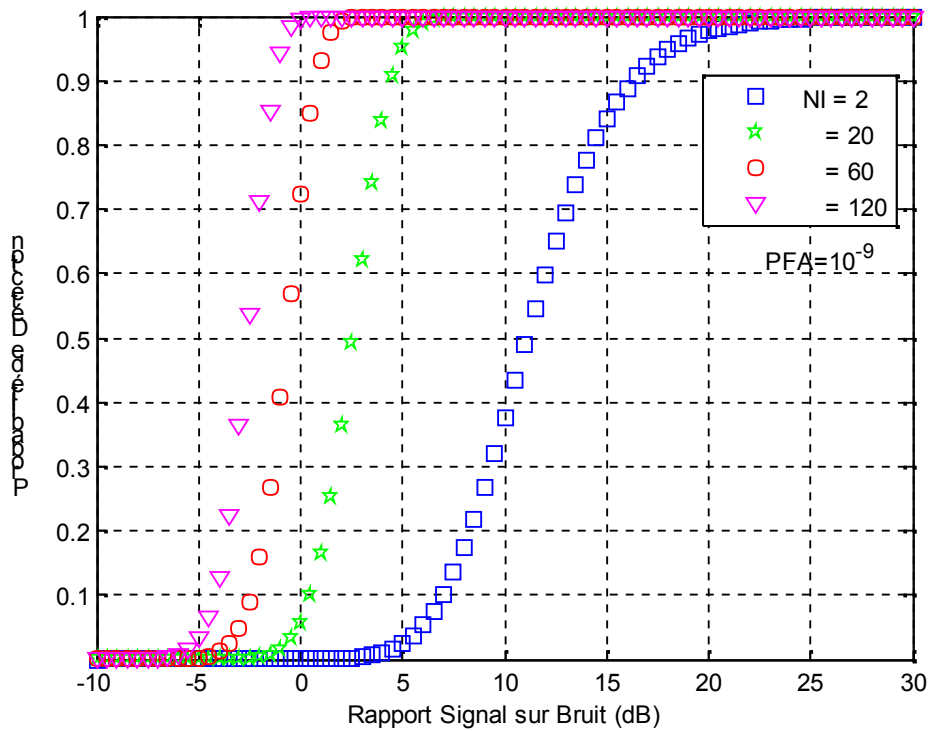


Figure 1.5: Probabilité de détection en fonction du SNR. Swerling II, Pfa=10⁻⁹

1.7.3. Cas Swerling III

Les fluctuations sont indépendantes d'un scan à un scan comme pour le cas 1, mais la fonction densité de probabilité est donnée par [5-8] :

$$P(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{av}^2} \exp\left(-\frac{2\sigma}{\sigma_{av}}\right) \quad \sigma \geq 0 \tag{1.33}$$

La figure 1.6 représente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).cas de Swerling III, et pour une probabilité de fausse alarme Pfa=10⁻⁹

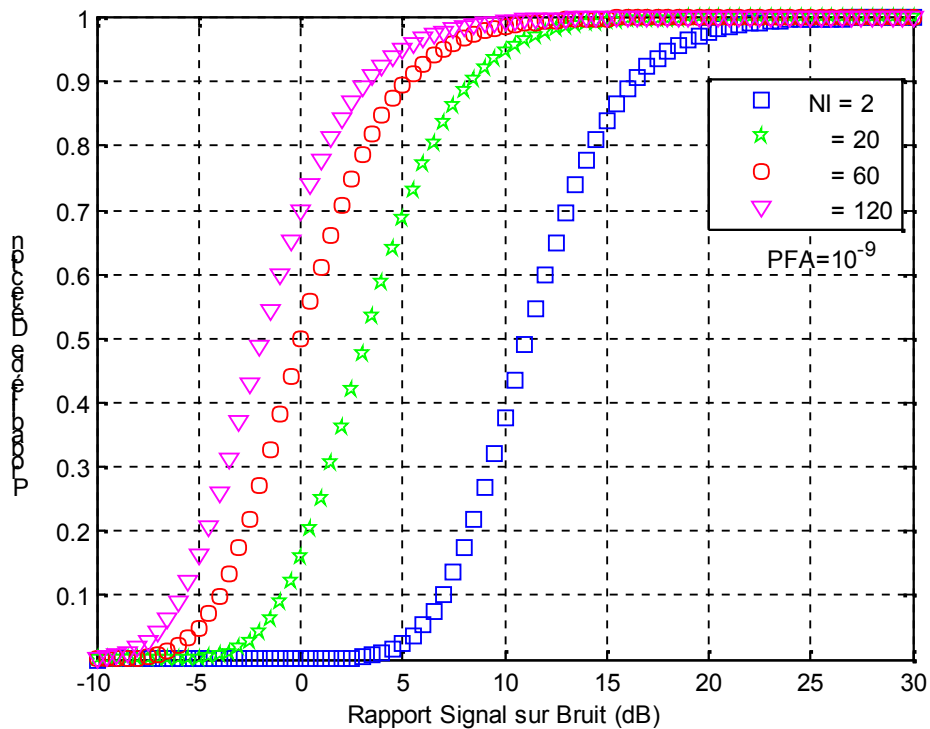


Figure 1.6: Probabilité de détection en fonction du SNR. Swerling III, $P_{fa}=10^{-9}$

1.7.4. Cas Swerling IV

La fonction densité de probabilité est la même que celle du cas Swerling III, mais les fluctuations sont indépendantes d'une impulsion à une autre. Lorsqu'il n'y a pas de fluctuations, le modèle est appelé Swerling V ou Swerling 0. Dans ce cas, l'amplitude du signal reçu est supposée inconnue [4-5].

Pour les cas I et II, les cibles sont supposées être composées par un grand nombre (>5) de dispersions (diffusions) indépendantes, nulle n'est dominante, comme pour un grand aéronef. Les cas III et IV représentent les cibles qui ont une seule dispersion dominante et non fluctuante, avec d'autres petites dispersions indépendantes comme pour le cas d'un missile. Les observations pour les cibles des cas I et II produisent des signaux dont les enveloppes sont de distribution Rayleigh, tandis que dans les cas III et IV, elles produisent des signaux dont les enveloppes sont de distribution Chi-square [6-8].

Modèles	k	Types de fluctuation
Swerling I	1	Scan-to-scan (lentementfluctuante)
Swerling II	1	Pulse-to-pulse (rapidementfluctuante)
Swerling III	2	Scan-to-scan (lentementfluctuante)
Swerling IV	2	Pulse-to-pulse (rapidementfluctuante)

Tableau 1.1: Modèles de cibles

La figure 1.7 représente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).cas de Swerling IV, et pour une probabilité de fausse alarme . $P_{fa}=10^{-9}$

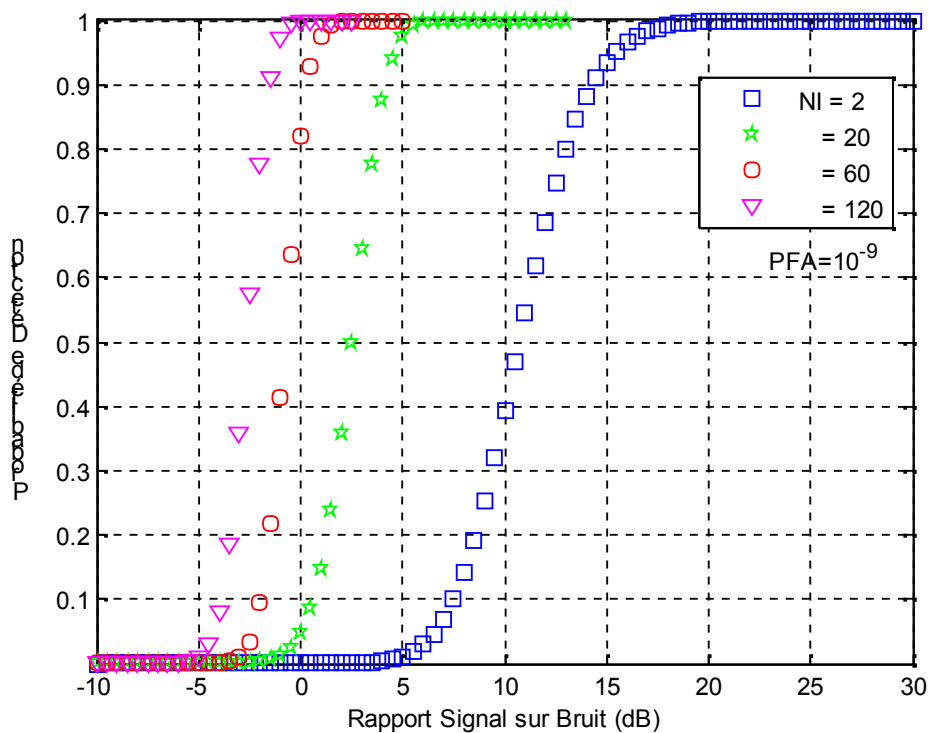


Figure 1.7: Probabilité de détection en fonction du SNR. Swerling IV, $P_{fa}=10^{-9}$

La figure 1.8 représente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).pour les quatre modèles de fluctuation comme proposé par Swerling, et pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-9}$ et nombre d'impulsion (NI=30).

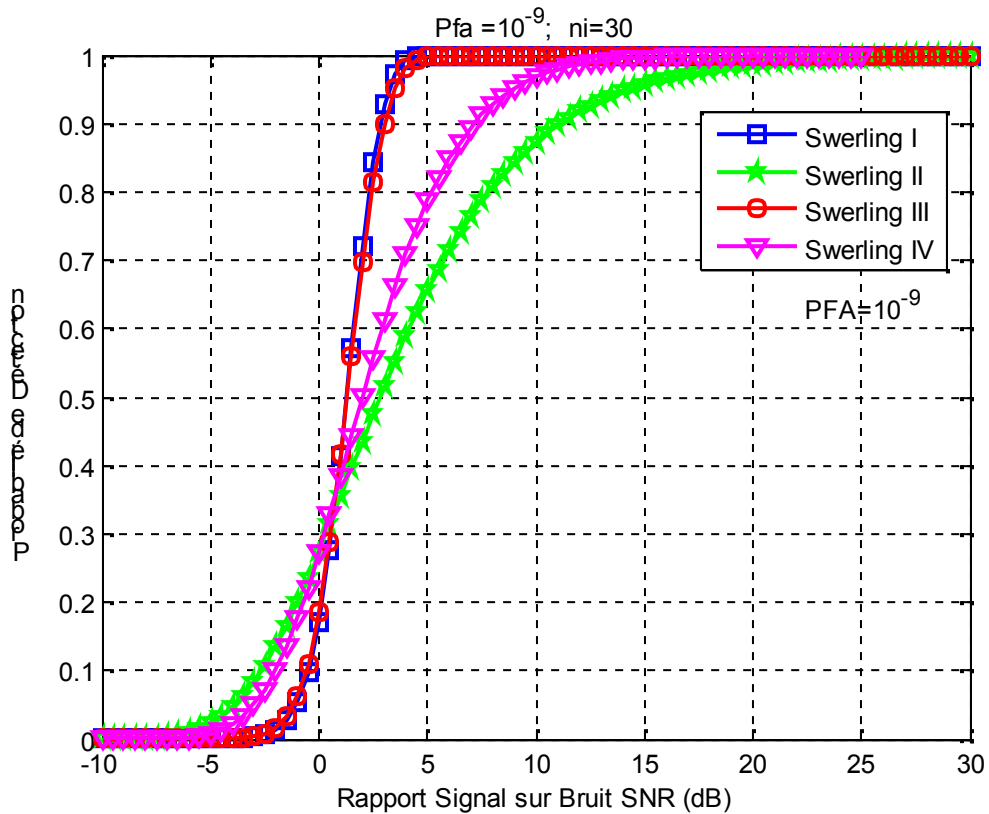


Figure 1.8: Probabilité de détection en fonction du SNR. NI=30, Pfa=10⁻⁹.

1.8. Détection des cibles

1.8.1. La théorie de la décision et les probabilités d'erreur

Dans les applications radar, le terme détection signifie détecter la présence d'une cible radar. La détection des cibles est le processus d'atteindre la décision sur la présence d'une cible à l'intérieur d'un volume de l'espace spécifié. Cette décision se fait entre deux hypothèses qui s'excluent mutuellement, ce qui permet de dire que c'est un problème de détection de nature binaire et les deux hypothèses sont alors prises sur l'identité des signaux reçus y_i . Le problème ici est de décider laquelle des hypothèses, basée sur une seule mesure y est correcte et de confirmer si la cible « est » ou « n'est pas » présente dans l'espace d'observations Ω et qui sont notées respectivement par d_1 et d_0 .

Alors l'espace d'observations est divisé en deux régions de décision H_0 et H_1 . Si y est dans la région H_0 , d_0 est prise comme étant l'hypothèse correcte et par contre si y est dans H_1 , d_1 est alors prise comme étant l'hypothèse correcte. La question est, comment choisir entre les deux régions pour minimiser la probabilité d'erreur [9].

Si on note la probabilité que d_i est l'hypothèse vraie, pour une valeur particulière de y par :

$$P(d_i / y), i = 0,1 \quad (1.34)$$

Il est alors possible de prendre la décision qui correspond à celle qui a la plus grande valeur de probabilité.

Les probabilités d'erreur sont de deux types ; type I (type α) et type II (type β) comme représenté sur le tableau 1.2. L'erreur de type I qui est similaire à la probabilité de fausse alarme (Pfa) peut s'exprimer de la forme :

$$\alpha = P(d = d_1 / y = y_0) = P(d_1 / H_0) \quad (1.35)$$

Telle que : H_0 présente l'absence de cible.

L'erreur de type II qui est similaire à la probabilité de perte de détection, s'exprime par :

$$\beta = P(d = d_0 / y = y_1) = P(d_0 / H_1) \quad (1.36)$$

Telle que : H_1 présente la présence de cible.

Les probabilités d'erreur peuvent être définies en utilisant les fonctions densité de probabilité conditionnelle :

$$\begin{aligned} \alpha &= P(d_1 / H_0) = \int_{y_1} P(y / H_0) dy \\ \beta &= P(d_0 / H_1) = \int_{y_0} P(y / H_1) dy \end{aligned} \quad (1.37)$$

Nous avons alors :

$$P(d_0 / H_0) + P(d_1 / H_0) = 1 ; \text{ Ce qui signifie : } P_n + Pfa = 1$$

$$P(d_1 / H_1) + P(d_0 / H_1) = 1 ; \text{ Ce qui signifie : } P_d + Pm = 1$$

P_n : Probabilité de non détection ; Pfa : Probabilité de fausse alarme.

P_d : Probabilité de détection ; Pm : Probabilité de perte de détection.

Décision	Evénements	
	H_0	H_1
d_0	Décision correcte $1-\alpha$	Erreur Type II β
d_1	Erreur Type I α	Décision correcte $1-\beta$

Tableau1.2: Probabilités d’erreur et critères de décision

Les valeurs nécessaires dans les applications pratiques sont la probabilité de détection et celle de fausse alarme. La décision sur la présence de cible est basée sur l’analyse du signal retourné au récepteur pour déterminer si c’est le signal plus les interférences ou seulement les interférences qui sont présentes. Ceci est fait par comparaison de l’amplitude du signal reçu, avec un niveau de seuil et la décision est basée sur le critère de décision choisi.

Etant donné que l’interférence est généralement une fonction aléatoire du temps, le processus de détection radar est une procédure statistique utilisant les approches mathématiques de la théorie des probabilités. La théorie la plus utilisée est développée pour la détection des faibles signaux dans un milieu de bruit Gaussien avec une distribution Gaussienne. Beaucoup de travaux récents ont été consacrés aux algorithmes pour la détection radar dans d’autres types d’interférences (bruit colorés, clutter non stationnaire, etc...), mais les algorithmes résultant pour les interférences non stationnaires et non Gaussiennes sont en grande partie empiriques plutôt que théoriques.

1.9. Les critères de décision

La détection des signaux faibles dans la présence de bruit est équivalente à une décision basée sur une détection de seuil qui permet le choix entre l’une des deux hypothèses déjà discutées dans le paragraphe précédent. Cette décision est faite par un opérateur humain en se basant sur les informations présentes sur l’indicateur du radar. Mais lorsque le processus de détection est effectué automatiquement par des moyens électroniques sans l’intervention d’un opérateur, le critère de décision ne peut pas être laissé au hasard et doit être spécifié soigneusement [10].

De ce fait, les critères de décision représentent les règles mathématiques utilisées pour prendre la décision vis-à-vis de la présence ou de l'absence du signal dans l'écho retourné au radar.

Plusieurs critères ont été développés dans la littérature d'aujourd'hui, utilisant différentes quantités d'informations et de spécifications. Les plus populaires sont les critères de décision du Maximum de vraisemblance de Neyman-Pearson, de probabilité d'erreur minimale (probabilité a posteriori maximale) et de risque minimale de Bayes [11-12].

Ces règles de décision sont essentiellement une mesure de la comparaison entre une fonction d'observations, appelée rapport de vraisemblance et une constante dont la valeur est une caractéristique pour chaque règle. La différence principale entre ces règles est la façon par laquelle le seuil de décision est choisi.

1.9.1. Critère du Maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood Rule : MLR)

La règle du maximum de vraisemblance est un outil statistique de décision, basée sur la cause la plus probable. Elle nécessite que les événements possibles soient connus ainsi que la fonction densité de probabilité conditionnelle de l'observation $P(y/H_i)$ où y est l'observation et H_i représente les événements possibles. La règle de décision est formée en choisissant :

$$d(y) = \begin{cases} d_0 & \text{si } P(y/H_0) > P(y/H_1) \\ d & \text{si } P(y/H_1) > P(y/H_0) \end{cases} \quad (1.38)$$

Alors un test du rapport de vraisemblance, qui est une variable aléatoire dépendant du signal du récepteur est donnée par :

$$\Lambda(y) = \frac{P(y/H_1)}{P(y/H_0)} \quad (1.39)$$

1.9.2. Critère de Neyman-Pearson (Neyman-Pearson Rule :NPR)

Dans la détection radar, le niveau du seuil est sélectionné, de telle façon que la probabilité de détection soit maximisée pour une probabilité de fausse alarme fixe. C'est comme, fixer la probabilité de l'erreur du type I et de minimiser l'erreur du type II.

La règle de Neyman-Pearson est un problème d'optimisation contraint qui utilise le multiplicateur de Lagrange ξ et qui vise à maximiser la fonction Γ donnée par la forme :

$$\Gamma = p(d_1 / H_1) - \xi [p(d_1 / H_0) - \alpha_0] \quad (1.40)$$

Où α_0 est la valeur désirée de la probabilité de fausse alarme.

Il doit être noté que le calcul explicite de ξ n'est pas nécessaire. Si $1 = \xi$, la règle de Neyman-Pearson sera identique au MLR.

Le NPR est considéré comme un test optimal, sans prendre en compte les probabilités à priori du signal et du bruit. Il est particulièrement convenable aux applications radar pratiques en raison du concept de seuil Pfa fixe a priori tandis que la Pd est maximisée.

1.9.3. Critère de la probabilité d'erreur minimale (Minimum Error Probability)

Le critère de Neyman-Pearson n'est pas le seul qui peut être utilisé pour établir un niveau de seuil. L'un des premiers critères mathématiques appliqués à la théorie de la détection radar était la règle du minimum de probabilité est qui est souvent considérée en tant qu'observateur idéal comme formulé par Siegert [10]. Ce critère a pour but de minimiser la probabilité totale d'erreur qui est définie par les deux cas d'événements, fausse alarme et perte de détection, ce qui permet d'écrire la probabilité d'erreur totale, P_e sous la forme :

$$P_e = P(H_0).P(d_1 / H_0) + P(H_1).P(d_0 / H_1) \quad (1.41)$$

Où, $P(H_0)$ et $P(H_1)$ sont les probabilités a priori des événements H_0 et H_1 survenant respectivement.

1.9.4. Critère de Bayes

Le critère de décision le plus populaire particulièrement pour l'analyse théorique de la détection statistique est celui basé sur la probabilité inverse. C'est le critère de décision optimale produisant une moyenne de risque minimale, lorsque la décision de détection de cible est faite dans les conditions d'une connaissance a priori de la probabilité de présence du signal. Donc la première supposition pour le critère de Bayes est la considération des probabilités a priori, $P(H_0)$ et $P(H_1)$ qui représentent les probabilités d'occurrences de l'hypothèse H_0 et H_1 respectivement, telle que : $P(H_0) + P(H_1) = 1$.

La deuxième hypothèse est l'assignement de coût à chaque décision possible. Le coût est dû au fait que les conséquences diffèrent d'une décision à l'autre. Dans les problèmes de détection radar, les conséquences d'une perte de détection ne sont pas les mêmes que les conséquences d'une fausse alarme. On peut définir C_{ij} , $i,j=0,1$ comme étant le coût associé à la décision d_i , en supposant que l'hypothèse vraie est H_j . Telle que :

$$P(\text{encourir le cout } C_{ij}) = P(\text{Décider } d_i, H_j \text{ vraie}), \quad i,j=0,1$$

$P(d_i, H_j)$, la probabilité conjointe de décider d_i , et que l'hypothèse H_j est vraie.

Le risque moyen est donné par :

$$C_{01}P(d_0, H_1) + C_{10}P(d_1, H_0) + C_{11}P(d_1, H_1) \quad (1.42)$$

Il est aussi admis que le coût de prendre une décision erronée est supérieur au coût de prendre une décision correcte.

Telle que, $C_{01} > C_{11}$ et $C_{10} > C_{00}$.

L'objectif est de minimiser le coût moyen, ce qui donne :

$$\Lambda(y) = \frac{P(y / H_1) \underset{d_1}{>}}{P(y / H_0) \underset{d_0}{<}} \frac{P(H_0)(C_{10} - C_{00})}{P(H_1)(C_{01} - C_{11})} \quad (1.43)$$

Seulement il peut être non pratique d'appliquer directement le risque minimal de bayes aux applications radar à cause des difficultés de l'évaluation des probabilités a priori et pour définir et/ou obtenir les coûts de Bayes.

1.10. Le problème classique dans la détection automatique radar

Dans un mode de détection automatique, une certaine fonction de la sortie du détecteur d'enveloppe à la cellule de résolution est comparée avec un seuil, et la cible est déclarée présente si le seuil est dépassé. Dans ce cas, la probabilité de fausse alarme pour un environnement avec présence de clutter, est extrêmement sensible aux petits changements de la valeur moyenne de l'énergie retournée par la cible.

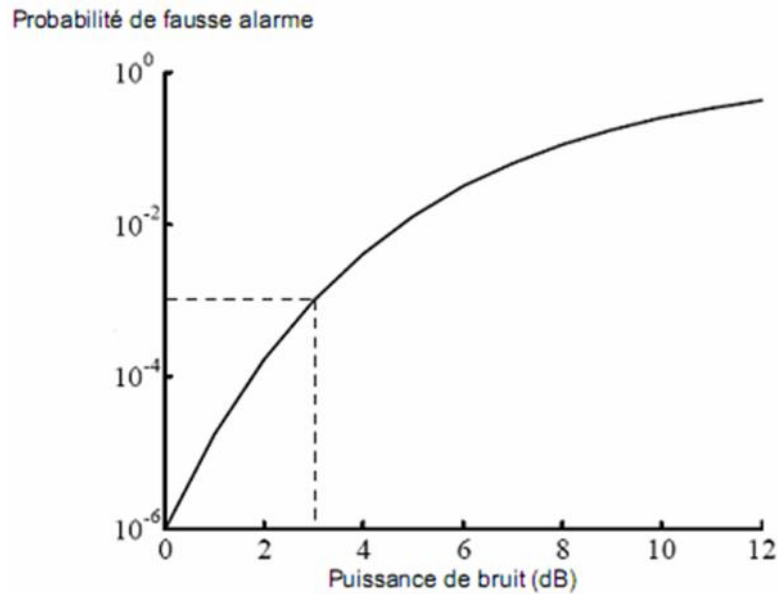


Figure 1.9 : Effets de l'augmentation de la puissance du bruit sur la Pfa pour un seuil fixe (Pfa de conception= 10^{-6})

En fait, une petite augmentation de la puissance du bruit total résulte en une augmentation correspondante de plusieurs ordres d'amplitude dans la probabilité de fausse alarme. Pour une détection à impulsion unique, la probabilité de fausse alarme est donnée par :

$$Pfa = \exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.44)$$

Où, γ est le niveau de seuil et σ^2 est la variance du bruit total.

Comme illustré sur la figure 1.9, pour une probabilité de fausse alarme de conception de 10^{-6} , une augmentation de seulement 3dB dans la puissance du bruit cause l'augmentation de la Pfa de plus de 1000, ce qui est intolérable pour le traitement de données, que ce soit par le calculateur ou par un opérateur humain. Si des changements dans le taux de fausse alarme sont progressifs, un opérateur regardant l'indicateur radar peut compenser ces changements avec un ajustement manuel de gain.

1.10.1. Probabilité de fausse alarme

A cause de la présence du bruit thermique dans le récepteur, il y a toujours une probabilité non nulle que le seuil sera excédé, même si le signal de cible est absent. Par conséquent, les échos récupérés à la sortie du récepteur peuvent être vrais ou faux. Aux faux échos sont liés des pics de bruit qui, durant leurs mouvements de fluctuation, peuvent dépasser le seuil.

La probabilité que la valeur du seuil V_T sera dépassée lorsque le signal n'est pas présent, est la probabilité de fausse alarme. La figure 1.10 représente la sortie d'un détecteur d'enveloppe, où T_K est le temps entre deux intersections de la tension du bruit avec le seuil V_T , et $t_k, t_{k+1}, \dots, t_{k+n}$ sont les temps pendant lesquels le bruit s'étend sur le niveau du seuil.

Le seuil à la sortie du récepteur radar, est choisit de telle façon à ce que la probabilité de fausse alarme et celle désirée soient égales.

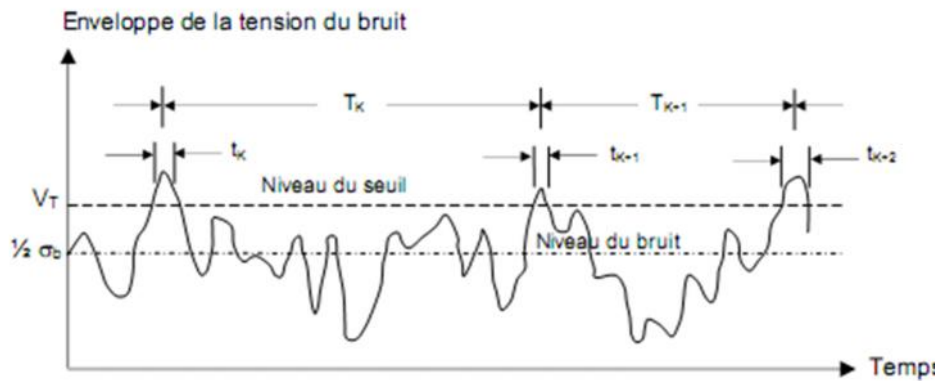


Figure 1.10 : Bruit de la sortie du détecteur d'enveloppe

1.10.2. Probabilité de détection

La probabilité de détection notée P_d , est la probabilité que le signal détecté sera correctement déclaré un signal de cible, basé sur l'observation de la sortie du récepteur, lorsque ce signal est réellement présent à l'entrée du récepteur. Pour les radars de surveillance, la probabilité que la cible soit détectée au moins une fois sur N scans successifs est appelée la probabilité de détection cumulative.

En termes de Pdfs, les processus de détection et de fausse alarme sont représentés graphiquement sur la figure 1.11. La sortie du filtre IF est composée soit du bruit seul soit du signal plus bruit. Rice avait montré que la Pdf du signal à la sortie du détecteur d'enveloppe suit une distribution Rician .

Par conséquent suit une loi Rayleigh pour un bruit seul, en supposant qu'il est à l'origine Gaussien dans le cas d'une cible non fluctuante. Les aires soulignées par les deux courbes (figure 1.11) représentent la P_{fa} et la P_d . Le choix d'un seuil égal à V_T impliquera des valeurs de la P_{fa} et de la P_d suffisamment différentes. Cependant, l'incrémentement du seuil conduit à une diminution de la P_{fa} ainsi que de la P_d , et d'une manière similaires ces probabilités seront croissantes si le seuil est baissé.

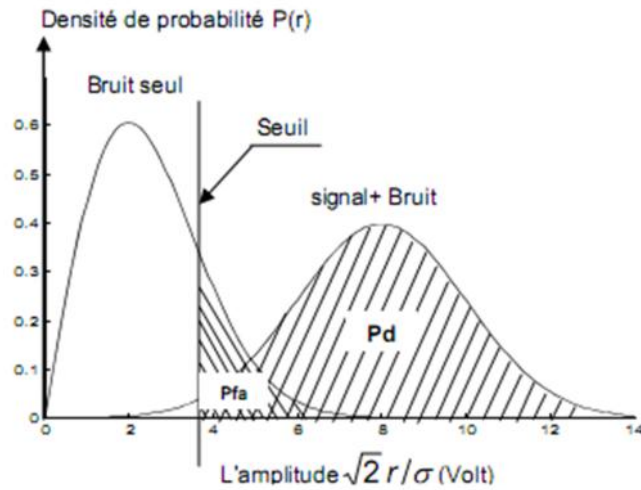
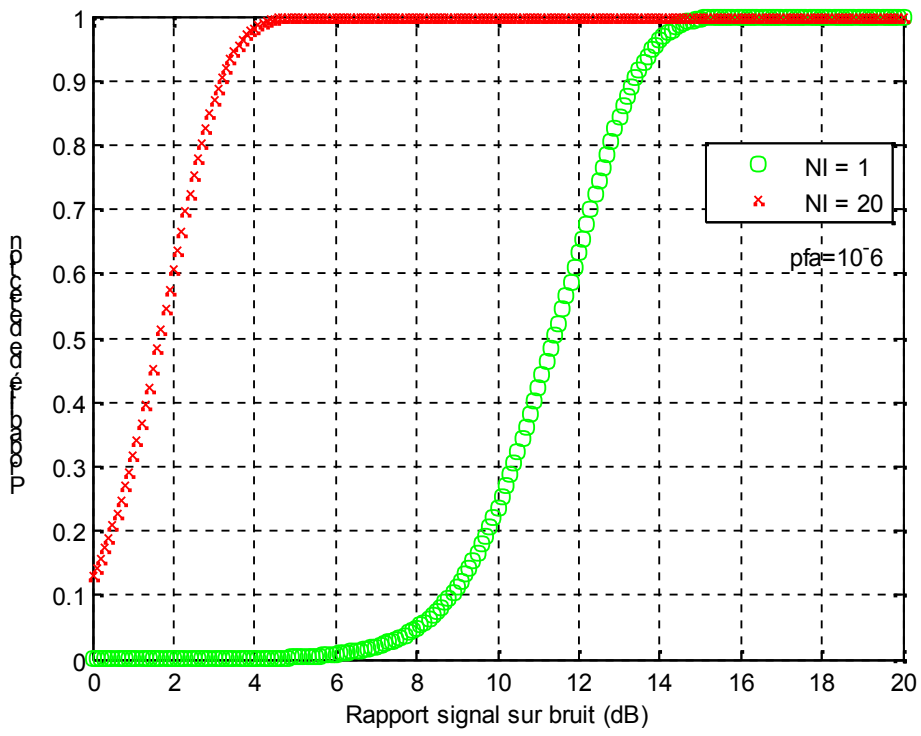
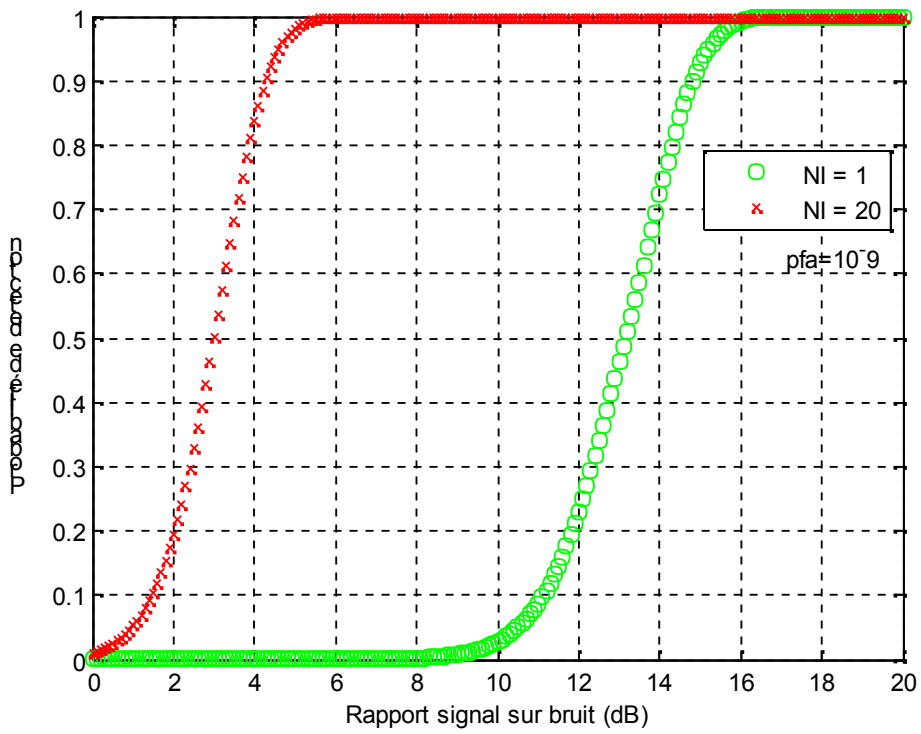


Figure 1.11 : Pdfs du bruit et du signal plus bruit pour une Pfa fixe

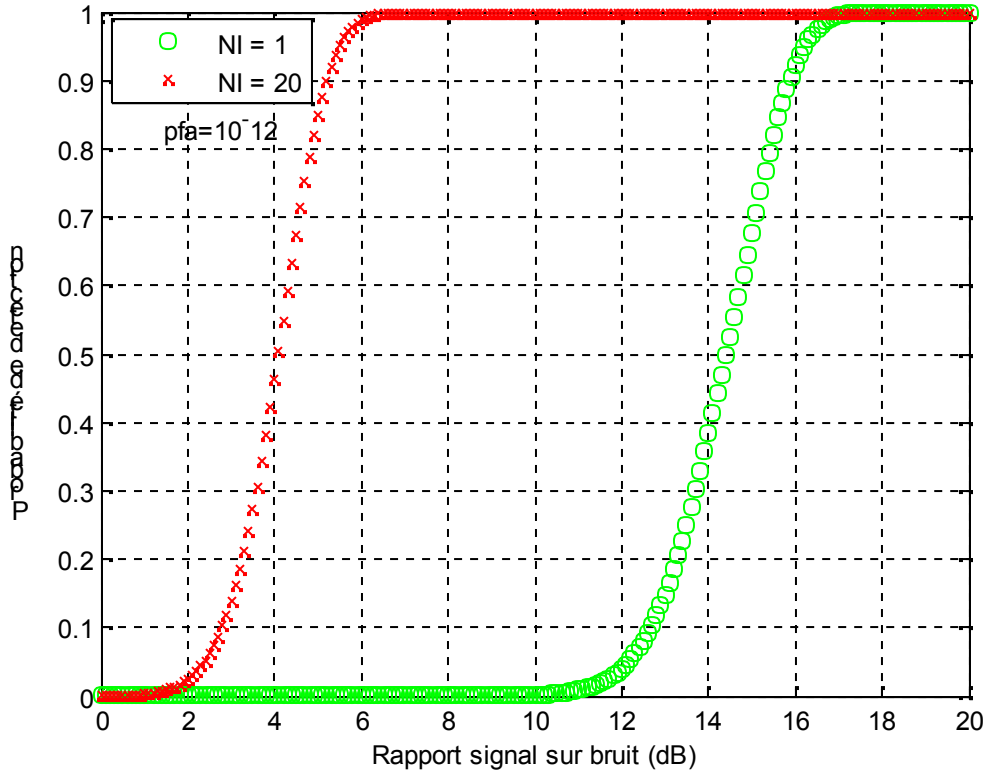
Le plus important des résultats à considérer ici, est que la variation n'est ni linéaire ni proportionnelle au seuil, alors le niveau de variation du seuil affecte de différentes façons, aussi bien la Pfa que la Pd. Les expressions de ces dernières pour différents modèles de clutter sont présentées dans. La figure 1.12 représente la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour différents nombres d'impulsions et une probabilité de fausse alarme $P_{fa}=10^{-6}$ (figure 1.12(a)), $P_{fa}=10^{-9}$ (figure 1.12(b)) et $P_{fa}=10^{-12}$ (figure 1.12(c)), on remarque que si le nombre d'impulsion augmente, le rapport signal sur bruit diminue même la probabilité de fausse alarme se varie.



(a)



(b)



(c)

Figure 1.12 : Probabilité de détection en fonction du SNR. Pour différents nombre d'impulsions

CHAPITRE 2

Radar à compression d'impulsion

2.1. Introduction :

Dans le radar à compression d'impulsions on cherche à conserver l'indépendance entre la durée T et la bande Δf du signal, mais cette fois-ci en utilisant directement des filtres adaptés pour le traitement, de manière à aboutir à un schéma beaucoup plus simple que celui du radar à corrélation [13].

Généralement, il existe un compromis entre le pouvoir de détection et le pouvoir de localisation des cibles, l'amélioration de l'un est obtenue aux dépens de la dégradation de l'autre. La compression d'impulsion est une technique qui permet d'améliorer la détection des cibles tout en conservant un bon pouvoir de localisation. Cette technique consiste à transmettre une plus longue impulsion codée et à la recevoir avec un filtre adapté au code transmis.

2.2. Radar à compression d'impulsion

2.2.1. Rappels et problème posé

Nous avons vu au chapitre 1 dans l'influence des différents paramètres de l'équation du radar l'importance du produit $P_c \tau$ (puissance crête, largeur d'impulsion) sur la portée :

$$R_{\max} = K \sqrt[4]{P_c \tau} \quad (2.1)$$

Pour obtenir une même portée à partir d'une même énergie, nous avons le choix entre une puissance crête très grande pendant un temps très court ou pendant un temps assez long ce qui nécessite une puissance de crête relativement faible [2].

Dans le premier cas, la réalisation et la mise au point de radar à très forte puissance comportent de difficultés et servitudes annexes (THT élevée isolément, encombrement, refroidissement magnétron, pressurisation des guides pour éviter la formation d'arcs de claquage, etc....).

Dans le seconde cas, le pouvoir séparateur S (ou de résolution en distance) d'un radar conventionnel est limité par la largeur de l'impulsion. Portée de pouvoir séparateur sont donc deux exigences incompatibles dans un radar conventionnel.

Le problème posé dans un radar à compression d'impulsion consiste précisément à accroître la portée pour une même puissance crête sans dégrader le pouvoir séparateur.

2.2.2. Principe élémentaire

A l'émission l'impulsion est en fait composée de plusieurs fréquences différentes.

Considérons par exemple une émission composée de quatre fréquences différente (figure 2.1) émise chacune pendant un temps élémentaire τ .

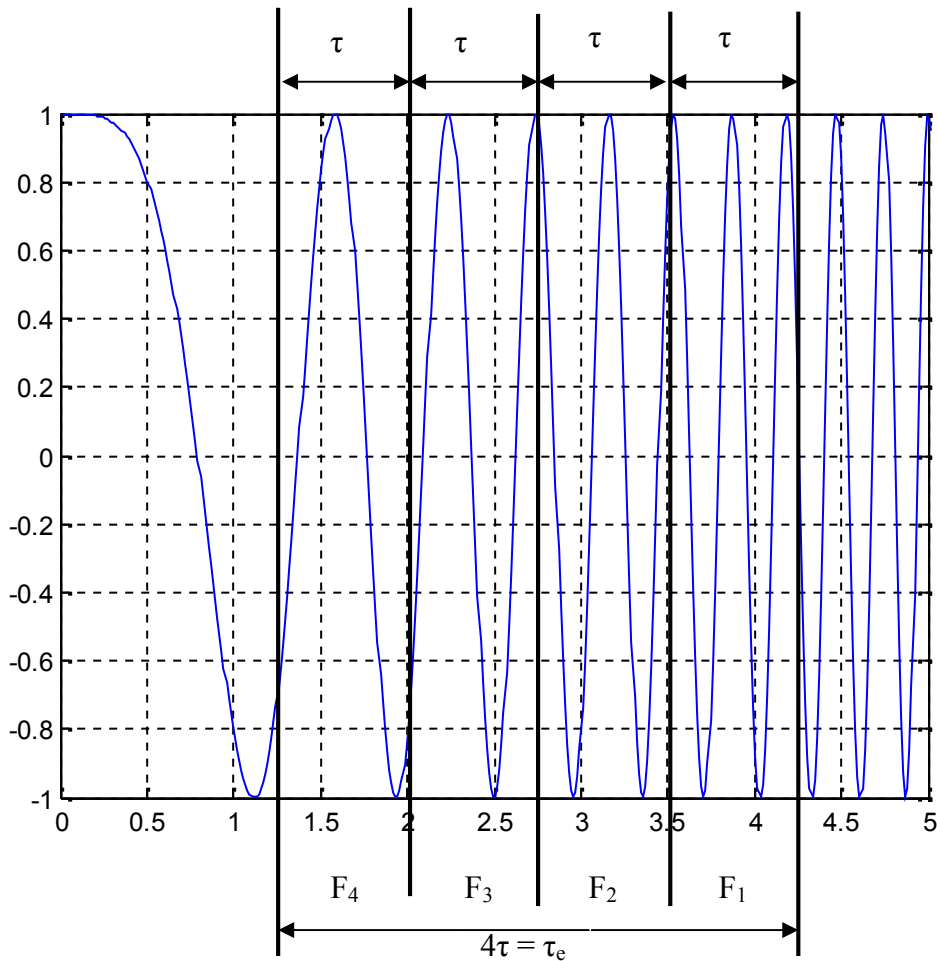


Figure 2.1 : Onde continue modulée en fréquence

A la réception, les impulsions de retour sont décalées dans le temps de façon à toutes les concentrer dans le temps.

L'impulsion reçue sera alors de durée τ alors que l'impulsion émise durait $4\tau = \tau_e$

Cette technique est rendue possible par l'utilisation de 4 filtres de fréquence F_1, F_2, F_3 et F_4 et des décalages variables obtenus avec des circuits de retard respectivement $3\tau, 2\tau, \tau$ et nul pour F_4 .

Le synoptique de principe de la figure 2.2 symbolise cette méthode.

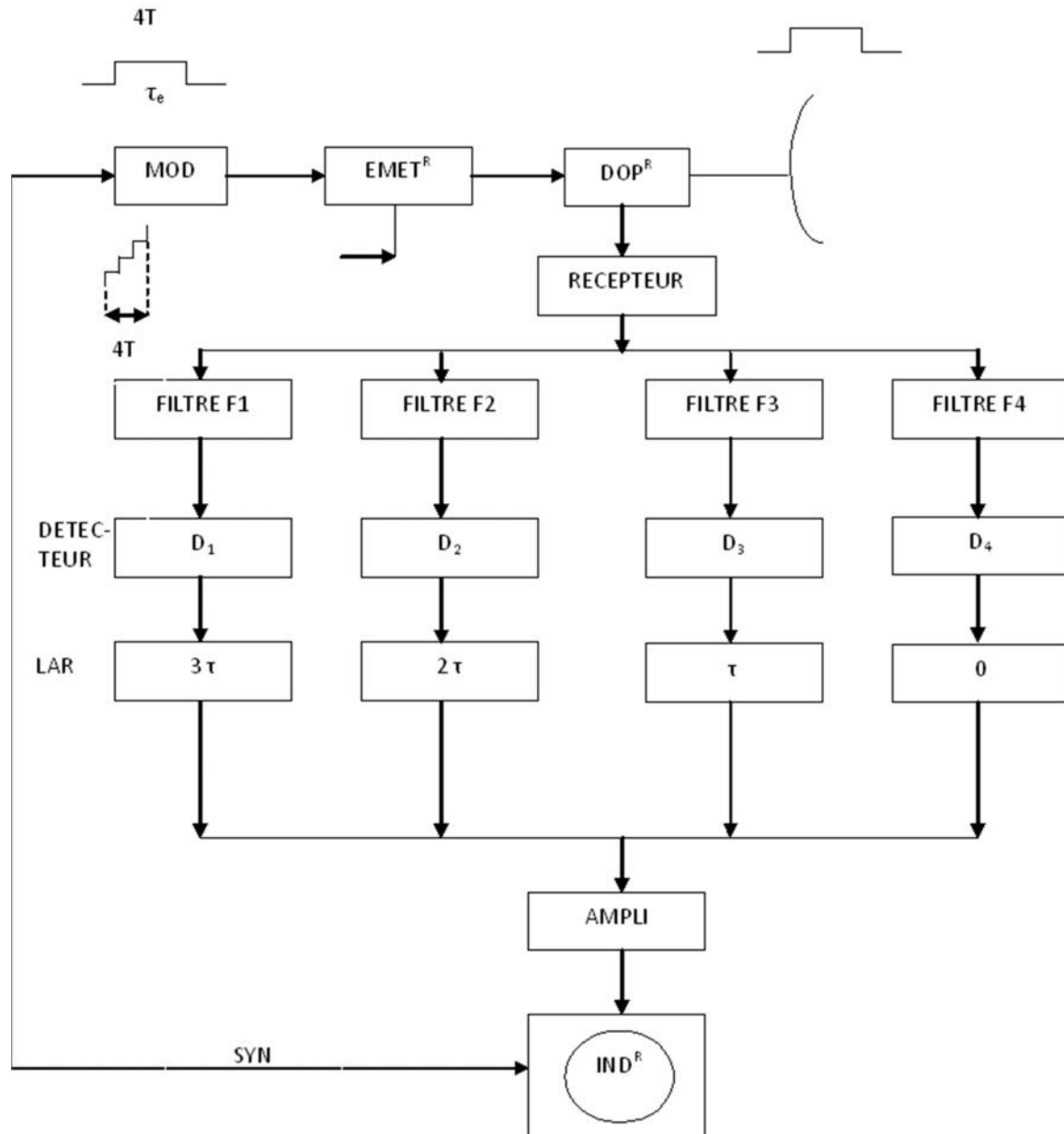


Figure 2.2 : Techniques de traitement des signaux reçus au récepteur

2.2.3. Procédé de compression des impulsions :

C'est généralement une impulsion de fréquence variable entre F_0 et F_1 qui est émise (figure 2.3 et 2.4).

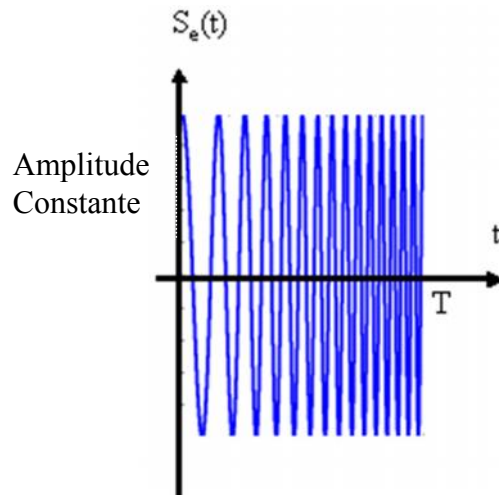


Figure 2.3 : Forme d'onde émise

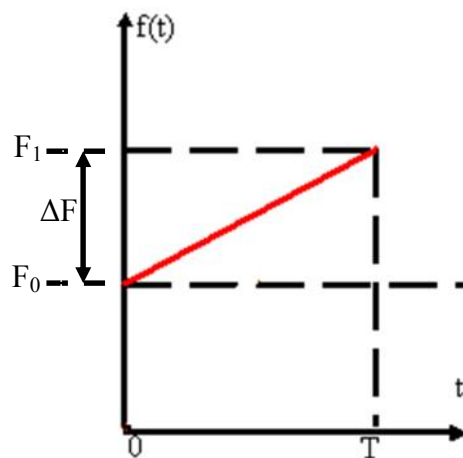


Figure 2.4 : Caractéristique retard fréquence

Le récepteur doit avoir un filtre dont le temps de transit décroît linéairement avec la fréquence. Les composantes de la fréquence élevées traverse le filtre plus vite que les composantes basses.

Si la fréquence F est émise un certain temps avant la dernière fréquence F_1 de telle façon que toutes les fréquences sortent du récepteur (ligne à retard) ensemble, c'est à dire en phase, donnant un signal non modulé en fréquence et de grande puissance.

Pratiquement le signal de sortie du récepteur adapté à une durée sensiblement égale à l'inverse de la largeur ΔF du spectre émis.

Si le signal émis avait une durée τ_e on dit que le récepteur a comprimé les signaux dans le rapport de compression.

$$\tau_e \Delta F = \rho \quad (2.2)$$

Pour comprendre la technique employée dans une réalisation de radar à compression d'impulsion, il importe tout d'abord de comparer le signal émis avec celui d'un radar conventionnel et de donner un sens physique à ces signaux.

Nous comparons entre eux,

- Le spectre d'une onde continue modulé en fréquence par une modulation en dent de scie de fréquence centrale F_0 , de fréquence de modulation 1 KHz, et d'excursion 20 KHz (figure 2.5)

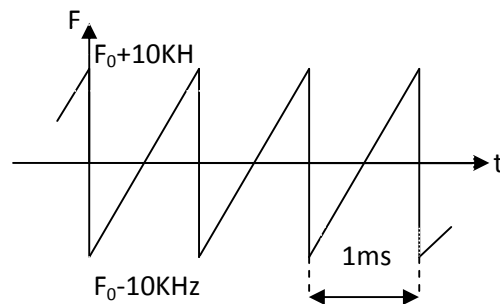


Figure2.5 : Modulation en dent de scie

- le spectre d'une série d'impulsion de fréquence porteuse F_0 de forme gaussienne de largeur 0,1 ms et de période 1 ms (figure 2.6).

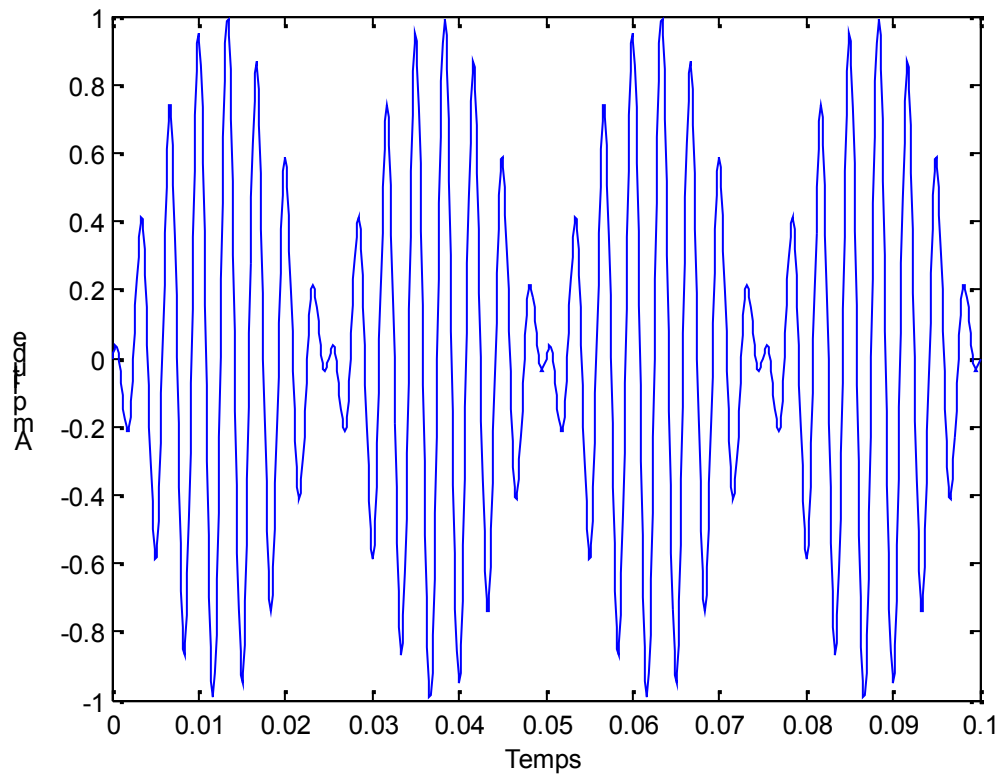


Figure2.6 : Série d'impulsion de fréquence porteuse de forme gaussienne

- Les dessins des spectres de ces deux ondes sont presque semblables.

En effet, les raies spectrales centrée sur F_0 seront espacé de $F = \frac{1}{T} = \frac{1}{10^{-3}} = 1 \text{ KHz}$ et occuperont une largeur de 20 KHz .La seul différence entre les deux est que les phases des raies ne sont pas les mêmes (figure 2.7).

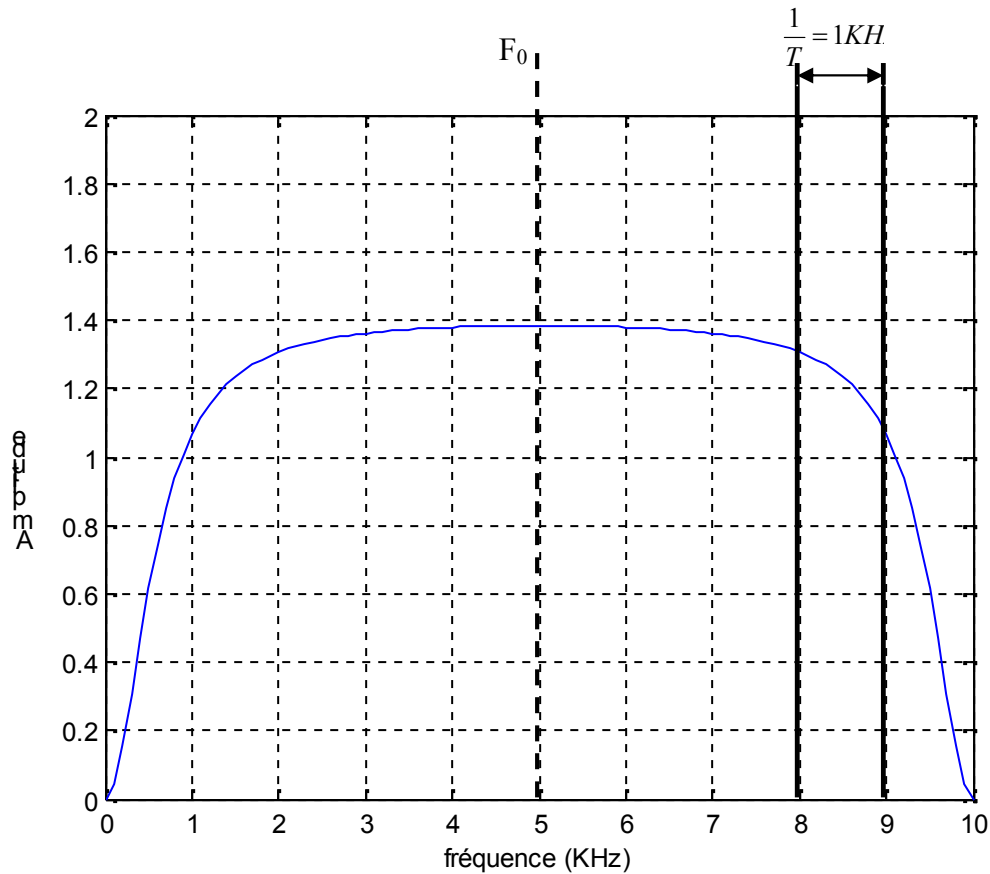


Figure2.7 : Les raies spectrales

Donc en faisant passer les impulsions gaussiennes dans un filtre qui ne modifie pas les amplitudes des composantes, mais change astucieusement les phases, on pourra passer d'une série de signaux de 0,1 ms à une onde continue modulée en fréquence, et réciproquement un filtre complémentaire transformera l'onde modulée en fréquence en une série de signaux de largeur 0,1 ms.

2.2.4. Réalisation du radar à compression d'impulsion :

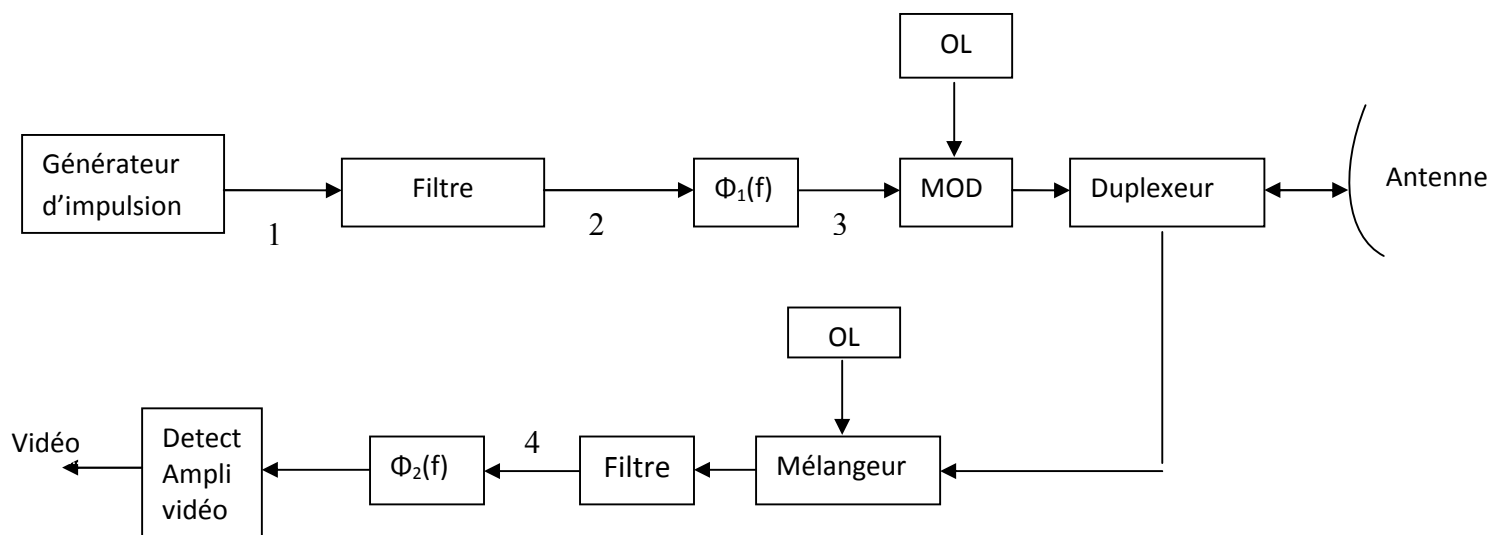


Figure 2.8 : Schéma de principe de radar à compression d'impulsion

L'une des configurations classiques d'un radar à compression dans sa version la plus simple est représentée par le schéma de la figure 2.8. Il comprend un oscillateur local dont le signal est découpé en temps pour former un signal de fréquence constante et de durée τ , il comprend également les circuits classiques d'émission-réception :

- Amplificateur
- Duplexeur
- Oscillateur local
- Filtre adapté
- Détecteur
- Mélangeur

Φ_1 est le filtre qui change les phases des raies du spectre et donne à la sortie une onde continue modulée en fréquence de durée τ_e .

Par rapport au radar classique on émet donc des impulsions de longueur τ_e beaucoup plus grande que τ_i mais contenant la même énergie ω_e et occupant le même spectre que les impulsions émises par le radar classique.

Φ_2 est le filtre complémentaire de Φ_1 , qui permet au récepteur de passer d'une onde continue modulée en fréquence à une onde en impulsion de porteuse sinusoïdale F . L'impulsion longue reçue de durée τ_e est comprimée en une impulsion de durée τ_i dans le filtre Φ_2 . Le taux de compression sera τ_e / τ_i .

2.2.5. Taux de compression et bilan

A l'émission nous disposons d'un signal de durée τ_e et de spectre largeur ΔF alors que le signal à l'entrée 2 (figure 2.8) du filtre est de durée :

$$\tau_i = 1 / \Delta F$$

Le rapport des puissances entre les signaux, de même énergie, à durée et à la sortie de Φ_1 sera dans le rapport inverse de leur durée soit :

$$\frac{P_s}{P_e} = \frac{\tau_i}{\tau_e} = \frac{1}{\tau_e \Delta F} \quad (2.3)$$

Si nous comparons maintenant avec un radar classique ayant la même énergie émise à l'antenne, la puissance crête émise par le radar à compression sera dans le rapport $\frac{\tau_e}{\tau_i}$ très inférieur à 1. On peut aussi dire que l'on se contente à l'émission d'une puissance crête $\tau_e \cdot \Delta F$ fois plus faible.

Pour mettre en évidence les avantages de la compression d'impulsion, soit un radar classique émettant des impulsions brèves de $1 \mu s$ avec une puissance crête de 2 MW (figure 2.9); un radar à compression dérivé du radar précédent n'aura pas émettre des impulsions longues modulées en fréquence durant $100 \mu s$ avec une puissance crête de 20 KW (figure 2.10) si le rapport $\frac{\tau_i}{\tau_e} = 0,01$.

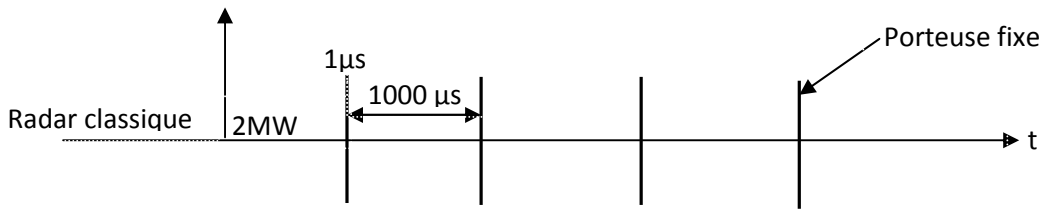


Figure 2.9: impulsions d'un radar classique

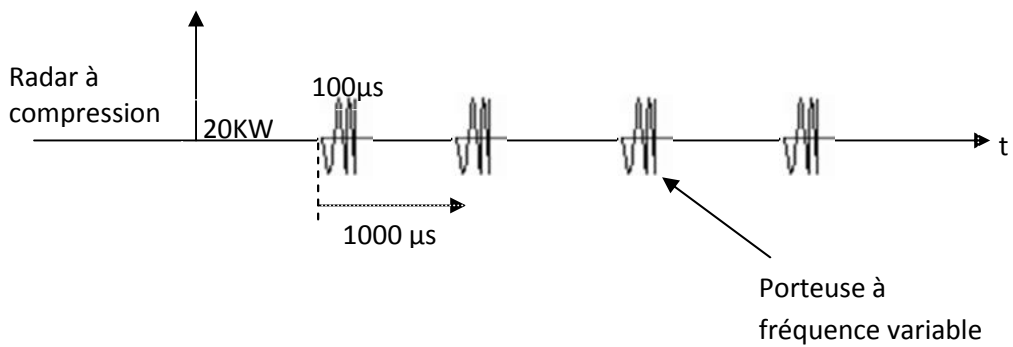


Figure 2.10 :Principe de la compression d'impulsion

Dans les deux cas l'énergie fournie est la même ; les radars ont la même portée ; les spectres sont de même largeur.

Au niveau du récepteur en FI à la sortie du filtre adapté nous aurons un signal d'énergie E de durée τ_e et de puissance :

$$P = \frac{E}{\tau_e} \tag{2.4}$$

La puissance de bruit dans la bande utile du signal est alors :

$$B_u = b \Delta F \tag{2.5}$$

Et le rapport signal sur bruit :

$$\frac{S}{B} = \frac{P}{B_u} = \frac{\frac{E}{\tau_e}}{b \cdot \frac{1}{\tau_i}} = \frac{E}{b} \cdot \frac{1}{\Delta F \tau_e} \tag{2.6}$$

Φ_2 par contre transforme le signal de durée τ_e en un signal de durée τ_i donc de puissance crête :

$$P_c = \frac{E}{\tau_i} = E \cdot \Delta F \quad (2.7)$$

La puissance maximale du signal à la sortie du filtre étant égale à P_c , nous obtenons alors en fin du chaîne de rapport S/B tel que :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_{c_max}}{B} = \frac{E \cdot \Delta F}{b \cdot \Delta F} = \frac{E}{b} \quad (2.8)$$

De la comparaison des relations 2.6 et 2.8, nous concluons que la compression d'impulsion amène un gain de rapport signal sur bruit : $\tau_e \Delta F = \rho$. Ce gain étant dû à la réduction de la durée du signal après passage dans le filtre Φ_2 de compression. De la comparaison des relations 2.6 et 2.8 remarquons enfin que la puissance du signal utile en sortie est multipliée par $\frac{\tau_e}{\tau_i}$ et donc son

amplitude par $\sqrt{\frac{\tau_e}{\tau_i}}$

2.2.6. Allure du signal reçu, lobes secondaires

Dès que (figure 2.11) $T \cdot \Delta f$ devient suffisamment grand (supérieur à 20 en pratique), le spectre du signal émis devient quasi rectangulaire [13]. Il en résulte que l'enveloppe du signal reçu, transformée de Fourier inverse du spectre a pour expression :

$$A(t) = A_{max} \frac{\sin \pi \cdot \Delta f \cdot t}{\pi \cdot \Delta f \cdot t} \quad (2.9)$$

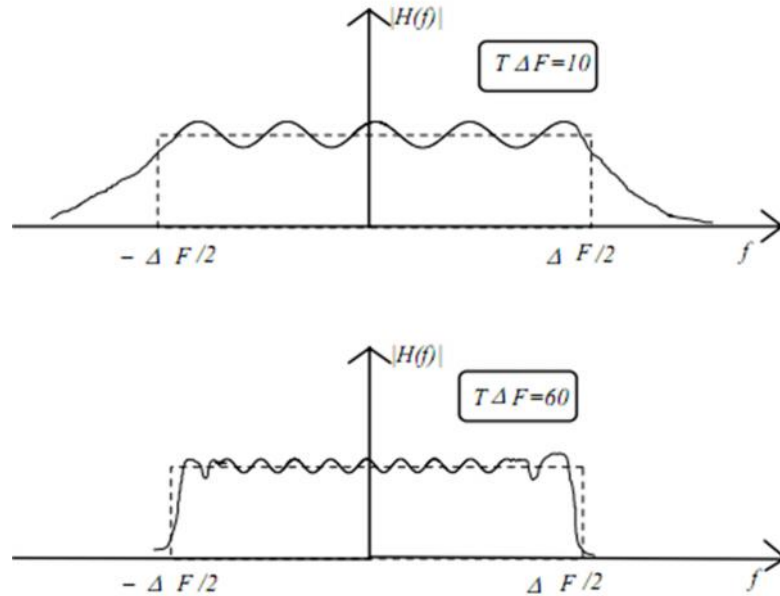


Figure 2.11 : Spectre du signal émis

Ce signal présente (figure 2.12) des lobes secondaires qui peuvent devenir gênants, une cible de surface équivalente faible pouvant être masquée par une cible de surface équivalente supérieure. Pour remédier à cet inconvénient, on désadapte légèrement le filtre pour lui donner une loi de transmittance non rectangulaire, ce qui a pour effet d'abaisser les lobes secondaires au prix d'un léger élargissement du signal (10 à 20 %) et d'une perte de filtrage (environ 1 dB). Cette perte peut être minimisée si le spectre émis n'est pas rectangulaire, ce qui est possible en introduisant une variation de la pente de modulation en fréquence du signal qui cesse d'être linéaire pour prendre l'allure d'une courbe en S. On aboutit alors à des lobes secondaires de 25 à 30 dB sous le signal utile.

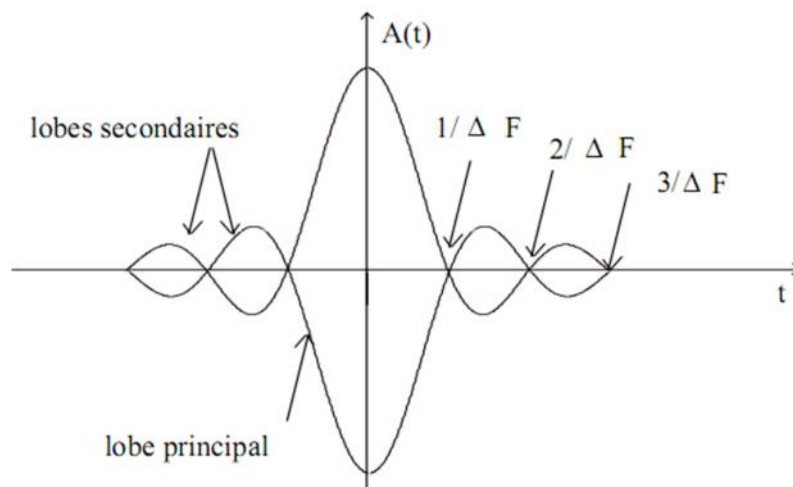


Figure 2.12 : Allure des signaux comprimés

2.3. La compression d'impulsion en distance :

Si l'on considère un radar classique émettant un signal sinusoïdal à travers une porte de la forme :

$$s_e(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \text{rect}_\tau(t) \quad (2.10)$$

$$\text{Avec : } \text{rect}_\tau(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } -\tau/2 \leq t \leq \tau/2 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Alors sa résolution en distance, c'est-à-dire sa capacité à séparer deux cibles proches suivant l'axe radar-cible, sera :

$$\Delta R_{rad} = \frac{c\tau}{2}, \quad (2.11)$$

Où τ correspond à la durée de l'impulsion émise. On constate alors que pour obtenir une bonne résolution en distance, il faudrait diminuer la durée d'émission tout en gardant une énergie suffisante pour que l'onde puisse se propager. L'idéal serait alors d'envoyer une impulsion de Dirac, ce qui n'est pas réalisable techniquement.

Pour remédier à ce problème, la solution retenue est la compression d'impulsion. Cette méthode consiste à appliquer un filtrage adapté sur un signal large bande. Nous verrons que la compression d'impulsion permet, entre autres, d'améliorer la résolution radiale [14].

Considérons qu'un radar émet un signal modulé linéairement en fréquence (chirp) et illumine un point à une distance D (figure 2.13). Pour une fréquence centrale f_0 et une largeur de bande Δf , l'expression complexe du signal émis sera la suivante :

$$s_e(t) = A e^{2\pi j \left(f_0 t + \frac{K}{2} t^2 \right)}, \quad |t| \leq \tau/2 \quad (2.12)$$

Où $K = \Delta f / \tau$ est coefficient de la modulation.

Si l'on suppose que le radar et la cible sont fixes alors le signal reçu sera de la forme :

$$s_r(t) = \sigma^0 G A e^{2\pi j \left(f_0 (t-t_{AR}) + \frac{K}{2} (t-t_{AR})^2 \right)}, \quad |t-t_{AR}| \leq \tau/2 \quad (2.13)$$

Où : σ^0 est la SER de la cible réfléchissante

G est un coefficient d'atténuation de la forme $\frac{1}{D^2}$

t_{AR} est le temps mis par l'onde pour parcourir le trajet aller-retour radar-cible.

L'analyse du signal reçu par un filtrage adapté au signal émis donne le signal détecté suivant :

$$s_c(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_e^*(t' - t) s_r(t') dt' \quad (2.14)$$

En introduisant les expressions de $s_e(t)$ (2.12) et $s_r(t)$ (2.13) dans (2.14), nous obtenons :

$$s_c(t) = \sigma^0 G A^2 e^{2\pi j f_0 (t-t_{AR})} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-2\pi j \frac{K}{2} (t'-t)^2} e^{2\pi j \frac{K}{2} (t'-t_{AR})^2} dt', \quad (2.15)$$

où la variable t' vérifie les deux conditions : $(t' - t) \in \left[-\frac{\tau}{2}, \frac{\tau}{2} \right]$ et $(t' - t_{AR}) \in \left[-\frac{\tau}{2}, \frac{\tau}{2} \right]$.

Dans le cas où $t > t_{AR}$ alors $t' \in \left[t - \frac{\tau}{2}, t_{AR} + \frac{\tau}{2} \right]$ et l'expression du signal compressé $s_{c1}(t)$ peut s'écrire :

$$s_{c1}(t) = \sigma^0 G A^2 e^{2\pi j f_0 (t-t_{AR})} \int_{t-\tau/2}^{t_{AR}+\tau/2} e^{-2\pi j \frac{K}{2} (t'-t)^2} e^{2\pi j \frac{K}{2} (t'-t_{AR})^2} dt', \quad (2.16)$$

En posant : $u = 2\pi \frac{K}{2}(t - t_{AR})$, on obtient :

$$s_{c1}(t) = \sigma^0 GA^2 e^{2\pi j f_0(t-t_{AR})} \int_{t-\tau/2}^{t_{AR}+\tau/2} e^{ju(2t'-t_{AR}-t)} dt', \quad (2.17)$$

Soit après développement:

$$s_{c1}(t) = \sigma^0 GA^2 e^{2\pi j f_0(t-t_{AR})} \frac{e^{ju(t_{AR}-t+\tau)} - e^{-ju(t_{AR}-t-\tau)}}{2ju} \quad (2.18)$$

Finalement, la première partie du signal compressé est donnée par :

$$s_{c1}(t) = \sigma^0 GA^2 e^{2\pi j f_0(t-t_{AR})} (t_{AR} - t + \tau) \operatorname{sinc}(u(t_{AR} - t + \tau)). \quad (2.19)$$

Le cas $t < t_{AR}$ se traite de manière analogue. L'expression générale du signal compressée est donc :

$$s_c(t) = \sigma^0 GA^2 e^{2\pi j f_0(t-t_{AR})} (\tau - |t - t_{AR}|) \operatorname{sinc}(u(\tau - |t - t_{AR}|)). \quad (2.20)$$

La forme du signal reçu est donc un sinus cardinal pondéré par le terme $(\tau - |t - t_{AR}|)$. En fait, pour des valeurs habituellement utilisées par les radars, ce coefficient pondérateur ne varie quasiment pas dans le voisinage .

t_{AR} et peut-être approché par la valeur τ . L'expression du signal détecté devient donc :

$$\bar{s}_c(t) \approx \sigma^0 GA^2 e^{2\pi j f_0(t-t_{AR})} \tau \operatorname{sinc}(u\tau) \quad (2.21)$$

Pour $u = 2\pi \frac{\Delta f}{2}(t - t_{AR})$ l'équation (2.21) est équivalente à :

$$\bar{s}_c(t) \sim \sigma^0 GA^2 e^{2\pi j f_0(t-t_{AR})} \operatorname{sinc}(\pi \Delta f(t - t_{AR})). \quad (2.22)$$

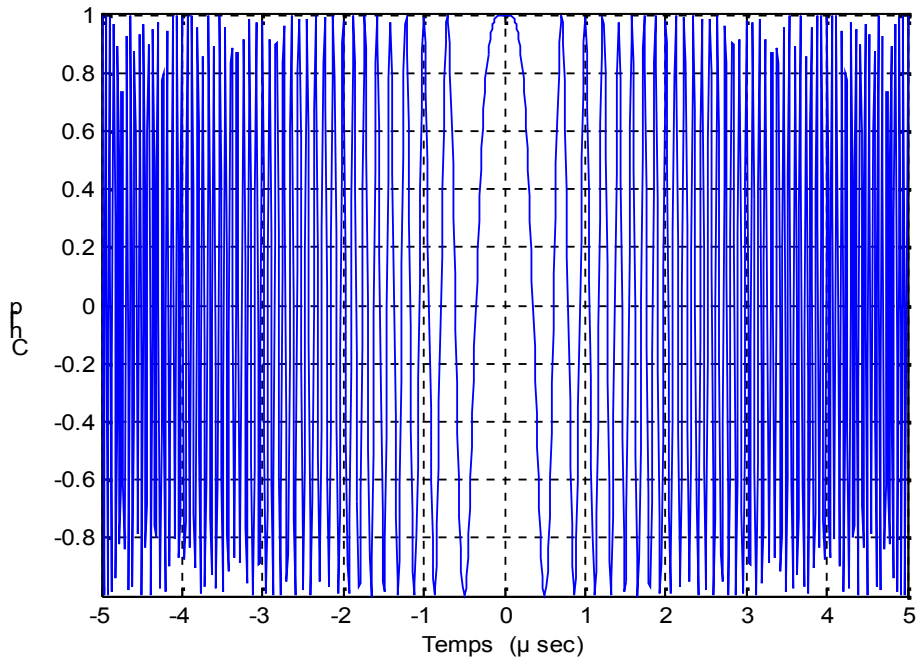


Figure 2.13: Signal chirp

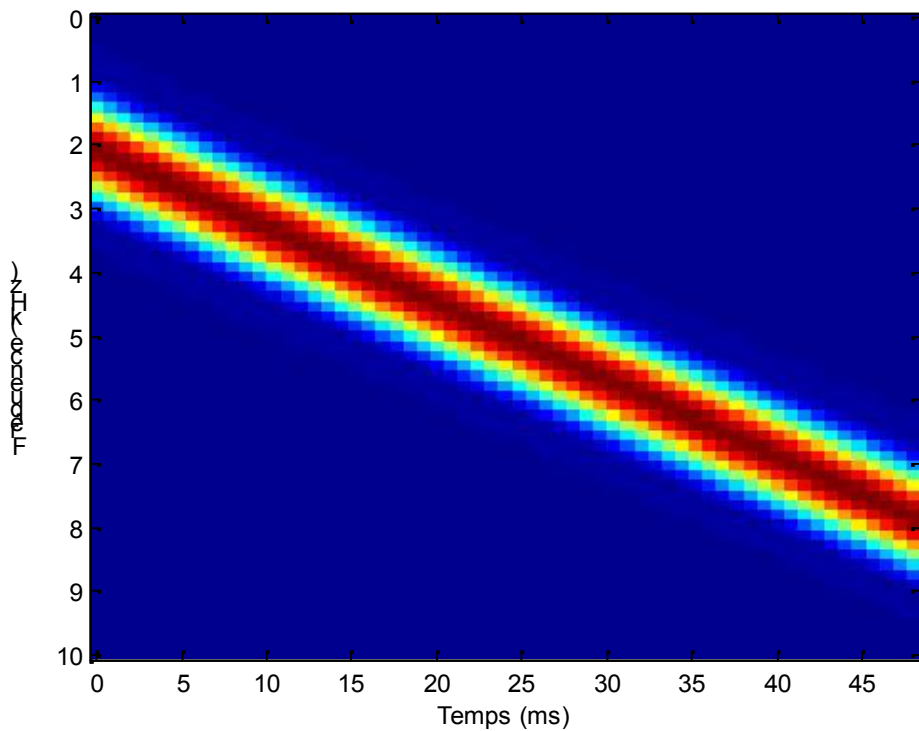


Figure 2.14: Concept de la modulation linéaire de fréquence

On remarque que la progression linéaire de la fréquence en fonction du temps est clairement mise en évidence sur la figure 2.14.

2.3.1 Réponse fréquentielle d'un chirp

Calculons maintenant la réponse fréquentielle d'un tel signal. Pour cela, on calcule la réponse fréquentielle $\hat{S}_e(f)$ de l'enveloppe complexe du *chirp* $\hat{S}_e(t)$ (figure 2.15).

$$\hat{S}_e(t) = \exp(j2\pi(f_0 t + K \frac{t^2}{2})) \Pi_\tau(t) \quad (2.23)$$

Avec :

$$\Pi_\tau(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } |t| \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\hat{S}_e(f) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp(-j2\pi((f - f_0)t + K \frac{t^2}{2})) dt \quad (2.25)$$

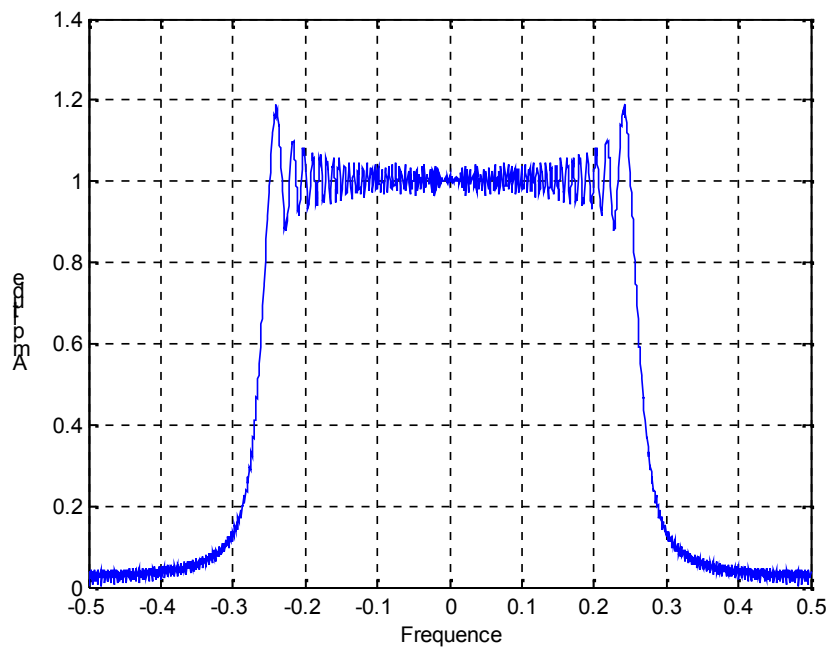


Figure2.15: Réponse fréquentielle

2.3.2. Filtrage adapté :

Afin d'obtenir un signal ayant une résolution plus fine que la durée τ du signal émis (et reçu), on effectue un filtrage adapté de ce signal. Il s'agit de le faire passer à travers un filtre de réponse fréquentielle $H(f)$ telle que [15]:

$$H(f) = \hat{S}_e^*(f) \quad (2.26)$$

La réponse fréquentielle du signal en sortie du filtre est alors donnée par :

$$G(f) = S_e(f).H(f) = S_e(f).S_e^*(f) \quad (2.27)$$

$$G(f) = |S_e(f)|^2 \text{ Pour } |f - f_0| \leq B/2$$

En posant :

$$R(f) = \Pi_B(f)$$

On peut écrire :

$$G(f) = R(f) * \delta(f - f_0) \quad (2.28)$$

Le signal obtenu par filtrage est donc de la forme :

$$g(t) = \frac{1}{K} B \sin c(\pi Bt) \exp(-j2\pi f_0 t) \quad (2.29)$$

D'où :

$$g(t) = \tau \sin c(\pi Bt) \exp(-j2\pi f_0 t) \quad (2.30)$$

Grâce à ce traitement, la compression d'impulsion, nous obtenons un signal comprimé dont la résolution est plus fine que celle du signal émis (Figure 2.16).

2.3.3 Résolution du signal comprimé

Le signal comprimé a la forme d'un sinus cardinal dont la résolution minimale est donnée par la largeur du lobe à 3dB :

$$\tau = \frac{0.885}{B}$$

Ainsi, on a réalisé une compression d'impulsion. Plus la bande passante sera grande, plus fine sera l'impulsion simulée et meilleure sera la résolution.

$$rd_s = \frac{c\tau}{2 \sin \theta} \quad (2.31)$$

Alors, si on prend l'exemple d'ERS, qui émet un *chirp* de bande $B = 15.55 \text{ MHz}$ pendant une durée de $37.12 \mu\text{s}$, le signal comprimé a une résolution temporelle de $\tau = 57 \text{ ns}$. Ainsi, on obtient une résolution au sol de 22 m (au lieu de 14250 m). En pratique, cette résolution est dégradée par un filtre (Taylor, Hamming) destiné à réduire les lobes secondaires.

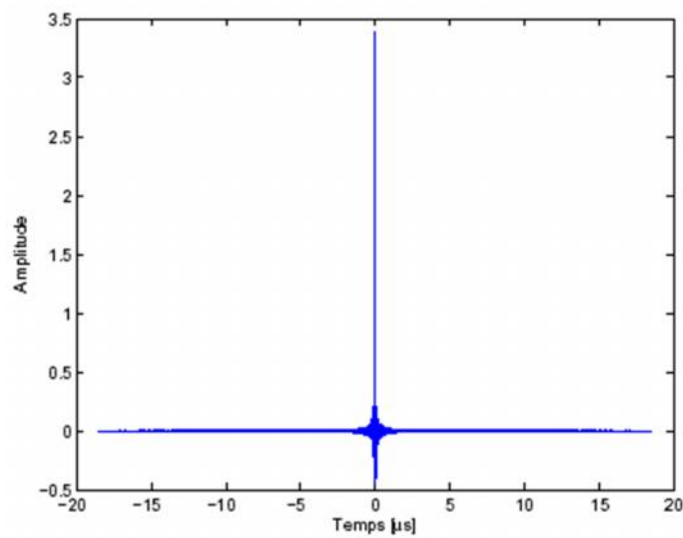


Figure2.16: Signal comprimé

CHAPITRE 3

Radars à synthèse d'ouverture

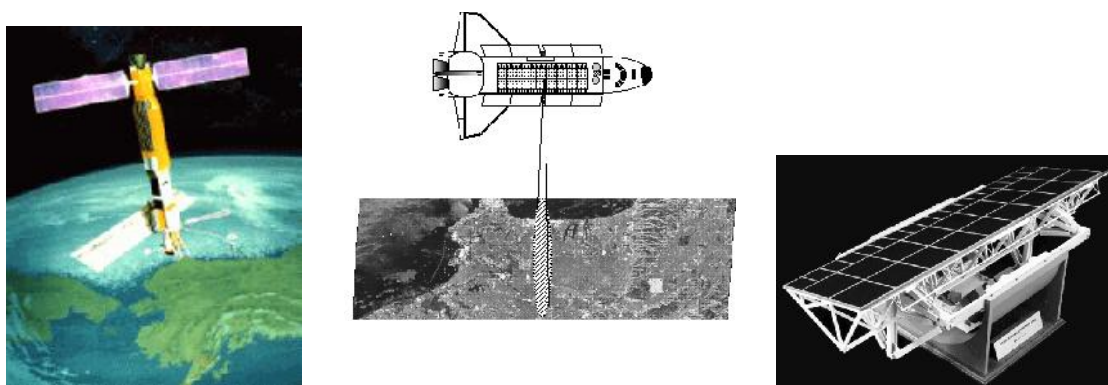
3.1. Historique

C'est pendant la deuxième guerre mondiale que les premiers radars de cartographie aéroportés ont fait leur apparition afin de satisfaire des besoins de reconnaissance tous temps à distance de sécurité. Les images du sol qu'ils fournissaient étaient de très mauvaise qualité. La taille réduite des antennes frontales qui pouvaient être installées sur les avions en était la cause principale. Pour résoudre ce problème, les anglais et les américains réalisèrent au début des années 50 des antennes beaucoup plus larges qu'ils installèrent suivant l'axe longitudinal de l'avion. Cette première génération de radars à visions latérale fut largement utilisée au cours des années 60.

En parallèle, une nouvelle voie était explorée à partir des résultats théoriques acquis aux Etats-Unis en 1951, lesquels fixèrent les principes d'une deuxième génération de radars à vision latérale. Ces radars dits à synthèse d'ouverture (RSO), sont caractérisés par une haute résolution, malgré la petite taille de leur antenne. La réalisation des premiers matériels opérationnels de cette génération débuta aux Etats-Unis en 1958. En Angleterre et en France, des maquettes furent exploitées en vol dans les années 70. Un programme de réalisation de radars opérationnels de cette génération a été lancé en France en 1981.

Cette deuxième génération de radars à vision latérale allait être appliquée au domaine spatial dès la fin des années 70. Le premier radar à synthèse d'ouverture à vocation non militaire embarqué sur un satellite fut intégré dans l'équipement de **SEASAT-A**, lancé le 28 juin 1978 (figure 3.1(a)). Il fonctionna de manière satisfaisante jusqu'au mois d'octobre, date à laquelle un court-circuit généralisé mit hors service l'ensemble des appareils de mesure. Ce satellite à vocation océanographique a permis d'obtenir des nombreuses images et de démontrer les avantages de tel système.

En 1982, la navette spatiale américaine Columbia emportait à son bord le Shuttle Imaging Radar (**SIR-A**) qui permit d'obtenir des images de nombreuses parties du monde. Deux ans plus tard, Spacelab, pour son premier vol, emmenait à son bord le premier radar à synthèse d'ouverture européen. Malheureusement, celui-ci tomba en panne avant que l'on n'ait pu recueillir aucune information. SIR-A était le premier radar de sa série. En 1984 fut lancé SIR-B et SIR-C (Spaceborne Imaging Radar-C) aurait été lancé en 1988 sans l'incident survenu à la navette spatiale américaine (figures 3.1(b) et 3.1(c)). Il était ensuite lancé sur la navette spatiale Endeavour en 1994.



(a) (b) (c)

Figure 3.1: (a) Radar SEASAT RSO. (b) Le SIR-C/X- RSO illuminant une région de la terre
(c) Modèle de l'antenne SIR-C/X- RSO

Un pas important vers des systèmes radar spatiaux opérationnels fut effectué avec le développement du satellite **ERS-1** de l'Agence Spatiale Européenne (ESA). ERS-1 fut lancé par Ariane-IV le 16 juillet 1991 pour une mission nominale de 2 ans. Outre le radar à synthèse d'ouverture permettant d'acquérir des images radar avec une résolution de 30 mètres, ERS-1 possède les instruments nécessaires à une étude globale de notre planète et son environnement : un altimètre radar permettant de calculer la hauteur des océans ainsi que les courants des océans, un diffusiomètre vent qui, couplé à l'altimètre, fournit des indications précises sur la force de la direction des vents de surface, ainsi que la hauteur, la pente et la distribution spectrale des vagues, enfin, un radiomètre de balayage le long de la trace permettent d'obtenir la température de l'eau à l'échelle globale.

ERS-1 fut suivi de peu par son homologue japonais JERS-1 lancé en 1992. D'autre part, plusieurs autres projets sont ensuite développés, montrant l'intérêt mondial porté aux capteurs radars à ouverture synthétique : le satellite européen ERS-2, lancé le 15 avril 1995, et le satellite canadien RADARSAT lancé le 14 novembre 1995, en enfin le satellite ENVISAT, lancé le 1^{er} mars 2002. Les caractéristiques du radar embarqué à bord de ce dernier satellite semblent très intéressantes. En effet, le radar peut fournir des images multifréquences et multi polarisations avec des résolutions variables (20-30 m, 50-100 m et 250 m).

Les principales caractéristiques des capteurs RSO présentés ci-dessus sont regroupées dans le tableau 3.1.

SATELLITE	Bande (λ (cm), f (GHz))	Polarisation	Angle d'incidence	Résolution azimutale (m)	Résolution radiale (m)
SEASAT	L (23.5, 1.275)	HH	23°	25	25
SIR-A	L (23.5, 1.278)	HH	50°	40	40
SIR-B	L (23.4, 1.282)	HH	15°-64°	25	58-17
SIR-C	L (23.9, 1.25) C (5.7, 5.3) X (3.1, 9.6)	Multi (L, C) VV (X)	15°-55°	25	60-10
ERS-1	C (5.7, 5.25)	VV	23°	30	20
JERS-1	L (23.5, 1.275)	HH	38°	18	18
RADARSAT	C (5.7, 5.3)	HH	20°-59°	10-100	10-100
ENVISAT	L (23.9, 1.25) C (5.7, 5.331) X (3.1, 9.6)	Multi (L) HH, VV (C, X)	15°-45°	20-250	20-250

Tableau 3.1 : Caractéristiques des principaux systèmes radars des capteurs RSO.

3.2. Les Bandes de fréquences RSO :

Bande	Fréquence (GHz)	Longueur d'onde (cm)
*P	0.225-0.390	133-76.9
L	0.390-1.55	76.9-19.3
S	1.55-4.20	19.3-7.1
C	4.20-5.75	7.1-5.2
X	5.75-10.90	5.2-2.7
**K _u	10.90-22.00	2.7-1.36
**K _a	22.0-36.0	1.36-0.83

Tableau 3.2 : Bandes de fréquences RSO

En télédétection spatiale, il faut tenir compte de la capacité des ondes à traverser l'atmosphère. *Les grandes longueurs d'ondes (P) subissent de fortes dispersions à la traversée de l'ionosphère (couche F). **Les courtes longueurs d'onde (K_u , K_a) subissent, elles, de fortes atténuations dans les couches basses de l'atmosphère neutre (troposphère). C'est pourquoi se sont les bandes intermédiaires (X, C, S, et L) qui sont les plus utilisés. Parmi celles-ci, le choix dépendra essentiellement de la mission principale :

Bande	Mission
L (JERS-1, SEASAT)	Mission scientifique, estimation de la biomasse et paramètres biogéophysiques, pénétration du sol, polarimétrie.
X (X-SAR)	*Haute résolution, cartographie, détection
C (ERS, Radarsat)	Compromis acceptable pour l'ensemble des applications

ERS-1, 2 Radarsat	JERS-1	SEASAT	Almaz	X-SAR
C	L	L	S	X
5.3 GHz, 5.66 cm	1.275 GHz, 23.53 cm	1.275 GHz, 23.5 cm	3.125 GHz, 9.6 cm	9.6GHz, 3.1 cm

3.3. Différents types de capteurs

Tous les éléments de la surface de la terre réfléchissent ou émettent une énergie électromagnétique, qui peut être de la lumière, des radiations infrarouges ou micro-ondes. Les systèmes de télédétection sont capables d'enregistrer les propriétés des ondes électromagnétiques issues de ces bandes spectrales. Ainsi différentes informations sur la Terre sont disponibles via différentes fréquences des ondes électromagnétiques.

Nous distinguons en outre les **capteurs passifs**: capteurs qui dépendent d'une source de rayonnement extérieure telle que l'illumination solaire, ou de l'émission micro-ondes provenant des surfaces ; et les **capteurs actifs**: qui sont capables d'envoyer des impulsions incidentes en direction de la Terre. Il est à remarquer que si de plus nombreux développements via les capteurs passifs semblent incertains, les possibilités des capteurs actifs, qui ont été déjà citées, ne sont exhaustives. Nous nous restreignons ici aux systèmes actifs ERS-1/2, RADARSAT et ENVISAT RSO qui ont déjà été développés et envoyés dans l'espace [14].

Comme capteurs radar, nous distinguons les altimètres et les systèmes imageurs. Les altimètres ont été créés spécialement pour donner la hauteur locale des surfaces marines, information fort utile pour l'étude des marées et de la circulation au niveau des océans. La déformation de l'impulsion envoyée apporte en outre une information sur la hauteur des vagues. Les radars imageurs, tel que le RSO, conduisent à la représentation bidimensionnelle de la surface et sont particulièrement utiles pour donner une information spatiale, soit directions et longueurs d'onde locales des champs d'ondes, soit des phénomènes d'ondes internes.

3.4. Radar à ouverture synthétique

3.4.1. Son intérêt

L'intérêt des images obtenues par le RSO réside dans le fait que les ondes émises ne sont pratiquement pas perturbées par les phénomènes atmosphériques. Cette propriété permet d'obtenir des images de la surface terrestre de jour comme de nuit et indépendamment des conditions météorologiques. Outre cet intérêt, l'utilisation des hyperfréquences fournit des informations nouvelles sur la nature de la scène illuminée par rapport aux capteurs visibles et infrarouges, permettant en cela une caractérisation plus complète de la surface terrestre. Nous distinguons principalement 3 champs d'application :

- **L'étude de l'océan** : les radars imageurs permettent de dresser une carte de l'océan mettant en évidence les phénomènes marins tels que les ondes, les courants, les remous et les ondes internes.
- **L'étude des glaces** : les radars imageurs permettent de suivre l'évolution de la fonte des glaces ainsi que le déplacement des icebergs.
- **La surveillance des zones côtières**: notamment la surveillance de pêches, du trafic maritime et la détection des films d'hydrocarbures.
- **La restitution du relief** : utilisation de la technique de l'interférométrie RSO ce qui permet de restituer le relief du terrain ou de mesurer les mouvements du sol qui ont eu éventuellement lieu entre les acquisitions des images RSO avec une précision dans l'échelle de la longueur d'onde radar.

3.4.2. Instrument

Le RSO est un radar d'imagerie à visée latérale à partir d'une plateforme qui tourne autour de la Terre. Les images RSO de la surface de la Terre donnent les caractéristiques spatiales de l'énergie micro-onde réfléchie. Une série d'impulsions électromagnétiques est émise vers la Terre dans la direction perpendiculaire à la trajectoire de la plateforme. Les impulsions illuminent une empreinte elliptique sur la Terre due aux propriétés directionnelles de l'antenne (figure 3.2). La force du signal revenant de la zone couverte par l'empreinte dépend des caractéristiques physiques de la surface.

La quantité d'énergie réfléchie par un point de la cible est donnée par la section efficace radar (SER), définie comme la région projetée (πr^2) d'une sphère métallique ($r \gg \lambda$) qui retourne le même signal écho de la cible. Pour une cible diffuse, telle que la surface de l'océan, le coefficient de rétrodiffusion σ_0 est utilisé. Il est défini comme la SER moyenne normalisée par rapport à la zone projetée illuminée. En quantifiant les valeurs de la section efficace, il est possible d'établir la réaction entre l'énergie reçue et les propriétés physiques de la scène.

Dans le mode d'imagerie ou mode image de précision (PRI), le RSO fournit des images bidimensionnelles de haute résolution spatiale : 26 mètres dans la direction radiale (trajectoire perpendiculaire) et de 6 à 30 mètres dans la direction azimutale (tout le long de la trajectoire). Les données de l'image sont acquises pour une durée maximale d'environ 12 minutes par orbite, et les données sont transmises aux stations de réception de la Terre en ligne de visée. La durée de l'acquisition des données de l'image est déterminée par le nombre de stations de réception.

L'antenne rectangulaire du RSO est alignée sur la ligne de vol du satellite, de façon à diriger son faisceau d'observation latéral étroit sur la surface de la Terre (figure 3.2). Cela produit des bandes d'imagerie haute résolution d'environ 100 km d'ampleur (direction perpendiculaire à la trajectoire). L'image est construite à partir du retard temporel et de la force des signaux reçus, qui dépendent principalement de la rugosité et des propriétés diélectriques de la surface et de la direction radiale depuis le satellite.

3.4.3. Principe fondamental

Les satellites ERS-1/2, RADARSAT et ENVISAT portent un RSO. Cette ouverture synthétique est une technique qui permet d'augmenter la résolution dans une des directions du plan perpendiculaire au rayonnement du faisceau. L'amélioration de la résolution azimutale est obtenue à partir de l'intégration cohérente de l'énergie réfléchie par la cible [16]. Le terme *ouverture synthétique* fait référence à la distance que le radar parcourt pendant le temps que la cible reste éclairée par le lobe de l'antenne émettrice. La longueur de l'ouverture synthétique est la trace que le radar laisse sur la Terre pendant que l'intégration cohérente d'impulsions a eu lieu. La géométrie d'un système radar traditionnel est montrée à la figure 3.2

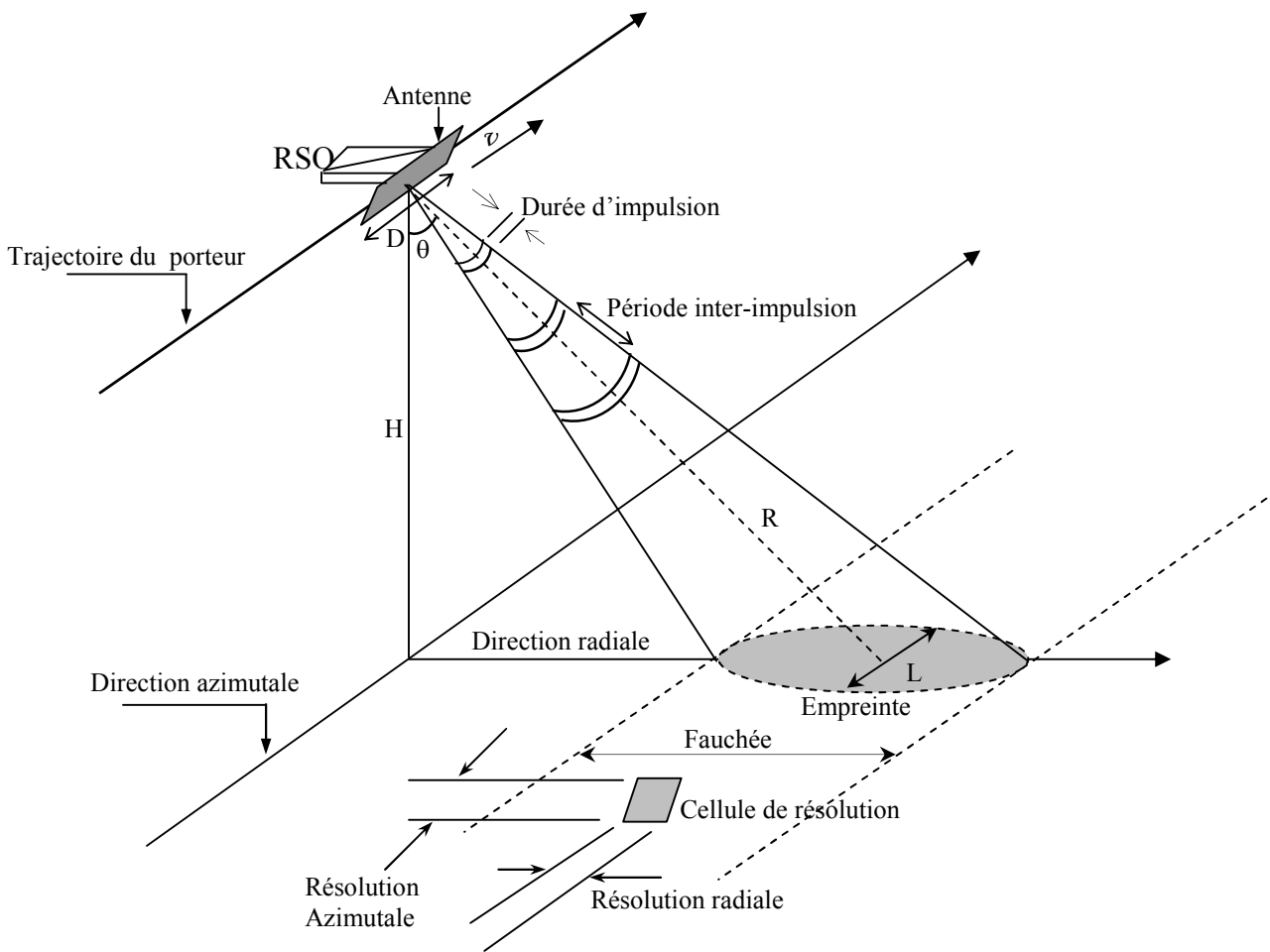


Figure 3.2 : Géométrie pour l'observation du radar à ouverture synthétique (RSO).

3.5. Résolution radiale

La résolution radiale d'un système radar à impulsions est limitée par la largeur de la bande de l'impulsion émise (plus la largeur de bande est ample, meilleure est la résolution radiale). Bien qu'une grande largeur de bande puisse être obtenue par une impulsion de courte durée, plus l'impulsion est courte, plus le rapport signal sur bruit est pauvre, de même pour la résolution radiométrique. Afin de préserver la résolution radiométrique, une impulsion de longue durée est souhaitable, et cela est obtenu par codage de phase de l'impulsion émise avec des fréquences d'impulsions linéaires (une modulation de fréquences linéaires).

La résolution radiale peut être déterminée à l'aide du temps de voyage de l'impulsion, c'est-à-dire, la résolution radiale correspondant à la distance minimale entre deux points de la surface de la Terre qui sont séparables. Si deux points sont séparés par une distance X_r , leurs échos respectifs seront séparés par une différence de temps :

$$\Delta t = \frac{2X_r}{c} \sin \theta \quad (3.1)$$

Où c est la vitesse de la lumière. En général, la largeur de bande de l'impulsion est définie comme $B = 1/\tau$, où τ est la longueur de l'impulsion. Ainsi, la résolution radiale peut être donnée par :

$$\tau = 2 \frac{X_r}{c} \sin \theta \quad (3.2)$$

$$X_r = \frac{c\tau}{2 \sin \theta} = \frac{c}{2B \sin \theta} \quad (3.3)$$

Ainsi, un signal de largeur de bande $B = 15.55 \text{ MHz}$ (ERS-1/2 RSO) fournira une résolution radiale égale à 24.7 m pour un angle d'incidence de balayage central θ égale à 23° .

3.6. Résolution azimutale

Le RSO utilise le mouvement du satellite pour synthétiser une longue antenne qui améliore la résolution azimutale. La résolution azimutale est obtenue en enregistrant la phase ainsi que l'amplitude des échos tout le long de la trajectoire de vol. un point sur la surface de la Terre est illuminé par une période de temps finie T (figure 3.3) [17]:

$$T = \frac{L}{v} \quad (3.4)$$

Où v est la vitesse de la plateforme et L est la dimension de l’empreinte du faisceau radar. L’ouverture du faisceau de rayonnement azimuthal est $\phi \approx \lambda/D$, alors nous pouvons écrire :

$$L = vT = R \frac{\lambda}{D} = R\phi \quad (3.5)$$

Pour un faisceau de rayon étroit. Ici, R est la distance de l’antenne à la surface de la Terre (la distance oblique, “slant range”), D est la longueur de l’ouverture et λ la longueur d’onde du radar.

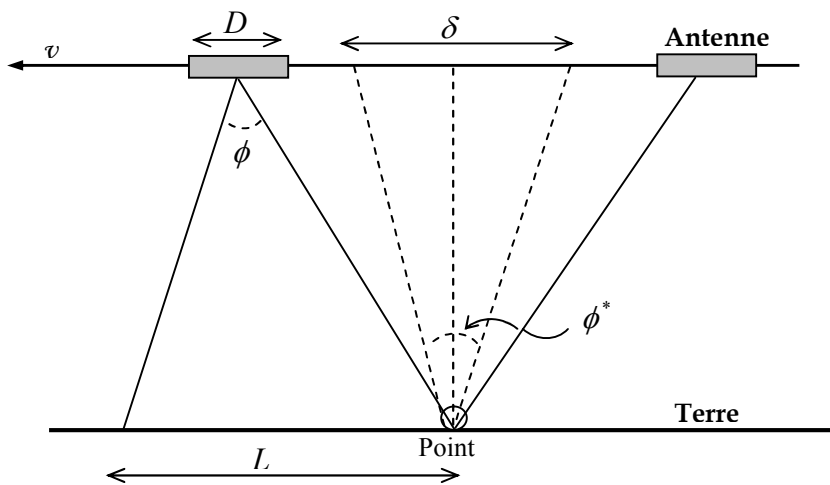


Figure. 3.3 : Une idéalisation de la trajectoire de section linéaire du ERS-1/2 RSO.

Afin de calculer la résolution azimuthale, nous pourrions considérer la cible comme une antenne (pour simplifier). La cible reste illuminée pendant un temps $T = \frac{L}{v}$. Ici, nous introduisons une “antenne” de longueur L , qui mène à une résolution d’ouverture du faisceau azimuthal de :

$$\phi^* = \frac{\lambda}{L} = \frac{\lambda}{R(\lambda/D)} = \frac{D}{R} \quad (3.6)$$

Alors, nous obtenons pour la résolution :

$$\delta = R\phi^* = R \frac{D}{R} \Rightarrow \delta = D \quad (3.7)$$

Afin de garder un minimum de 3 dB (50%) comme la limite la plus petite dans des impulsions émises et reçues, la résolution azimutale efficace s'approche de $\delta \cong D/2$ (figure 3.4). La résolution azimutale est inversement proportionnelle à la longueur de l'ouverture réelle, et cela est indépendante de la distance Terre-plateforme et de la longueur d'onde radar, ce qui est le grand avantage de la méthode RSO.

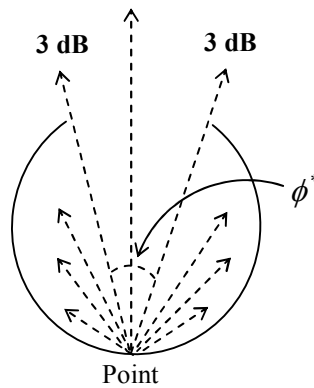


Figure. 3.4 : Caractéristique de la diffusion de l'onde RSO.

3.7. Méthode de sommation cohérente

3.7.1 Principe

La reconstruction d'images radars par la sommation cohérente repose sur une étude géométrique de la scène considérée [18]. Pour cela, nous supposons, tout d'abord, que le radar reste stationnaire au cours d'une acquisition. Puis, nous considérons que les différentes acquisitions ont été réalisées simultanément, ainsi nous obtenons une succession d'acquisitions prises sous des angles de vue différents. Après traitement en distance, nous recouperons les profils distances correspondant aux différentes acquisitions.

La saisie des données est illustrée par la figure 3.5. Nous considérons ici que la zone à imager est observée en trois temps. Les cercles gris correspondent à l'évolution de l'onde électromagnétique et l'ellipse noire à la zone couverte par l'onde électromagnétique. Les points noirs représentent deux cibles présentes dans la zone à imager matérialisée par le rectangle noir en pointille. Les profils distances des différentes acquisitions sont obtenus par compression d'impulsion, et illustrés par la figure 3.6(a). Nous remarquons que l'évolution des positions d'une cible décrit une hyperbole due au déplacement linéaire du radar au cours des acquisitions.

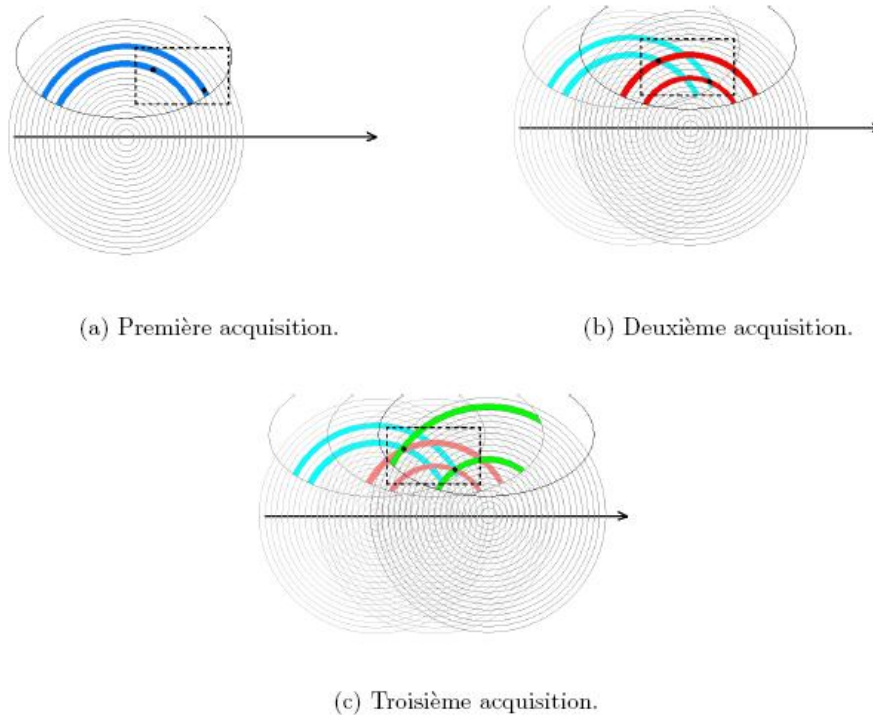


Figure 3.5 : Acquisitions pour la méthode de sommation cohérente.

La dernière étape consiste à projeter chacun des profils distances obtenus dans la zone à imager et de sommer les différentes images ainsi obtenues. La position des cibles correspondra alors à l'intersection des projections comme illustré figure 3.6 (b). L'expression de l'intensité du pixel aux coordonnées (x_1, y_1) sera alors donnée par :

$$I(x_1, y_1) = \sum_{n=0}^N s_c \left(\frac{D_{rc1,n}}{c}, n \right), \quad (3.8)$$

Où $D_{rc1,n}$ correspond à la distance entre le radar et la cible aux coordonnées (x_1, y_1) .

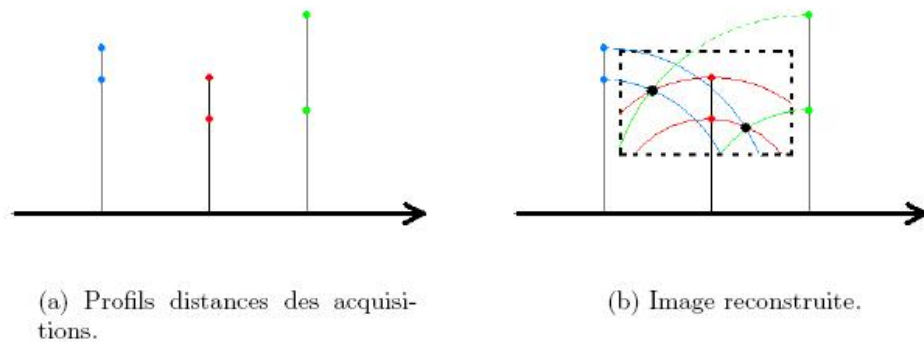


Figure 3.6: Principe de reconstruction de l'image.

La résolution azimutale d'une image SAR obtenue dans ces conditions peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\Delta R_{azi} = \sqrt{\frac{\lambda_c R_0}{2D} \frac{c}{2\Delta f}}, \quad (3.9)$$

Où : λ_c est la longueur d'onde de la fréquence centrale,

- D est la longueur de l'antenne synthétique,
- c est la célérité de l'onde électromagnétique,
- R_0 est la distance radar-scène à imager,
- Δf est la largeur de la bande de fréquence.

Nous constatons que la résolution azimutale est inversement proportionnelle à la longueur de l'antenne synthétique : plus l'antenne sera grande, meilleur sera la résolution azimutale.

Nous remarquons également que cette résolution dépend du terme $\frac{c}{2\Delta f}$ qui est en fait la résolution radiale. Cette relation est directement liée à la méthode de reconstruction qui se base sur des principes géométriques.

3.7.2 Evolution

Le principal inconvénient de la sommation cohérente est qu'elle nécessite des calculs lourds. En effet, pour chaque acquisition, il est nécessaire de reconstruire une image de la zone observée. L'utilisation de cette méthode requiert donc beaucoup d'espace mémoire et des temps de calcul relativement importants.

Afin de réduire le nombre de calculs nécessaires à la mise en application de la méthode de sommation cohérente, un nouvel algorithme a été développé : la sommation cohérente factorisée (ffbp : fast factorized back projection). Le principe de cet algorithme consiste à effectuer une sommation cohérente multi-échelle. En effet, une étude précise de la configuration montre qu'il n'est pas nécessaire de recalculer tous les points de l'image pour chaque acquisition.

Pour deux acquisitions proches l'une de l'autre, la projection dans un domaine angulaire donné est quasiment identique. La figure 3.7 met en évidence cette constatation. En tenant compte de l'erreur introduite, il est alors possible de sommer les contributions de deux capteurs proches l'un de l'autre avant de les projeter dans une zone de l'image. Plus les capteurs sont proches plus ils peuvent être fusionnés sur une grande zone. De même, plus on cherche à fusionner des capteurs éloignés, plus la zone applicable sera petite. La taille de la zone où la fusion sera valide (et donc la rapidité de l'algorithme) dépendra également de l'approximation tolérée.

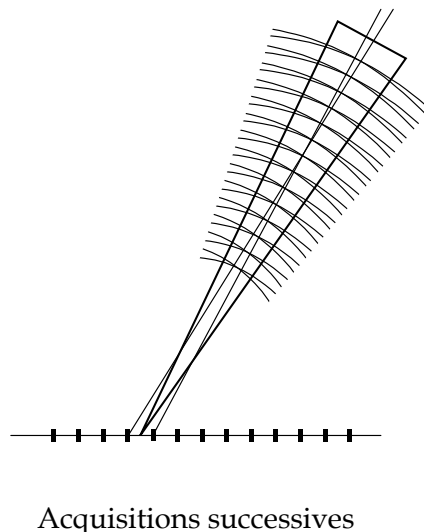


Figure 3.7: Mise en évidence de la superposition de deux projections dans un domaine angulaire pour deux acquisitions voisines.

L'algorithme de reconstruction d'image par ffbp est le suivant : tout d'abord, la phase d'initialisation consiste à découper l'image en sous-images dans lesquelles l'approximation est valide. Ensuite, pour chaque sous-image, trois étapes sont nécessaires :

- la fusion des capteurs voisins deux par deux pour le centre de la sous-image,
- la division de la sous-image en quatre nouvelles sous-images de taille divisée par deux,
- le calcul des positions des nouvelles acquisitions pour les centres des nouvelles sous-images.

Un schéma illustrant les premières itérations de cet algorithme est donné figure 3.8. Dans cette illustration, les carrés gris sur l'axe des acquisitions correspondent aux fusions des acquisitions symbolisées par les carrés blancs.

La reconstruction utilisant la méthode de sommation cohérente factorisée permet d'alléger les calculs par rapport à la méthode classique. Cependant les calculs restent relativement lourds si l'on souhaite obtenir de bonnes résolutions.

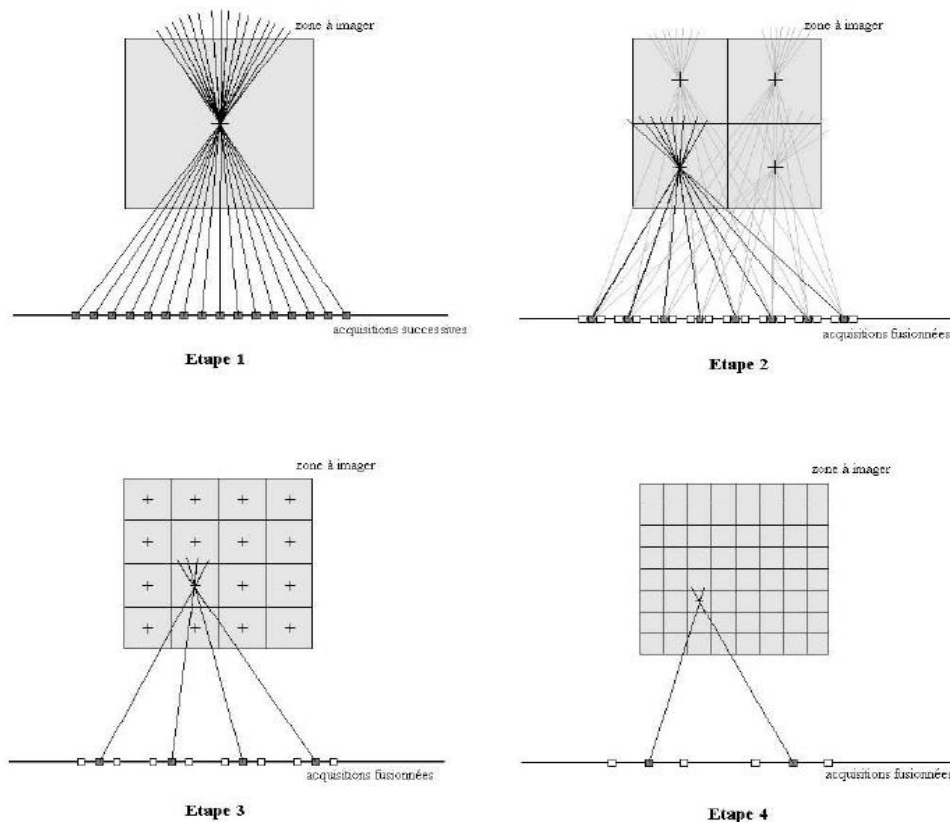


Figure 3.8 : Itérations successives de l'algorithme Fast Factorized Back Projection.

3.8. La compression en azimut

3.8.1. Principe

Cette fois, l'amélioration de la résolution azimutale est obtenue en utilisant l'effet Doppler induit par le mouvement du porteur. En effet, la variation de la vitesse relative entre la source des impulsions et une cible donnée fait varier la fréquence de réception de l'onde émise [19]. Cette variation de fréquence peut être comparée à la variation linéaire de la fréquence réalisée par le générateur du signal d'émission. On peut donc s'inspirer de la technique de la compression d'impulsion vue précédemment afin d'améliorer la résolution en azimut.

Un traitement préliminaire est cependant nécessaire afin de compenser la migration en distance des données. En effet, nous avons vu que pour la méthode de sommation cohérente nous utilisons les variations de distance entre le radar et la cible pour reconstruire l'image de celle-ci. En ce qui concerne la méthode de compression en azimut, nous utilisons les variations de phase entre les différentes acquisitions et non plus les variations en distance. Il est alors nécessaire de compenser les variations en distances provoquées par le mouvement du radar. Soit la configuration présentée figure 3.9 pour laquelle, à $t = 0$, la position du radar est donnée par : $\vec{R}_{r,0} = (0, y_r, H)$ et celle de la cible (supposée fixe dans le plan XY) par : $\vec{R}_c = (x_c, y_c)$. Le radar se déplace suivant le vecteur vitesse : $\vec{V}_r = (0, v_{ry}, 0)$.

Ainsi à la n ème acquisition, la position du radar est fonction du temps entre deux acquisitions T_a et est donnée par :

$$\vec{R}_{r,n} = \vec{R}_{r,0} + nT_a \vec{V}_r, \quad (3.10)$$

La distance radar-cible est définie par :

$$D_{rc,n} = \|\vec{R}_c - \vec{R}_{r,n}\|, \quad (3.11)$$

Et la variation de distance entre le radar et la cible par rapport à l'instant initial est :

$$\delta D_{rc,n} = D_{rc,0} - D_{rc,n} \quad (3.12)$$

Afin de compenser ces variations en distance, un traitement préliminaire est appliqué aux données. Il consiste à multiplier chacune des acquisitions par $H(n)$ avec :

$$H(n) = e^{-\delta D_{rc,n} nT_a} \quad (3.13)$$

Ainsi, la distance radar-cible reste constante pour l'ensemble des acquisitions. Il est alors possible d'appliquer le principe de la méthode de compression en azimut.

Le signal obtenu après l'analyse radiale est de la forme :

$$s_c(t_a, n) \sim e^{j2\pi f_0(t_a + nT_a - t_{AR}(n))} \sin c(\pi \Delta f(t_a - t_{AR}(n))), \quad (3.14)$$

Où t_a correspond à l'évolution du temps pendant une acquisition. Or, d'après les hypothèses d'acquisition, il est possible d'estimer le temps aller-retour entre le radar et la cible par :

$$t_{AR}(n) = \frac{2D_{rc,n}}{c} = \frac{2\sqrt{D_{rc//}^2 + D_{rc\perp,n}^2}}{c} \quad (3.15)$$

Où $D_{rc//}$ représente la distance entre la cible et l'axe de déplacement du radar qui s'exprime par : $D_{rc//} = \sqrt{x_c^2 + H^2}$, et $D_{rc\perp,n}$ la distance suivant l'axe de déplacement qui est donnée par $D_{rc\perp,n} = y_c - y_r - nT_a v_{ry}$.

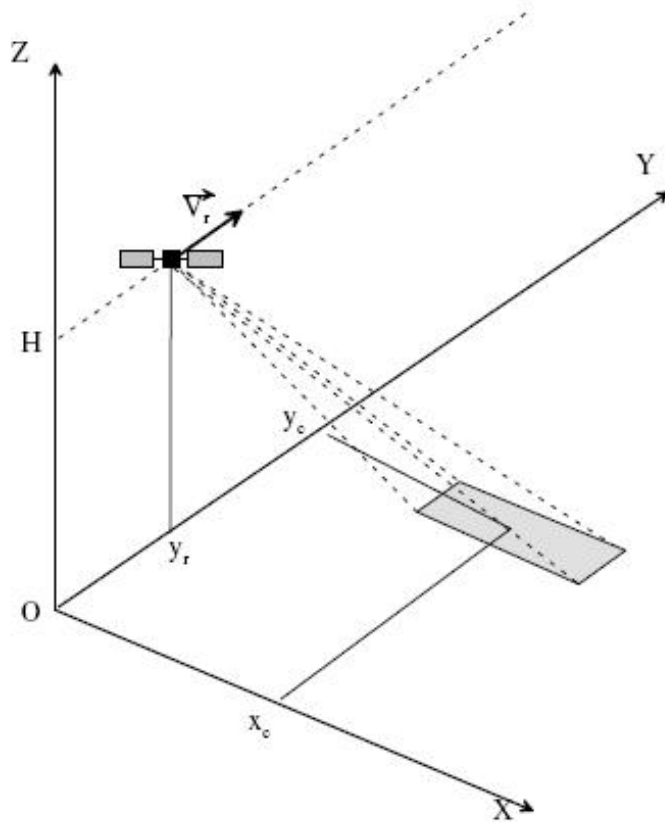


Figure 3.9: Configuration d'acquisition.

En admettant que la distance parcourue $D_{rc\perp,n}$ est très inférieure à $D_{rc//}$ alors le temps aller-retour (round-trip time) peut s'écrire par l'approximation :

$$t_{AR}(n) \cong 2 \left(\frac{D_{rc\perp,n}}{c} + \frac{D_{rc\perp,n}^2}{2cD_{rc//}} \right) \quad (3.16)$$

Les variations de $t_{AR}(n)$ vont donc affecter le signal détecté et plus particulièrement le terme de phase. Les variations amenées par le sinus cardinal peuvent donc être négligées. Le terme prépondérant est alors :

$$\tilde{s}_c(t_a, n) = e^{j2\pi f_0(t_a + nT_a - t_{AR}(n))} \quad (3.17)$$

qui, en considérant (3.16), peut s'exprimer sous la forme :

$$\tilde{s}_c(t_a, n) = e^{2\pi j f_0 \left(t_a + nT_a - 2 \left(\frac{D_{rc\perp, n}}{c} + \frac{D_{rc\perp, n}^2}{2cD_{rc\parallel}} \right) \right)} \quad (3.18)$$

Soit :

$$\tilde{s}_c(t_a, n) = e^{2\pi j f_0 \left(t_a - \frac{4D_{rc\parallel}}{c} + \frac{(y_c - y_r)^2}{cD_{rc\parallel}} \right)} e^{2\pi j f_0 \left(nT_a - \frac{(nT_a v_{ry})^2}{cD_{rc\parallel}} \right)} \quad (3.19)$$

Dans cette expression, on constate que la deuxième exponentielle peut être considérée comme un signal modulé linéairement. L'analyse de ce signal peut donc se faire comme pour le traitement radial par une compression d'impulsion à l'aide d'un filtre adapté dont les bornes correspondent à l'intervalle d'illumination soit $[0 \dots N]$:

$$I(t_a, n) = \int_0^N s_t^*(n' - n) \tilde{s}_c(t_a, n') dn' \quad (3.20)$$

Où le signal de référence est donné par :

$$s_t(n) = e^{2\pi j f_0 \left(nT_a - \frac{(nT_a v_{ry})^2}{cD_{rc\parallel}} \right)} \quad (3.21)$$

Après développement des expressions de s_t et \tilde{s}_c et simplification, le signal compressé est donné par :

$$I(t_a, n) = e^{2\pi j f_0 \left(t_a - \frac{4D_{rc\parallel}}{c} + \frac{(y_c - y_r)^2}{cD_{rc\parallel}} \right)} e^{2\pi j f_0 \left(nT_a + \frac{(nT_a v_{ry})^2}{cD_{rc\parallel}} \right)} \int_0^N e^{2\pi j f_0 \left(\frac{2n'n(T_a v_{ry})^2}{cD_{rc\parallel}} \right)} dn' \quad (3.22)$$

La résolution de l'intégrale donne :

$$I(t_a, n) = e^{2\pi j f_0 \left(t_a + nT_a - \frac{4D_{rc//}}{c} + \frac{(y_c - y_r)^2 + (nT_a v_{ry})^2}{cD_{rc//}} \right)} \frac{e^{2\pi j f_0 \left(\frac{Nn(T_a v_{ry})^2}{cD_{rc//}} \right)} - 1}{2\pi j f_0 \left(\frac{n(T_a v_{ry})^2}{cD_{rc//}} \right)} \quad (3.23)$$

Soit :

$$I(t_a, n) = e^{2\pi j f_0 \left(t_a + nT_a - \frac{4D_{rc//}}{c} + \frac{(y_c - y_r)^2 + (nT_a v_{ry})^2}{cD_{rc//}} \right)} e^{2\pi j f_0 \left(\frac{Nn(T_a v_{ry})^2}{2cD_{rc//}} \right)} \frac{e^{2\pi j f_0 \left(\frac{Nn(T_a v_{ry})^2}{2cD_{rc//}} \right)} - e^{2\pi j f_0 \left(\frac{-Nn(T_a v_{ry})^2}{2cD_{rc//}} \right)}}{2\pi j f_0 \left(\frac{4n(T_a v_{ry})^2}{cD_{rc//}} \right)} \quad (3.24)$$

Dans le cadre de l'étude de la résolution azimutale, les caractéristiques apportées par le signal compressé sont contenues dans le terme de (3.24) donné par :

$$\tilde{I}(t_a, n) \sim \sin c \left(\pi f_0 \left(\frac{Nn(T_a v_{ry})^2}{cD_{rc//}} \right) \right) \quad (3.25)$$

La résolution est alors fonction des variations de n et est donnée par $\Delta R_{azi} = \delta n T_a v_{ry}$

Soit :

$$\Delta R_{azi} = \frac{\lambda D_{rc//}}{2NT_a v_{ry}}, \quad (3.26)$$

Où $\lambda = c/f_0$ est la longueur d'onde et $NT_a v_{ry}$ représente la longueur totale de l'antenne synthétique.

3.8.2. Filtrage adapté

Dans la direction des azimuts, le signal brut est donc modulé linéairement en fréquence et s'exprime comme un chirp [20]:

$$S_e(k) = \text{pond}^2(k) \cdot \exp(j\phi_0) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda r_0} \Delta x^2(k)\right) = \text{pond}^2(k) \cdot \exp(j\phi_0) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi v^2}{\lambda r_0 \text{PRF}^2} k^2\right) \quad (3.27)$$

En utilisant le principe de la phase stationnaire, on peut calculer la réponse fréquentielle d'un tel signal:

$$S_e(f_r) = \text{pond}^2(k(f_r)) \cdot \exp(j\phi_0) \cdot \sqrt{\frac{\lambda r_0 \text{PRF}^2}{2v^2}} \cdot \exp\left(-j \frac{\lambda r_0 \text{PRF}^2}{2v^2} f_r^2 + j \frac{\pi}{4}\right) \quad (3.28)$$

Où $k(f_r)$ est la solution de l'équation :

$$f_r - \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(k)}{dk} = 0 \quad (3.29)$$

C'est à dire :

$$k(f_r) = -\frac{\lambda r_0 \text{PRF}^2}{2v^2} \cdot f_r \quad (3.30)$$

Ainsi, pour réaliser un filtrage adapté, il faut faire passer ce signal à travers un filtre de réponse

$$H(f_r) = \exp\left(j\phi(f_r) - j \frac{\pi}{4}\right) \quad (3.31)$$

Avec:

$$\phi(f_r) = \frac{\lambda r_0 \text{PRF}^2}{2v^2} f_r^2 \quad (3.32)$$

On note N_a , le taux de compression en azimut, défini par:

$$N_a = \frac{\lambda r_0 \text{PRF}^2}{2v^2} \quad (3.33)$$

Alors, le filtre adapté qui doit être appliqué en azimut a pour réponse fréquentielle :

$$H(f_r) = \exp\left(j\pi N_a f_r^2 - j\frac{\pi}{4}\right) \quad (3.34)$$

La figure 3.10 représente une comparaison entre deux filtres adaptés ,dans ce cas on'a deux signaux bruités qui sont filtrés par deux filtres adaptés ,nous remarquons que à la sortie du filtre adapté du signal (2) est mal filtré par rapport à la sortie du filtre adapté du signal (1).

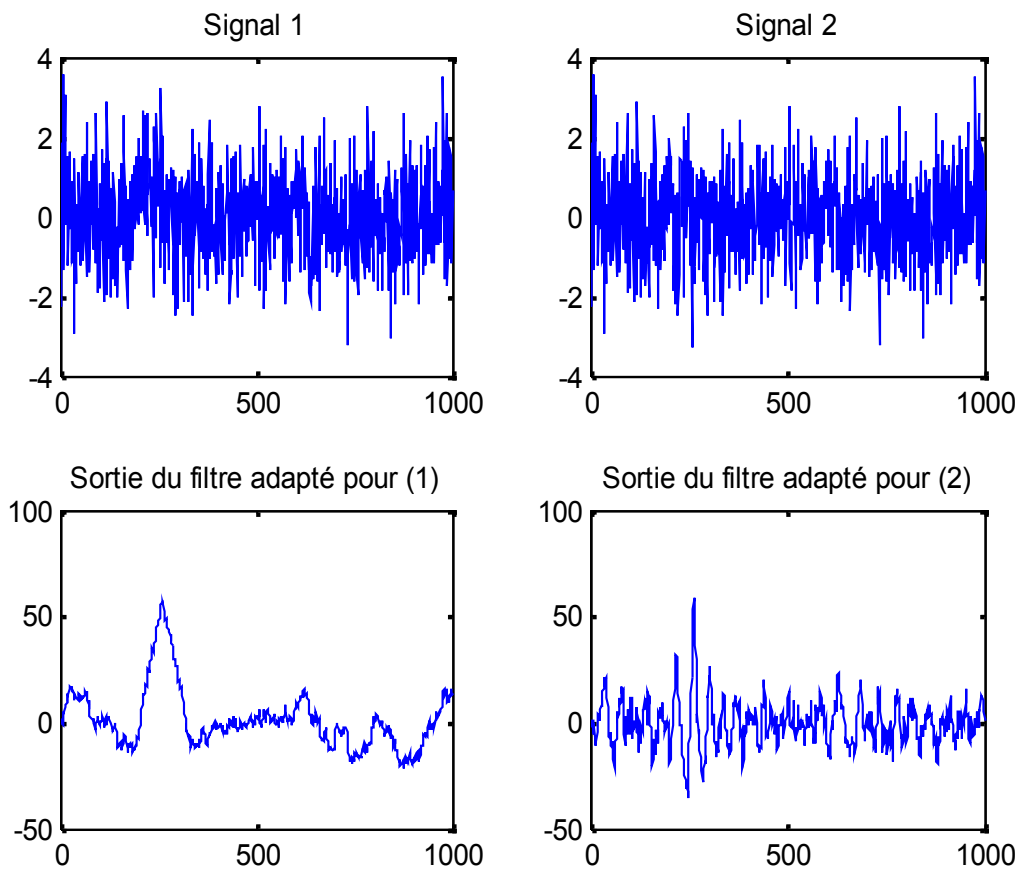


Figure 3.10: Détection de cible (filtrage adapté)

3.9. Différents modes de fonctionnement

Cette partie présente les modes d'acquisition les plus courants. En fonction des caractéristiques de chacun d'entre eux, elle nous permettra de choisir le mieux adapté pour l'application envisagée.

3.9.1. Mode strip-map

Le mode strip-map (figure 3.11) correspond aux acquisitions obtenues en configuration SLAR (Side Looking Airborne Radar). Dans ce cas, l'antenne est fixe, orientée perpendiculairement à la direction de déplacement du porteur. L'image est alors formée en défilement continu [14].

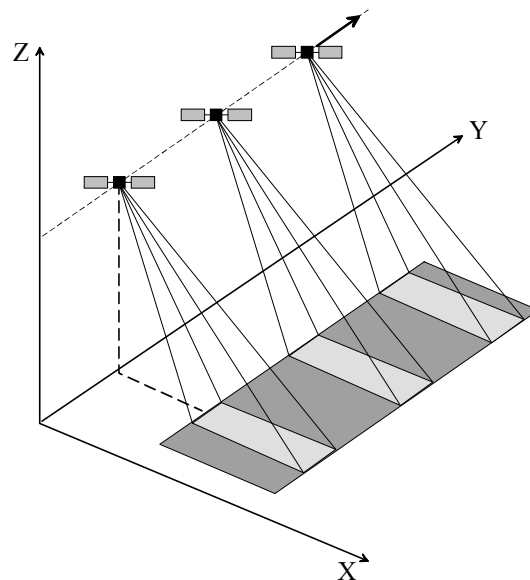


Figure 3.11 : Acquisition en mode strip-map.

3.9.2. Affinage Doppler, antenne en rotation

L'affinage Doppler (en anglais DBS : Doppler Beam Sharpening) peut être utilisé par les radars aéroportés pour acquérir une image du sol autour de l'avion (figure 3.12). L'antenne est en rotation, en gisement, avec une vitesse angulaire ω .

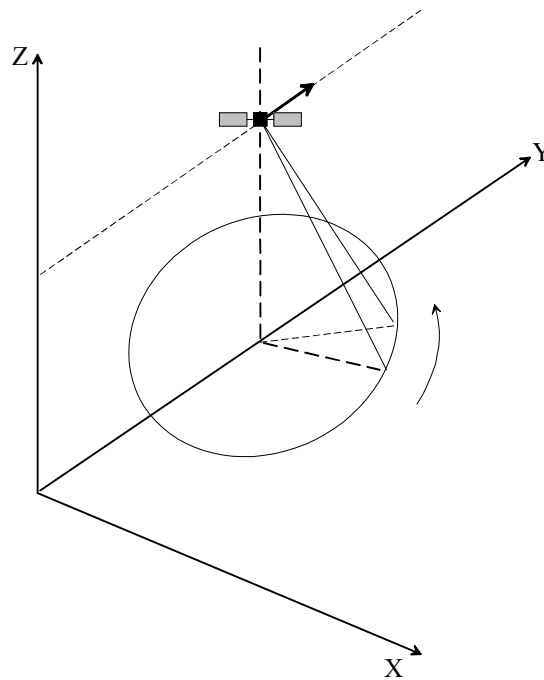


Figure 3.12 : Acquisition par affinage Doppler.

3.9.3. Mode télescope

Le télescope (en anglais : spotbeam ou spotlight) est utilisé par des radars aéroportés ou spatiaux. Le principe consiste à faire varier l'angle de visée du faisceau de l'antenne lors du déplacement du radar (figure 3.13). Ainsi, une même région est illuminée plus longtemps qu'avec une synthèse d'ouverture classique. Cette technique est envisageable sur les systèmes capables de dépointer leur antenne afin de suivre une zone au sol. Le temps d'éclairement, et donc la taille de l'antenne synthétique, peut être augmenté jusqu'à ce que la résolution recherchée soit obtenue. L'image ne défile pas en continu, elle n'est disponible qu'à la fin de l'éclairement.

3.9.4. Mode scansar

Le scansar est utilisé par un radar ayant un angle d'incidence faible pour obtenir une fauchée plus grande que la distance ambiguë au prix d'une résolution dégradée (figure 3.14). Cette technique consiste à utiliser les propriétés de dépointage latéral de l'antenne. Le temps d'éclairage naturel est partagé en n segments. Chaque segment est consacré à l'observation d'une fauchée différente. Les fauchées sont choisies adjacentes. Le nombre de segments est ajusté pour atteindre la fauchée totale recherchée. La mise en œuvre de ce procédé nécessite une commutation rapide du faisceau d'antenne en élévation qui n'est réalisable qu'avec une antenne à balayage électronique.

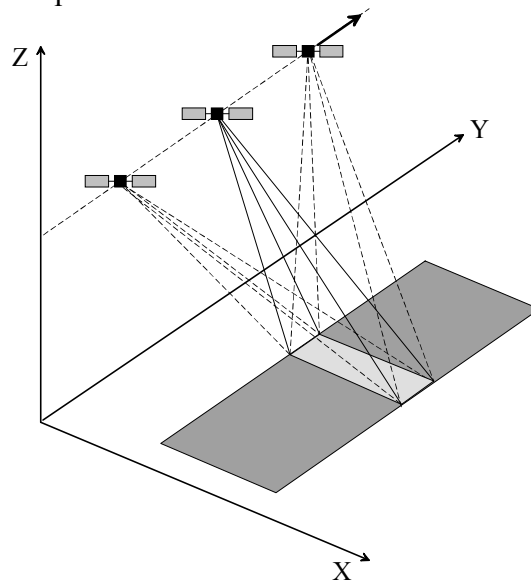


Figure 3.13 : Acquisition en mode télescope.

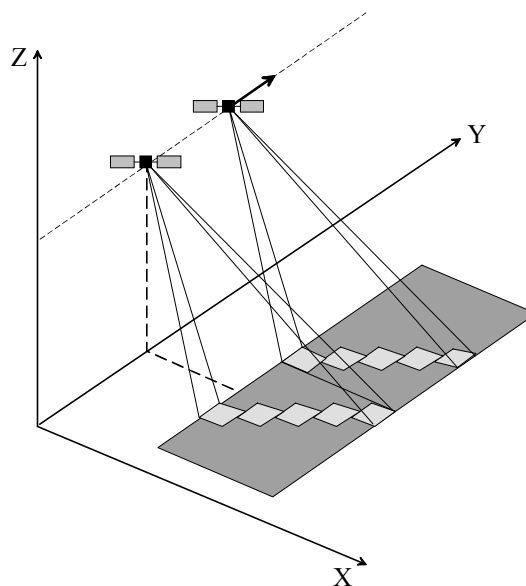


Figure 3.14 : Acquisition en mode scansar.

3.9.5. Mode squint, ou mode dépointé

Le squint est un mode analogue au strip-map, mais pour lequel l'antenne est maintenue fixe dans une direction non perpendiculaire au vecteur vitesse (figure 3.15). L'image est donc formée en défilement continu. Les résolutions obtenues sont identiques au mode strip-map. L'antenne latérale reste toutefois une solution préférentielle car elle minimise le temps d'éclairage. Elle est également la plus simple du point de vue du traitement car c'est celle pour laquelle les phénomènes de migration sont les plus faibles c'est-à-dire que les variations de distances entre le radar et la cible sont faibles.

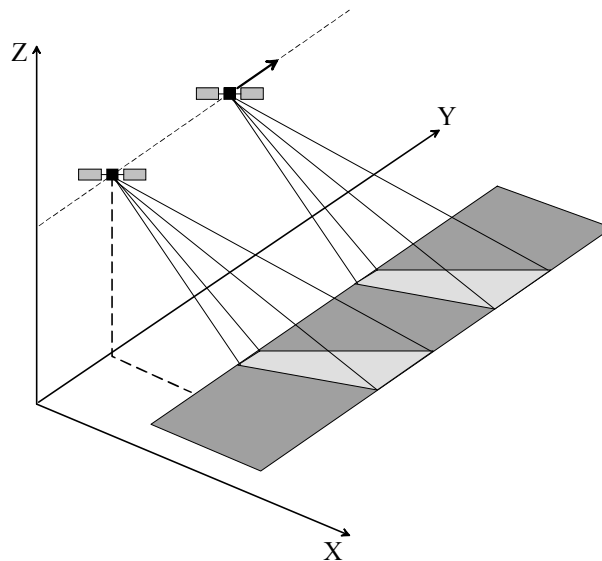


Figure 3.15 : Acquisition en mode squint.

3.9.6. Mode inverse

Le radar en mode inverse produit des images d'objets présentant un mouvement de rotation par rapport au radar (figure 3.16). Il est basé sur une analyse du signal reçu en fonction du temps et de la fréquence Doppler. Le résultat est une image à deux dimensions. L'analyse temporelle fournit la position des points brillants suivant l'axe de la ligne de visée du radar. L'analyse de la fréquence Doppler fournit la position des points brillants suivant l'axe azimutal.

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

Lorsque le radar est fixe et que la cible est en mouvement rotatif, alors cette configuration est équivalente à celle pour laquelle la cible est fixe et le radar en mouvement suivant une trajectoire circulaire.

Ainsi, on remarque que le mode inverse est un cas particulier du mode télescope pour lequel la trajectoire est circulaire.

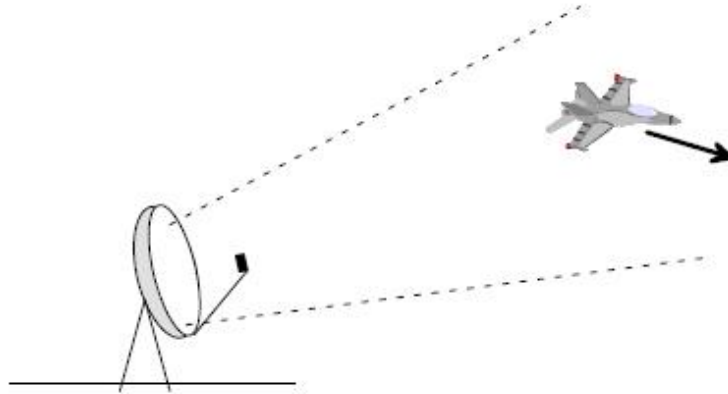


Figure 3.16 : Acquisition en mode inverse.

3.9.7. Mode multivues

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

Ce mode ne diffère du mode de base dont il est dérivé que par le traitement. Les modes multivues sont largement utilisés pour améliorer la résolution radiométrique. Ils sont applicables aussi bien au cas de l'antenne synthétique focalisée qu'à celui de l'antenne synthétique non focalisée.

3.10. Information interprétée par les images RSO

L'image RSO est une représentation plane d'une surface physique enregistrée à un instant donné. Nous appelons alors *signature*, un élément de l'image qui traduit une information (objet, phénomène, etc.) présente au niveau de la surface de la Terre ou de la mer. L'aspect de l'image est donc en relation avec l'état de l'objet réel. Cependant le lien entre une signature observée sur l'image et le phénomène physique n'est pas toujours simple comme l'a illustré le mécanisme d'enregistrement d'un système RSO.

Aussi prendra-t-on soin de toujours différencier l'information extraite de l'image de l'information réelle, provenant de l'observation ou de des mesures effectuées au niveau de la surface physique. Seule l'interprétation peut s'engager sur une connexion possible entre les deux. Elle constitue en général l'ultime étape d'une chaîne de traitement et se réalise grâce aux apports d'un expert ou d'informations disponibles telles que mesures *in situ*, cartes, modèles théoriques, etc. L'information fournie par une image de télédétection est de nature différente suivant que l'on considère :

- La réflectance pixel par pixel (**information radiométrique**),
- Les formes, les textures, etc. (**information spatiale**),
- Les fréquences spatiales (**information fréquentielle**),
- Les différentes bandes spectrales (information spectrale),
- Les variations des mesures radiométriques avec le temps (**information temporelle**).

Ainsi, nous distinguons les informations radiométriques, spatiales et fréquentielles, qui sont propres à chaque image, des informations spectrales et temporelles qui nécessitent la prise en compte d'une série d'images enregistrées simultanément ou au contraire décalées dans le temps.

3.10.1. Mode image de précision RSO

L'image de précision est un système d'image corrigée multivues dystopographique (réduite de bruit de speckle). Elle est le produit utilisé par la plupart des chercheurs qui travaillent dans le domaine de télédétection.

Le produit est calibré et corrigé par le diagramme de rayonnement de l'antenne RSO et prend en compte les pertes par divergence dans la direction radiale : la rétrodiffusion radar peut être dérivée à partir de ce produit pour la modélisation géographique, mais pour les effets radiométriques induits par le terrain aucune correction n'est appliquée. L'image n'est pas géocodée et la distorsion du terrain (l'effet de rapprochement ou « foreshortening » et le déversement radar ou « layover ») n'a pas été éliminée.

3.10.2. Dynamique des données RSO

A partir d'une image, les valeurs radiométriques sont les seules informations disponibles sans traitement. Elles s'identifient aux niveaux de gris dont la dispersion représente la dynamique de l'image. Les images RSO présente une plus grande variabilité radiométrique que les images dans le visible. Cependant bien que généralement l'aspect sombre, aucune plage de niveau de gris ne caractérise uniquement les régions maritimes. Les limites terre-mer sont donc plus difficilement accessibles.

Afin de pouvoir formaliser les traitements que les données suivront, il est important de caractériser l'image par un *modèle mathématique*. Bien que d'autres moyens puissent être mis en œuvre, dont notamment la *modélisation paramétrique*, deux modèles de représentation mathématique sont usuellement employés pour caractériser les images numériques :

- **La représentation déterministe:** qui modélise l'image par une fonction $I(x, y)$ où x et y sont les coordonnées spatiales exprimées dans un repère arbitraire et où I est proportionnelle à l'intensité lumineuse en un point (x, y) . Ainsi, le mode déterministe est fondé sur la représentation d'une image par sa valeur, ou niveau de gris, en chacun de ses points. L'image est alors un tableau à deux dimensions où chaque case est appelée *pixel*. Par convention sur les images en niveaux de gris, la couleur blanche représente l'intensité la plus forte et la couleur noire correspond aux intensités les plus faibles.
- **La représentation stochastique:** qui considère le champ d'image comme une réalisation d'un processus aléatoire bidimensionnel. Ce processus est entièrement défini par la connaissance de sa densité de probabilité qui est toutefois difficilement modélisable sauf dans des cas particuliers. Dans la pratique, à l'instar des signaux 1D, les moments d'ordre 1 et 2 sont les plus utilisés pour caractériser un champ d'image.

Nous pouvons associer à cette modélisation de l'image sa représentation fréquentielle. Un champ aléatoire complexe stationnaire possède en effet la propriété de pouvoir être représenté sous la forme d'une superposition d'exponentielles complexes, chacune d'elle ayant une fréquence spatiale particulière et toutes ayant des amplitudes aléatoires et décorrélés.

Nous définissons alors la *densité spectrale* P_I de l'image comme la variance de l'amplitude aléatoire des exponentielles complexes en fonction des fréquences spatiales (v, u) . Elle s'obtient par la transformée de Fourier d'autocorrélation γ , et a pour expression

$$P_I(v, u) = \sum_{x, y} \gamma(x, y) e^{-i2\pi(vx + uy)} \quad (3.35)$$

L'intérêt majeur de la représentation fréquentielle est situé dans la caractérisation de phénomènes tels que la périodicité des processus (i.e. l'analyse spectrale).

CHAPITRE 4

***Algorithmes de traitement
radar à synthèse d'ouverture***

4.1 Introduction

Il existe différents algorithmes utilisant la méthode de compression en azimuth afin d'améliorer la résolution azimuthale. Les plus couramment utilisés actuellement sont : le Range Doppler Algorithm (RDA), le Range Migration Algorithm.

En ce qui concerne l'algorithme RDA, Les traitements en distance et en azimuth sont effectués de manière indépendante. Pour cet algorithme, les phases de compensation en distance et d'analyse transverse nécessitent l'utilisation d'un certain nombre de paramètres relatifs à la configuration d'acquisition (positions du radar et de la cible, vitesses. . .). Les paramètres utilisés sont obtenus soit à partir de considérations géométriques, soit à partir d'estimations sur les données brutes.

L'algorithme RMA est un algorithme de domaine fréquentiel où la conversion de fréquence est appliquée dans les deux axes azimuth et distance. La technique qui utilise RMA pour focaliser la cible est basée sur la poursuite de la propagation, l'algorithme RMA a été conçu pour corriger un phénomène de migration radiale des réflecteurs de la scène éclairée.

4.2. Configuration géométrique dans le cas général :

Elle est présentée sur la figure 4.1. Quand une image SAR n'est pas projetée sur un Modèle Numérique de Terrain (MNT), elle est formée dans le plan radial. Un point de l'espace peut être représenté par ses coordonnées cylindriques (z, r, θ) (figure 4.2). Dans le cas d'une trajectoire rectiligne, le problème sera traité en coordonnées cylindriques projetées, l'angle de site θ ne jouant aucun rôle dans ce cas.

On suppose que l'image ne comporte qu'un seul diffuseur $N(x_0, y_0)$. L'angle de vue de la scène est noté ϕ_s et y_s la position de l'avion au milieu du temps d'intégration. Le paramètre r_s est alors la distance entre y_s et N . Le point azimuth y_0 pour lequel r est minimum (égal à x_0) est appelé le « (passage au plus près : Closest Point of Approach » (CPA). Le point N est aussi repéré par l'angle qu'il forme avec le radar à chaque instant $\varphi(y_n)$ et par sa distance x_0 . Le paramètre x_1 est la demi-largeur de la zone à imager et y_1 sa demi-longueur. Le centre de la zone imagée est défini par $C(x_c, y_c)$. Tous ces paramètres doivent être compatibles avec la forme d'onde du signal émis : pour être capable de former une image, la largeur de l'impulsion émise (τ) doit permettre d'éclairer au moins une fois toute la zone à imager. Il faut donc avoir $4 \frac{x_1}{c} > \tau$.

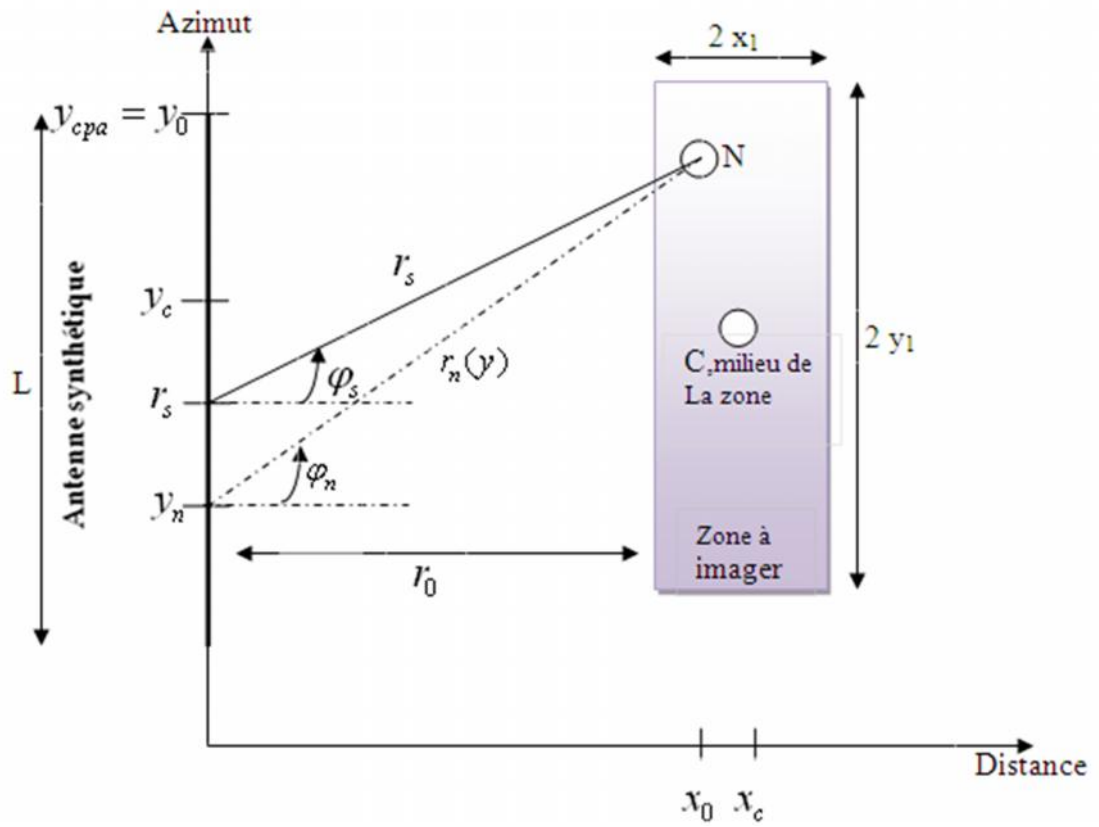


Figure 4.1 :Géométrie dans le cas de dépointage

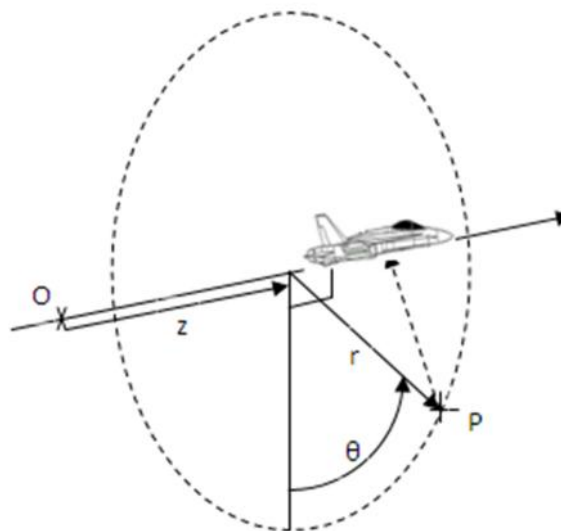


Figure 4.2 : Cordonnées cylindriques du point P

4.3. L'algorithme Range-Doppler (RDA)

4.3.1. Introduction :

L'Algorithme Range Doppler (RDA) a été développé en 1976-1978 pour le traitement des données SAR SEASAT. Plus tard, il a été utilisé pour traiter numériquement l'image RSO en 1978 et il est encore l'algorithme le plus largement utilisé aujourd'hui. Le RDA opère dans la gamme et le domaine fréquentiel azimut.

Le Range-Doppler Algorithm (RDA) est un traitement bidimensionnel [21-22]. Il consiste en des filtres adaptés dans les deux dimensions qui sont effectués dans des domaines de Fourier différents : le filtrage adapté en distance se fait dans le domaine (f, u) et celui en azimut dans le domaine (x, k_u) (Range, Doppler). Ainsi le Range-Doppler « découple » l'azimut et la distance.

4.3.2. Compression en distance du signal reçu :

Pour comprendre la façon dont le RDA focalise une cible ponctuelle, les étapes sont comme suit. Un filtrage adapté est tout d'abord effectué dans le domaine distance. C'est une multiplication par une réplique de référence du signal émis, choisie au milieu de la fauchée. Soit t_c le temps aller-retour au milieu de la fauchée. La réplique en t_c notée $p(t_c)$. Avant d'effectuer ce filtrage adapté, le signal reçu doit être ramené en bande de base [23-24].

$$E_s^b(t, u_n) = E_s(t, u_n) e^{-j\omega_c t}$$

Avec $\omega_c = 2\pi f_c$ la fréquence centrale du chirp $\left(f_c = f_1 + \frac{B}{2}\right)$. La réplique du signal émis est aussi ramenée en bande de base.

$$r_b(t, u_n) = p(t_c) e^{-j\omega_c t}$$

En notant TF_d la transformée de Fourier en distance et A^* le conjugué complexe de A , le signal filtré en distance $E_s(\omega, u_n)$ s'écrit

$$E_s(\omega, u_n) = TF_d(E_s^b) TF_d^*(r_b) \tag{4.1}$$

En utilisant une transformée de Fourier inverse en distance, l'expression du signal filtré dans le domaine (x, u) s'exprime ainsi :

$$E_s^f(x, u_n) = TF_d^{-1}(E_s(\omega, u_n)) e^{-2jk_r(y_n)} \tag{4.2}$$

Et

$$r_n(y_n) = \sqrt{x_0^2 + (y_0 - y_n)^2} \tag{4.3}$$

Les données reçues sont à présent comprimées en distance.

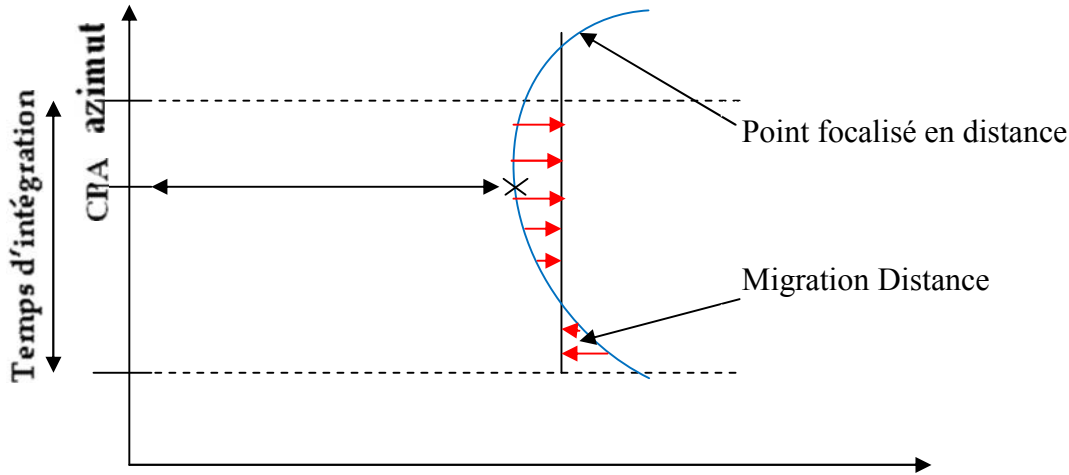


Figure 4.3 : La migration distance

4.3.3. Domaine Range-Doppler

Après une transformée de Fourier en azimut, le signal est noté, dans le domaine $(r, k_u) E(r, k_u)$

4.3.4. Migration distance

La migration distance est une conséquence de la synthèse d'ouverture. Une fois les données filtrées en distance, la réponse d'un point brillant est étalée sur plusieurs cases distances (figure 4.3). Cette migration est due au fait que r_n s'exprime comme une racine carrée de y_n et elle s'écrit en fonction de l'angle ϕ_n :

$$\Delta r(\phi_n) = r_n(y_n) - r_s = \frac{x_0}{\cos(\phi_n)} - \frac{x_0}{\cos(\phi_s)} \tag{4.5}$$

Elle est corrigée dans le domaine Range-Doppler (x, k_u) avant d'effectuer le filtrage azimutal. Par définition, $k_u = \frac{-4\pi \sin \varphi_n}{\lambda}$ donc $\sin \varphi_n = \frac{-k_u \lambda}{4\pi}$. On peut donc exprimer la migration distance dans le domaine (r, k_u) :

$$\Delta r(k_u) = r_n(y_n) - r_s = \frac{x_0}{\cos\left(\arcsin\left(\frac{-k_u \lambda}{4\pi}\right)\right)} - \frac{x_0}{\cos(\phi_s)} \quad (4.6)$$

La correction de migration s'écrit alors

$$E_s^C(x, k_u) = E(r + \Delta r(k_u), k_u)$$

4.3.5. Compression azimut

Pour effectuer la compression en azimut, un filtrage adapté est appliqué au signal E_s^f déjà comprimé en distance et dont la migration a été corrigée. On cherche pour cela, une expression plus simple de (4.2). En effet, r_n est une fonction non linéaire de y ce qui rend l'expression du filtre adapté théorique compliquée. En utilisant l'angle de dépointage φ_s , il vient

$$\begin{aligned} r_n^2(y_n) &= (r_s \cdot \cos \varphi_s)^2 + (r_s \cdot \sin \varphi_s + (y_n - y_s))^2 \\ &= r_s^2 - 2 \cdot r_s \cdot \sin \varphi_s \cdot (y_n - y_s) + (y_n - y_s)^2 \end{aligned}$$

Alors

$$\begin{aligned} r_n(y_n) &= \sqrt{r_s^2 - 2 \cdot r_s \cdot \sin \varphi_s \cdot (y_n - y_s) + (y_n - y_s)^2} \\ &= r_s \sqrt{1 - \frac{2 \sin \varphi_s}{r_s} (y_n - y_s) + \frac{(y_n - y_s)^2}{r_s^2}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Un développement limité de r_n peut alors être effectué autour de y_s , à condition que $y_n - y_s$ soit petit ($y_n - y_s \ll r_s$). Cette condition est généralement vérifiée.

$$\begin{aligned} r_n(y_n) &\cong r_s \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{-2 \sin \varphi_s}{r_s} (y_n - y_s) + \frac{(y_n - y_s)^2}{r_s^2} \right) - \frac{1}{8} \left(\frac{-2 \sin \varphi_s}{r_s} (y_n - y_s) + \frac{(y_n - y_s)^2}{r_s^2} \right)^2 + \dots \right) \\ &\cong r_s \left(1 + \frac{1}{2 r_s} \left(-2 \sin \varphi_s (y_n - y_s) + \frac{(y_n - y_s)^2}{r_s} \right) - \frac{1}{8 r_s^2} \left(-2 \sin \varphi_s (y_n - y_s) + \frac{(y_n - y_s)^2}{r_s} \right)^2 + \dots \right) \end{aligned}$$

En négligeant les termes d'ordre > 2 , l'équation suivante est obtenue

$$\begin{aligned}
 r_n(y_n) &\cong r_s - \sin \varphi_s (y_n - y_s) + \frac{(y_n - y_s)^2}{2r_s} - \frac{\sin^2 \varphi_s}{2r_s} (y_n - y_s)^2 + \dots \\
 &\cong r_s - \sin \varphi_s (y_n - y_s) + \frac{\cos^2 \varphi_s}{2r_s} (y_n - y_s)^2 + E
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

Avec E les termes négligés. Sous des hypothèses, le terme $e^{-2jk r_n(y_n)}$ de l'équation (4.2) devient

$$e^{-2jk r_s} e^{2jk \left(\sin \varphi_s (y_n - y_s) - \frac{\cos^2 \varphi_s}{2r_s} (y_n - y_s)^2 \right)}
 \tag{4.9}$$

Le filtre adapté azimuth (qui doit compenser la variation de $e^{-2jk r_n(y_n)}$ en y_n) est choisi dans l'axe radioélectrique et a la forme :

$$e^{2jk \left(\sin \varphi_s y_n - \frac{\cos^2 \varphi_s}{2r_s} y_n^2 \right)}
 \tag{4.10}$$

Le filtrage adapté est effectué grâce à un simple multiplication dans le domaine Range-Doppler (r, k_u) . Finalement, la transformée de Fourier inverse azimuth permet de revenir dans le domaine (r, y) dans lequel l'image est focalisée. Les étapes de programmation du RDA sont représentées sur la figure 4.4.

4.3.6. Domaine de validité de l'algorithme Range-Doppler

L'algorithme Range-Doppler utilise un développement limité pour effectuer la compression azimuth. Cette approximation induit une erreur de phase proportionnelle au temps d'intégration [25]. La formation d'une image par le RDA est simulée pour étudier l'influence de l'approximation sur la résolution et sur la géométrie de l'image finale. La formule exacte de l'erreur de phase est :

$$E = r_n(y_n) - \left(r_s - \sin \varphi_s (y_n - y_s) + \frac{\cos^2 \varphi_s}{2r_s} (y_n - y_s)^2 \right)
 \tag{4.11}$$

l'organigramme de l'algorithme RDA est donné ci-dessous

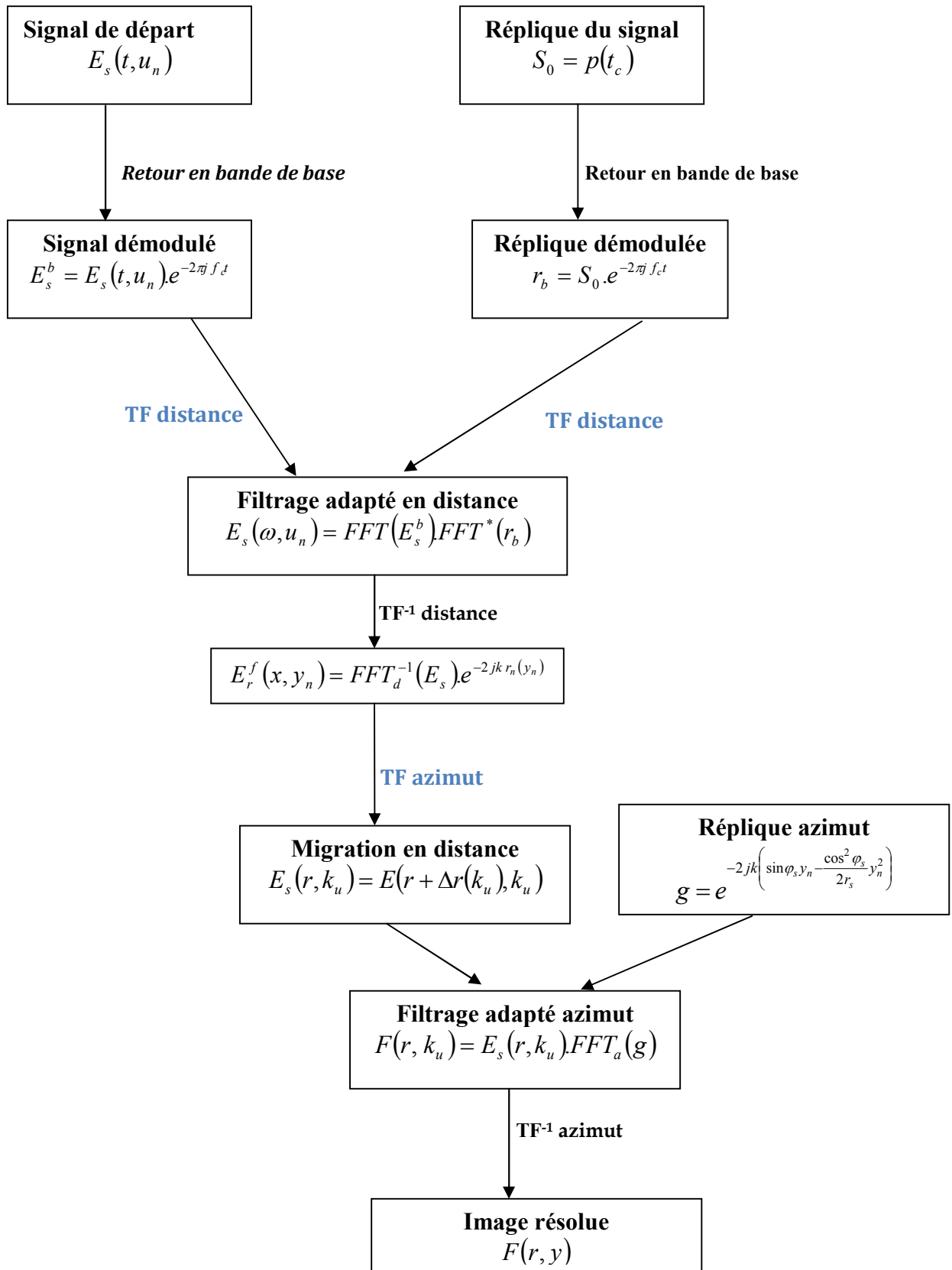


Figure 4.4: Organigramme de l'algorithme Range-Doppler.

Dans les paragraphes précédents, les différentes étapes de synthèse des images radar ont été décrites [20-22]. Ainsi, pour améliorer la résolution de ces images et bien focaliser la réponse des cibles ponctuelles isotropes, le signal brut passe à travers trois filtres, dont les fonctions sont les suivantes :

- compression d'impulsion (H_c)
- correction des migrations (H_{mig})
- synthèse d'ouverture (H_{az})

Ces filtres ont pour réponse impulsionnelle :

$$\begin{aligned}
 H_c(f_a, f_d) &= \frac{1}{\sqrt{K}} \exp\left(-j\frac{\pi}{4} + j\pi \frac{(f_d - f_0)^2}{K}\right) \quad \text{pour } |f_d - f_0| \leq B/2 \\
 H_{mig}(f_a, f_d) &= \exp\left(-j\pi \frac{\lambda}{c} f_e N_a f_a^2 f_d\right) \\
 H_{az}(f_a, f_d) &= \exp\left(j\pi N_a f_a^2\right)
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

4.3.7. Simulation pour RDA :

Les traitements en distance et en azimut sont effectués de manière indépendante. Pour cet algorithme, les phases de compensation en distance et d'analyse transverse nécessitent l'utilisation d'un certain nombre de paramètres relatifs à la configuration d'acquisition (positions du radar et de la cible, vitesses. . .). Les paramètres utilisés sont obtenus soit à partir de considérations géométriques, soit à partir d'estimations sur les données brutes.

Les Figures 4.5 à 4.10 montrent un exemple de traitement RSO en trois cas, pour une seule cible, deux cibles et cinq cibles ponctuelles isotropes dans une configuration aéroportée, la première image est une image radar brute, la deuxième image représente une point non focalisée, après un filtrage en distance nous obtenons la troisième image qui est une coupe représente la cible, finalement la quatrième image représente la cible ou le point focalisé.

➤ Simulation pour une seule cible :

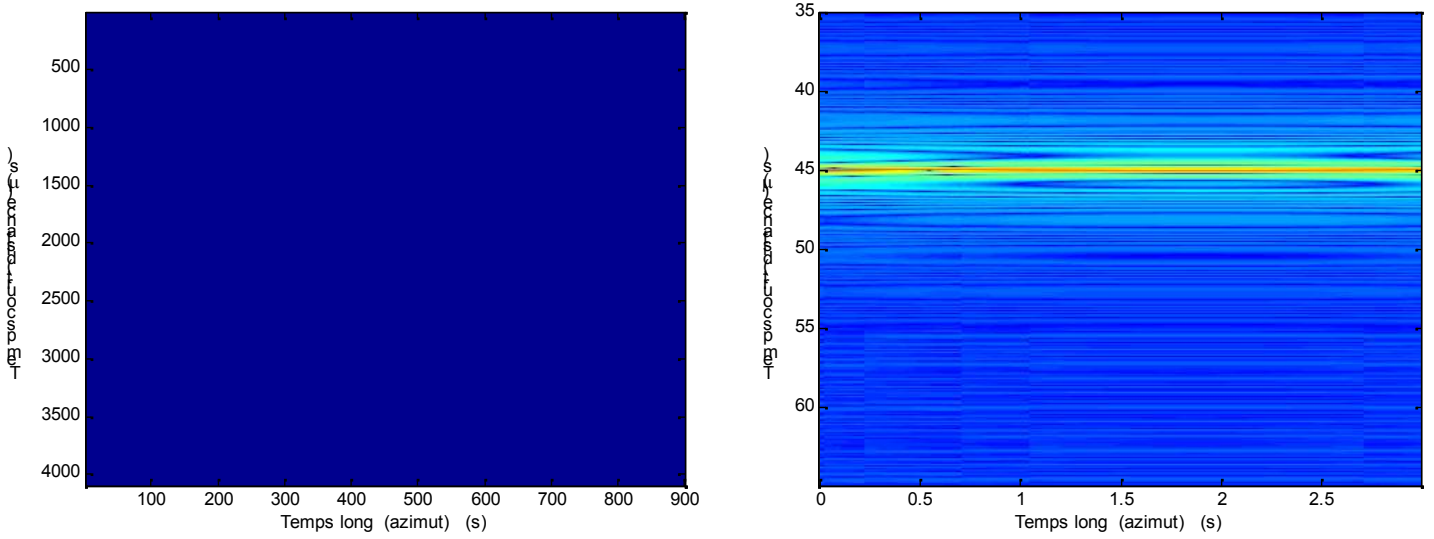


Figure 4.5 : Image radar brute.

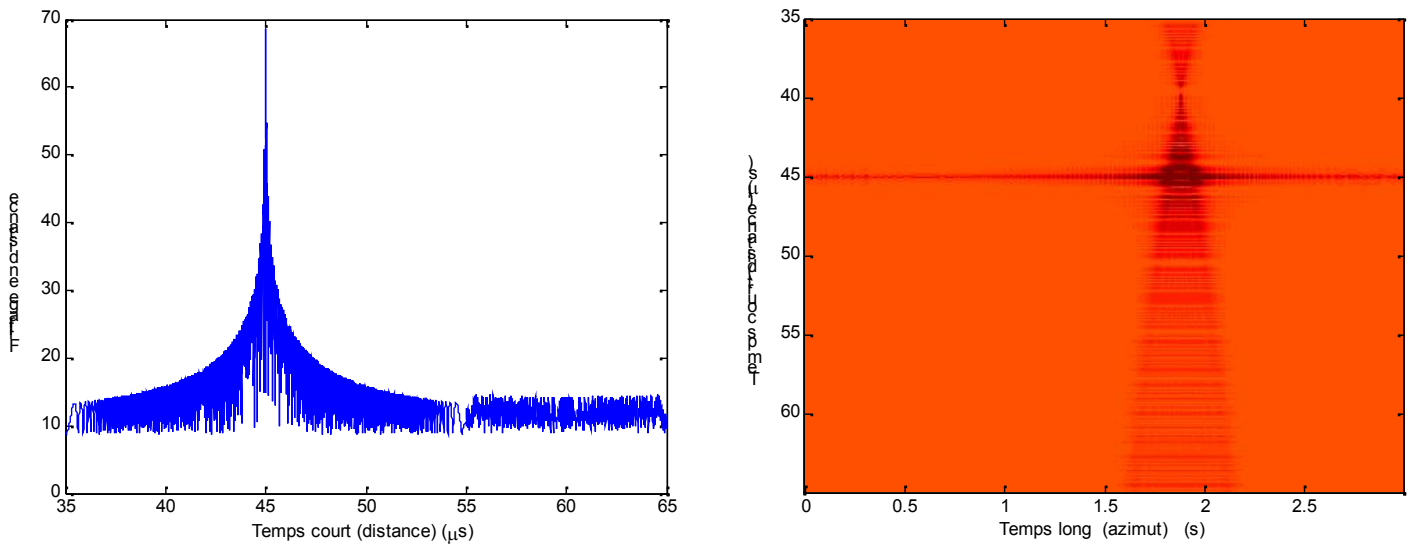


Figure 4.6 : La synthèse RSO.

➤ Simulation pour deux cibles :

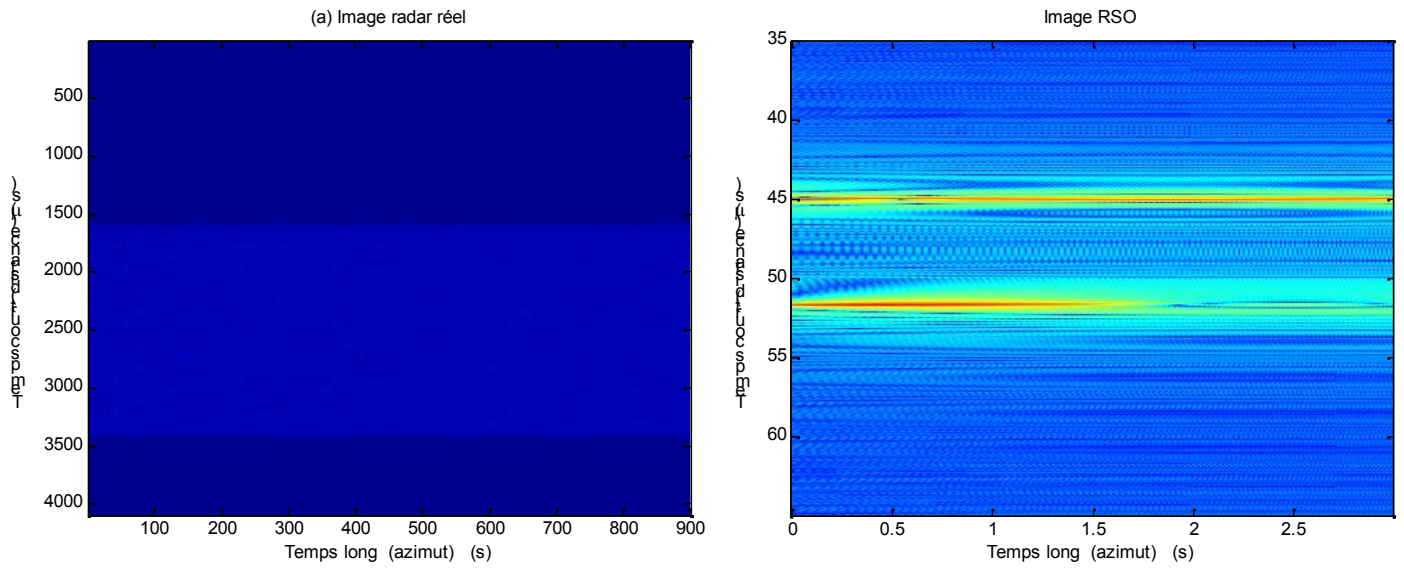


Figure 4.7 : Image radar brute.

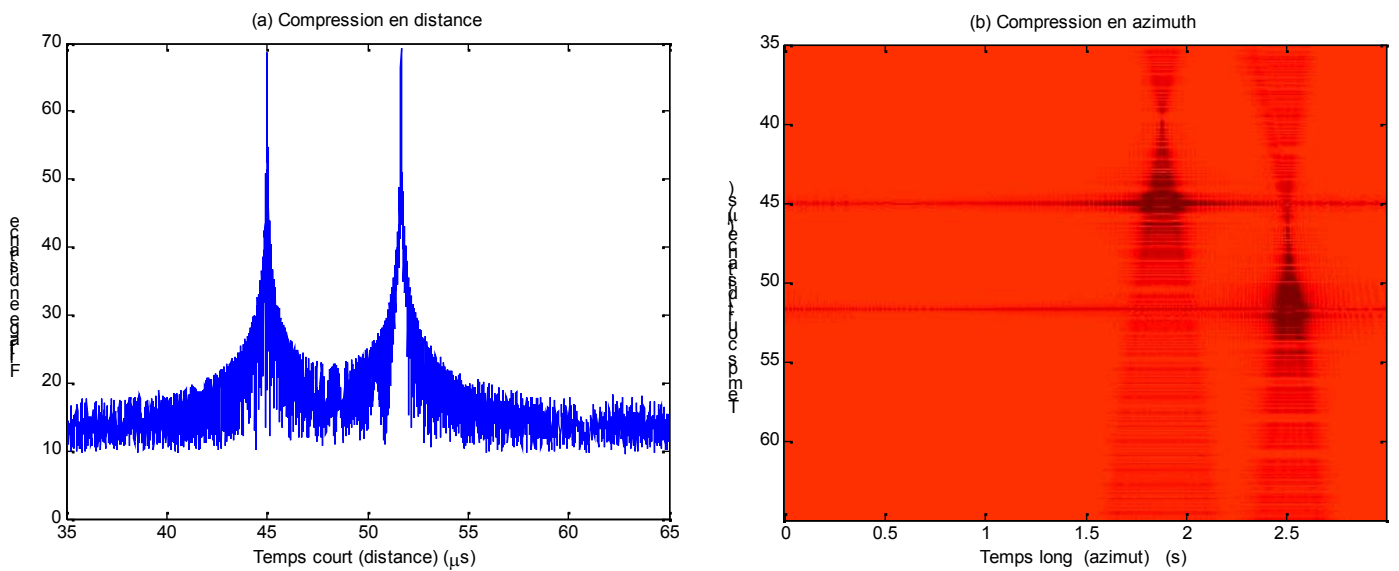


Figure 4.8 : La synthèse RSO.

➤ Simulation pour cinq cibles :

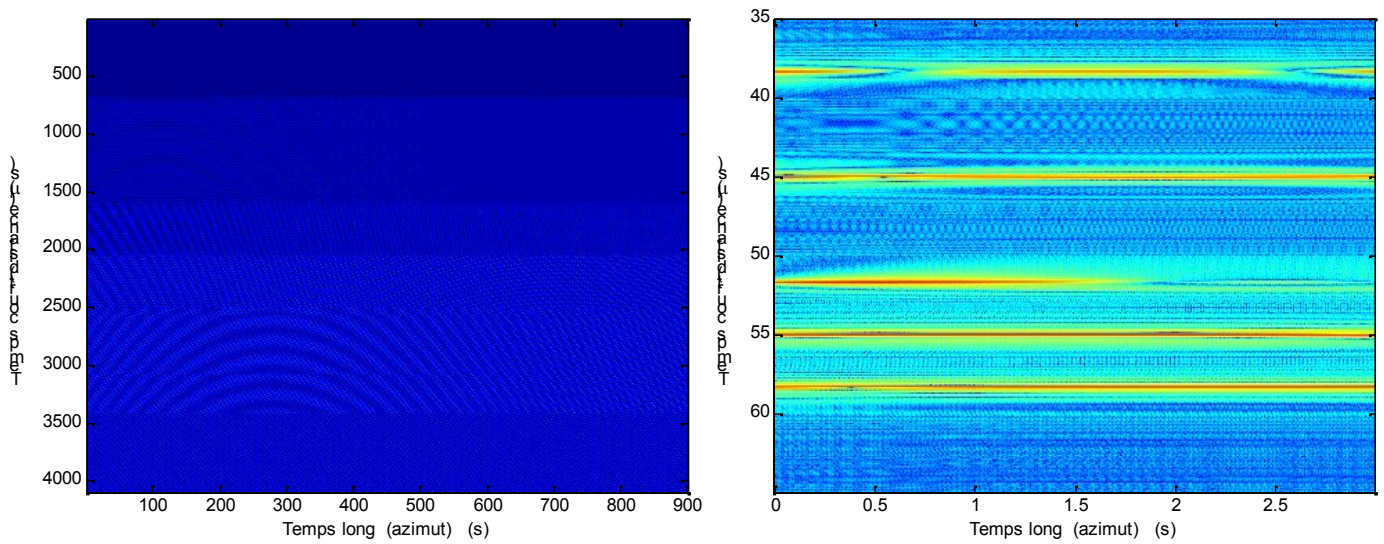


Figure 4.9 : Image radar brute.

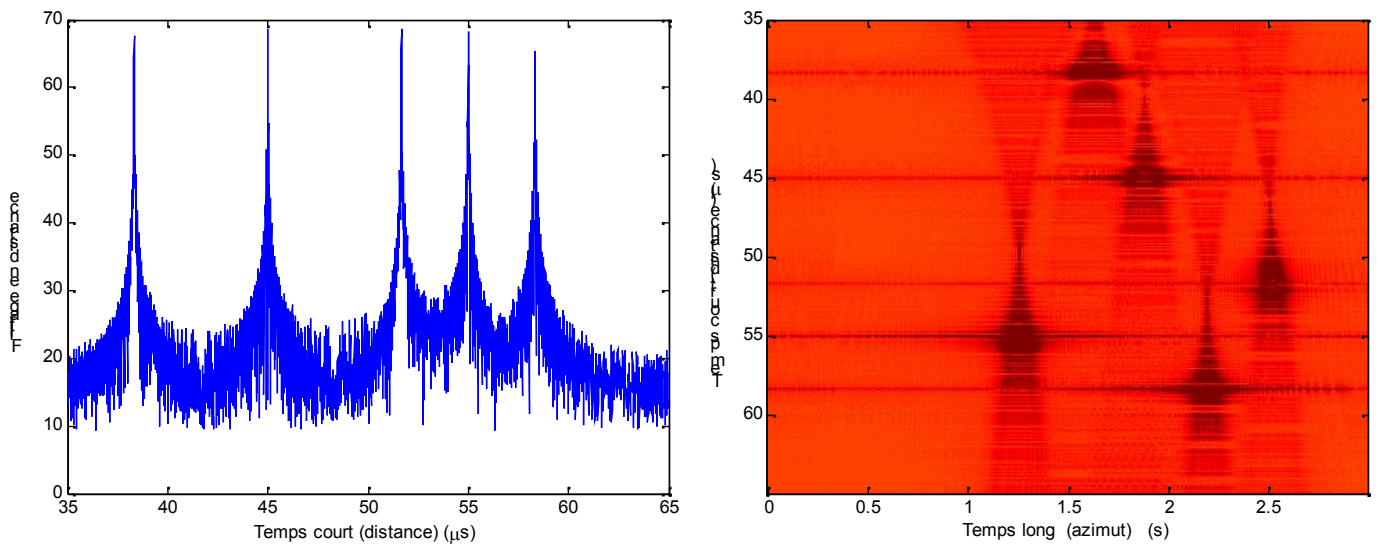


Figure 4.10 : La synthèse RSO.

4.4. L'Algorithme Range Migration RMA

4.4.1. Introduction :

L'algorithme est un traitement bidimensionnel [21-24]. Il consiste en deux filtrages adaptés : un en distance et un en azimuth qui sont liés, contrairement au Range Doppler. Ici, le filtrage adapté distance se fait dans le domaine (f, u) et le filtrage adapté azimuth se fait dans le domaine (f, k_u) . Avant de former complètement l'image finale via deux transformées de Fourier inverses, l'interpolation de Stolt est calculée dans le domaine (k_x, k_y) , dual de Fourier du domaine (x, y) afin de rendre constant l'effet de la migration distance [27].

4.4.2. Formation de l'image :

En posant $T = t - t_c$ avec $t_c = \frac{2r_c}{c} = \frac{2\sqrt{x_c^2 + y_c^2}}{c}$, l'expression du signal reçu est

$$E_s(T, u_n) = p\left(T + t_c - \frac{2R(u_n)}{c}\right) \quad (4.12)$$

Une transformée de Fourier en distance (par rapport à T) est tout d'abord appliquée à ce signal [25].

L'équation (4.12) s'exprime alors

$$\begin{aligned} E_s(\omega, u_n) &= P(\omega) e^{2j\pi f_c(t_c - u_n)} \\ &= P(\omega) e^{4j\pi \frac{f_c}{c}(r_c - r_n)} \end{aligned}$$

Soit

$$E_s(\omega, u_n) = P(\omega) e^{2j\pi k(r_c - r_n)} \quad (4.13)$$

En effectuant une transformée de Fourier en distance (selon u) notée TF_a . L'équation (4.13) devient :

$$S(\omega, k_u) = P(\omega) e^{2j\pi k r_c} TF_a\left(e^{-2j\pi k r_n}\right) \quad (4.14)$$

Le « déchirpage » azimuth se fait par rapport au milieu de la fauchée. Le point $N(x_0, y_0)$ s'exprime ainsi en fonction du point $C(x_c, y_c)$ (figure 4.1)

$$x_0 = x_c + x' \quad (4.15)$$

$$y_0 = y_c + y' \quad (4.16)$$

Avec ces relations, l'expression suivante est obtenue

$$TF_a\left(e^{-2j\pi k r_n}\right) = \int_{-L/2}^{L/2} e^{-2jk \sqrt{\underbrace{(x_c + x')^2}_{x_0} + \left(\underbrace{y_c + y' - y_n}_{y_0}\right)^2}} e^{-jk_u \cdot y_n} dy_n \quad (4.17)$$

La transformée de Fourier se limite à l'intervalle $[-L/2, L/2]$ (durée d'impulsion).

En utilisant le théorème de la phase stationnaire, et grâce à un changement de variable, l'expression (4.14) peut s'écrire sous la forme

$$S(\omega, k_u) = P(\omega) e^{2j\pi kr_c - \frac{j\pi}{4}} e^{-j(k_x x_c + k_y y_c)} F(k_x, k_y) \quad (4.18)$$

Avec

$$\begin{aligned} k_x &= \sqrt{4k^2 - k_u^2} \\ k_y &= k_u \\ F(k_x, k_y) &= e^{-j(k_x x_c + k_y y_c)} \end{aligned}$$

Dans le cas où l'onde émise est un chirp on peut alors écrire

$$S(\omega, k_u) P^*(\omega) e^{-j\left(2\pi kr_c - \frac{\pi}{4}\right)} e^{j(k_x x_c + k_y y_c)} = F(k_x, k_y)$$

et en effectuant une transformée de Fourier inverse dans les deux directions, il vient

$$f(x, y) = TF_a^{-1} \left(TF_d^{-1} \left(S(\omega, k_u) P^*(\omega) e^{-j\left(2\pi kr_c - \frac{\pi}{4}\right)} e^{j(k_x x_c + k_y y_c)} \right) \right) \quad (4.19)$$

4.4.3. Décomposition des termes de l'équation

Les facteurs de l'équation (4.19) peuvent être interprétés séparément.

- Le terme $P^*(\omega) e^{-j\left(2\pi kr_c - \frac{\pi}{4}\right)}$ représente un filtrage adapté bidimensionnel qu'il faut l'appliquer aux données reçues.
- le terme $e^{-j2\pi kr_c}$ représente un décalage de l'origine des temps
- le terme $e^{j\frac{\pi}{4}}$ vient de l'utilisation du théorème de la phase stationnaire et sera annulé par l'étalonnage en phase [28].

4.4.4. Filtrage adapté distance :

Il est représenté par $P^*(\omega)$. Comme pour le RDA, c'est une multiplication par une réplique de référence du signal émis, choisie au milieu de la fauchée. Avec les mêmes notations,

$$E_s(\omega, u_n) = TF_d(E_s^b) TF_d^*(r_b) \quad (4.20)$$

Avec

E_s^b Signal simulé ramené en bande de base (figure 4.12)

TF_d Transformée de Fourier distance

Mais contrairement au Range-Doppler, la transformée de Fourier inverse n'est pas appliquée à cette étape. La figure 4.13 représente le signal E_s filtré dans le domaine (t, y) .

4.4.5. Traitement de Fourier en azimut :

L'étape suivante est la transformée de Fourier azimut représentée par $S(\omega, k_u)$. Avant d'effectuer cette transformation, il faut s'assurer que le spectre reçu est bien centré. Ce n'est pas le cas lorsque l'antenne est dépointée par rapport à la perpendiculaire à la trajectoire. Le spectre est alors centré autour de $2k_c \sin \varphi_s$ avec $k_c = \frac{2\pi f_c}{c}$. Si le signal recentré est noté E_s^c , On a :

$$E_s^c(\omega, u_n) E_s(\omega, u_n) e^{-2k_c \sin \varphi_s} \quad (4.21)$$

On peut alors appliquer une transformée de Fourier azimut à l'équation. Le signal obtenu est noté

$$S(\omega, k_u) = TF_a(E_s^c) \quad (4.22)$$

4.4.6. Filtrage adapté azimut :

Le terme $e^{j(k_x x_c + k_y y_c)}$ est un filtrage adapté en azimut. Les trois multiplications sont effectuées au même moment. On note le signal $S_m(\omega, k_u)$ le signal filtré en azimut

$$S_m(\omega, k_u) = S(\omega, k_u) e^{j(k_x x_c + k_y y_c)} e^{-j2kr_c} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (4.23)$$

4.4.7. Changement de variable et interpolation de Stolt

C'est le cœur de l'algorithme RMA [26-27]. Le filtrage adapté azimut revient en fait à un changement de variable du type

$$\begin{cases} k_x = g(k) = \sqrt{4k^2 - k_u^2} \\ k_y = k_u \end{cases}$$

Comme g n'est pas une fonction linéaire, les échantillons k_x ne sont pas espacés régulièrement. Le domaine (k_x, k_y) est représenté sur la figure 4.11. Pour pouvoir faire une transformée de Fourier rapide inverse, il faut donc réinterpoler les données pour qu'elles soient échantillonnées régulièrement. Le principe de l'interpolation de former une grille régulière et de la remplir grâce à des données interpolées. L'interpolation elle-même peut être faite de plusieurs façons. La version programmée utilise une interpolation linéaire. Le signal interpolé est noté $F(k_x, k_y)$.

4.4.8. Transformée de Fourier inverse bidimensionnelle :

Une fois que les données sont espacées régulièrement dans le domaine (k_x, k_y) , la transformée de Fourier inverse dans les deux dimensions peut être appliquée à $F(k_x, k_y)$.

On forme ainsi une image comprimée en distance et en azimut. L'organigramme de la figure 4.11 résume les étapes détaillées ci-dessus.

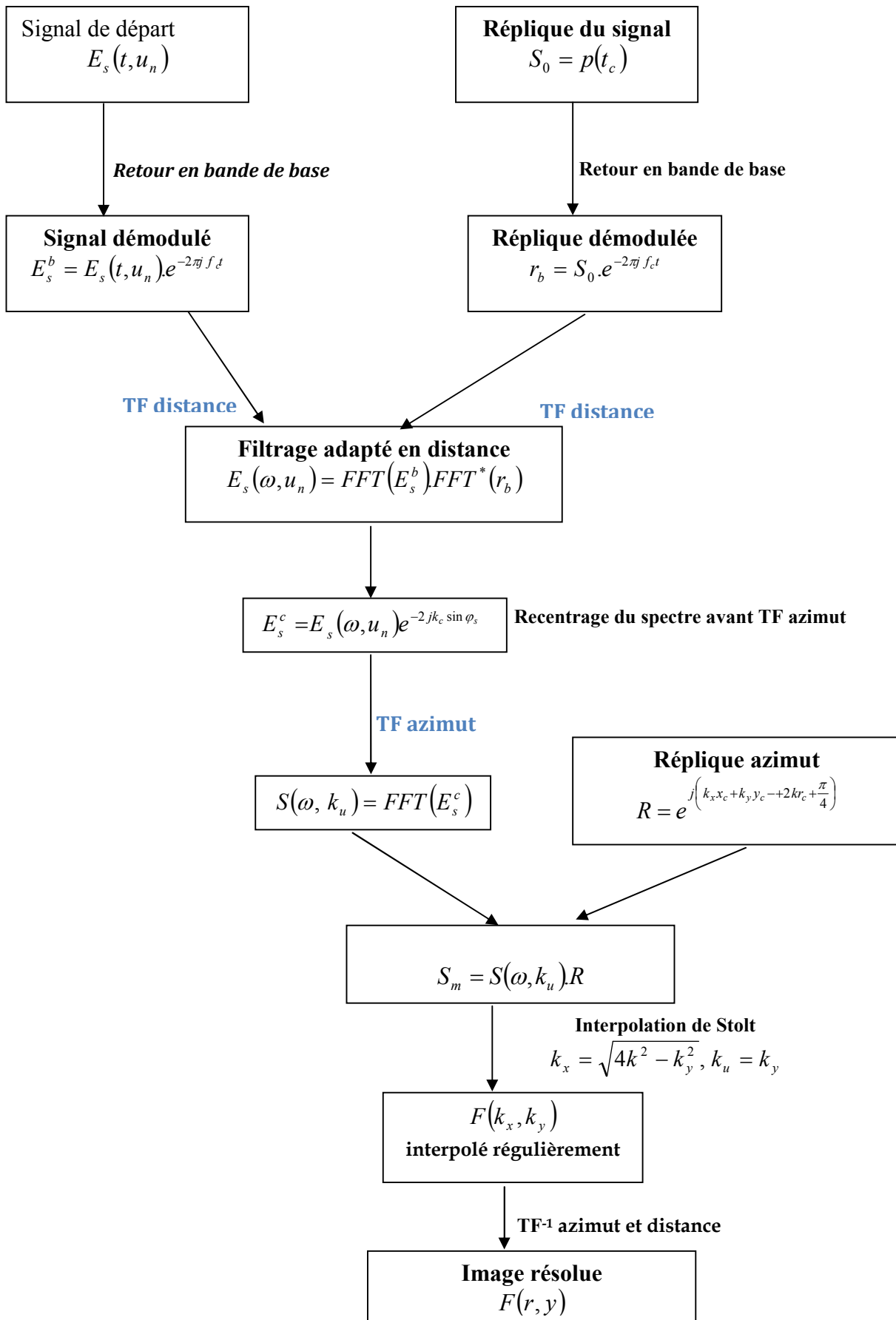


Figure 4.11 : Organigramme de l'algorithme RMA.

4.4.9. Simulation pour RMA :

On simule le signal acquis par le radar au cours de son trajet de vol, on procède également par algorithme RMA pour former l'image de la zone éclairée. Les Figures 4.12 à 4.26 montrent un exemple de traitement RSO en trois cas, pour une seule cible, deux cibles et cinq cibles ponctuelles isotropes dans une configuration aéroportée.

- Simulation pour une seule cible :

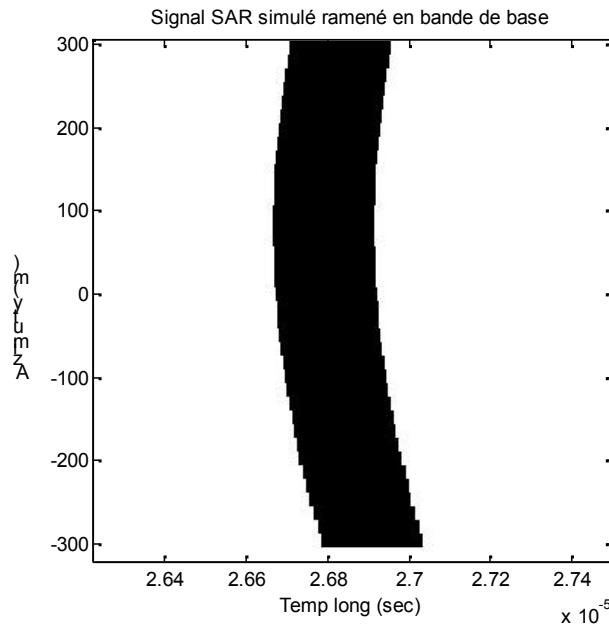


Figure 4.12 : Simulation du signal reçu $E_s(t, y)$

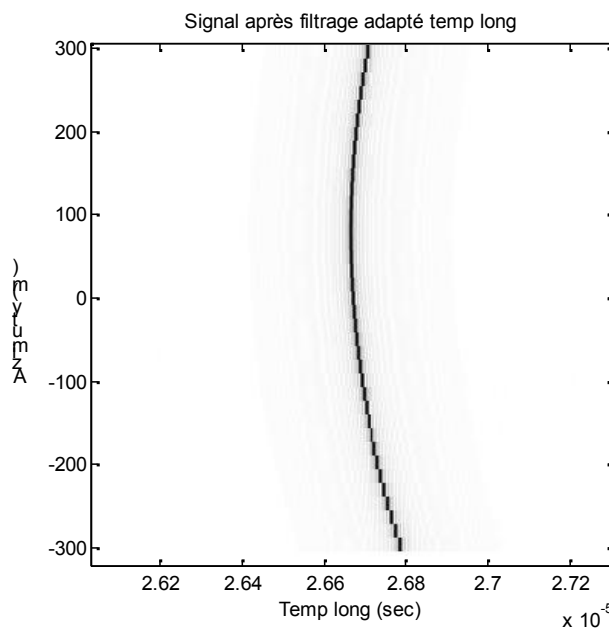


Figure 4.13 : Signal après filtrage adapté en distance $E_s(t, y)$

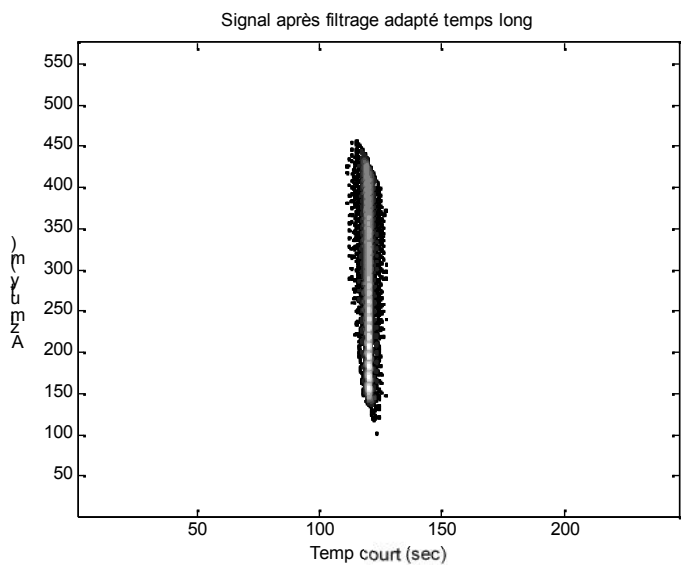


Figure 4.14 : $TF_{bidim}^{-1}(S_m(w,k_u))$

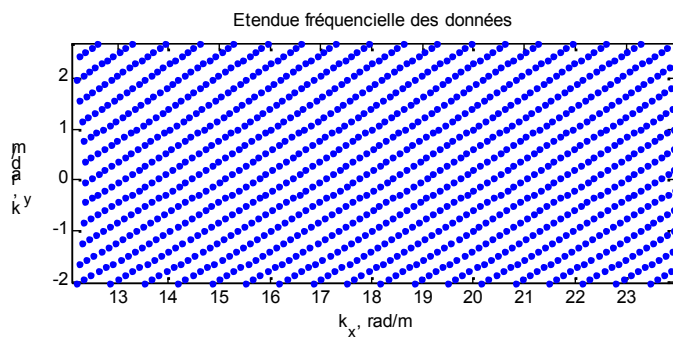


Figure 4.15 : Domaine $k_x k_y$

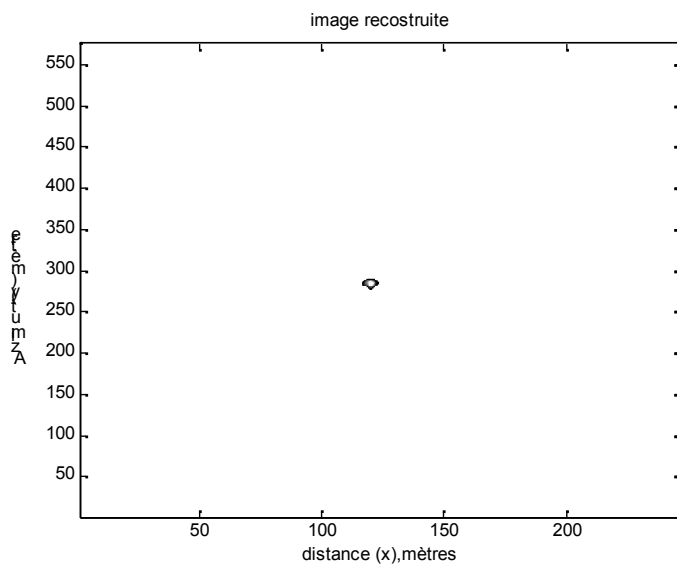


Figure 4.16 : Image résolue

➤ Simulation pour deux cibles :

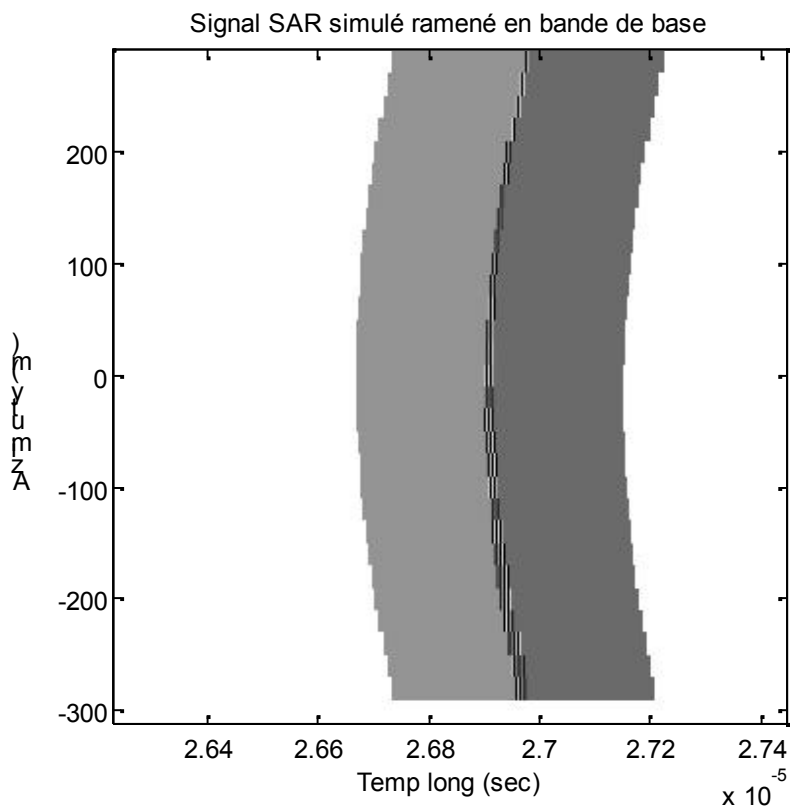


Figure 4.17: Simulation du signal reçu $E_s(t, y)$

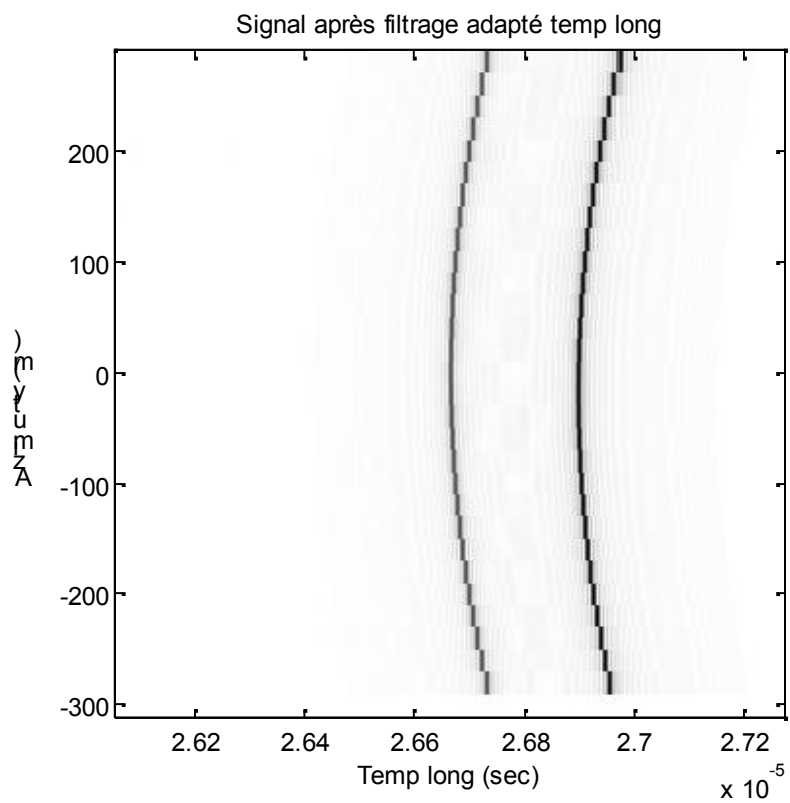


Figure 4.18 : Signal après filtrage adapté en distance $E_s(t, y)$

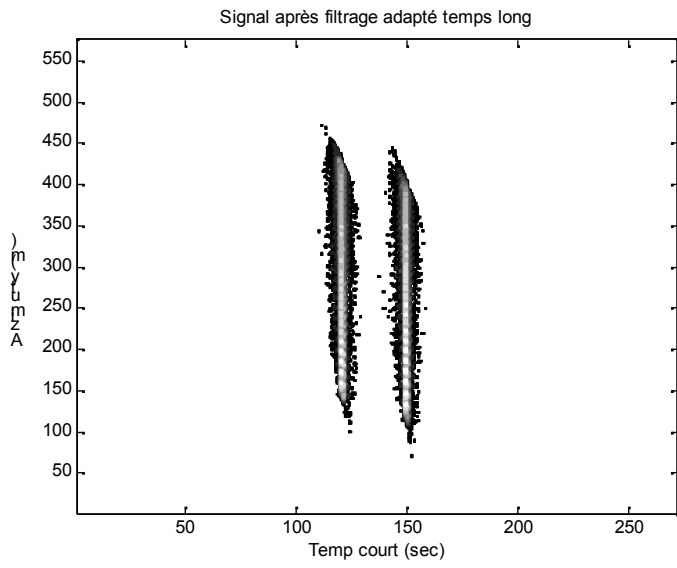


Figure 4.19: $TF_{bidim}^{-1}(S_m(w, k_u))$

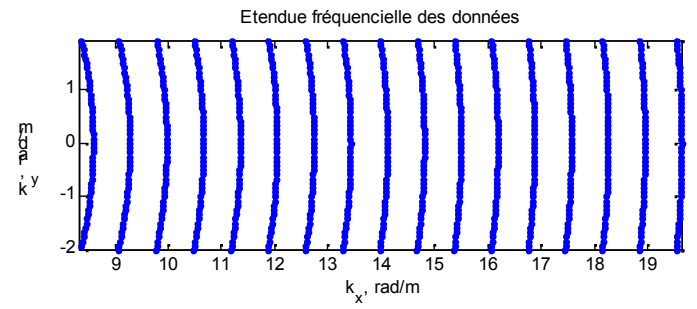


Figure 4.20 : Domaine $k_x k_y$

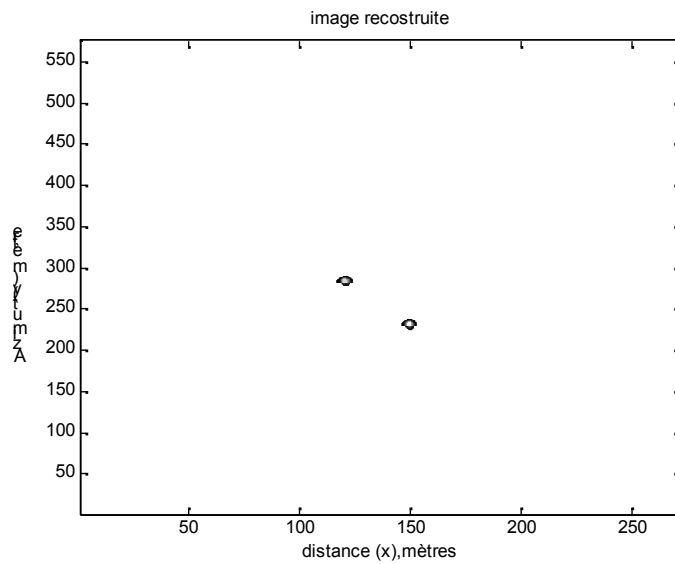


Figure 4.21 : Image résolue

➤ Simulation pour cinq cibles :

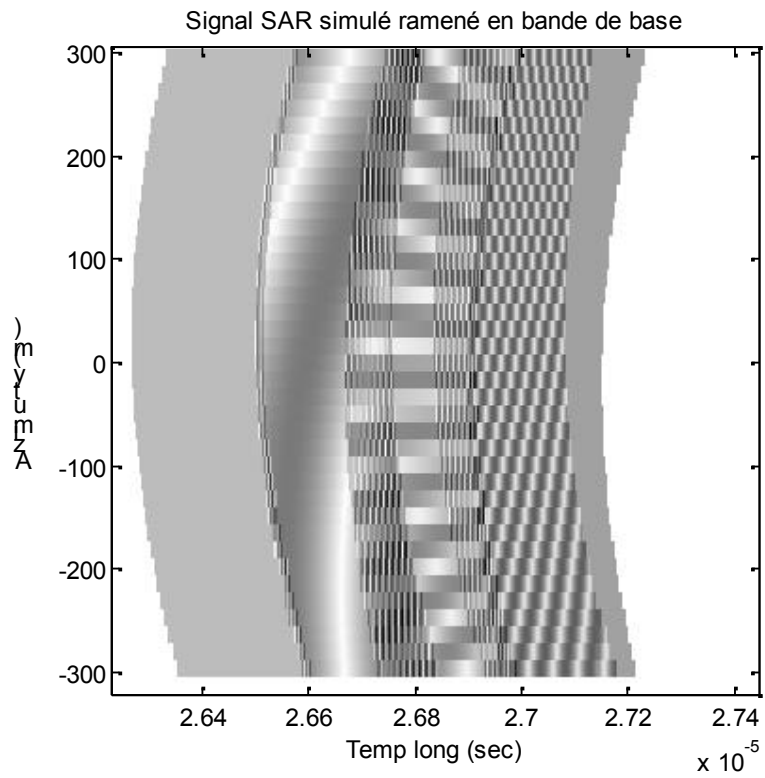


Figure 4.22: Simulation du signal reçu $E_s(t, y)$

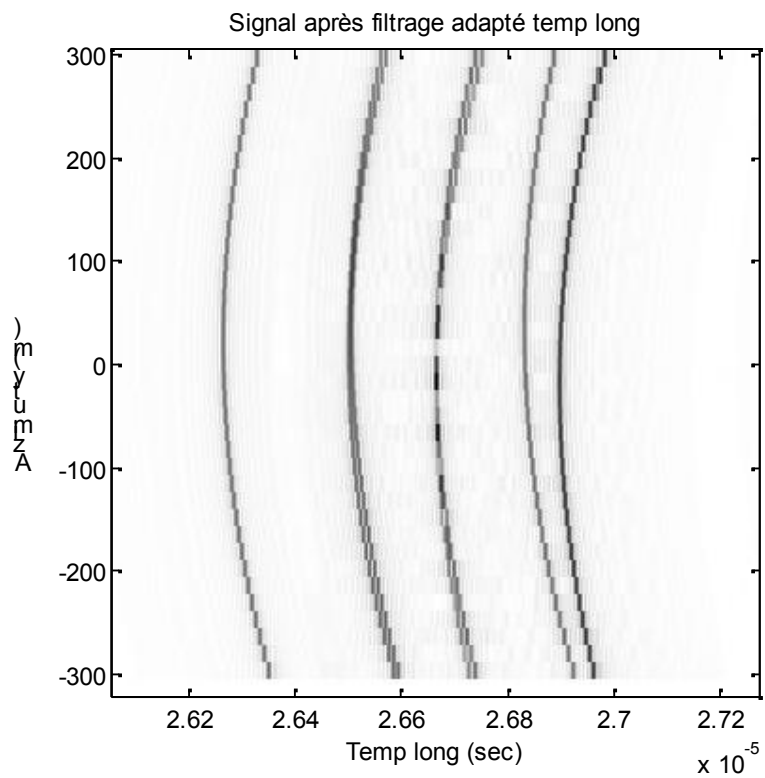


Figure 4.23: Signal après filtrage adapté en distance $E_s(t, y)$

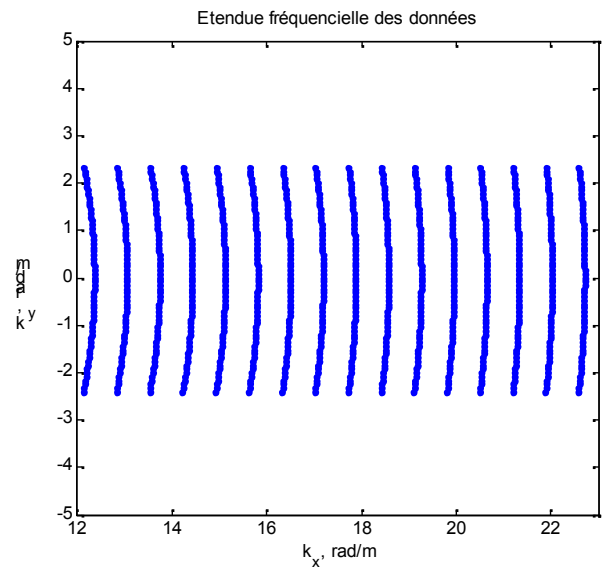
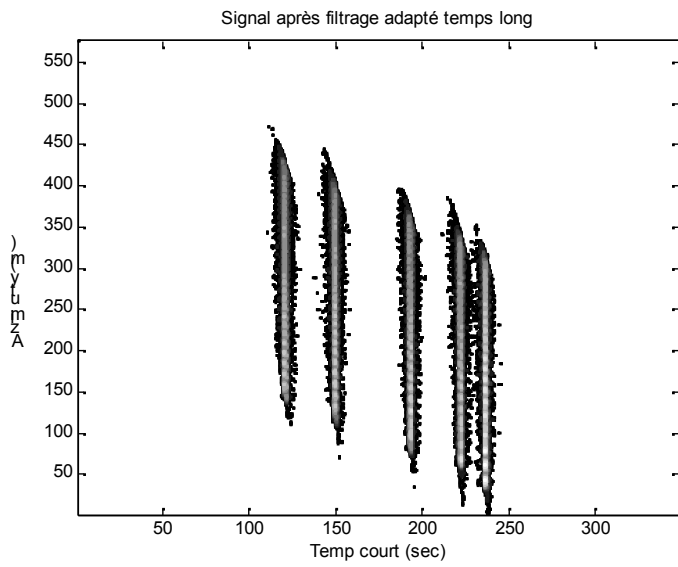


Figure 4.24 : $TF_{bidim}^{-1}(S_m(w,k_u))$

Figure 4.25 : Domaine $k_x k_y$

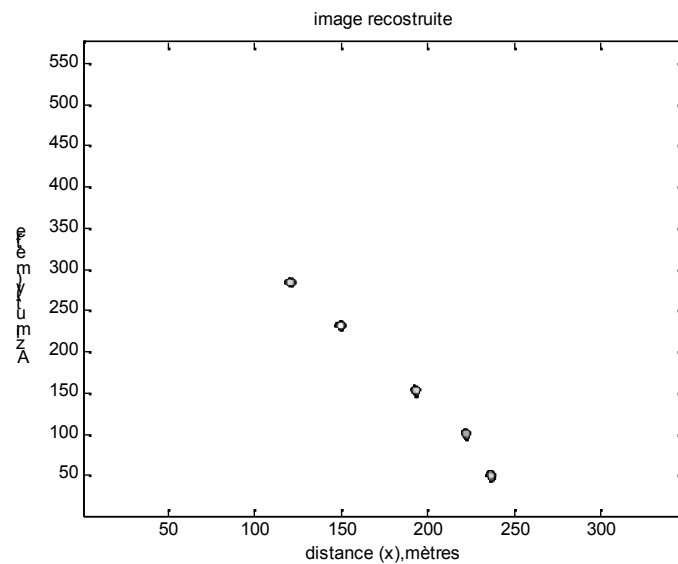


Figure 4.26 : Image résolue

Conclusion générale

Dans ce mémoire, dans un premier temps, nous avons présenté les principes de base nécessaires à comprendre le fonctionnement du système radar. Ce dernier a été présenté sous forme de sous-systèmes, dont chacun a une fonction bien spécifique dans l'opération de détection de cibles, qui a son tour est liée à différents critères de performance. Nous avons présenté un bilan de puissance ainsi l'influence du bruit sur le signal détecté. La théorie de la décision pour la détection automatique des cibles et les différents critères qui y sont utilisés, ont été présentés d'une façon simple et claire ainsi que les fluctuations de cibles et les différents modèles proposés à ce propos par Swerling. Puis nous avons vu la probabilité de fausse alarme qui est présenté par la présence du bruit thermique dans le récepteur, et la probabilité de détection qui est la probabilité que le signal détecté sera correctement déclaré un signal de cible à la sortie du récepteur.

Dans un second plan, nous avons présenté le principe du radar à compression d'impulsion, les diverses bases essentielles à la compréhension de cette technique, soit celle du radar compression d'impulsion qui utilise cette technique pour améliorer la résolution radiale et c'est la contribution à l'étude des radars imageur. suite à cela, il est possible de passer à donner une description détaillée sur les radars à synthèse d'ouverture, nous avons présenté les notions de base relatives aux différents capteurs RSO que les diverses communautés scientifiques de la télédétection utilisent comme sources de données principales. L'intérêt du radar à synthèse d'ouverture a été présenté ainsi la résolution radiale et azimutale, les deux familles de reconstruction (la sommation cohérente et la compression en azimut) ont été présentées. Ainsi, le principe du fonctionnement du radar à synthèse d'ouverture (RSO). Quelques principes essentiels du RSO, notamment la géométrie du système, les différents modes de fonctionnement ainsi que les points importants concernant le contenu des cibles radar sont introduits.

Enfin, nous avons détaillé les principaux algorithmes de traitement radar à synthèse d'ouverture, le paramètre principal qui limite l'utilisation du RDA est le dépointage de la trajectoire par rapport à la trajectoire nominale. Pour pouvoir faire de bonnes images même dans des configurations de fort dépointage, il faudrait rendre plus complexe la formule de décompression en azimut. Ceci allongerait le temps de calcul qui est déjà important. C'est pour obtenir des images bien focalisées même en fort dépointage avec un temps de calcul raisonnable qu'on s'intéresse donc à un autre algorithme, le Range Migration Algorithm qui utilise une formule exacte pour la synthèse d'image. Il peut alors être utilisé dans des configurations plus étendues que le RDA.

La formation d'une image multivues focalisée est seulement limitée par la largeur du diagramme de l'antenne. Mais pour obtenir les images pleines résolution, il faut se ramener au cas nominal où l'avion a une trajectoire rectiligne uniforme. Un processus de convolution rapide est plus efficace de mettre en œuvre le processus de corrélation. Plusieurs résultats de simulations pour des cibles ponctuelles sont effectués et commentés.

Comme perspectives, les recherches futures seront portées sur la correction des erreurs, surtout pour les cas d'erreur de mouvement que les effets sur la direction de la portée dans laquelle la géométrie est plus compliquée.

Annexe A

Interpolation de Stolt

Soit k_{ym} un k_y fixe. On cherche à mettre tous les k_x correspondants à ce k_y dans une grille de points réguliers qu'on note KX . Une représentation est proposée dans la figure A1.

$$KX_n = k_{x\min} + p\Delta k_x$$

Le spectre S_m espacé régulièrement est noté F . On veut trouver $F(KX_n, k_{ym})$. On sait que

$$k_{xm} = \sqrt{4k^2 - k_{ym}^2}$$

et

$$k = k_{\min} + n\Delta k \text{ pour } 0 < n < N$$

avec N le nombre total de fréquence k . Donc

$$k_{x,m} = \sqrt{4(k_{\min} + n\Delta k)^2 - k_{ym}^2}$$

donc

$$n = \frac{\sqrt{k_{x,m}^2 + k_{ym}^2} - 2k_{\min}}{2\Delta k}$$

alors pour KX_n , le numéro n du k correspondant est

$$n_m(p) = \frac{\sqrt{KXp^2 + k_{ym}^2} - 2k_{\min}}{2\Delta k}$$

Cet indice n'est pas entier. Soit a l'entier le plus proche de n par défaut et b l'entier le plus proche de n par excès. On trouve F en interpolant linéairement :

$$F(KX_n, k_{ym}) = [n_m(p) - a]S_m(k_x(b), k_{ym}) + [b - n_m(p)]S_m(k_x(a), k_{ym})$$

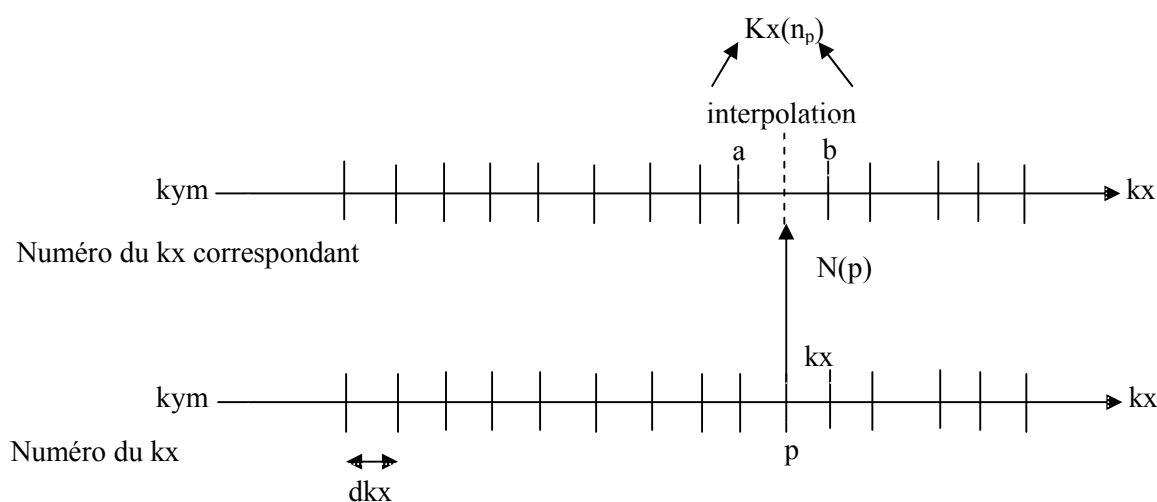


Figure A.1 : Interpolation de Stolt

Annexe B

Méthode de la phase stationnaire

Cette annexe traite la méthode de la phase stationnaire pour la synthèse des signaux à modulation linéaire de fréquence. Soit $u(t)$ de la forme :

$$u(t) = a(t)e^{j\Phi(t)}$$

de durée T , quand la fonction d'autocorrélation de $A(t)$ est :

$$A(\tau) = \frac{ch\left[\pi\sqrt{C^2 - (B\tau)^2}\right]}{ch(\pi C)}$$

Où C est liée au niveau désiré des lobes secondaires $R(\text{dB})$, par la relation suivante :

$$C = \frac{1}{\pi} \log\left[R + \sqrt{R^2 - 1}\right]$$

Problème 1

Le signal à synthétiser est un signal modulé linéairement en fréquence

$$u(t) = a(t)e^{j\beta t^2}$$

et le problème est de déterminer la modulation d'amplitude $a(t)$.

Soit $\Gamma(\nu)$ la transformée de Fourier de $a(t)$.

$$a(t) = \sqrt{\frac{B}{\pi}} \Gamma\left(\frac{\beta t}{\pi}\right)$$

Problème 2

La modulation d'amplitude $a(t)$ est supposée spécifiée, et le problème est de déterminer la modulation de phase $\Phi(t)$.

Soit $f(t)$ la fréquence instantanée de $u(t)$, donnée par

$$\frac{d}{dt}\Phi(t) = 2\pi f(t)$$

La méthode de la phase stationnaire nous permet d'écrire

$$\int_{-\infty}^t |a(\tau)|^2 dt = \int_{-\infty}^f \Gamma(\nu) d\nu$$

Résolvant cette équation pour f , on obtient une fréquence $f(t)$ monotone croissante, dont l'intégrale donne $\Phi(t)$.

Bibliographie

- [1] L.Hacini "Application du changement de PRF au STAP à rang réduit" Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2004.
- [2] L.Cadoret "technique Radar " Département Electronique 2^{ème} Edition, 1978.
- [3] J. Darricau ; "Radars, Paramètres de détection" Techniques de l'Ingénieur, traité Télécoms , 2000.
- [4] B.R. Mahafza, « Radar Systems Analysis and Design using Matlab, » Chapman & Hall/CRC, 2000.
- [5] L. Abdou "Application des algorithmes évolutionnaires à l'optimisation du seuil de détection dans les systèmes distribués CFAR "Université de Batna, 2009.
- [6] P. Swerling. " Probability of detection for fluctuating targets " , IRE Transactions on Information Theory, Volume: 6 , Issue: 2 ,pp. 269 – 308, 1960.
- [7] P. Swerling, W.L Peterman. " Impact of target RCS fluctuations on radar measurement accuracy " , IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: 26 , Issue: 4,pp 685-686, 1990.
- [8] P. Swerling. " Radar probability of detection for some additional fluctuating target cases " , IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: 33 , Issue: 2 , Part: 2 , pp 698-709, 1997.
- [9] Z. Messali, "Performances des Détecteurs Distribués CFAR dans un Clutter α -étairement : La Transformée en Ondelettes et la Compression Non Linéaire"Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2006.
- [10] M.I. Skolnik "Introduction to Radar systems, second Edition", McGraw-Hill Book Company, Singapore, 1981.
- [11] D.K. Barton, and S.A. Leonov, "Radar Technology Encyclopedia" (Electronic edition), Artech House, INC, 1998.
- [12] M.O. Kolawole, "Radar systems, Peak Detection and Tracking," PhD, Newnes Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, 2002.
- [13] J. Darricau ; "RADAR Concepts et fonctionnalités".Techniques de l'Ingénieur", traité Télécoms, 2000.
- [14] H. Maître, "Le Traitement des Images de Radar à Synthèse d'Ouverture", Hermès Science, 2001.

- [15] V Amberg 'Analyse de scènes péri-urbaines à partir d'images radar haute résolution' institut national polytechnique de Toulouse , 2005.
- [16] A .K.Badiambile 'Synthetic Aperture Radar Processing', University of Cape Town , South-Africa, 2008.
- [17] S Guyonic 'Traitement d'ouverture synthétique sur des données simulées d'un sonar à émission continue modulée linéairement en fréquence (CTFM).' Brest Naval, 1994.
- [18] M. Soumekh, 'Synthetic Aperture Radar Signal Processing ', Wiley-Interscience, 1999.
- [19] L. Nocera, 'Reconstruction du relief en imagerie radar à ouverture de synthèse: stéréoscopie et ombrage ', Thèse de Doctorat, Université de Paris 7, 1996.
- [20] S. Redadaa, 'Imagerie Radar Basse Fréquence pour la Focalisation d'Objets Enfouis dans des Milieux Dispersifs à Pertes ', Thèse Doctorat, Université Constantine, 2007.
- [21] L. Pastore, 'Imagerie radar par synthèse d'ouverture en basse fréquence ', PhD thesis, Université Paris X, France, 2003.
- [22] R.Bamler, "A Comparison of Range-Doppler and Wavenumber Domain SAR Focusing Algorithms," IEEE Transactions On Geoscience and Remote Sensing, Vol. 30, No. 3. JULY 1992.
- [23] J.-M. Le Caillec, S. Redadaa, C. Sintès, B. Solaiman, and M. Benslama, "Focusing Problems of a Buried Point Scatterer using a Low Frequency SAR," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (TAES), vol.47, n°.1, pp. 438 – 453, 2011.
- [24] P.T. Gough, D.W.Hawkins, 'Unified Framework for Modern Synthetic Aperture Imaging Algorithms ', John Wiley & Sons, Inc., V°.8, pp.343-358, 1997.
- [25] M Tria, 'Imagerie Radar à Synthèse d'Ouverture Par Analyse en Ondelettes Continues Multidimensionnelles', Thèse de Doctorat ,Université Paris-Sud XI ORSAY, 2005.
- [26] E. C. Zaugg, and D.G. Long, "Generalized Frequency-Domain SAR Processing," IEEE Transactions On Geoscience and Remote Sensing, VOL. 47, NO. 11, pp.3761-3773, 2009.
- [27] R. Stolt, 'Migration by Fourier transform', Geophysics, 43: 23–48, 1978.
- [28] J. C. Curlander and R.N McDonough, "Synthetic aperture radar : systems and signal processing," John Wiley & Sons, New York, 1991.