

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE BLIDA 1



Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales
Département de Construction Aéronautique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme

MASTER

Option : Avionique

ETUDE DES PROPRIETES DU SIGNAL RADAR LFM

Présenté par :

Bensalem Merouane
Dekhli Nassim

Dirigé par :

Dr. Otmane Fadhéla

Année universitaire 2014/2015

Résumé

Le signal LFM est d'une importance particulière. Dans ce travail, l'étude de ses propriétés temporelles et fréquentielles ainsi que son traitement via un filtre adapté a été menée. La génération de l'impulsion LFM à partir d'une forme discrète sous Matlab a permis de mettre en évidence son évolution temporelle en modulation linéaire de fréquence et son évolution fréquentielle en spectre rectangulaire s'étendant sur une bande de fréquences donnée. Sa fonction d'autocorrélation étant la sortie d'un filtre adapté à compression d'impulsion, cette propriété a été exploitée en traitement distance pour l'estimation de distances de cibles mobiles. Un traitement vitesse nécessite par contre la génération d'un train d'impulsions LFM pour l'estimation de l'effet doppler et par conséquent la vitesse de cibles mobiles. Dans ce contexte, il nous a été possible de mettre en simulation le traitement distance via un filtre adapté et vérifier les performances apportées par le signal LFM. Pour le traitement vitesse, une estimation spectrale fondée sur la prédiction linéaire a été adoptée pour l'amélioration des performances radar pour différents rapports signal au bruit.

Mots clés: Impulsion LFM, filtre adapté, traitement doppler, prédiction linéaire, estimation spectrale, SNR.

Abstract

The LFM signal is of particular importance. In this work, we studied the LFM's temporal and frequencial properties and its processing via a matched filter. We generated an LFM pulse under Matlab using a discrete form and we investigated its temporal evolution as a linear frequency modulation and its frequencial evolution as a rectangular spectrum over a given frequency band. LFM's autocorrelation function as a matched filter's output permits to process this impulsion in view to estimate mobile target's distance. For Doppler processing a train of LFM pulses is required in order to extract the mobile target's velocity. In this way, we simulated the distance processing via a matched filter and we checked about the brought performances by the LFM signal. For velocity processing, we adopted the spectrum estimation associated to linear prediction in the objective to enhance the radar performances for different signal to noise rates.

Keywords: LFM impulsion, Matched filter, Doppler processing, linear prediction, spectral estimation, SNR.

ملخص

إشارة LFM ذات أهمية خاصة. في هذا العمل، أجرينا دراسة الوقت والتردد خصائصه ومعالجته عبر مرشح ملائم. ساعد توليد LFM نبض من شكل منفصل مع مطلب لتسليط الضوء على تطورها الزمني في تضمين التردد والتردد التغييرات الخطية الطيف مستطيل يمتد على نطاق تردد معين. وظيفتها هي الارتباط الذاتي من إخراج يقابل ضغط تصفية النبض، وقد تم استغلال هذه الخاصية عن طريق المعالجة عن بعد لتقدير المسافات إلى الأهداف المتحركة. سرعة ضد المعالجة المطلوبة عن طريق توليد سلسلة نبض LFM لتقدير تأثير دوبلر، وبالتالي سرعة الأهداف المتحركة. في هذا السياق، كان من الممكن لوضع معالجة محاكاة عن بعد عبر مرشح ملائم والتحقق من الأداء التي توفرها إشارة LFM. لمعالجة سرعة، اعتمد تقدير الطيفي على أساس التنبؤ الخطي لتحسين أداء الرادار للإشارة مختلفة إلى نسب الضوضاء.

كلمات مفتاحية: LFM نبض، وتصفية المتطابقة، معالجة دوبلر، والتنبؤ الخطي، وتقدير الطيفي، SNR.

REMERCIEMENT

Tout d'abord, nous remercions Dieu, tout puissant de nous avoir donné la force pour accomplir et réaliser ce modeste travail.

Toute notre gratitude à Mlle Othmane Fadhela, notre promotrice, pour nous avoir encadrés durant cette période, pour son aide, sa disponibilité et ses conseils.

Nous remercions les membres du jury, qui nous ont fait l'honneur de participer au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble des enseignants qui nous a encadrés pendant notre cursus universitaire.

Finalement, ce travail n'aurait pas vu le jour sans la présence, le soutien et l'aide de nombreuses personnes ;

*Nos sincères remerciements et nos profondes
gratitudes sont destinés à*

Nos chers mères et pères

Nos grands-parents

Nos amis, nos familles et nos proches

*Ainsi que tous ceux dont nous avons oublié de
mentionner le nom*

DEDICACE

*C'est avec profonde gratitude et sincères mots,
que nous dédions ce modeste travail de fin d'étude à
nos chers parents ;*

*qui ont sacrifié leur vie pour notre réussite
et nous ont éclairé le chemin par leurs conseils judicieux.*

*Nous espérons qu'un jour,
nous pourrons leur rendre un peu
de ce qu'ils ont fait pour nous,
que Dieu leur prête bonheur et longue vie.*

*Nous dédions aussi ce travail à
nos frères et sœurs, nos familles, nos amis,
tous nos professeurs qui nous ont enseignés
et à tous ceux qui nous sont chers.*

*Bensalem Merouane
Dekhli Nassim*

RESUME.....	I
REMERCIEMENTS.....	II
DEDICACES.....	III
Table des matières.....	IV
ABREVIATIONS ET ACRONYMES.....	V
NOMENCLATURE.....	VI
Liste des figures et tableaux.....	VII
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1: PROPRIETES DU SIGNAL LFM.....	3
1.1 Introduction.....	4
1.2 Signal radar LFM.....	4
1.2.1 Concept de base.....	4
1.2.2 Génération du signal LFM.....	7
1.3 Récepteur du signal radar LFM.....	8
1.3.1 Bruit à la réception.....	9
1.3.2 Informations déterminées.....	13
1.4 Performances radar apportées par le signal LFM.....	16
1.4.1 Résolution.....	16
1.4.2 Ambiguïté.....	17
1.5 Applications du signal radar LFM.....	17
1.5.1 Radar météorologique.....	17
1.5.2 Radars embarqués.....	18
1.6 Signaux radar similaires.....	19
1.6.1 Compression d'impulsion par codage de phase.....	19
CHAPITRE 2: TRAITEMENT RADAR DU SIGNAL LFM.....	21
2.1 Introduction.....	22
2.2 Récepteur radar à compression d'impulsion.....	22
2.3 Traitement radar du signal LFM en distance.....	24
2.3.1 Ambiguïté distance.....	29
2.3.2 Résolution en distance.....	31
2.4 Traitement radar du signal LFM en vitesse.....	32
2.4.1 Ambiguïté doppler.....	33

2.5	Transformée de Fourier rapide	33
2.6	Estimation spectral	33
2.7	LA PREDICTION LINEAIRE	35
2.7.1	Le modèle de prédiction.....	35
2.7.2	Estimation des paramètres	36
CHAPITRE 3: SIMULATION ET RESULTATS		38
3.1	Introduction au MATLAB	39
3.2	Propriétés temporelles et spectrales du signal radar LFM.....	40
3.3	Traitement en distance	45
3.3.1	Filtre adapté	46
3.4	Traitement de vitesse :	49
CONCLUSION GENERALE		62
ANNEXE		65

Abréviations et Acronymes

AR	Auto Régressif (auto régressif)
AWGN	Bruit blanc gaussien additif (Add White Gaussian Noise)
DSP	Densité Spectrale de Puissance
LFM	Modulation Linéaire en Fréquence
PRF	Fréquence de répétition des impulsions
RADAR	Radio Détection And Ranging
SAW	Onde acoustique de surface (Surface Acoustic Wave)
SER	Surface équivalente radar
SMD	Signal Minimum Détectable
SNR	Rapport signal sur bruit (signal noise rapport)
VCO	L'oscillateur contrôlé en tension (<i>Voltage controlled oscillator</i>)

Nomenclature

D	La distance antenne- cible
C	La vitesse de lumière
Δt	Temps correspondant à un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible
T_R	Période de répétition des impulsions
T	Durée de l'impulsion
ΔR	La résolution distance du radar
σ	La Variance de bruit
P_S	Puissance émise
R_1	Distance antenne – cible
R_2	Distance cible - antenne
λ	Longueur d'onde
G	Gain d'antenne
K	Le Taux de balayage de fréquence
B	La largeur de la bande passante du récepteur
$\varphi(t)$	La phase instantanée du signal modulé
F_I	Fréquence Intermédiaire (Intermediary Frequency)
F	Facteur de bruit
N	Nombre d'échantillon
$m(t)$	Message observé
$S(t)$	Signal de la cible
$b_{2(t)}$	Signal bruit
$R_{gg(\tau)}$	Fonction d'autocorrélation
h	Altitude porteur

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

Figure 1.1 : (a) impulsion modulée en fréquence en fonction du temps	5
Figure 1.2 : Energie de deux impulsions différentes.....	6
Figure 1.3 : génération du signal LFM par ligne dispersive.	7
Figure 1.4: filtre SAW expansion.	7
Figure 1.5: générateur de signal LFM par VCO.....	8
Figure 1.6 : Récepteur du signal radar LFM.	8
Figure 1.7: source de bruit.....	10
Figure 1.8: traitement par filtre adapté.....	11
Figure 1.9: filtre SAW compression.	11
Figure 1.10: traitement par corrélation.....	11
Figure 1.11: Sortie typique d'un filtre à compression d'impulsion.	12
Figure 1.12: schématisation de la vitesse radiale : direction réelle, composante radiale, composante tangentielle.....	15
Figure 1.13 : fonction d'auto corrélation du code Barker (N=13).	20
Figure 1.14: corrélateur numérique.	20
Figure 2.1 : Synoptique du radar à compression d'impulsion	23
Figure 2.2 : le Problème de l'ambigüité de distance	30
Figure 2.3 : Résolution radar en distance.....	32
Figure 3.1:Allure d'une impulsion LFM	42
Figure 3.2: Allure d'une impulsion LFM	42
Figure 3.3: Spectre fréquentiel du signal LFM.....	43
Figure 3.4 :produit de convolution du signal LFM avec son conjugué	44
Figure 3.5: Les parties réelles et imaginaires d'un blanc gaussien.....	45
Figure 3.6: partie réelle du signal LFM réfléchi et bruit gaussien.....	46
Figure 3.7: réponse impulsionnelle du filtre adapté.	47
Figure 3.8: Distance de la cible.	47
Figure 3.9: Distance de la cible.	48
Figure 3.10: Train d'impulsions LFM de 10 impulsions.....	49
Figure 3.11 : bruit additif.....	50
Figure 3.12: écho radar avec décalage doppler et bruit additif.....	50
Figure 3.13: sortie du filtre adapté.	51
Figure 3.14: Spectre du filtre adapté.	51
Figure 3.15: écho radar avec décalage doppler et bruit additif.....	52
Figure 3.16: sortie du filtre adapté.	53
Figure 3.17: Spectre du filtre adapté.	53
Figure 3.18: écho radar avec décalage doppler et bruit additif.....	54
Figure 3.19: sortie du filtre adapté.	54
Figure 3.20: spectre du filtre adapté.	55
Figure 3.21: Spectre du filtre adapté après changement de la PRF.....	56
Figure 3.22: Spectre du filtre adapté avec résolution doppler.....	56
Figure 3.23 : Spectre du filtre adapté avec résolution doppler.....	57

Figure 3.24: Spectre du filtre adapté avec résolution doppler.....	57
Figure 3.25: Spectre du filtre adapté avec ambiguïté doppler.	58
Figure 3.26: Spectre du filtre adapté.	59
Figure 3.27: Spectre du fil adapté par prédiction linéaire.	59
Figure 3.28: Spectre du filtre adapté.	60
Figure 3.29: Spectre du filtre adapté par prédiction linéaire.	61

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1: codes de Barker.....	19
Tableau 3.1: caractéristiques d'un radar LFM.	49

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La détection du signal est une procédure qui peut être implémentée dans diverses applications telles que les radars, les sonars, et les systèmes de communications. Le terme **RADAR** est l'acronyme de **RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging, qui signifie la détection et la localisation à distance d'un objet (cible) à partir du signal rétrodiffusé (écho) par le système radar.

Le concept de base du radar est relativement simple quoique dans beaucoup de cas son implémentation pratique ne le soit pas. Un radar fonctionne en rayonnant de l'énergie électromagnétique et détectant l'écho retourné par la cible. La nature de l'écho peut fournir beaucoup d'informations au sujet de la cible. La distance de la cible est calculée en évaluant le temps que met l'énergie rayonnée pour atteindre la cible et retourner. La direction de la cible est déterminée avec une antenne directive pour avoir l'angle de l'arrivée de l'écho.

Si la cible est mobile, un radar peut dériver sa trajectoire, et prévoir sa destination, la variation de la fréquence de l'écho due à l'effet Doppler permet au radar de séparer les cibles mobiles désirées telles que les avions, bateaux, véhicules ..., etc. des cibles stationnaires non désirées telles que le fouillis de la terre et de mer (l'atmosphère, le sol, les nuages, la surface irrégulière des vagues). Avec une très haute résolution, un radar peut même discerner la nature, la taille et la forme de la cible.

Le radar peut détecter les cibles relativement petites à de grandes ou faibles distances et peut mesurer leurs distances avec précision dans toutes conditions météorologiques, ce qui est l'avantage majeur à d'autres senseurs.

En pratique, le signal réfléchi par un objet est noyé dans le clutter et le bruit thermique et le problème se ramène donc à la détection d'une cible dans un environnement non stationnaire. Les premiers radars acheminaient les informations (portée-azimut et portée-Doppler) directement vers un écran de visualisation. Le clutter, le bruit et les variations d'amplitude du signal de la cible étaient tous visualisés simultanément.

Aujourd'hui, par opposition à la détection visuelle, les systèmes modernes basés sur des algorithmes de traitement numérique des signaux radar font de la détection et de la poursuite automatique des cibles.

Le principe du radar fut appliqué à partir des fréquences qui s'étendent de quelque Méga Hertz au-delà de la région optique (radar laser). Les techniques particulières d'implémentation d'un radar diffèrent considérablement sur cette gamme de fréquences, mais le principe de base reste le même.

Le radar a été à l'origine développé pour satisfaire les besoins militaires en surveillance et commande d'armes. Cependant, le radar a vu des applications civiles significatives telles que le trafic aérien, maritime, spatial et la prévision météorologique.

Dans ce mémoire, nous étudierons le principe de fonctionnement d'un radar à compression d'impulsion nous commençons dans le premier chapitre par une présentation générale du signal LFM et les méthodes de génération de ce signal, ces performances et ces applications. Le deuxième chapitre est consacré au traitement du signal LFM en distance et en vitesse tout en expliquant la théorie du filtre adapté.

Le dernier chapitre est réservé à la présentation des résultats de la simulation du signal LFM avec la présence de bruits sous le logiciel MATLAB.

Enfin, une conclusion générale sera tirée et quelques perspectives ultérieures seront présentées.

CHAPITRE 1

PROPRIETES DU SIGNAL LFM

1.1 Introduction

LFM est une abréviation de « linear frequency modulation », c'est un signal dont la fréquence est modulée linéairement qui a été inventé par RH Dickie en 1945 après avoir travaillé longtemps sur le développement du radar. On trouve de nombreuses applications de cette modulation dans des domaines comme les radars, le sonar, les télécommunications, ect.

1.2 Signal radar LFM

1.2.1 Concept de base

Les signaux à modulation linéaire en fréquence (LFM) sont utilisés par des systèmes radar pour améliorer certaines performances de fonctionnement. Dans un signal radar LFM la fréquence d'émission est modulée linéairement à travers l'impulsion. L'écho reçu est traité dans un filtre dont la caractéristique "temps-fréquence" est le conjugué de cette modulation.

L'impulsion non modulée de durée τ et de largeur de bande $\Delta f = 1/\tau$ est appliquée à un modulateur de fréquence linéaire. On obtient à la sortie un signal modulé en fréquence de durée T beaucoup plus grande que la durée initiale τ , mais avec un spectre de largeur inchangée.

La phase instantanée du signal modulé est exprimée par :

$$\varphi(t) = 2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2)$$

Où f_0 est la fréquence porteuse et k est le taux de balayage de fréquence en rapport avec la durée d'impulsion T et de bande passante B , comme :

$$k = \frac{B}{T}$$

La fréquence instantanée est donnée par :

$$f(t) = \frac{d}{dt} \left(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2 \right) = f_0 + k t$$

L'équation indique que la fréquence instantanée est une fonction linéaire du temps appelée par conséquent modulation linéaire de fréquence. La figure (1.1) (a) montre le signal sinusoïdal modulation linéaire de fréquence, ce type de signaux est généré par les radars à compression d'impulsion. L'impulsion est caractérisée par sa largeur, qui dans le cas d'un

radar à compression d'impulsion est appelée impulsion non comprimée de largeur T . Cette largeur d'impulsion est l'une des caractéristiques essentielles du radar à compression d'impulsion.

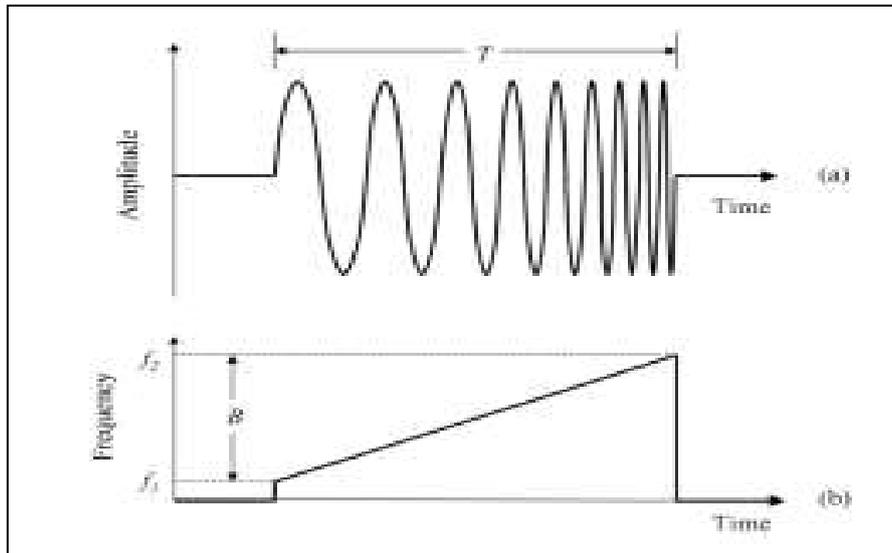


Figure 1.1 : (a) impulsion modulée en fréquence en fonction du temps

(b) variation de la fréquence de la même impulsion dans le temps.

La figure (1.1)(a) représente la fréquence instantanée du signal LFM qui varie de f_0 à f_1 . La caractéristique d'intérêt dans la figure (1.1) est la bande passante B de la modulation qui est la différence entre la fréquence la plus élevée et la fréquence la plus faible au sein de l'impulsion non comprimée.

Pour augmenter la puissance émise par le radar et donc améliorer la portée de celui-ci, deux solutions sont envisageables : augmenter la durée de l'impulsion τ au détriment de la Résolution distance ou augmenter la puissance crête de l'émetteur, ce qui est limité par la technologie. Les radars dits à compression d'impulsion visent à pallier ce problème et permettent d'augmenter la portée sans détériorer la résolution distance. Le principe est d'émettre des impulsions de plus grande durée, mais modulée soit en fréquence, soit en phase. La modulation en fréquence consiste à moduler linéairement la fréquence émise autour de f_0 pendant la durée de l'impulsion. Concernant la modulation en phase, les codages de phase les plus utilisés sont les codages de Barker ou les codages de Franck. Lors de la réception, la

modulation inverse est appliquée au signal permettant la «compression» des éventuels échos. Le plus populaire d'entre eux est la modulation linéaire de fréquence (LFM).

La portée maximale de détection dépend de l'intensité de l'écho reçu, qui à son tour dépend de l'énergie de l'impulsion émise. Pour obtenir une puissance élevée reflétée de l'écho l'impulsion transmise devrait avoir plus d'énergie pour transmission longue distance car il se atténué au cours de la transmission. La teneur en énergie de cette dernière est proportionnelle à sa durée ainsi qu'à sa puissance crête. Le produit de la puissance crête - durée de l'impulsion donne une estimation de l'énergie du signal. Une impulsion de faible puissance crête et une longue durée fournit la même énergie qu'une impulsion de crête importante et de courte durée. Pour impulsion non modulée, la durée est inversement proportionnelle à la bande passante. Si la bande passante est élevée, alors la durée de l'impulsion est courte et donc offre une meilleure résolution distance. Pratiquement, la durée d'impulsion ne peut être réduite indéfiniment. Selon la théorie de Fourier, un signal de bande passante B ne peut pas avoir une durée plus courte que $1/B$, c'est à dire son produit temps-bande passante (TB) ne peut pas être inférieur à l'unité. Une impulsion très courte nécessite une puissance de crête élevée pour obtenir une énergie suffisante pour atteindre une grande portée. Cependant la génération d'une forte crête de puissance nécessite un équipement radar lourd et coûteux. Pour une impulsion ayant de faible crête de puissance et durée plus longue est nécessaire à l'émetteur pour la détection à longue portée. La figure (1.2) représente deux impulsions ayant la même énergie avec différentes largeurs d'impulsion et puissance de crête. Pour acquérir les performances de capacité de détection d'une longue impulsion et la capacité de résolution d'une impulsion courte, la technique de compression d'impulsion est adoptée dans les systèmes radar.

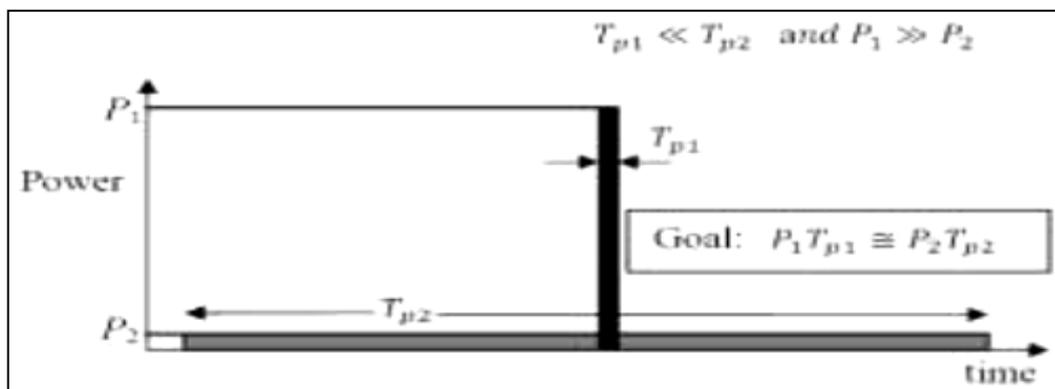


Figure 1.2 : Energie de deux impulsions différentes

Le rapport de la largeur d'impulsion étendue à celui de l'impulsion comprimée s'appelle le rapport de compression d'impulsion, il est aussi égal au produit de la durée de l'impulsion et de la largeur de la bande spectrale. Le rapport de compression d'impulsion permet d'améliorer la résolution radar en distance.

1.2.2 Génération du signal LFM

Les méthodes habituelles de génération d'un signal LFM utilisées sont :

- La méthode passive qui utilise un filtre dispersif pour modifier la vitesse des harmoniques du signal, un tel filtre peut être par exemple une ligne acoustique ou bien une ligne à transducteurs en peigne à ondes de surface (SAW). Ce type de méthode ne permet pas des gains de compression importants.

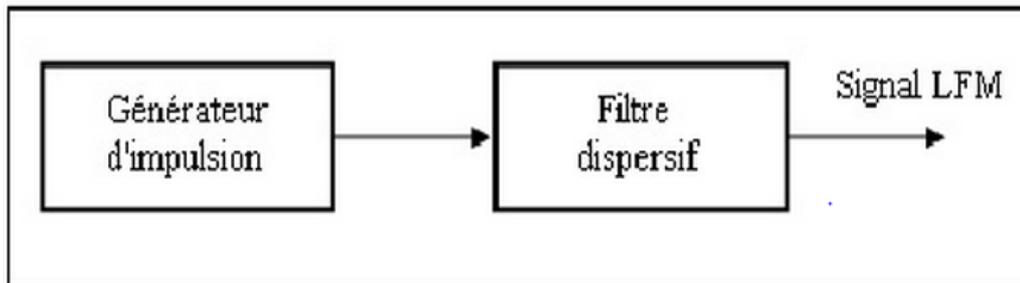


Figure 1.3 : génération du signal LFM par ligne dispersive.

Une ligne dispersive SAW est constituée d'une surface en quartz et de transducteurs entrée et sortie. Le signal à l'entrée fait vibrer le quartz grâce au transducteur et une onde acoustique va se propager dans la ligne. Les fréquences couplées du transducteur vers la ligne dépendent de l'espacement entre les doigts. Dans les transducteurs de sortie, les fréquences hautes sont couplées à la gauche, les basses à la droite et donc les fréquences basses arrivent à la sortie avant les fréquences hautes.

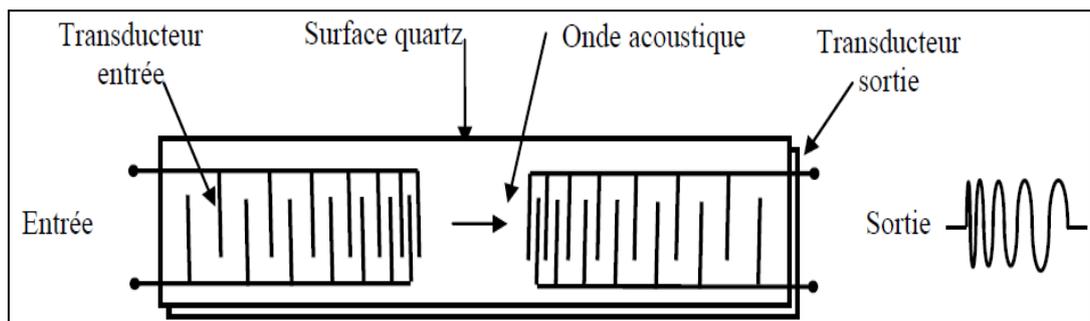


Figure 1.4: filtre SAW expansion.

- La méthode active qui consiste en une modulation de fréquence à base d'un VCO, ses limitations sont le manque de linéarité.

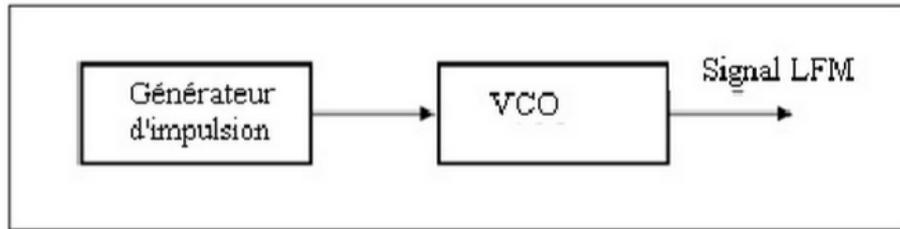


Figure 1.5: générateur de signal LFM par VCO.

1.3 Récepteur du signal radar LFM

Le signal reçu est traité en utilisant un filtre spécifique appelé "filtre adapté". Un filtre adapté est un réseau linéaire qui maximise la sortie de crête rapport signal sur bruit d'un récepteur radar qui à son tour maximise la capacité de détecter une cible.

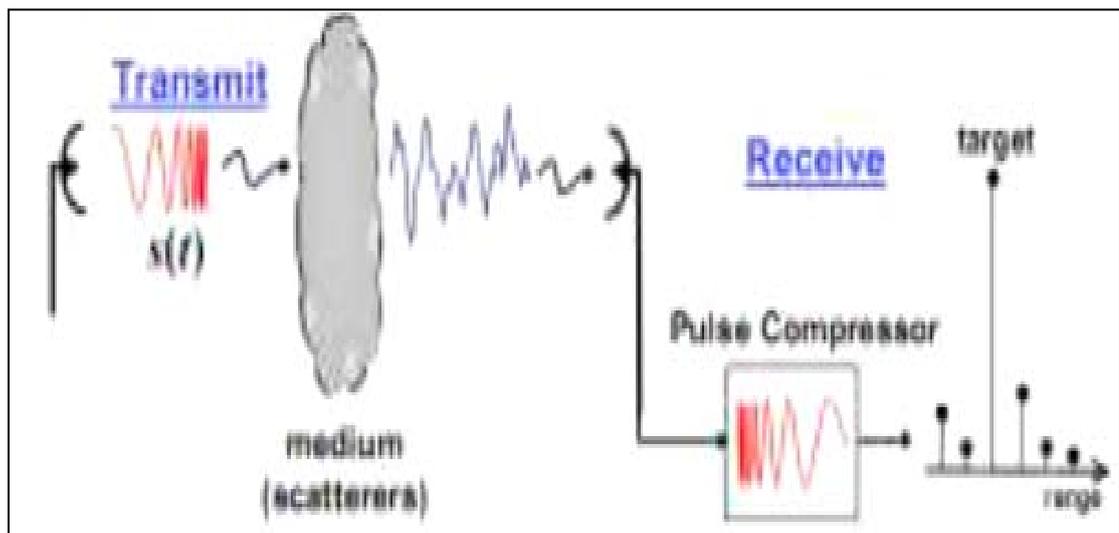


Figure 1.6 : Récepteur du signal radar LFM.

Le paramètre généralement utilisé pour caractériser la compression d'impulsion est le *produit durée-bande passante*, ou *tempo-bande passante*, connu comme $T \cdot B$ (en $\mu\text{s} \cdot \text{MHz}$). Des valeurs de $T \cdot B$ entre 5 et 1 000 peuvent être obtenues dans certains radars. Avec une faible valeur, de 5 à 15, certaines techniques permettent une suppression impressionnante des lobes secondaires temporels de plus de 35 dB. Pour des valeurs de 15 à 500, des récepteurs radars

de haut de gamme peuvent diminuer ces lobes de l'ordre de 35 à 45 dB, cela variant selon le décalage Doppler, le compromis sur la perte d'une partie du signal et la valeur de la F_1 .

Une grande valeur de $T \cdot B$, jusqu'à 1000, est utilisable pour une haute résolution en distance et sur la mesure de la hauteur de la cible grâce à la différence temporelle entre l'écho de retour direct et celui par réflexion au sol (Détermination de la hauteur par trajets multiples).

Le récepteur doit amplifier l'écho de retour des cibles. Ce dernier varie grandement selon la nature de la cible et sa section efficace radar. La gamme dynamique correspond au rapport du signal mesurable maximal sur le signal mesurable minimal (le SMD). La limite supérieure fait habituellement référence à l'intensité de saturation et la limite inférieure au bruit.

Le récepteur doit donc avoir une gamme dynamique qui dépasse le plus intense des échos de retour possible. En pratique, cela veut dire qu'il doit s'étendre jusque dans les 80 dB car les échos les plus intenses proviennent:

- Des précipitations jusqu'à 55 dB.
- Anges radar jusqu'à 70 dB.
- Échos de mer jusqu'à 75 dB.
- Échos de sol jusqu'à 90 dB.

1.3.1 Bruit à la réception

Le bruit à la réception peut être d'origine interne (généralisé par le mouvement des électrons) et externe capté par l'antenne avec les échos utiles). Les sources de bruit externe sont diverses

- Bruit atmosphérique : il est généralisé par les perturbations atmosphériques (orage). Il est négligeable au-dessus de 50MHz.
- Bruit solaire : il est généralisé par le soleil. Il augmente avec le carré de la fréquence. Sa contribution aux fréquences radar est négligeable.

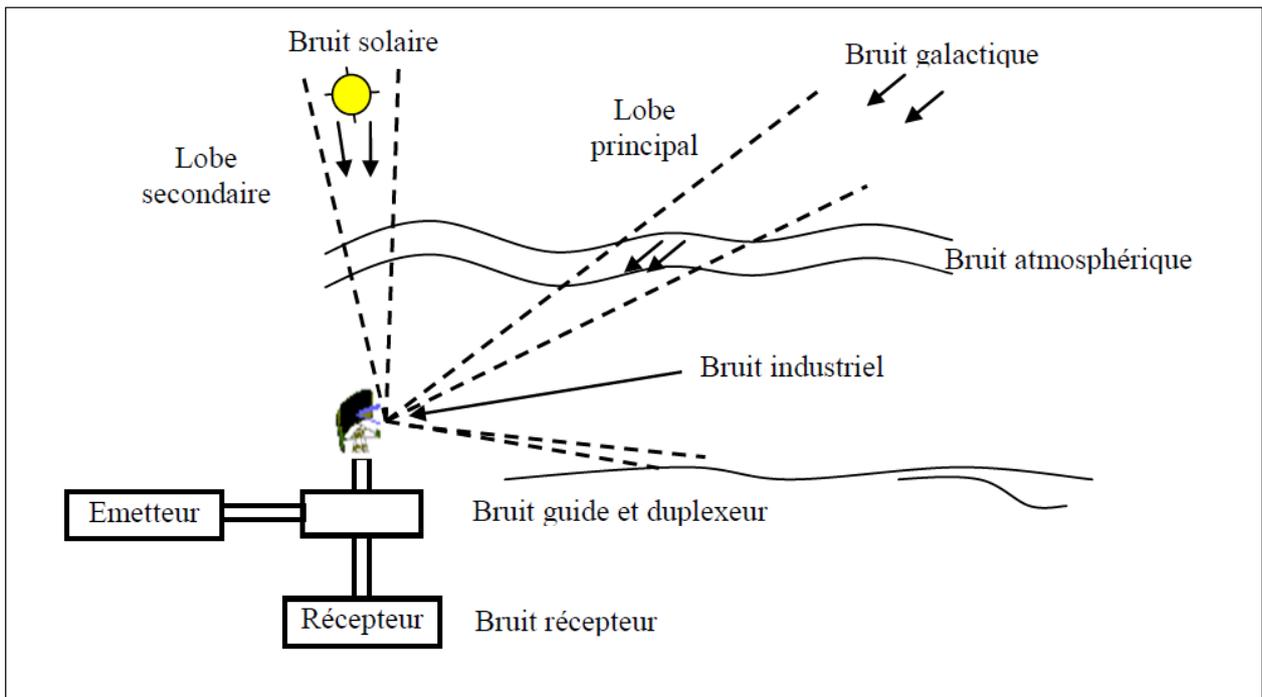


Figure 1.7: source de bruit.

Aux fréquences radar, le bruit externe reste négligeable et la sensibilité du radar sera déterminée par le bruit interne et principalement par le bruit thermique dû à l'agitation électronique dans les composants.

La présence de bruit interne provoque une dégradation du rapport signal / bruit. Cette dégradation s'exprime par le facteur de bruit du récepteur F qui est relié à la température de bruit du récepteur T_s par :

$$F = 1 + (T_s/T_0) \text{ ou } T_s = (F - 1)T_0 \text{ avec } T_0 = 293^{\circ}\text{k}$$

Les méthodes de détection sont :

- **Filtre adapté :**

Par une ligne dispersive (SAW...) qui est constituée d'une surface en quartz et de transducteurs entrée et sortie. Le signal à l'entrée va faire vibrer le quartz grâce au transducteur et une onde acoustique va se propager dans la ligne. Les fréquences couplées du transducteur vers la ligne dépendent de l'espacement entre les doigts. Dans les transducteurs de sortie, les fréquences hautes sont couplées à la gauche, les basses à la droite et donc les fréquences basses arrivent à la sortie avant les fréquences hautes.

Le SAW à compression effectue l'opération inverse : les fréquences hautes sortent avant les fréquences basses, d'où une remise en phase des composantes du signal et formation d'une impulsion courte.

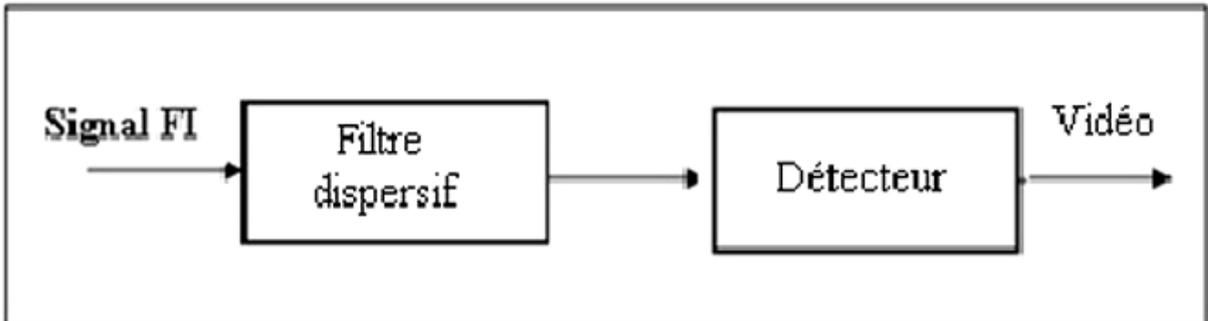


Figure 1.8: traitement par filtre adapté.

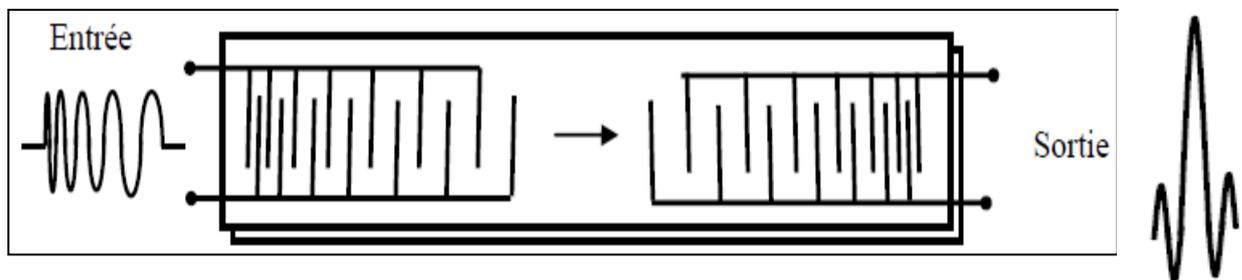


Figure 1.9: filtre SAW compression.

- Par corrélation :

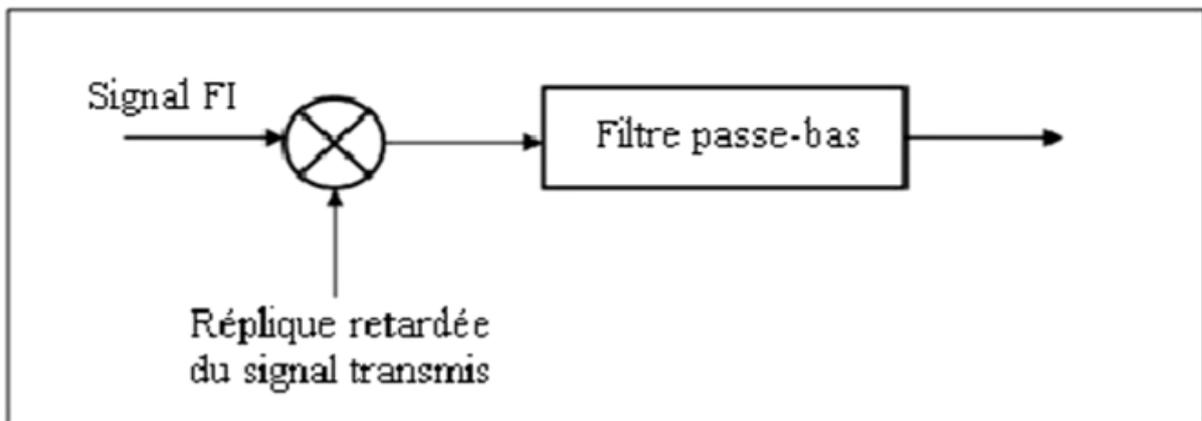


Figure 1.10: traitement par corrélation.

Pour reconnaître la présence de l'impulsion non comprimée, le filtre de compression d'impulsion effectue une corrélation entre l'impulsion reçue et l'impulsion émise. Le filtre à

compression d'impulsion (filtre adapté) est tout simplement à la recherche d'une forte corrélation entre ce qui a été transmis et ce qui a été reçu.

Le filtre de compression constitué par une ligne à retard remet en phase toutes les composantes : on obtient ainsi une impulsion d'enveloppe en $\sin x/x$ dont le lobe principal a une largeur τ . Donc, le pouvoir de séparation a été conservé. La suppression des lobes secondaires du signal en $\sin x/x$ s'effectue à l'aide de fenêtres de pondération (Taylor, Hamming ...). Elle se traduit cependant par un élargissement de l'impulsion. Par exemple, avec la fenêtre de Hamming, le niveau des lobes secondaires descend à -50dB avec un élargissement de 47 %.

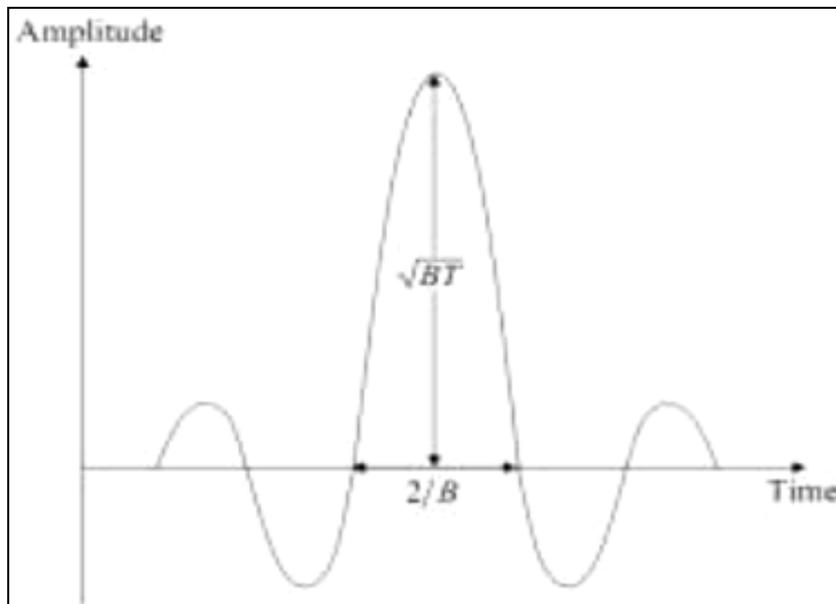


Figure 1.11: Sortie typique d'un filtre à compression d'impulsion.

La sortie du filtre d'impulsions compression forme l'entrée dans la section de détection du radar à compression d'impulsion. Il est donc souhaitable de disposer d'une impulsion très étroite et haute. Les principaux éléments de la figure (1.10) sont que l'entrée du filtre est une impulsion de courant relativement large et faible. L'impulsion de sortie, cependant, est très étroite et solide; deux caractéristiques très souhaitables d'un radar à impulsions.

La sortie du filtre à compression d'impulsion illustré à la figure (1.10) représente l'amplitude d'un signal plutôt que de sa puissance. Pour être cohérent avec l'équation de portée du radar, la sortie du filtre à compression d'impulsion est convertie en énergie qui est considéré comme le carré de l'amplitude. Lorsque le signal de la figure (1.10) est convertie en

puissance, la valeur de crête de l'impulsion est le produit de la largeur de bande de modulation, B et la largeur d'impulsion non comprimée, T. Ceci est connu comme étant le rapport impulsion-compression du radar à compression d'impulsion. Le taux de compression d'impulsion = B.T où B est la largeur de bande de la modulation à l'intérieur de chaque impulsion en hertz et T est la largeur d'impulsion non-compressé en quelques secondes.

La largeur de l'impulsion comprimée est simplement l'inverse de la largeur de bande de modulation, B. comprimé en largeur d'impulsion = $1 / B$ (7) où B est la largeur de bande de la modulation à l'intérieur de chaque impulsion en hertz.

1.3.2 Informations déterminées

1.3.2.1 Positionnement de la cible

Par le biais d'un radar à impulsions, la distance est calculée à partir du temps de transit (aller et retour) d'une brève impulsion radioélectrique émise et de sa vitesse de propagation C_0 . La distance de l'écho (calculée par le radar) est la distance en ligne droite entre l'antenne du radar et la cible. La «distance-sol» est la distance «horizontale» entre l'antenne du radar et la cible: elle ne peut être déterminée que si l'on calcule l'altitude de la cible, ou son angle de site.

Le temps mesuré par le radar est le temps nécessaire à l'impulsion pour aller de l'antenne à la cible, puis de la cible vers l'antenne après réflexion. Chaque impulsion revenant au radar a

Parcouru deux fois la distance radar-cible à la vitesse de la lumière. En mesurant le temps « Δt » écoulé entre le départ et le retour de l'impulsion au radar, il est donc possible de déterminer la distance R entre le radar et la cible. La formule permettant de calculer cette distance est donc la suivante :

$$R = C_0 \Delta t / 2$$

Avec :

$$C_0 = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

La distance est dans ce cas exprimée en mètres. En divisant le résultat par 1 852, on obtient la distance en milles nautiques. La distance (R) est la distance en ligne droite entre le radar et la cible. Dans le cas de l'atmosphère, la trajectoire de l'onde radar est légèrement courbée par la variation de densité de l'air avec la hauteur, ce qui donne une distance parcourue légèrement plus longue que la réalité.

1.3.2.2 Vitesse radiale Doppler

Les radars modernes mesurent la vitesse de déplacement des cibles en utilisant l'effet doppler. Ce dernier est le décalage de fréquence de l'onde électromagnétique entre la mesure à l'émission et la mesure à la réception lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps. On peut de manière alternative noter la différence de phase entre deux impulsions successives émises et retournées par les cibles.

Le décalage ne donne cependant que le déplacement par rapport au radar, soit la composante radiale de la cible. Les valeurs les plus grandes sont lorsque le radar explore dans la même direction que le mouvement et les plus petites se trouvent dans les directions tangentielles à celui-ci. La valeur de la composante radiale Doppler est positive quand la cible s'approche du radar et négative quand elle s'en éloigne.

La vitesse radiale est obtenue par :

$$v_r = \frac{\lambda}{-4\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{f_d c_0}{2f_e}$$

f_d = variation de fréquence Doppler

f_e = fréquence d'émission

c_0 = vitesse de la lumière

v_r = vitesse radiale de la cible

$d\varphi/dt$ = déphasage entre l'onde émise et réfléchie

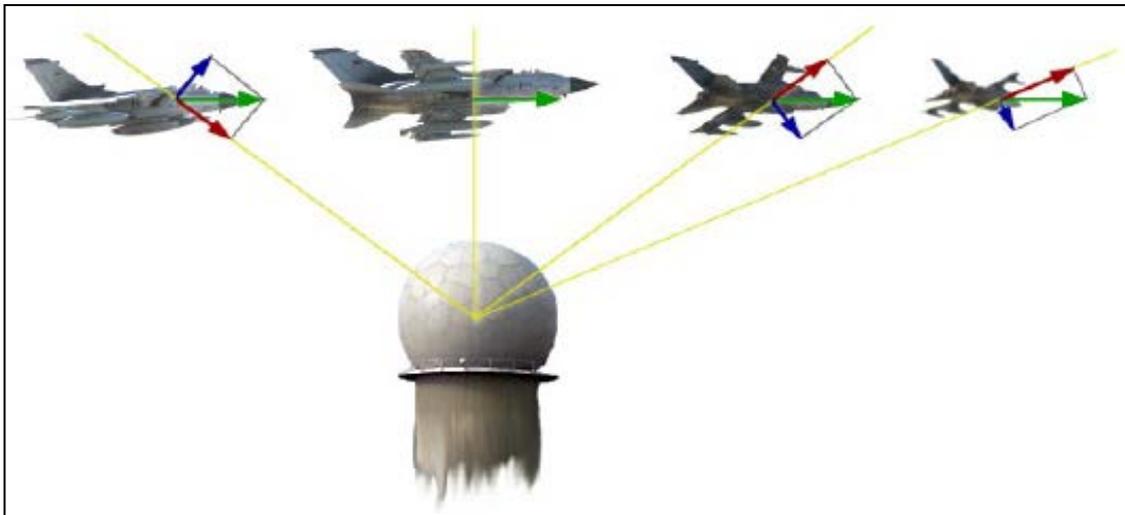


Figure 1.12: schématisation de la vitesse radiale : direction réelle, composante radiale, composante tangentielle.

Un avion est une cible ponctuelle, s'il se déplace le long d'une ligne droite, sa vitesse notée par un radar sera la composante radiale de son déplacement.

La Figure montre une telle situation. Le décalage de la fréquence Doppler sera positif à l'approche de l'avion, deviendra nul quand il passera à la perpendiculaire du radar et deviendra négatif par la suite. La variation de la valeur de sa vitesse sera égale au cosinus de l'angle entre l'avion et le faisceau radar:

- $\varphi = 0^\circ$ donne vitesse maximale s'approchant
- $\varphi = 90^\circ$ et 270° donne vitesse nulle
- $\varphi = 180^\circ$ donne la vitesse maximale s'éloignant

Si un avion tourne en cercle autour du radar, sa vitesse sera toujours nulle car le radar ne voit pas la composante tangentielle.

1.4 Performances radar apportées par le signal LFM

La compression d'impulsion a permis l'utilisation de formes d'ondes longues pour obtenir une énergie qui réalise simultanément la résolution d'une impulsion courte par modulation interne de l'impulsion longue. La résolution est la capacité du radar de distinguer les cibles qui sont étroitement espacées ensemble soit en série ou palier. La modulation interne peut être codage binaire de phase, le codage poly-phasique, modulation de fréquence, et la fréquence pas à pas. Il existe de nombreux avantages de l'utilisation des techniques de compression d'impulsions dans le domaine du radar. Ils comprennent la réduction de la puissance de crête, la réduction correspondante de hautes tensions dans l'émetteur de radar, la protection contre la détection par les détecteurs de radar, une amélioration significative de la résolution en distance, la réduction pertinente dans les troubles de l'encombrement et la protection contre le brouillage provenant de l'action à étalement de spectre.

La compression d'impulsion emploie une impulsion modulée "long" pour obtenir une meilleure résolution en distance comme le cas d'une impulsion "court" sans la nécessité pour une grande puissance de crête d'émission. Les impulsions courtes sont mieux pour la résolution en distance, mais en contradiction avec l'énergie, la détection à longue portée, la fréquence porteuse et SNR. Les impulsions longues sont mieux pour la réception du signal, mais en contradiction avec la résolution en distance et la portée minimum. Dans l'émetteur, le signal a une amplitude relativement petite pour la facilité de générer et est grande dans le temps pour garantir suffisamment d'énergie dans le signal. Au niveau du récepteur, le signal a une amplitude très élevée à détecter est petite dans le temps.

1.4.1 Résolution

La résolution d'un radar est sa capacité à distinguer deux cibles très proches l'une de l'autre, en azimut ou en distance. Les radars de contrôle d'armes, qui demandent une grande précision, doivent être capables de distinguer des cibles espacées de quelques mètres. Résolution et précision ne doivent pas être confondues. La précision est le degré de correspondance entre la position et/ou la vitesse de la cible mesurée par le radar à un instant t et la position et/ou la vitesse réelle de cette même cible au même instant.

Les radars de veille, généralement moins précis, ne peuvent faire de distinction qu'entre des cibles espacées de quelques centaines, voire même milliers, de mètres. Les radars météorologiques ne repèrent pas des cibles individuelles mais plutôt obtiennent le retour de

toutes les précipitations dans un volume sondé ce qui donne une moyenne des intensités dans ce volume.

1.4.2 Ambiguïté

La période de répétition des impulsions (PRF) est le taux auquel les impulsions radar sont transmis (nombre d'impulsion par seconde), elle détermine à quel étendu les distances d'observations et les fréquences doppler sont ambiguës.

1.5 Applications du signal radar LFM

1.5.1 Radar métrologique

Un radar météorologique est un type de radar utilisé en météorologie pour repérer les précipitations, calculer leur déplacement et déterminer leur type (pluie, neige, grêle, etc.). La structure tridimensionnelle des données obtenues permet également d'inférer les mouvements des précipitations dans les nuages et ainsi de repérer ceux qui pourraient causer des dommages. Enfin, en se servant des précipitations comme traceurs, on peut en déduire la direction radiale et la vitesse des vents dans la basse atmosphère.

Les études techniques de faisabilité au sujet de la mise en œuvre compression d'impulsions dans les radars météorologiques ont été déjà signalés Il ya plus de 30 ans .La recherche météorologique effectuée à l'aide de cette technique comprennent des études de ciel clair cisaillement du vent en utilisant la puissance élevée radar

Notre but est de décrire la théorie, traduite base et mise en œuvre pratique d'une technique de compression d'impulsion et pour illustrer son application avec des exemples de deux systèmes opérationnels radar météo différentes. Ces radars utilisant des techniques à compression d'impulsions ont été récemment installés.

La Compression d'impulsion est un traitement radar météo technique qui peut être utilisé pour augmenter la vitesse à laquelle les données sont produites et peut également fournir des données haute résolution, tout en maintenant ou en améliorant les statistiques d'estimation d'erreur. Autrement dit, comme expliqué ci-dessous, l'utilisation de la compression d'impulsions peut fournir des bacs de gamme plus petits ou alternativement augmenter la vitesse de balayage d'antenne azimutal.

1.5.2 Radars embarqués

L'une des utilisations importantes pour la sécurité des passagers des avions est le radar météorologique aéroporté. Il permet au pilote de suivre les précipitations et le cisaillement des vents. En général on retrouve le radar dans le nez de l'avion, mais il peut également se retrouver sous l'appareil, sous l'une des ailes ou à la queue, selon la configuration ou les besoins.

Contrairement aux radars au sol, l'antenne d'un radar aéroporté doit être utilisée à des angles variables qui tiennent compte de l'attitude de l'appareil. En effet, ce dernier peut être en montée, en descente ou en virage, et un mécanisme gyroscopique compensateur doit être intégré pour que donner une image constante de l'environnement.

Le défi majeur des radars météorologiques aéroportés est de parvenir à filtrer suffisamment l'écho dû à la proximité du sol (notamment au décollage et à l'atterrissage. Ce dernier est ramené par le lobe principal lorsque le radar pointe vers le sol, mais aussi, par les lobes secondaires, quelle que soit la position du radar. Afin de réduire l'importance de l'écho sol, le lobe principal doit pointer au-dessus de l'horizon. Ainsi, pour réduire la charge de travail des pilotes, les radars de nouvelle génération règlent automatiquement l'inclinaison verticale du radar selon l'attitude de l'avion. Il est par ailleurs possible de régler l'inclinaison de manière manuelle par les pilotes.

La technique la plus simple pour diminuer les échos sol consiste à utiliser l'effet Doppler, en supposant que le sol n'est pas en mouvement par rapport aux nuages. La partie du spectre du signal reçu correspondant aux vitesses Doppler proches de la vitesse nulle est filtrée. Cette technique présente plusieurs inconvénients : une partie de la pluie avec une faible vitesse radiale est également filtrée, et l'écho provenant des objets mobiles au sol (comme les voitures ou les pales des éoliennes) n'est pas correctement filtré par cette méthode. Les radars aéroportés modernes utilisent des algorithmes de filtrage plus élaborés (filtrage de l'écho permanent, etc.), et possèdent généralement une base de données terrain haute résolution, qui permet de mieux filtrer les échos sol.

Contrairement aux radars au sol, les radars aéroportés ne balayent pas sur 360 degrés autour de l'appareil mais effectuent seulement un va-et-vient sur 180 degrés sur un seul angle d'élévation ou selon un cône dont l'axe est l'horizon. Ils obtiennent ainsi des données de type

PPI qui peuvent être partielles et les pilotes vont souvent ajuster l'angle d'élévation pour repérer les échos significatifs.

Dans les radars commerciaux, les longueurs d'onde utilisées se trouvent généralement dans la bande X (autour de 3 cm soit des fréquences de 8 000 à 12 500 MHz) ce qui permet d'utiliser de petites antennes ayant quand même une bonne résolution. La portée utile maximale est en général de 180 milles_nautiques (334 kilomètres) mais le plus souvent, le pilote règle celle-ci de 30 à 80 milles nautiques à cause de l'atténuation à cette longueur d'onde et du besoin de se concentrer surtout sur l'environnement immédiat.

1.6 Signaux radar similaires

1.6.1 Compression d'impulsion par codage de phase

L'impulsion de durée T est divisée en n segments de durée $\tau=T/n$ (avec $T \gg \tau$). La phase de chaque segment est modifiée selon des codes préétablis (par exemple codage biphase 0 et π) dont la fonction d'auto corrélation présente un pic étroit. Un exemple de codes qui possèdent de telles fonctions d'auto corrélation sont les codes de Barker. Leur fonction d'auto corrélation peut prendre uniquement trois valeurs : 0, 1 et N qui est le nombre de bits de la séquence. Le nombre des codes de Barker est limité à sept codes :

Tableau 1.1: codes de Barker

Longueur N du code	Code
2	11 ou 00
3	110
4	1110 ou 1101
5	11101
7	1110010
11	11100010010
13	1111100110101

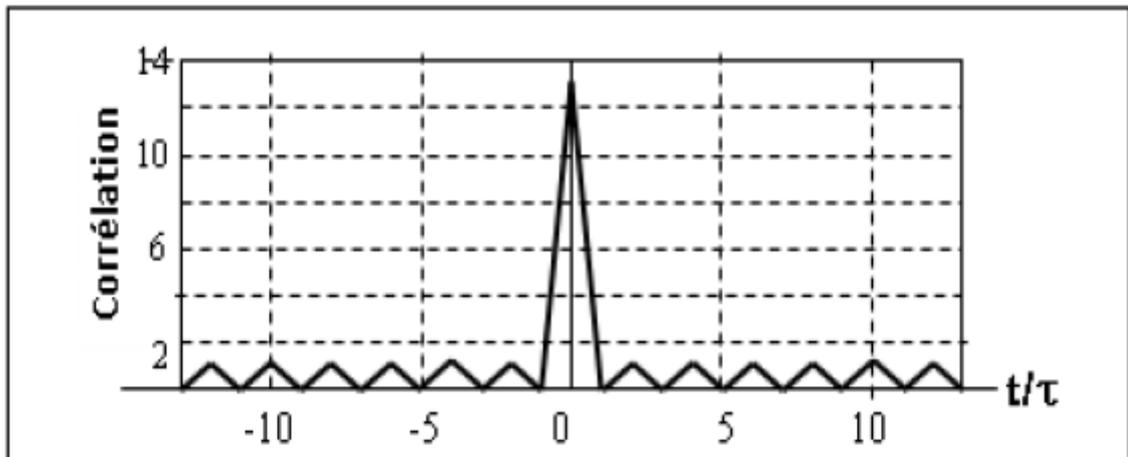


Figure 1.13 : fonction d'auto corrélation du code Barker (N=13).

A la réception, on utilise un filtre de compression constitué par un corrélateur qui délivre un signal de durée τ avec des lobes secondaires dont le niveau est de $1/n$ pour les codes de Barker.

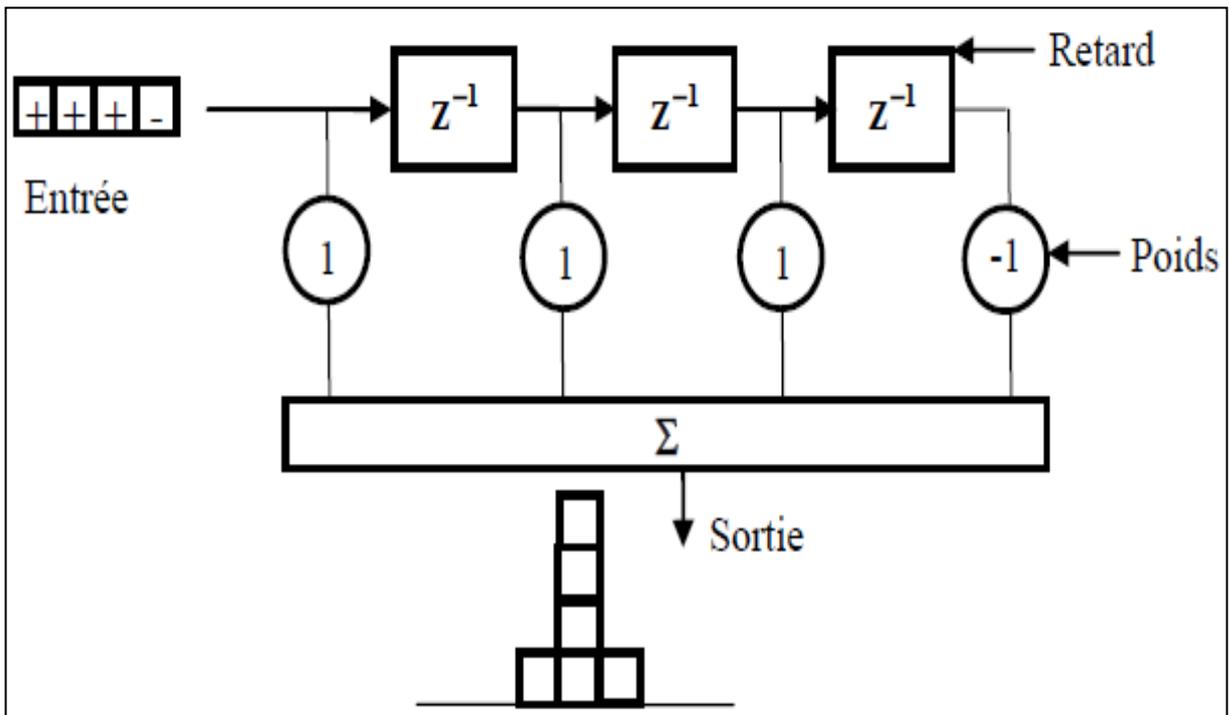


Figure 1.14: corrélateur numérique.

CHAPITRE 2

TRAITEMENT RADAR DU SIGNAL LFM

2.1 Introduction

Les progrès rapides de la technologie numérique ont permis de mettre en pratique de nombreuses théories grâce au traitement numérique du signal et de données. Le traitement du signal radar est la manipulation du signal reçu, représenté sous forme numérique, pour extraire les informations désirées tout en rejetant les signaux indésirables.

2.2 Récepteur radar à compression d'impulsion

Un récepteur radar sert à détecter les faibles échos captés par l'antenne, les amplifier suffisamment pour en extraire l'information et l'afficher sur l'écran de l'opérateur. Ce dispositif doit être capable d'extraire des signaux qui sont de plusieurs ordres de grandeur plus faibles que le signal émis par le radar et de les amplifier. Cette tâche est ardue à la fréquence originale de l'onde porteuse radar et c'est pourquoi un récepteur radar utilise un procédé qualifié de «superhétérodyne » qui translate l'onde reçue à une fréquence intermédiaire avant de procéder à l'amplification. Le récepteur reçoit les échos de retour perçus par l'antenne, les translate en signaux de fréquence intermédiaire (F_1) qui contient l'information des échos, les amplifie et les transmet ensuite au système de traitement du circuit radar qui va en extraire les cibles d'intérêt. Un récepteur idéal doit :

- Amplifier les signaux reçus sans y ajouter de bruit de fond ou de distorsion.
- Optimiser la probabilité de détection de signaux grâce à une bande passante adaptée.
- Avoir une large plage d'intensités qu'il peut traiter sans saturation.
- Rejeter les signaux d'interférence pour optimiser l'extraction de l'information.

Le schéma synoptique d'un radar à compression d'impulsion est identique à celui d'un radar classique, à part le filtre d'extension au niveau de l'émetteur et le filtre de compression au niveau du récepteur.

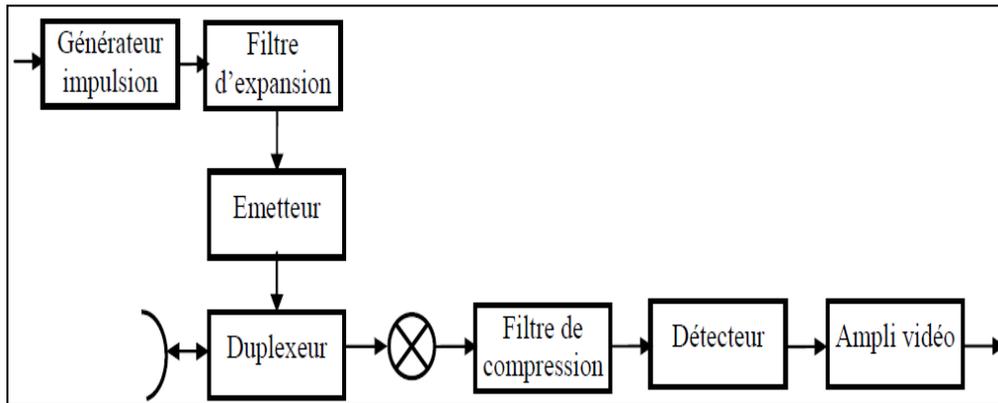


Figure 2.1 : Synoptique du radar à compression d'impulsion

Le générateur d'impulsion génère un train d'impulsions courtes, et en faisant passer les impulsions dans un filtre (d'expansion) qui change astucieusement les phases sans modification des amplitudes, on obtient à partir d'une série de signaux de courte durée des signaux à ondes continues modulées en fréquence.

Réciproquement un filtre de compression complémentaire du premier, qui permet au récepteur de passer d'une longue impulsion à une impulsion de courte durée de porteuse sinusoïdale f_0 . L'impulsion longue reçue de durée τ est comprimée en une impulsion de durée τ_{comp} dans le filtre de compression, le taux de compression étant :

$$\frac{\tau}{\tau_{comp}}$$

L'émetteur dans un système radar peut être amplificateur de puissance tel qu'un klystron amplificateur, tube à ondes progressives ou amplificateur à champs croisés. Les oscillateurs de puissance tels qu'un magnétron ou klystron réflex peuvent également être utilisés comme émetteurs.

Les émetteurs non seulement doivent pouvoir développer de la puissance élevée avec des formes d'onde stables, mais ils doivent fonctionner dans une large bande de fréquence à rendement élevé et longue durée de vie.

Le duplexeur agit en commutateur rapide pour protéger le récepteur des puissances élevées de l'émetteur.

En réception, les tâches du récepteur à travers le détecteur consistent à séparer le signal désiré du bruit qui est toujours présent et d'autres signaux interférents et à amplifier suffisamment le signal pour enclencher un affichage, ou permettre un traitement automatique.

L'amplificateur vidéo soulève la puissance du signal à un niveau commode pour visualiser l'information qu'il contient. Un seuil est établi à la sortie de ce dernier pour permettre la décision de détection. La décision peut être prise par un opérateur, ou un détecteur automatique sans intervention d'opérateur.

Toutes les opérations du radar sont contrôlées par un calculateur numérique qui charge le programme pour le mode de fonctionnement choisi dans le processeur du signal.

2.3 Traitement radar du signal LFM en distance

Le signal reçu au niveau du récepteur radar à compression d'impulsion est composé du signal LFM réfléchi par les cibles rencontrées et de bruit. Cette combinaison de signaux déterministes et aléatoires fait de l'écho radar un processus stochastique. Un processus stochastique est un processus à évolution temporelle et fréquentielle et défini par propriétés statistiques telles que la fonction de densité de probabilités, la moyenne, l'auto corrélation, etc. un traitement numérique adéquat du signal est donc nécessaire pour discerner les informations de positionnement et déplacement des cibles. Dans ce but, le filtre adapté est un filtre de réponse impulsionnelle particulière qui permet de maximiser le rapport signal au bruit à sa sortie.

- les entrées de ce filtre seront soit des processus aléatoires, soit une combinaison de signaux déterministes et aléatoire. Nous disposerons en général d'un nombre minimal d'informations caractérisant ces entrées.
- Que nous ne considérons uniquement les systèmes stationnaires linéaires.

Soit le message observé :

$$m(t) = S_1(t) + b_1(t).$$

Le signal $S_1(t)$ mélangé à un bruit $b_1(t)$, est supposé être de forme connue. On se propose de réaliser un filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$ qui permette de détecter la présence du signal $S_1(t)$. le filtre délivre un signal $S_2(t)$ mélangé à un bruit $b_1(t)$.

Le filtre cherché doit maximaliser le rapport $SNR(t)$:

$$\text{SNR}(t) = \frac{\text{puissance de } S_2(t)}{\text{puissance de } b_2(t)}$$

A un instant $t=t_1$ c'est-à-dire :

$$\text{SNR}(t_1) = \frac{S_2^2(t_1)}{E(b_2^2(t_1))} \quad (1)$$

Où $E(b_2^2(t_1))$ désigne l'espérance mathématique.

En d'autres termes, on se propose de déterminer quel est le filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$ qui maximalise le rapport signal à bruit $\text{SNR}(t_1)$

$$S_2(t_1) = \int_{-\infty}^{t_1} S_1(\tau) h(t_1 - \tau) d\tau \quad (2)$$

$$b_2(t_1) = \int_{-\infty}^{t_1} b_1(\tau) h(t_1 - \tau) d\tau \quad (3)$$

La borne supérieure de l'intégrale est prise à t_1 pour que le filtre $h(t)$ soit physiquement réalisable.

Les signaux $S(t)$ et $b(t)$ sont supposés stationnaires, on se contente dans la pratique de l'hypothèse des processus stationnaires du deuxième ordre pour lesquels seuls les deux premiers moments sont indépendants du temps. En outre, pour les processus stationnaires, si l'on note $R_b = (\tau, \tau')$ la fonction d'auto corrélation du bruit, celle-ci ne dépend que de l'écart entre les instants τ et τ' et s'écrit :

$$R_b(\tau, \tau') = R_b(\tau - \tau')$$

Tenant compte de la relation (2) :

$$S_2^2(t_1) = \left| \int_{-\infty}^{t_1} S_1(\tau) h(t_1 - \tau) d\tau \right|^2$$

Et tenant compte de la relation (3) :

$$E \{ b_2^2(t) \} = E \left\{ \int_{-\infty}^{t_1} b_1(\tau) h(t_1 - \tau) d\tau \cdot \int_{-\infty}^{t_1} b_1(\tau') h(t_1 - \tau') d\tau' \right\}$$

$$E \{ b_2^2(t) \} = \int_{-\infty}^{t_1} \int_{-\infty}^{t_1} E \{ b_1(\tau) b_1(\tau') \} \cdot h(t_1 - \tau) \cdot h(t_1 - \tau') d\tau d\tau'$$

En utilisant la définition de la fonction d'auto corrélation, il vient :

$$E \{ b_2^2(t) \} = \int_{-\infty}^{t_1} \int_{-\infty}^{t_1} R_b(\tau - \tau') \cdot h(t_1 - \tau) \cdot h(t_1 - \tau') d\tau d\tau'$$

Donc, le rapport signal sur bruit à l'instant t_1 de l'expression (1) devient :

$$SNR = \frac{\left| \int_{-\infty}^{t_1} S_1(\tau) h(t_1 - \tau) d\tau \right|^2}{\int_{-\infty}^{t_1} \int_{-\infty}^{t_1} R_b(\tau - \tau') h(t_1 - \tau) h(t_1 - \tau') d\tau d\tau'} \quad (5)$$

Il est évident que l'équation (5) n'est soluble que si la fonction d'auto corrélation R_b est connue.

Tenant compte du bruit blanc de densité qui compose l'écho radar, le signal d'intérêt est noyé dans un bruit blanc de densité spectrale de puissance $\frac{N_0}{2}$, son aspect aléatoire se traduit mathématiquement par une fonction d'auto corrélation qui se réduit à une impulsion de Dirac à l'origine des temps.

La fonction d'auto corrélation $R_b(\tau - \tau')$ s'écrit alors :

$$R_b(\tau - \tau') = \frac{N_0}{2} \delta(\tau - \tau')$$

De ce fait, il vient :

$$\int_{-\infty}^{t_1} \int_{-\infty}^{t_1} R_b(\tau - \tau') h(t_1 - \tau) h(t_1 - \tau') d\tau d\tau' = (N_0/2) \int_{-\infty}^{t_1} \int_{-\infty}^{t_1} \delta(\tau - \tau') h(t_1 - \tau) h(t_1 - \tau') d\tau d\tau'$$

$$\int_{-\infty}^{t_1} \int_{-\infty}^{t_1} R_b(\tau - \tau') h(t_1 - \tau) h(t_1 - \tau') d\tau d\tau' = (N_0/2) \int_{-\infty}^{t_1} h^2(t_1 - \tau) d\tau \quad (6)$$

Si le filtre $h(t)$ remplit effectivement la condition de réalisabilité, $SNR(t_1)$ devient :

$$SNR(t_1) = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(\tau) h(t_1 - \tau) d\tau \right|^2}{(N_0/2) \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(t_1 - \tau) d\tau} \quad (7)$$

Si $H(\omega)$ et $S_1(\omega)$ sont les transformations de Fourier de $h(t)$ et $s_1(t)$ respectivement, la relation (7) devient :

$$SNR(t_1) = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) S_1(\omega) e^{j\omega t_1} d\omega \right|^2}{(N_0/2) \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (8)$$

Avec :

$$|H(\omega)|^2 = H(\omega) H(-\omega) = H(\omega) H^*(\omega)$$

L'inégalité de Schwartz appliquée au numérateur de la relation (8) donne :

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) S_1(\omega) e^{j\omega t_1} d\omega \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} |S_1(\omega)|^2 d\omega$$

D'où :

$$SNR(t_1) \leq \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} |S_1(\omega)|^2 d\omega}{(N_0/2) \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}$$

En conséquence, le rapport signal au bruit est maximisé par:

$$SNR(t_1) \leq \frac{2}{N_0} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |S_1(\omega)|^2 d\omega \quad (9)$$

Cette valeur maximale du SNR dépend de l'énergie du signal et du bruit.

Le terme $SNR(t_1)$ est maximal lorsque l'égalité de Schwarz a lieu, le filtre optimal $H_{opt}(\omega)$ que nous cherchons est :

$$H_{op}(\omega)S_1(\omega)e^{j\omega t_1} = H_{op}(\omega)H_{op}(-\omega) = S_1(\omega)S_1(-\omega)$$

D'où :

$$H_{op}(\omega) = S_1(-\omega)e^{j\omega t_1}$$

Cette expression est équivalente dans le domaine temporel à :

$$h_{op}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_1(-\omega)e^{-j\omega t_1}e^{j\omega t} dt$$

$$h_{op}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_1^*(-\omega)e^{-j\omega(t_1-t)} dt$$

D'où :

$$h_{op}(t) = s_1^*(t_1 - t) \quad (10)$$

La réponse impulsionnelle du filtre adapté recherché exprimé par (.10) montre que le filtre s'adapte à la forme du signal observé.

En effet un filtre est réalisable si :

$$h(t) = 0 \quad \text{pour } t < 0$$

$$h_{op}(t) = \begin{cases} 0 & \text{pour } t < 0 \\ s_1(t_1 - t) & \text{pour } t \geq 0 \end{cases} \quad (11)$$

Si le signal $s_1(t_1)$ est entièrement disponible à la sortie du filtre à l'instant t_1 cela signifie que, pour $t \geq t_1$, $s_1(t) = 0$ à la sortie du filtre.

La condition (.11) signifie qu'à l'instant t_1 tout le signal a traversé le filtre et à la sortie nous avons :

$$s_2(t) = \int_{-\infty}^t s_1(\tau)h_{op}(t - \tau) d\tau$$

D'après la relation (10) :

$$s_2(t) = \int_{-\infty}^t s_1(\tau) s_1^*(\tau - t + t_1) d\tau$$

Cette dernière relation présente une grande similitude avec la fonction d'auto corrélation de $s(t)$:

$$R_{ss}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s(t) s(t + \tau) dt$$

Sachant que pour les signaux à énergie finie, tels que :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt < \infty$$

Nous avons:

$$R_{ss}(\tau) = 0$$

2.3.1 Ambiguïté distance

La distance maximum R_{max} mesurable par un radar n'est pas seulement limitée par le résultat de l'équation du radar, mais aussi par la durée du temps qui sépare l'émission de deux impulsions consécutives.

La distance maximum que peut résoudre sans ambiguïté le radar est relié au taux de répétition des impulsions émises qui se déplacent à C_0 (vitesse de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s) peut être déterminée par la formule :

$$R_{\text{max non ambigu}} = \frac{C_0(PRI - DI)}{2}$$

L'insertion de la durée d'impulsion (DI) dans cette formule traduit le fait que l'impulsion reçue par le radar (écho) doit être complète. Ce qui donne en kilomètres avec une impulsion ayant une durée de l'ordre des microsecondes:

$$R_{\text{max non ambigu}} = \frac{c_0(PRI - DI)[\mu s]}{6,66 \mu s} \quad \text{en km}$$

La période de répétition des impulsions (PRI) du radar est donc un paramètre important dans le calcul de la distance maximum de détection car les échos qui reviennent au radar après un temps supérieur à la PRI apparaissent à l'écran à des positions erronées (distances fausses). Ils sont alors appelés échos de 2ème balayage (ou de nième balayage). L'horloge du radar est remise à zéro à chaque fois qu'une nouvelle impulsion est émise, et ce afin de s'assurer que la mesure de distance s'effectue bien à partir de la dernière impulsion. Les échos reçus dans un délai supérieur à la période de répétition des impulsions T_r génèrent des erreurs de calcul de la distance (échos de nième balayage), on parle alors d'ambiguïté en distance (figure 2.2).

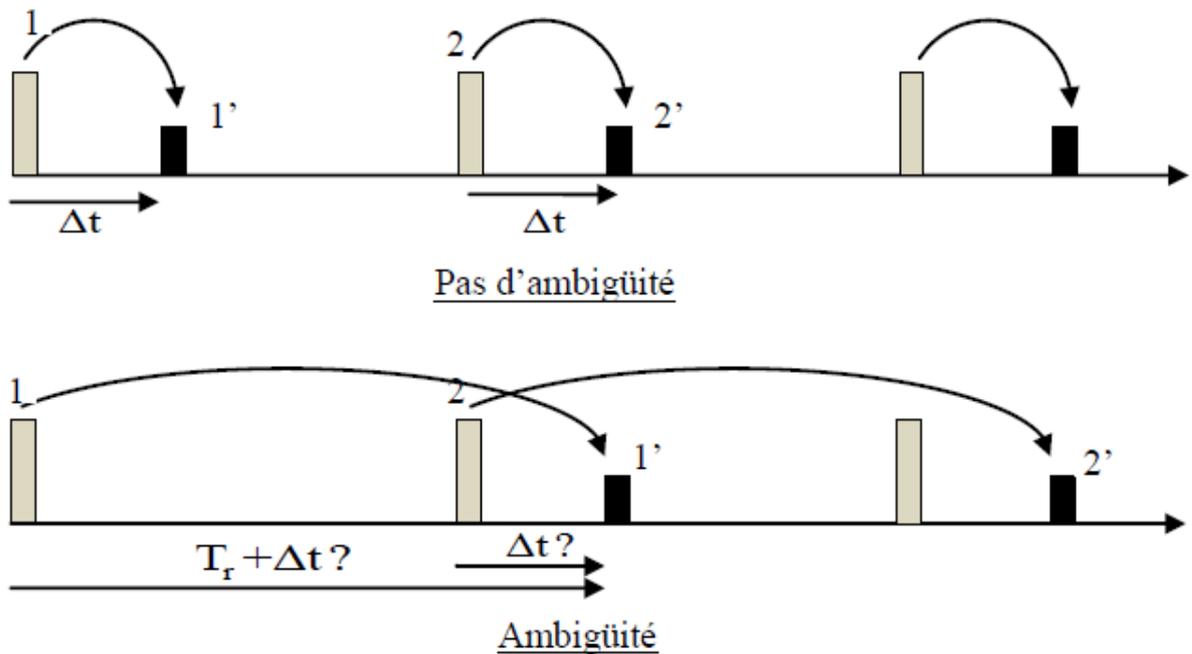


Figure 2.2 : le Problème de l'ambiguïté de distance

Les échos revenant au radar au delà de T_r se traduisent par une ambiguïté distance (erreur de visualisation) alors que ceux qui reviennent dans un délai inférieur à T_r sont affichés à la distance correcte (non ambiguë). La distance maximum sans ambiguïté pour un radar donné est déterminée par la formule :

$$R_{u\ max} = \frac{c \cdot T_r}{2} = \frac{c}{2f_r}$$

2.3.2 Résolution en distance

La résolution en distance est la capacité d'un système radar à distinguer deux ou plusieurs cibles situées dans la même direction mais à des distances différentes. La qualité de la résolution dépend de la largeur de l'impulsion émise, du type et de la taille des cibles, et de l'efficacité du récepteur et de l'indicateur.

Le pouvoir de séparation en distance d'un radar représente la distance minimale séparant deux cibles qu'il est capable de distinguer. Si un radar émet des impulsions de largeur τ et de récurrence T_r , pour deux cibles situées sur le même axe du radar, l'une à une distance R_1 , l'autre à R_2 , leurs échos respectifs seront de même largeur τ , reçus à des instants T_1 et T_2 définis par :

$$T_1 = \frac{2R_1}{c} \quad \text{et} \quad T_2 = \frac{2R_2}{c}$$

L'intervalle de temps entre les deux échos d'impulsions sera donc proportionnel à la distance qui existe entre les deux cibles :

$$\Delta T = \frac{2(R_2 - R_1)}{c}$$

Tant que cette valeur reste supérieure à la largeur d'impulsion τ , les deux cibles sont bien distinguées par le radar. Dans le cas contraire, les deux échos se recouvrent et le radar ne détecte plus la présence que d'un seul objet. Le pouvoir séparateur en distance minimum peut donc se quantifier par la relation suivante :

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2}$$

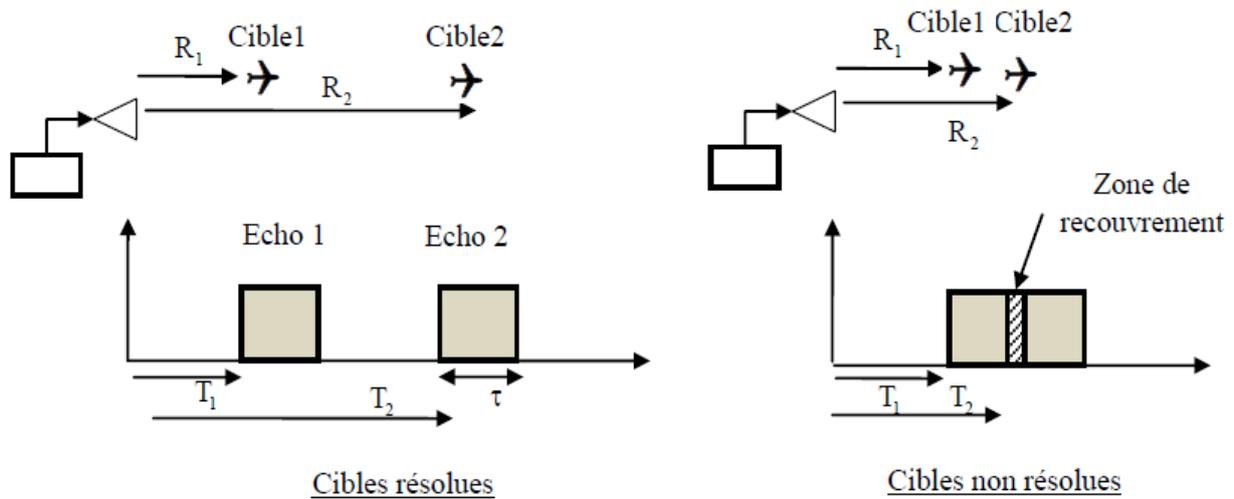


Figure 2.3 : Résolution radar en distance.

A présent, on peut définir la notion de case de résolution d'un radar. C'est une surface dont la longueur vaut la résolution angulaire $\Delta\phi$ et la largeur correspond à la résolution distance ΔR . Deux cibles sont discriminées par un radar si elles ne sont pas dans la même case de résolution. Etant donné l'équation calculant la distance de la radar-cible, il est possible de faire correspondre une distance à chaque échantillon obtenu à la sortie du récepteur. Pour cette raison, les échantillons du signal reçus par le radar sont abusivement appelées « cases distance ». En toute rigueur, une case distance désigne l'écart en distance ΔR_e entre deux échantillons successifs :

$$\Delta R_e = \frac{c \cdot T_e}{2}$$

2.4 Traitement radar du signal LFM en vitesse

Pour un traitement en vitesse, le radar détecte le décalage doppler causé par une cible mouvante, pour extraire cette information, le processeur du signal doit élaborer une estimation spectrale qui nécessite l'émission d'un train d'impulsions LFM cohérentes se répétant à une période I_{pp} . Le traitement doppler nécessite le traitement de l'écho du train d'impulsions dans le filtre adapté, la sortie de ce dernier est échantillonnée à la PRF pour extraire un échantillon de chaque impulsion, ces échantillons sont utilisés pour déterminer la vitesse de la cible.

2.4.1 Ambiguïté doppler

Comme la distance, la fréquence doppler est naturellement ambiguë. Si les ambiguïtés sont significatives alors elles dépendent non seulement de la PRF mais aussi d'autres paramètres tels que la largeur d'onde.

2.5 Transformée de Fourier rapide

Dans le domaine du traitement du signal on utilise essentiellement des transformées ou des méthodes afin de passer d'un espace à un autre (temps vers fréquence), pour ainsi mieux estimer et analyser le contenu informationnel du signal. La transformée de Fourier discrète DFT et sa transformée rapide FFT étaient jusque là les meilleurs outils utilisés pour des signaux périodiques ou quasi périodiques, mais elle n'est pas vraiment adéquate pour l'analyse des signaux aléatoires aperiodiques. Ceci n'est pas un fait nouveau, c'est pourquoi de multiples méthodes ont été développées pour l'analyse de séries temporelles comme les sections de Poincaré, la méthode des ondelettes, ou encore le modèle autorégressif à moyenne mobile ARMA en ne citant que celles-ci.

Les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance ou spectre d'un processus remontent à une longue durée, elles sont fondées sur des procédures qui emploient la transformée rapide de Fourier (fft), hors, l'expérience a montré que ces méthodes sont limitées en résolution, surtout pour certaines applications où le total des données disponibles n'est pas considérable. De ce fait, les méthodes qui circonviennent la résolution limitée sont d'intérêt.

2.6 Estimation spectrale

Les signaux réels sont en effet rarement stationnaires sur une longue période alors nous sommes souvent contraints de limiter le signal à une fenêtre d'observation où il apparaît comme quasi-stationnaire, cette fenêtre peut par fois être excessivement courte, et le spectre $s(f)$ ne peut être connu, ces conditions affectent la qualité du spectre et nous parlons d'estimation spectrale.

L'utilisation des techniques d'estimation spectrale non traditionnelles a commencé d'une manière significative vers les années soixante, les méthodes les plus modernes sont celles fondées sur la modélisation des signaux où l'on attribue un modèle qui approche une

série de mesures, c'est l'approche d'identification adoptée en estimation spectrale, c'est un nouveau champ d'application de la prédiction linéaire.

Il existe deux grandes approches pour l'estimation spectrale. La première contient des méthodes dites classiques ou non-paramétriques qui sont basées sur le périodogramme. La seconde classe contient des méthodes dites non-classiques ou paramétriques qui utilisent un modèle pour le processus.

Les méthodes non paramétriques sont les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance, elles consistent à bâtir des estimations point par point de l'auto corrélation et du spectre. La démarche usuelle en estimation spectrale non paramétrique consiste à un estimateur naturel qui est le périodogramme, module carré de la transformée de Fourier de l'échantillon. Il a été introduit par **Arthur Schuster** en 1898.

Les méthodes paramétriques sont une perspective moderne de l'estimation spectrale, elles consistent à ajuster un modèle aux données observées, les paramètres du modèle caractérisent le signal et nous avons ainsi une connaissance à priori sur le processus physique qui a engendré le signal observé. La procédure standard qui réalise cet ajustement est l'identification paramétrique.

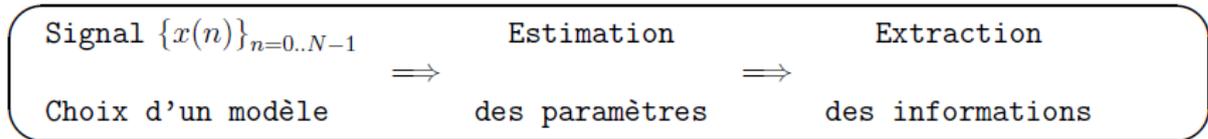
L'intérêt d'une modélisation paramétrique est double, elle permet de réduire l'espace de représentation en représentant un ensemble de N échantillons par un vecteur de dimension ($P \ll N$). Ceci est particulièrement intéressant dans de nombreuses applications telles que la classification, détection et la transmission-compression, elle permet d'extraire de façon plus fine certaines informations en analyse spectrale, la modélisation permet d'estimer avec une meilleure résolution que le périodogramme le spectre d'un signal.

On trouve de nombreuses applications de la modélisation dans des domaines comme les télécommunications, le radar, le sonar, etc.

La modélisation d'un processus dans le contexte de l'estimation spectrale comporte en général 3 étapes :

- choix d'un modèle (à partir de connaissances a priori)
- estimation des paramètres du modèle à partir des échantillons du signal
- extraction de l'information à partir du modèle

Ces étapes se schématisent comme suit :



2.7 LA PREDICTION LINEAIRE

Prédiction linéaire est une opération mathématique où les valeurs futures d'un signal discret dans le temps sont estimées comme une fonction linéaire d'échantillons précédents.

Dans le traitement numérique du signal, la prédiction linéaire est souvent appelé codage prédictif linéaire (LPC) et peut donc être considéré comme un sous-ensemble de la théorie du filtre. Dans l'analyse du système (un sous-champ des mathématiques), la prédiction linéaire peut être considérée comme une partie de la modélisation ou l'optimisation mathématique.

2.7.1 Le modèle de prédiction

La représentation la plus courante est

$$\hat{x}(n) = \sum_{i=1}^P a_i x(n-i)$$

où $\hat{x}(n)$ est la valeur du signal prédit, $x(n-i)$ la précédente valeurs observées, et a_i est le coefficients de prédiction.

L'erreur générée par cette estimation est

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n)$$

Où $x(n)$ est la valeur du signal vrai.

Ces équations sont valables pour tous les types de (unidimensionnelle) prédiction linéaire. Les différences se trouvent dans la façon dont les paramètres a_i sont choisis.

Pour signaux multidimensionnels la métrique d'erreur est souvent définie comme

$$e(n) = ||x(n) - \hat{x}(n)||$$

où $\| \cdot \|$ est un vecteur norme choisie approprié. Prédiction tels que $\hat{x}(n)$ sont couramment utilisés dans les filtres de Kalman pour estimer les valeurs de signaux actuels et passés, respectivement.

2.7.2 Estimation des paramètres

Le choix le plus courant dans l'optimisation des paramètres A_i est la racine carrée signifie critère qui est aussi appelé le critère d'auto-corrélation. Dans cette méthode, nous minimisons la valeur attendue de l'erreur au carré $E[e^2(n)]$ ce qui donne l'équation

$$\sum_{i=1}^p a_i R(j-i) = -R(j)$$

pour $1 \leq j \leq p$, où R représente l'auto corrélation du signal de $x(n)$, défini comme

$$R(i) = E\{x(n)x(n-i)\}$$

Et E est la valeur attendue. Dans le cas multidimensionnelle ce qui correspond à minimiser la norme L_2 .

Les équations ci-dessus sont appelés les équations normales ou des équations de Yule-Walker. Dans la matrice forment les équations peuvent être écrites comme équivalente

$$Ra = -r$$

où la matrice d'autocorrélation R est un symétrique, $p \times p$ matrice Toeplitz avec des éléments $r_{ij} = R(i-j)$, $0 \leq i, j < p$, le vecteur r est le vecteur d'autocorrélation $r_j = R(j)$, $0 < j \leq p$, et le vecteur est un vecteur de paramètre.

Un autre plus générale, l'approche, est de minimiser la somme des carrés des erreurs définis dans le formulaire

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) = x(n) - \sum_{i=1}^p a_i x(n-i) = - \sum_{i=0}^p a_i x(n-i)$$

Où le problème d'optimisation de recherche sur toute intérim doit maintenant être contraint à $a_0 = -1$.

D'autre part, si l'erreur moyenne de prédiction carré est contraint à être l'unité et de l'équation d'erreur de prédiction est inclus sur le dessus des équations normales, l'ensemble augmentée d'équations est obtenue comme

$$R\alpha = [1, 0, \dots, 0]^T$$

où l'indice i varie de 0 à p , et R est un $(p + 1) \times (p + 1)$ matrice.

Spécification des paramètres du prédicteur linéaire est un sujet large et un grand nombre d'autres approches ont été proposées. En fait, la méthode d'auto corrélation est la plus courante et elle est utilisée, par exemple, pour le codage de la parole dans la norme GSM.

Solution de l'équation de la matrice $R\alpha = r$ est mathématiquement un processus relativement coûteux. L'algorithme de Gauss pour l'inversion de matrice est probablement la solution la plus ancienne mais cette approche ne pas utiliser efficacement la symétrie de R et r . Un algorithme plus rapide est la récurrence de Levinson proposé par Norman Levinson en 1947, qui calcule de façon récursive la solution. En particulier, les équations ci-dessus d'auto corrélation peuvent être résolues plus efficacement par l'algorithme de Durbin.

Plus tard, Delsarte et al. Proposé une amélioration à cet algorithme appelé la récursions split Levinson, qui nécessite environ la moitié du nombre de multiplications et divisions. Il utilise une propriété symétrique spéciale des vecteurs de paramètres sur les niveaux de récursivités ultérieures. Autrement dit, les calculs pour le prédicteur optimal contenant termes de p faire usage de calculs semblables pour le prédicteur optimal contenant $p - 1$ termes.

Une autre façon d'identifier les paramètres du modèle est de calculer de manière itérative les estimations de l'Etat à l'aide de filtres de Kalman et obtenir des estimations du maximum de vraisemblance dans algorithmes Attente maximisation.

CHAPITRE 3

SIMULATION ET RESULTATS

3.1 Introduction au MATLAB

MATLAB (« *matrix laboratory* ») est un langage de programmation de quatrième génération émulé par un environnement de développement du même nom ; il est utilisé à des fins de calcul. Développé par la société The MathWorks, MATLAB permet de manipuler des matrices, d'afficher des courbes et des données, de mettre en œuvre des algorithmes, de créer des interfaces utilisateurs, et peut s'interfacer avec d'autres langages comme le C, C++, Java, et Fortran. Les utilisateurs de MATLAB (environ un million en 2004) sont de milieux très différents comme l'ingénierie, les sciences et l'économie dans un contexte aussi bien industriel que pour la recherche. Matlab peut s'utiliser seul ou bien avec des *toolbox*(« boîte à outils »). Les avantages relevés pour la solution Matlab sont :

- Sa richesse : l'environnement Matlab comporte une palette d'outils s'adressant à de très nombreux domaines. Par exemple, l'intégration dans un seul environnement homogène de l'ensemble des outils permettant la conception fiable d'un système de contrôle, jusqu'à son prototypage en temps réel, constitue un atout déterminant.
- La finition : l'offre Matlab constitue un ensemble cohérent, soigné et fiable. Ce sont des qualités plus difficiles à obtenir lorsque les développements sont issus d'une communauté décentralisée et moins organisée, comme souvent dans le domaine du logiciel libre.
- C'est un standard de fait, enseigné dans la plupart des écoles et universités, utilisé dans la plupart des grandes entreprises, ce qui facilite les échanges entre utilisateurs.
- Les développements sont assurés par une équipe de plusieurs centaines d'informaticiens, qui assurent une évolution permanente du logiciel et la sortie régulière de nouvelles versions comportant chaque fois davantage de fonctionnalités.
- La documentation livrée avec Matlab est excellente, complète et professionnelle. La qualité de la documentation est un de ces points forts.
- Les versions de Matlab sont largement testées avant d'être diffusées. Même s'il subsiste toujours quelques problèmes dans les premières versions d'une release, elles sont d'un niveau de fiabilité élevé.

- Programmation infiniment plus rapide pour le calcul et pour l'affichage
- Possibilité d'inclure un programme en langage C ou bien C++
- Possibilité d'exécuter du code en dehors du programme
- Code facile à comprendre et très lisible
- Une aide très bien faite

Les inconvénients du langage Matlab sont:

- Vitesse de calcul moins rapide qu'en langage C ou bien C++.
- Payant (équivalent gratuit scilab).
- Application auto-exécutable peu pratique.

3.2 Propriétés temporelles et spectrales du signal radar LFM

Le signal radar LFM de base est une impulsion exprimée par :

$$e^{j\pi w \frac{t^2}{T}} \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$$

Le signal $s(t)$ échantillonné sur la durée τ s'écrit :

$$s_e(t) = s(t) \cdot \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{+\frac{N}{2}} \delta(t - nt_e)$$

Avec N le nombre d'échantillons sur la durée τ :

$$N = \frac{\tau}{T_e} = \tau pW$$

En utilisant la propriété de décalage du peigne de Dirac :

$$s_e(t) = s(t) \cdot \sum_{n=0}^N \delta\left(t - \left(n - \frac{N}{2}\right) t_e\right)$$

$$s_e(t) = \sum_{n=0}^N s(t) \cdot \delta\left(t - \left(n - \frac{N}{2}\right) t_e\right)$$

$$s_e(t) = \sum_{n=0}^N s\left(\left(n - \frac{N}{2}\right) t_e\right) \cdot \delta\left(t - \left(n - \frac{N}{2}\right) t_e\right)$$

Ainsi, le signal sous sa forme discrète s'écrit :

$$s(n) = e^{j \frac{2\pi}{2 p^2 \omega \tau} \left(n - \frac{N}{2}\right)^2} \quad (14)$$

De la forme :

$$s(n) = e^{j 2 \pi \alpha \left(n - \frac{N}{2}\right)^2} \quad 0 \leq n < N$$

Avec :

$$\begin{cases} \alpha = \frac{1}{2 p^2 \omega \tau} \\ N = p \tau \omega \end{cases}$$

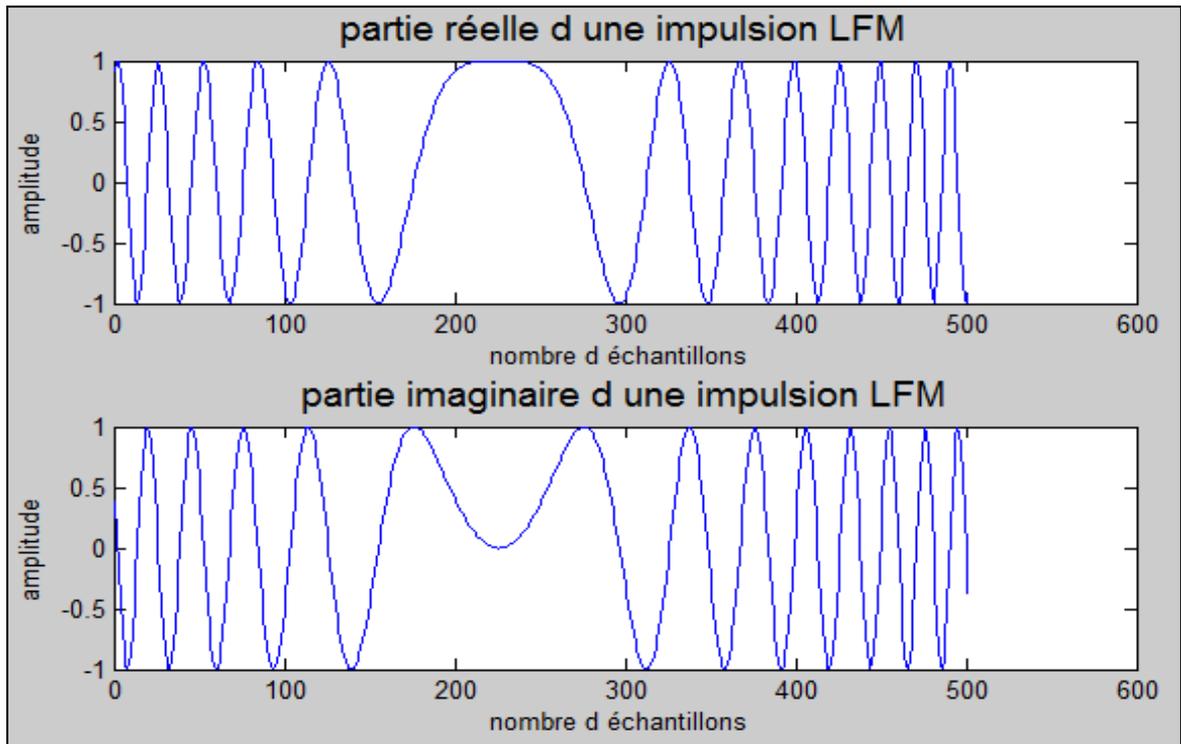


Figure 3.1: Allure d'une impulsion LFM

$P=10$, $T=25\mu s$, $W=8MHz$

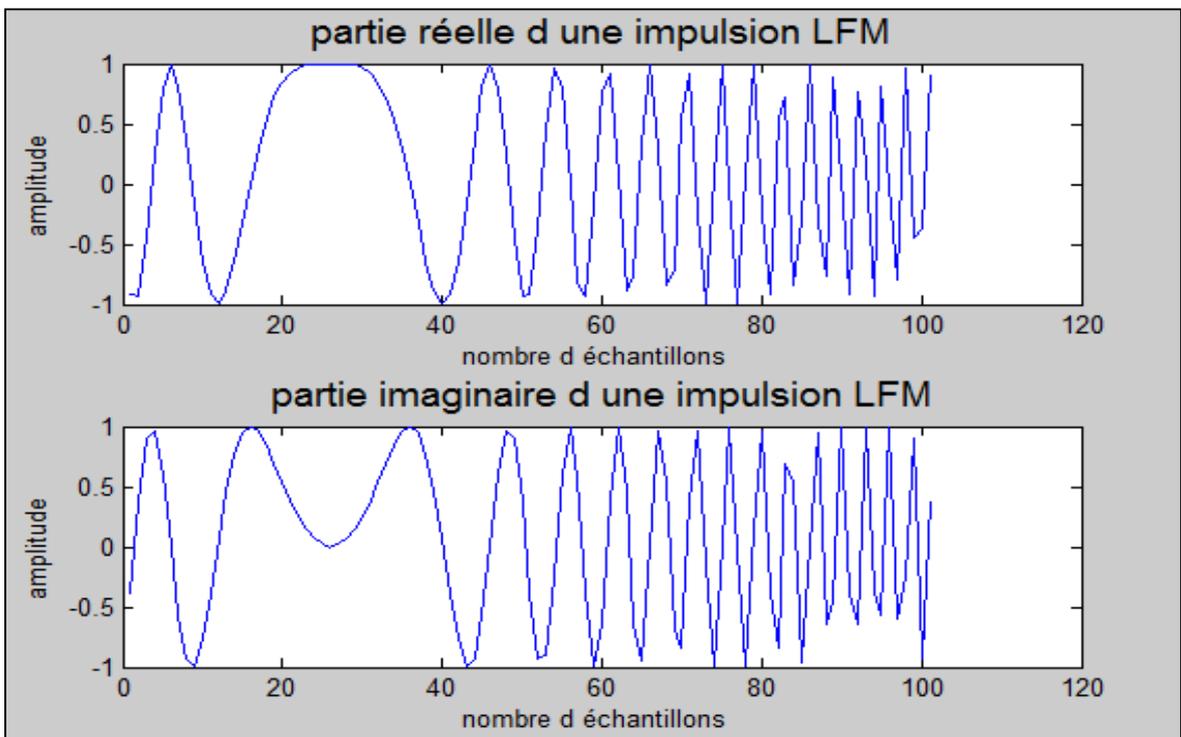


Figure 3.2: Allure d'une impulsion LFM

$P=2$, $T=25\mu s$, $W=8MHz$

La Transformée de Fourier rapide nous permet de visualiser le spectre (présentation fréquentielle) de l'impulsion LFM. La figure (3.2) montre l'étendu fréquentiel (8 MHz) de l'impulsion LFM sous forme approximativement rectangulaire.

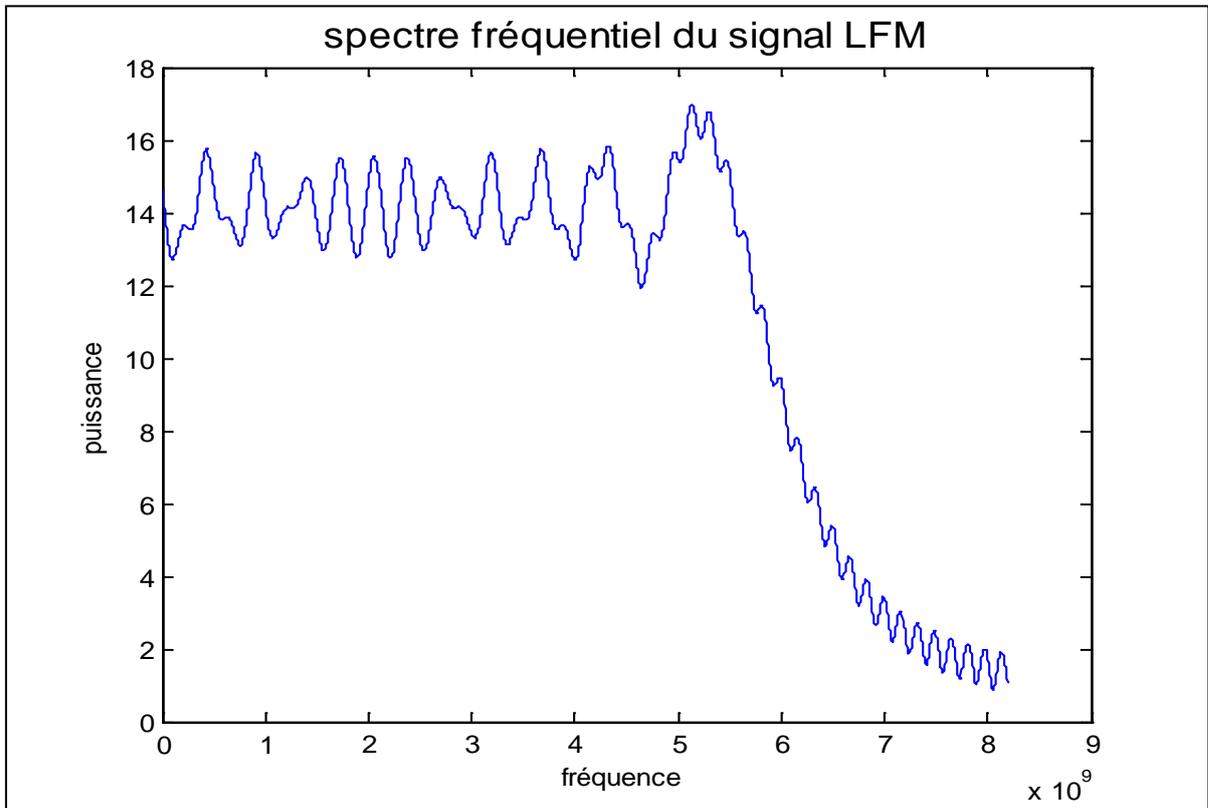


Figure 3.3: Spectre fréquentiel du signal LFM.

Le produit de la convolution du signal LFM avec son conjugué forme un pic serré d'amplitude importante ce qui a permis d'adopter le signal LFM à bord du système radar, d'où la compression d'impulsion.

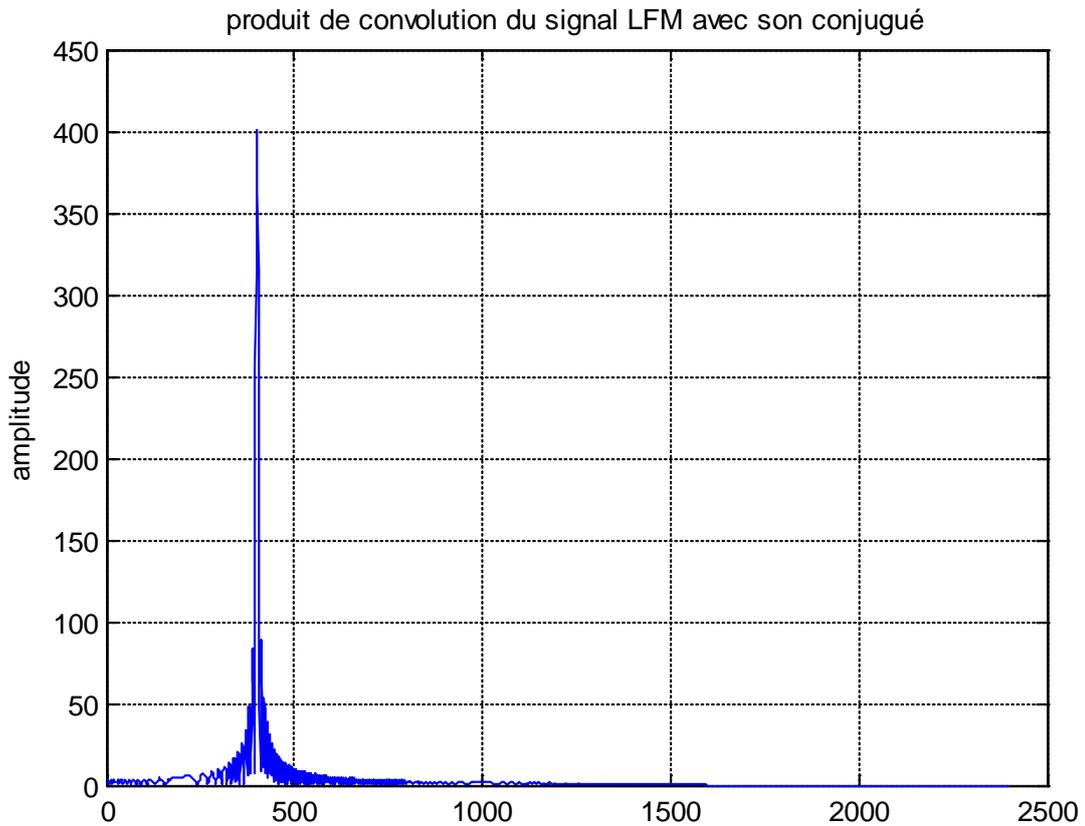


Figure 3.4 :produit de convolution du signal LFM avec son conjugué

Pour illustrer le principe générale de fonctionnement du radar à compression d'impulsion, qui est fondé sur la génération et le traitement de l'écho d'un signal à base d'impulsion LFM, nous avons mené deux simulation différentes sous MATLAB, la première concerne le traitement de l'impulsion LFM en distance, la seconde est un traitement en vitesse. Les étapes fondamentales de chaque simulation sont :

- Génération d'un écho radar,
- Simulation d'un filtre adapté ou optimal.
- Estimation de la distance et la vitesse.

3.3 Traitement en distance

Pour effectuer la mesure de la distance, le radar à compression d'impulsion émet une impulsion LFM et écoute son écho, l'écho reçu dans le récepteur est noyé dans un bruit qu'on suppose blanc gaussien, il est acheminé dans deux chaines déphasées de 90° , la chaine en phase I et la chaine en quadrature Q, sous sa forme complexe il passe dans un filtre adapté dont la réponse impulsionnelle est juste le conjugué de l'impulsion LFM. A la sortie du filtre adapté, la compression a lieu, elle est sous forme de pic serré dont la localisation sur l'axe des temps indique la distance de la cible.

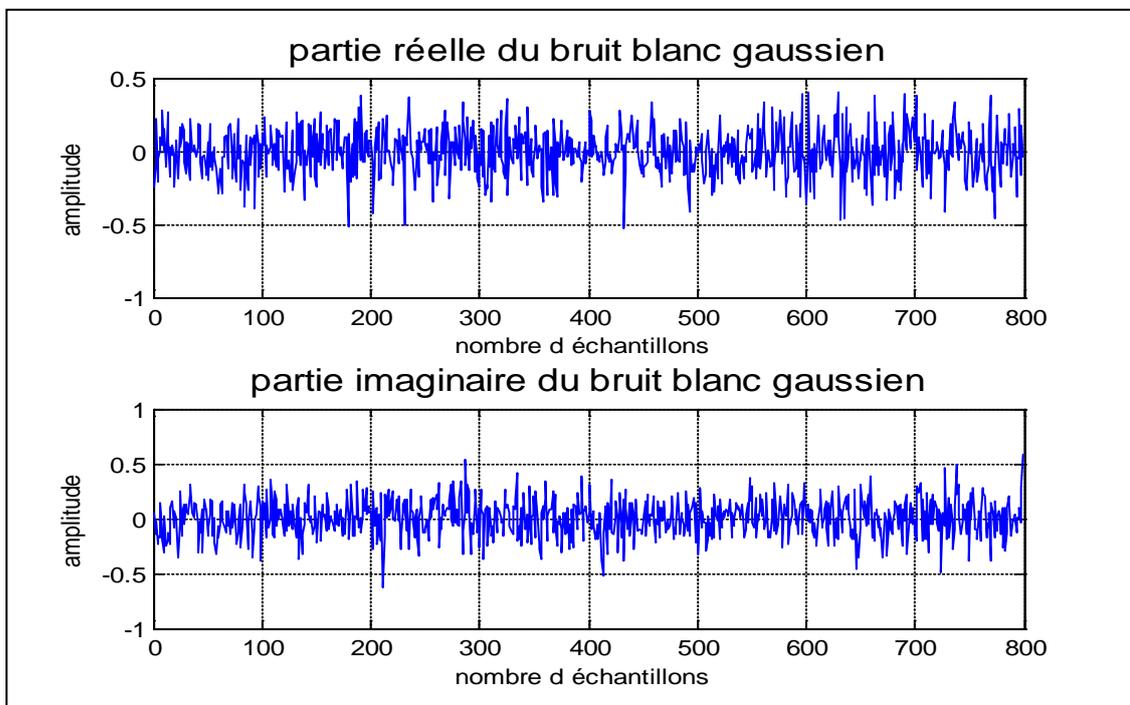


Figure 3.5: Les parties réelles et imaginaires d'un blanc gaussien.

La génération d'un bruit blanc à moyenne nulle et variance σ^2 variable (figure (3.4)) nous permet de varier le rapport signal sur bruit (SNR). L'écho radar dans le récepteur est composé d'une impulsion LFM noyée dans un bruit blanc gaussien (figure (3.5)).

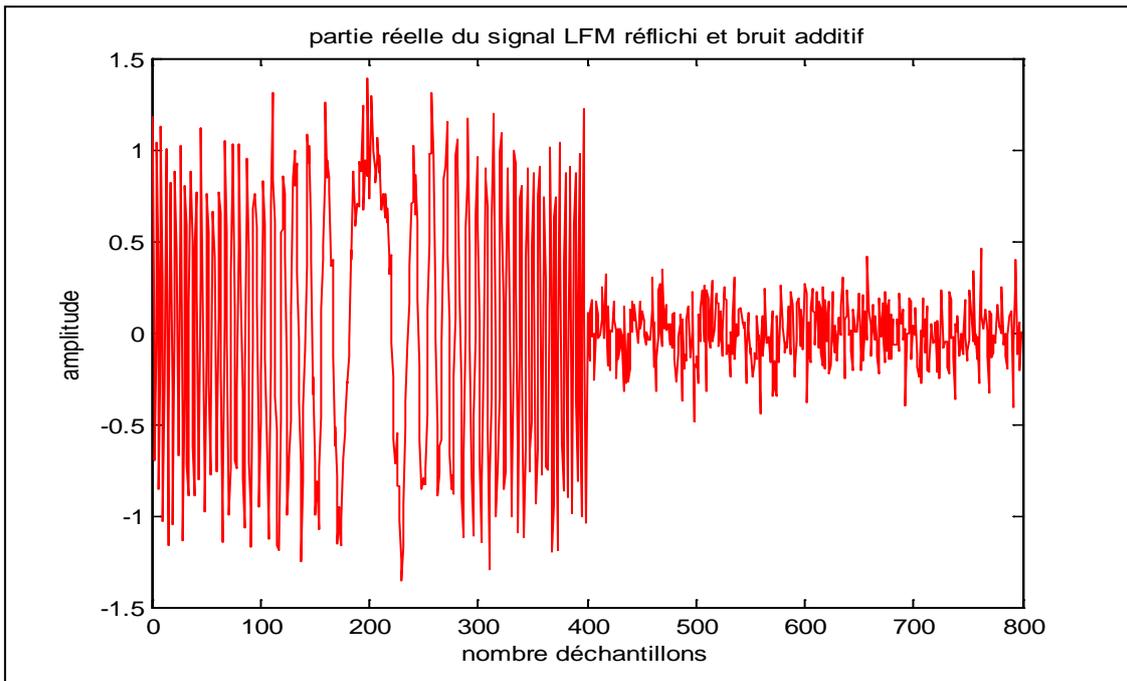


Figure 3.6: partie réelle du signal LFM réfléchi et bruit gaussien.

3.3.1 Filtre adapté

Toutes les méthodes de compression d'impulsion se réduisent à un filtrage adapté dont la caractéristique temps-fréquence est juste le conjugué de l'impulsion LFM.

Un filtre dont la réponse impulsionnelle est :

$$h(t) = S^*(-t) = e^{-j\pi\frac{w}{T}t^2} \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$$

Est généré sous Matlab par la forme discrète équivalente :

$$h(n) = e^{-j2\pi\alpha(n-\frac{N}{2})^2} \quad 0 \leq n < N$$

Avec :

$$\alpha = \frac{1}{2p^2w\tau}$$

Et :

$$N = \tau wp$$

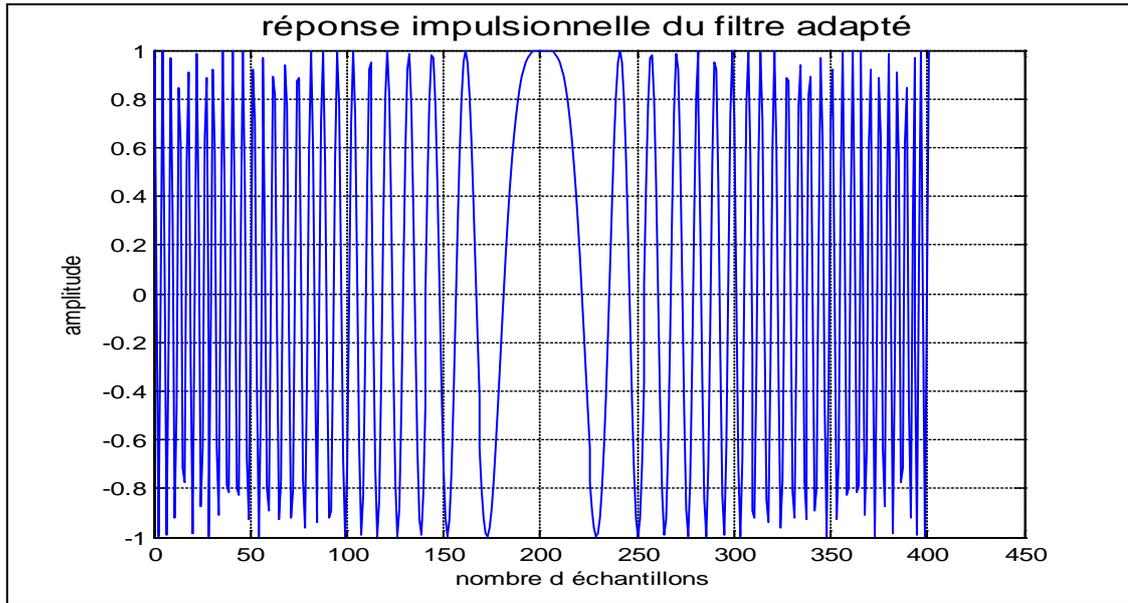


Figure 3.7: réponse impulsionnelle du filtre adapté.

A la sortie nous avons un pic étroit d'amplitude importante (figure (3.6)) accompagné de lobes secondaires de faibles intensités, cette simulation est réalisé avec décalage temporel due à cible, il indique donc la distance radar-cible. Le filtre adapté que nous générons réalise la compression d'impulsion et améliore le rapport signal/bruit (SNR).

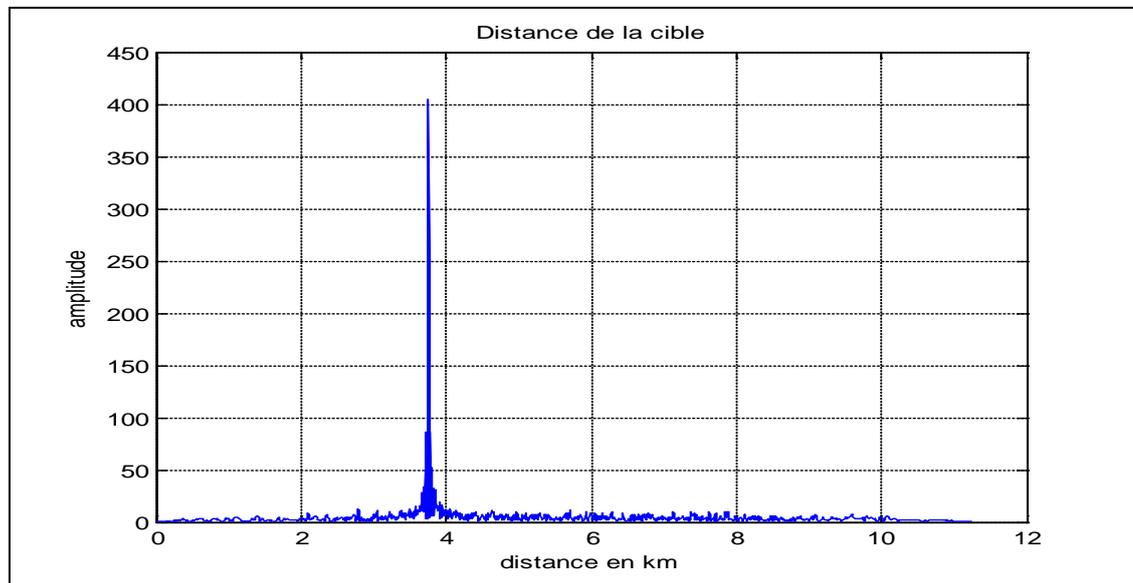


Figure 3.8: Distance de la cible.

TW= 200, p=2, SNR= 23.0509 dB, SNR₂ = 86.3086 dB

R=3.75Km

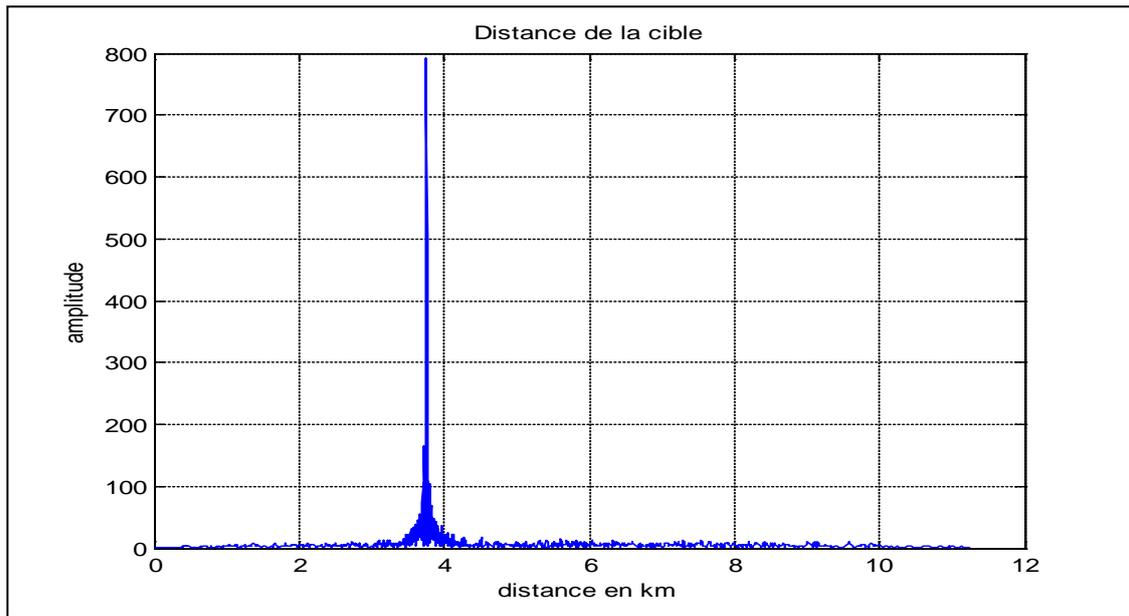


Figure 3.9: Distance de la cible.

TW= 200, p=4, SNR= 23.0383 dB, SNR₂ = 99.7392dB

R=3.75 km

La même simulation pour les mêmes données sauf qu'on échantillonne à un facteur $p= 4$, on aura le même effet de bruit mais le pic de compression est plus serrée et double son amplitude.

3.4 Traitement de vitesse :

Le traitement de l'écho radar diffère d'un traitement en distance à un en vitesse, il en est même pour le signal radar émis. Lors de cette simulation, nous avons considéré le radar à compression d'impulsion dont les paramètres sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau 3.1: caractéristiques d'un radar LFM.

Paramètres	Valeur
Fréquence radar	7 GHz
Durée d'impulsion	25 μ s
Fréquence d'échantillonnage	14 MHz
Facteur d'échantillonnage	2
Période inter impulsion	7 μ s
Nombre d'impulsion	10
Déviaton en fréquence	8 MHz

Pour un traitement en vitesse le signal radar est constitué d'un train d'impulsions LFM cohérentes de durée 25 μ s se répétant à une période interimpulsions de 50 μ s ce qui donne une PRF de 20kHz qui peut varier pour détecter des décalages doppler plus ou moins importants.

Le premier cas : 10 impulsions SNR=24dB SNR2=90dB var=10

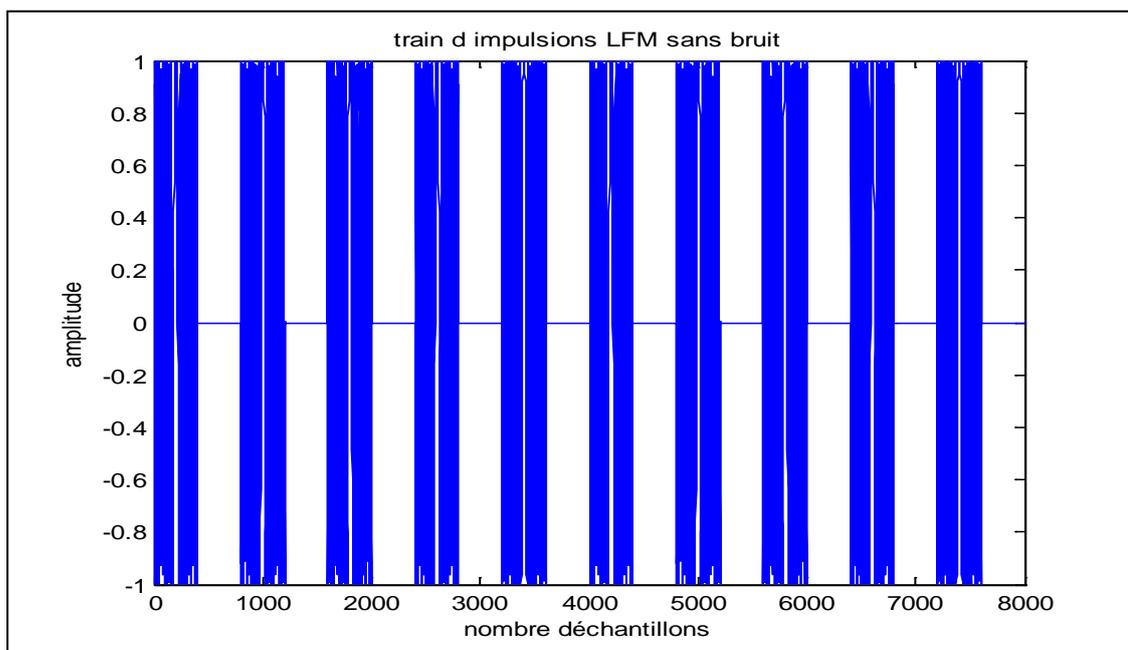


Figure 3.10: Train d'impulsions LFM de 10 impulsions.

La figure (3.11) illustre l'allure du bruit additif qu'on suppose gaussien blanc de moyenne nulle et de variance $\sigma^2 = 10$, il s'agit d'un signal aléatoire, ses effets se font sentir par une diminution qualitative et quantitative de l'information contenue dans l'écho.

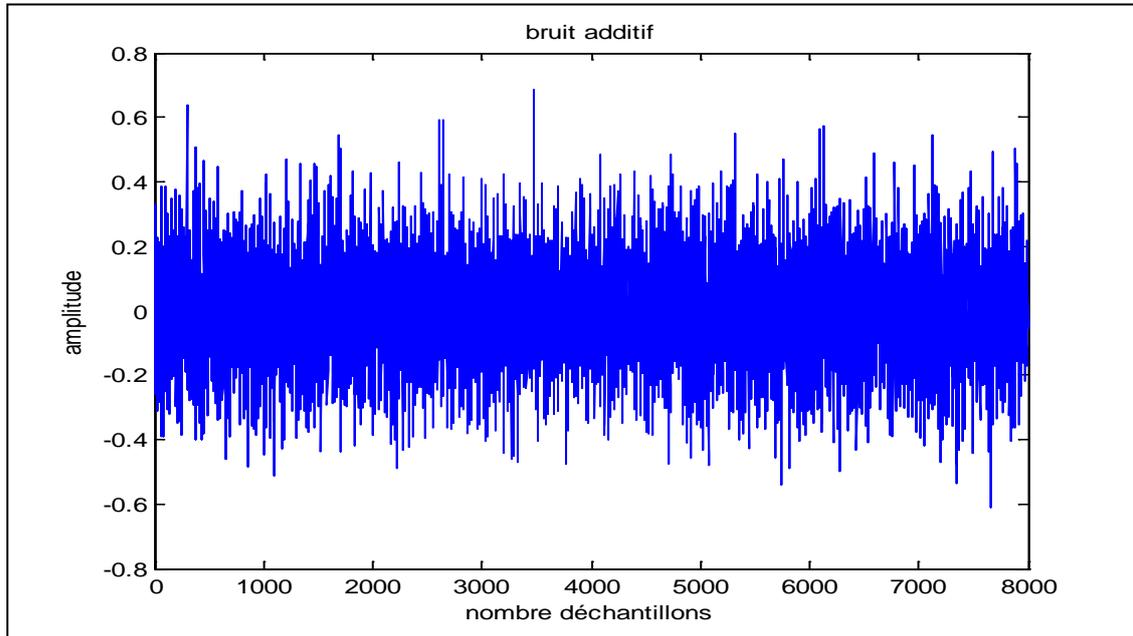


Figure 3.11 : bruit additif.

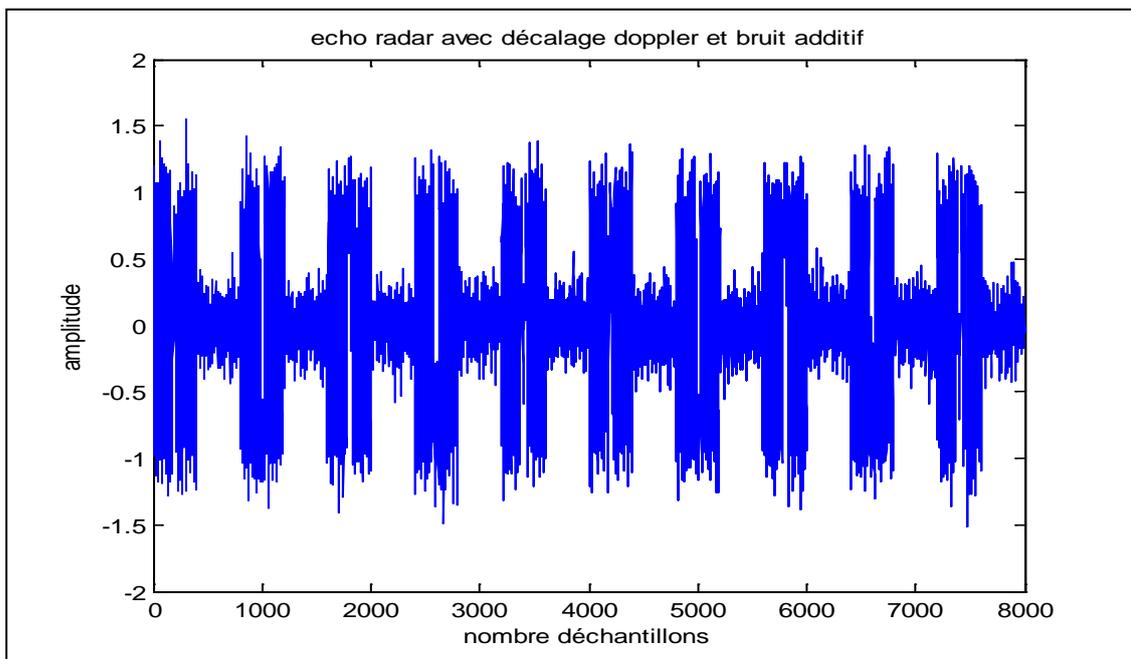


Figure 3.12: écho radar avec décalage doppler et bruit additif.

Le signal reçu (l'écho) est le mélange de notre signal LFM émis avec le bruit additif, avec un décalage doppler de $5 \cdot 10^{-4}$ Hz. Dans ce cas le bruit est assez faible c'est pour cela on a pu voir l'allure du signal LFM.

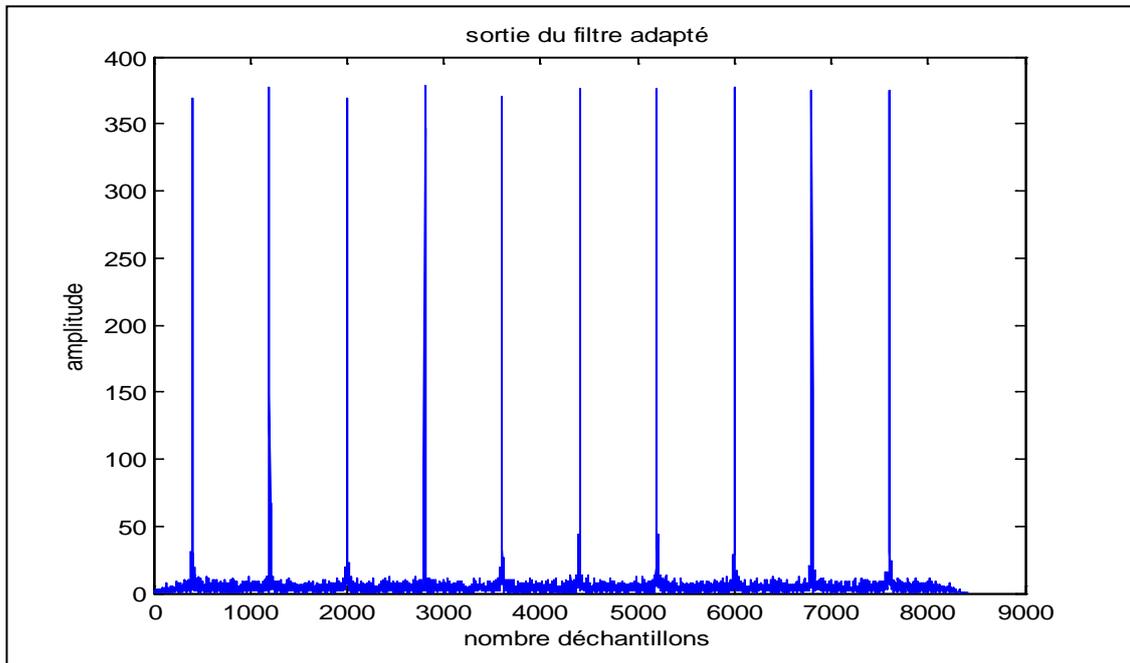


Figure 3.13: sortie du filtre adapté.

La sortie du filtre adapté est une succession d'impulsions comprimées sous forme de pics serrés et intenses à un SNR=24dB

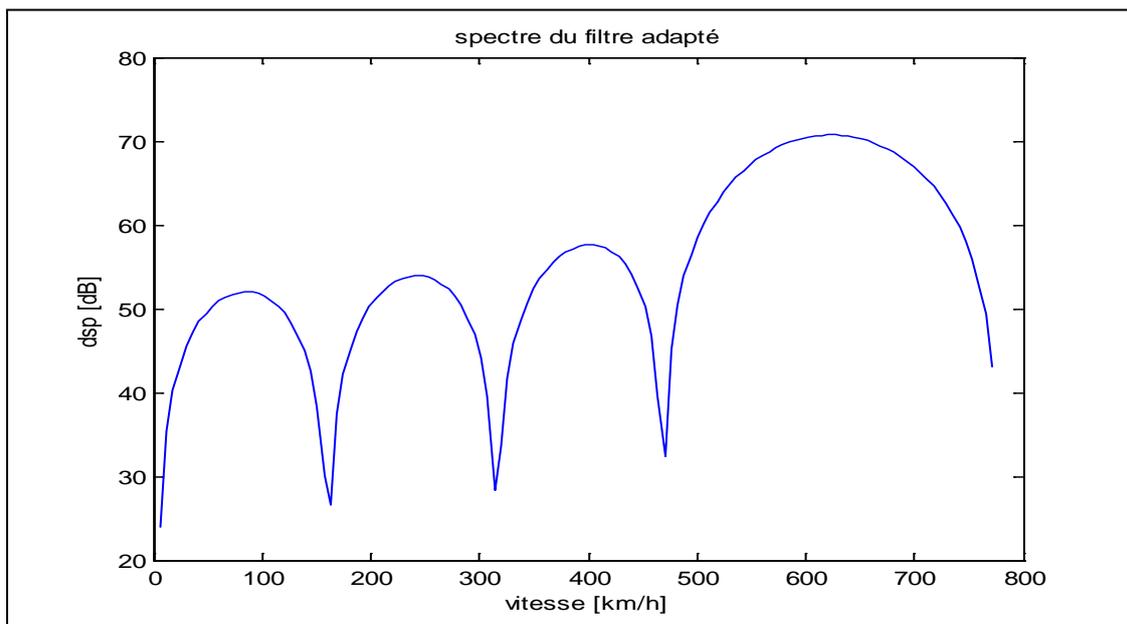


Figure 3.14: Spectre du filtre adapté.

A la sortie du filtre adapté, nous effectuons un autre échantillonnage à la fréquence de répétition impulsionnelle PRF du radar, un échantillon de chaque impulsion LFM suffisant pour l'estimation du spectre doppler.

Deuxième cas : 10 impulsions SNR=7dB SNR2=70dB var=20

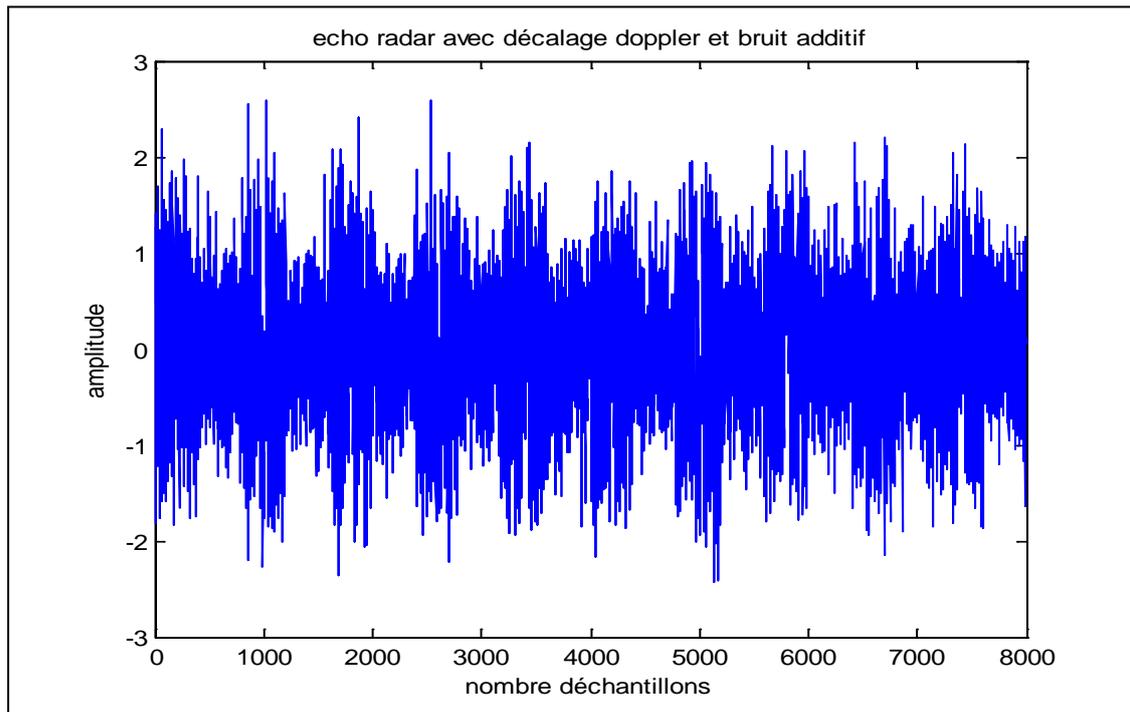


Figure 3.15: écho radar avec décalage doppler et bruit additif.

Notre signal à la réception (l'écho) est un peu brouiller car on a augmenté la variance du bruit additif ce qui fait diminuer le SNR avant filtrage à 7 dB.

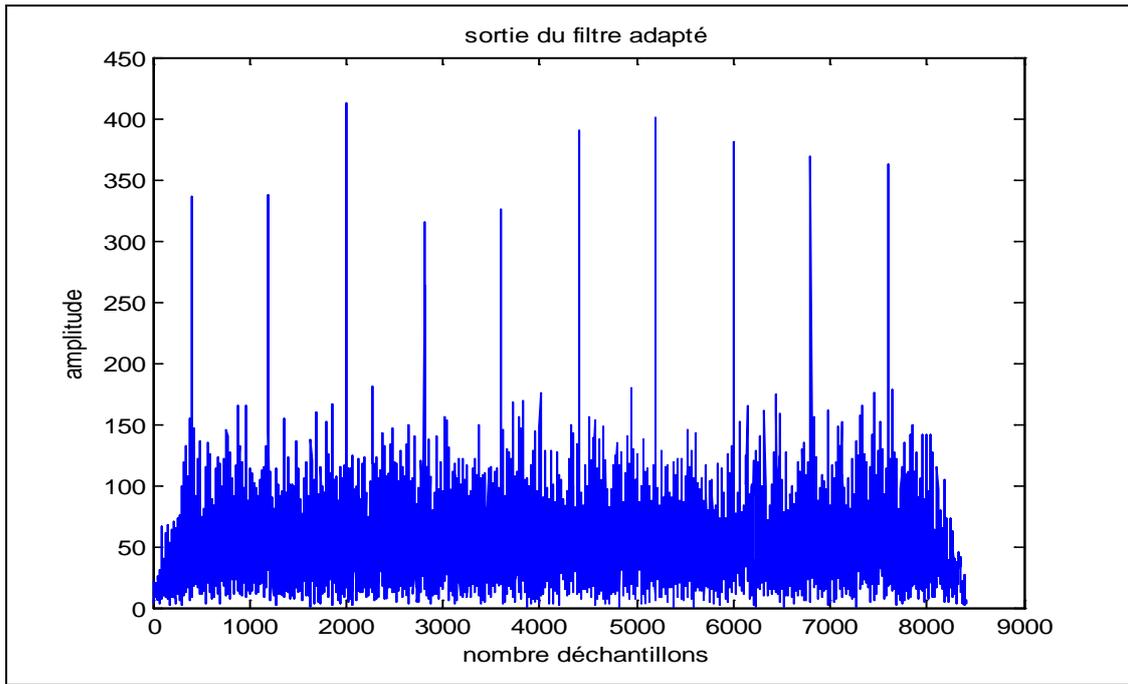


Figure 3.16: sortie du filtre adapté.

Malgré qu'on ait augmenté la variance de bruit, on a eu à la sortie du filtre adapté des pics apparent de l'impulsion.

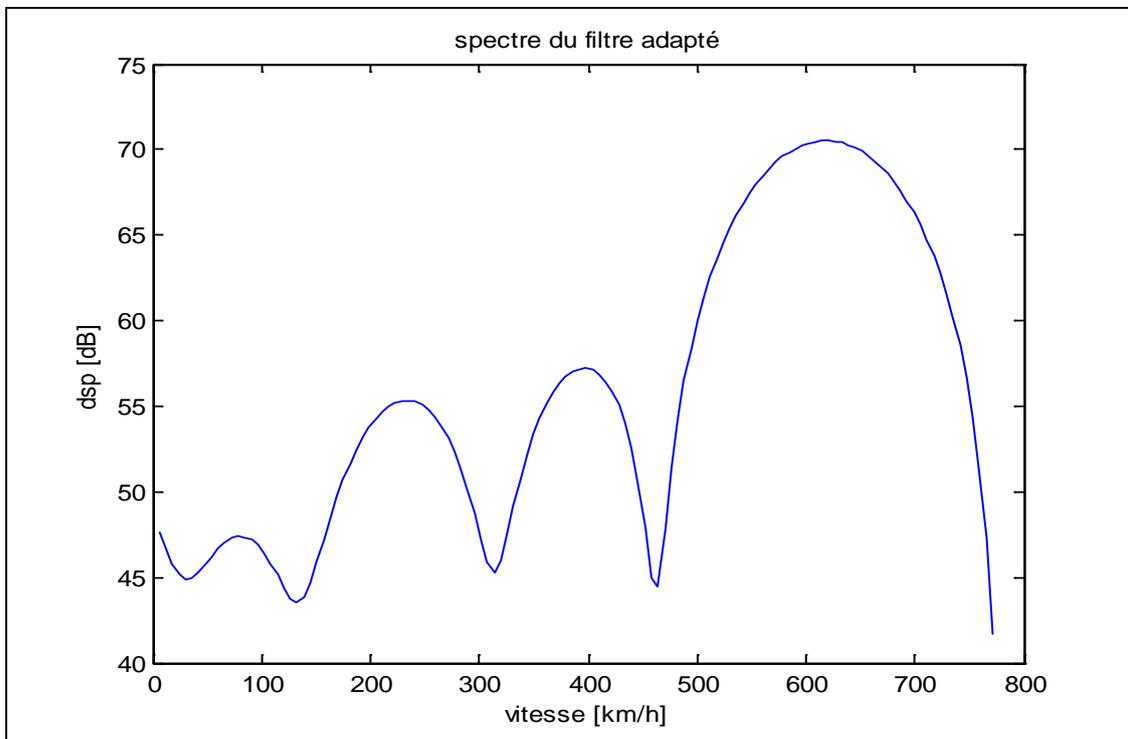


Figure 3.17: Spectre du filtre adapté.

Le passage du signal dans le filtre adapté réduit l'effet du bruit et facilite la détection, et on aura un pic indiquant la vitesse plus apparent.

Troisième cas : 100 Impulsions SNR=0.42dB SNR2=60dB Var = 20

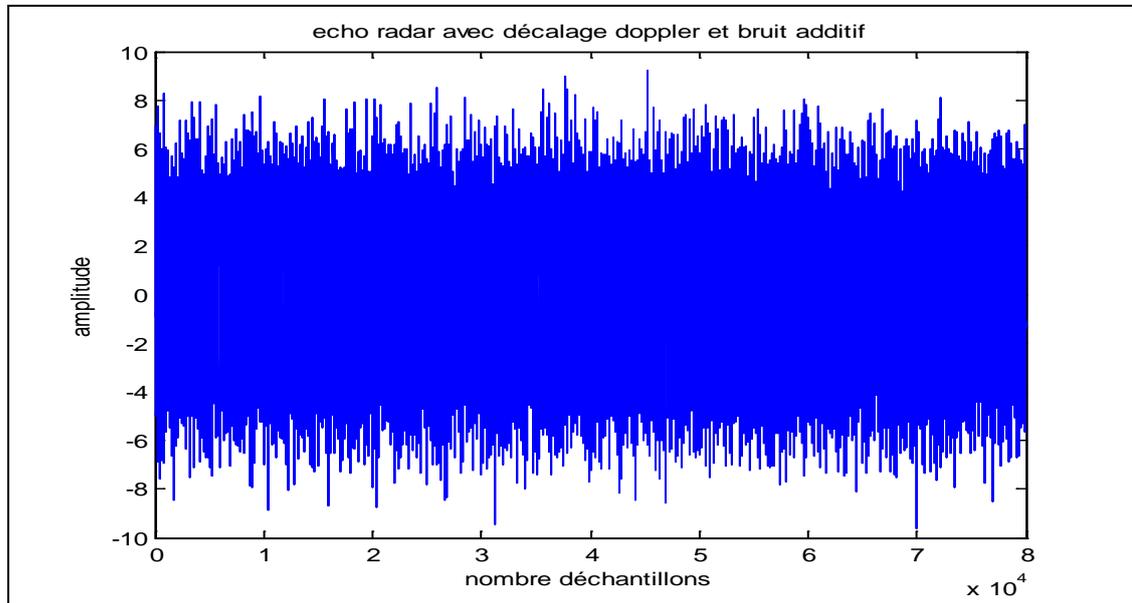


Figure 3.18: écho radar avec décalage doppler et bruit additif.

Dans ce cas on a réalisé un signal composé de 100 impulsions avec un SNR=0,42dB (augmentation de la puissance du bruit) l'information reçue au récepteur est complètement bruité.

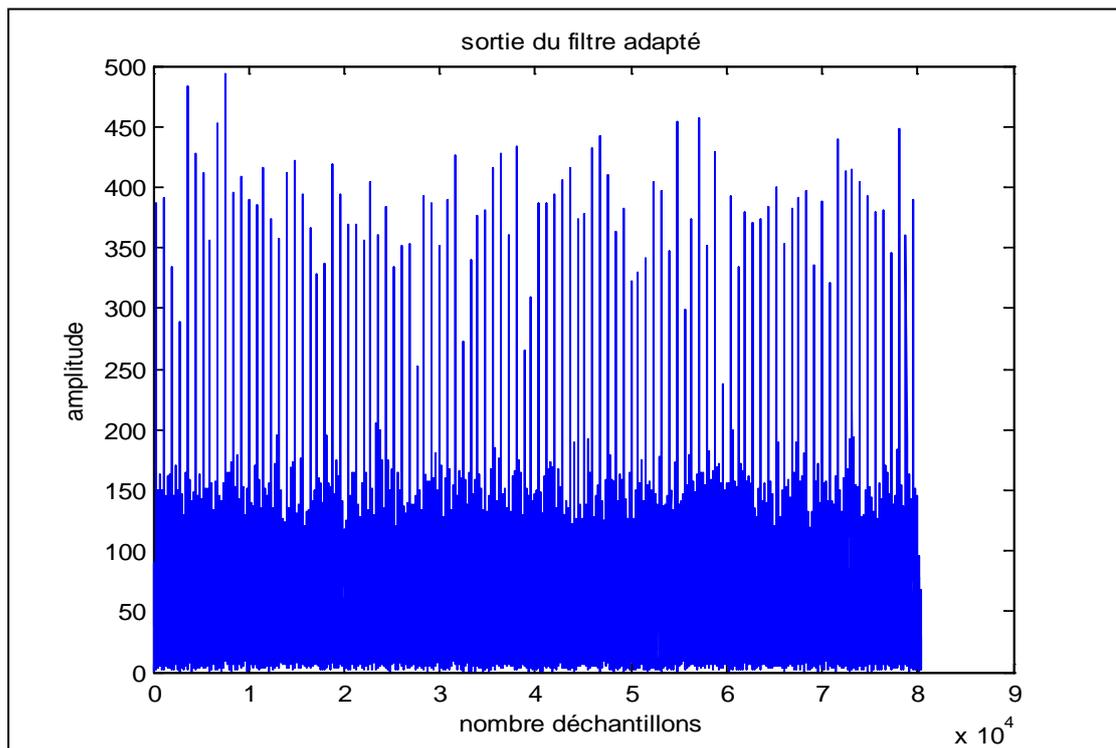


Figure 3.19: sortie du filtre adapté.

La figure (3.20) illustre également l'effet d'un très faible SNR avant filtrage (0,42dB) à la sortie du filtre adapté, pour 100 impulsions et la conséquence des pics trop serrés.

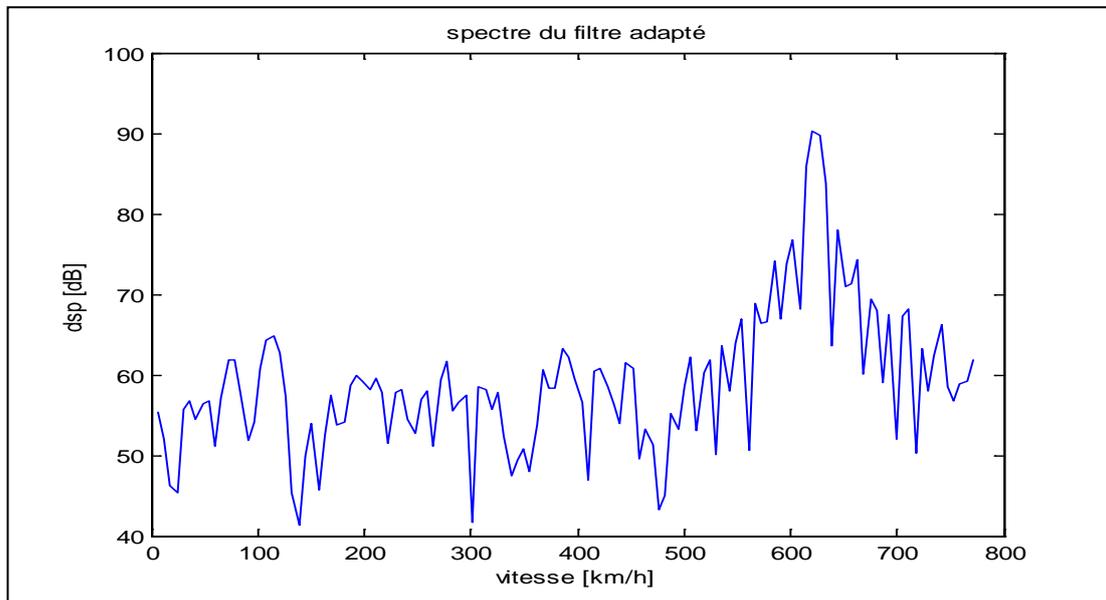


Figure 3.20: spectre du filtre adapté.

La disponibilité d'un nombre d'impulsions important améliore la détection par augmentation de l'intensité du pic, d'où amélioration de la précision. Nous remarquons du spectre du filtre adapté qu'on a plusieurs pics, et à travers le pic le plus grand en amplitude on tirera la vitesse de la cible détecté qui est $V=614\text{km/h}$.

Malgré que le bruit fût élevé, le filtre a pu augmenter le SNR jusqu'à 60dB et détecter la cible.

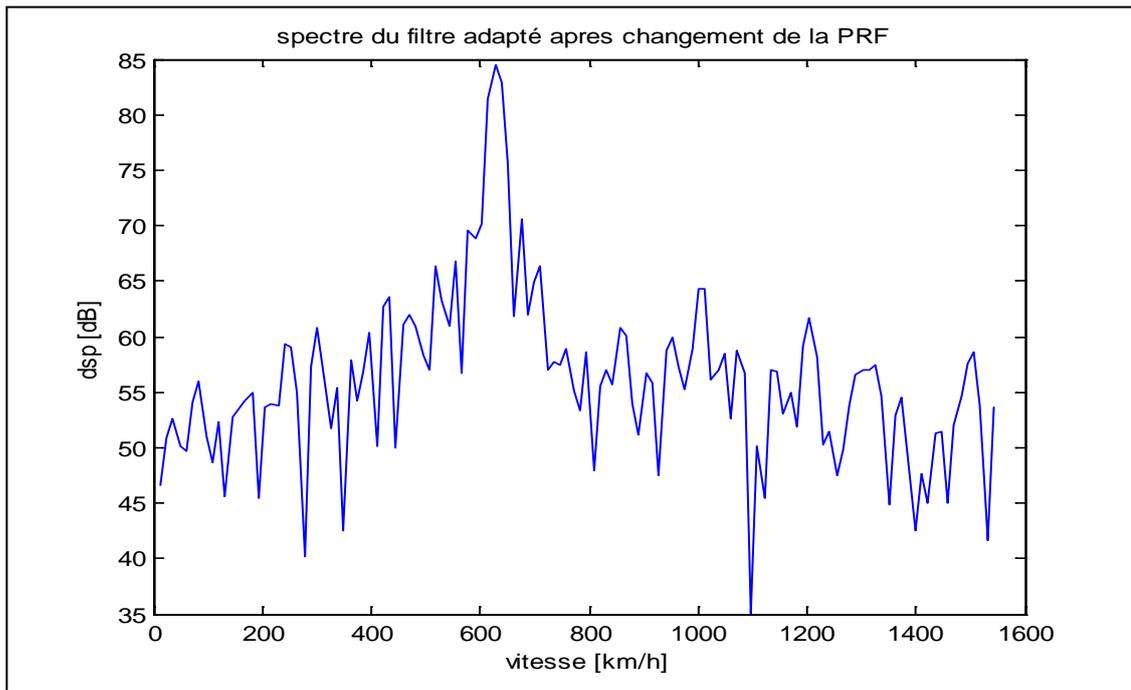


Figure 3.21: Spectre du filtre adapté après changement de la PRF.

Après le changement de la PRF (fréquence de répétition d'impulsion) la longueur de l'axe des vitesses est changée. $PRF=1 / I_{pp}$ telle que I_{pp} est la période de répétition.

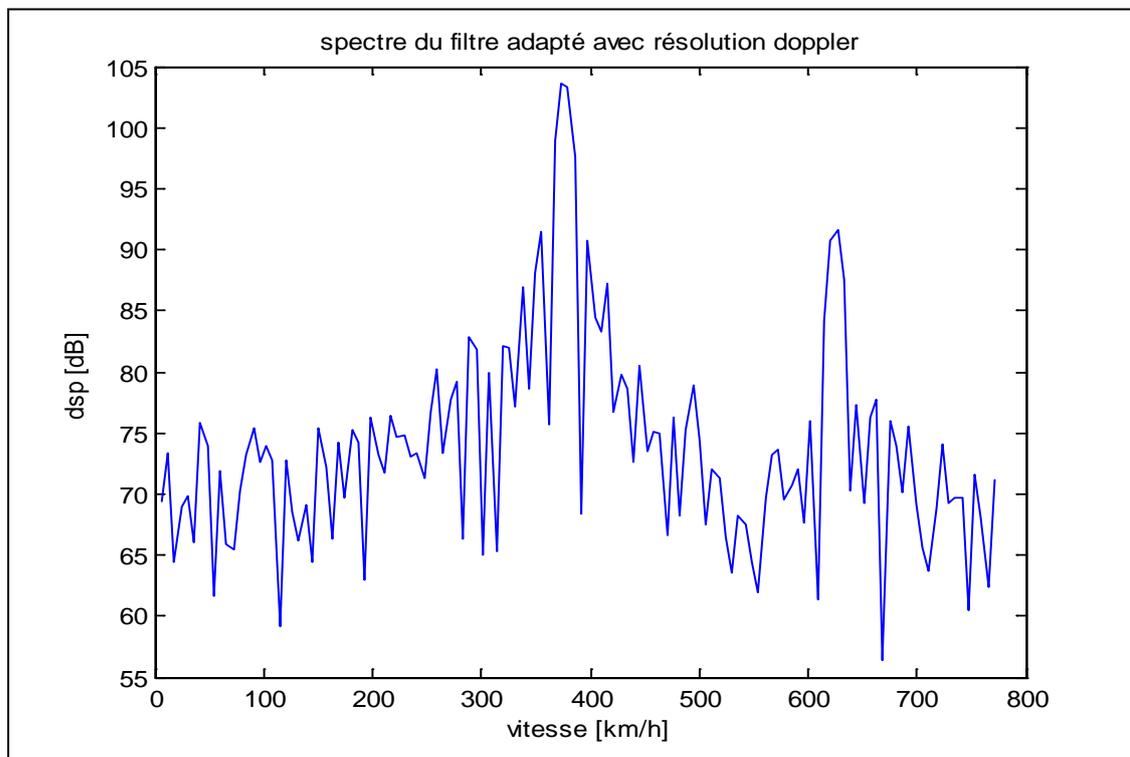


Figure 3.22: Spectre du filtre adapté avec résolution doppler.

La détection de deux cibles l'une roule à 614km/h et l'autre à 367.6339km/h donc nous permet la résolution doppler. Les pics des deux cibles sont plus distingués dans ce cas car on a augmenté le nombre d'impulsions.

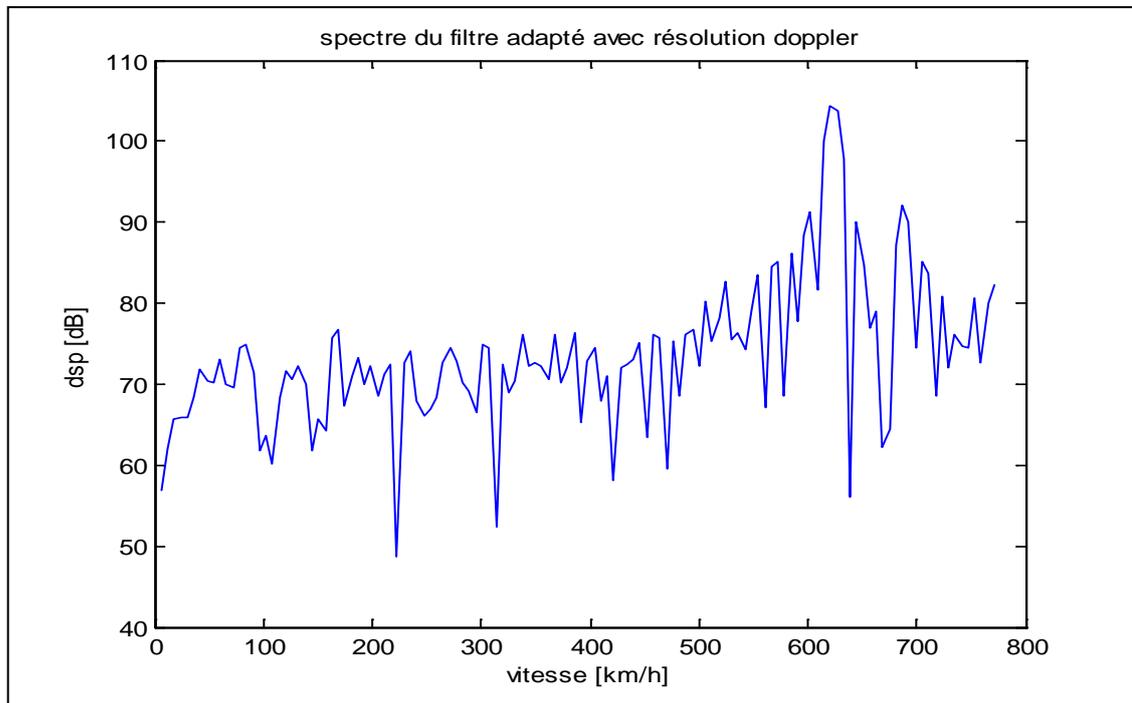


Figure 3.23 : Spectre du filtre adapté avec résolution doppler.

$V_1=681\text{km/h}$ et $V_2 = 614\text{km/h}$

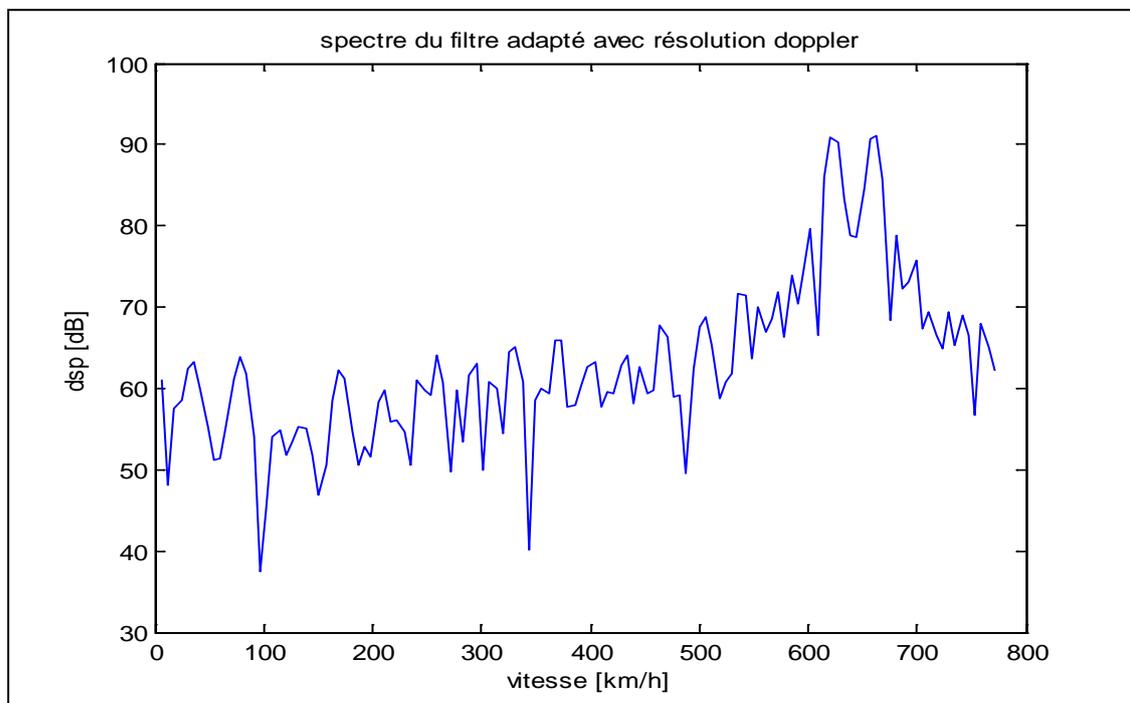


Figure 3.24: Spectre du filtre adapté avec résolution doppler.

La figure (3.24) nous montre deux cibles proches détectés leurs vitesses est $V_1=614\text{km/h}$ et $V_2=656\text{km/h}$ avec une très bonne résolution doppler.

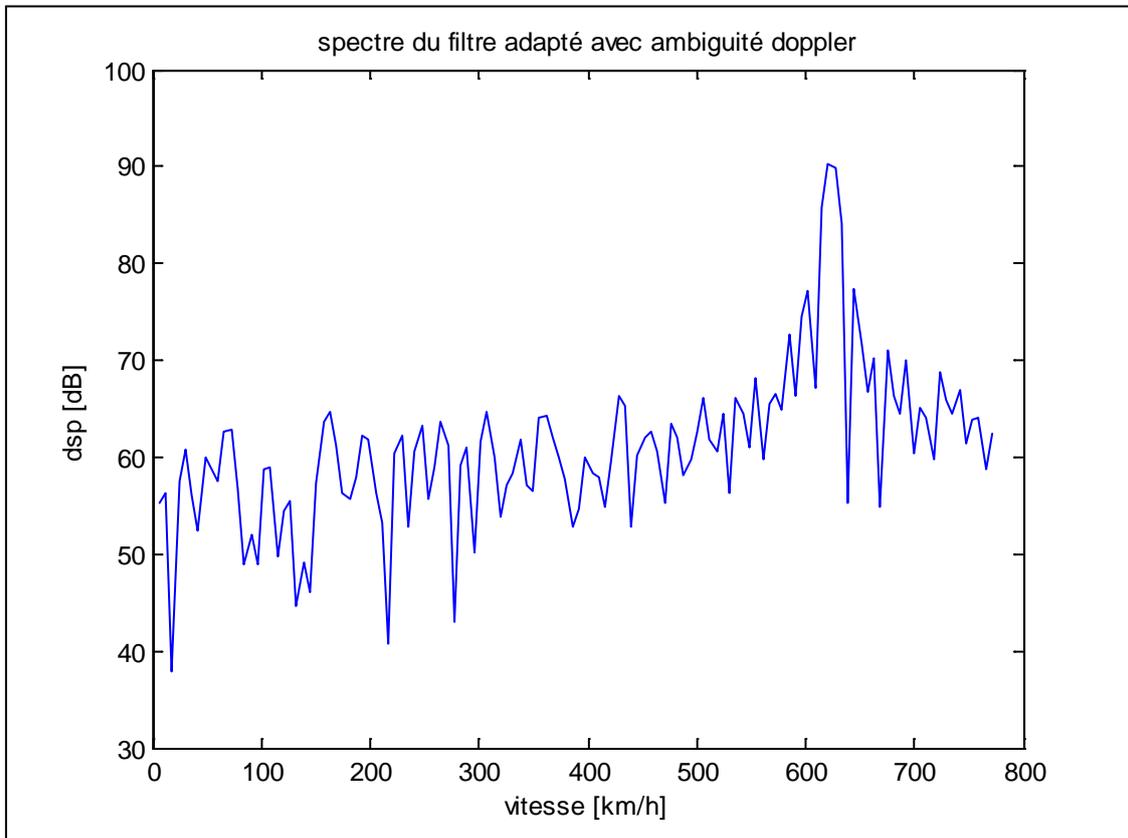


Figure 3.25: Spectre du filtre adapté avec ambiguïté doppler.

La figure (3.25) nous donne le spectre de la cible qui vol à 614km/h, et elle n'affiche pas la deuxième cible qui est à 617km/h car elle est ambiguë (ambiguïté doppler).

Avec $N^{\text{bre imp}} = 10$ et $\text{Var} = 10$, $\text{SNR} = 12.54$ (dB), $\text{SNR2} = 72.42$ (dB), ordre = 10

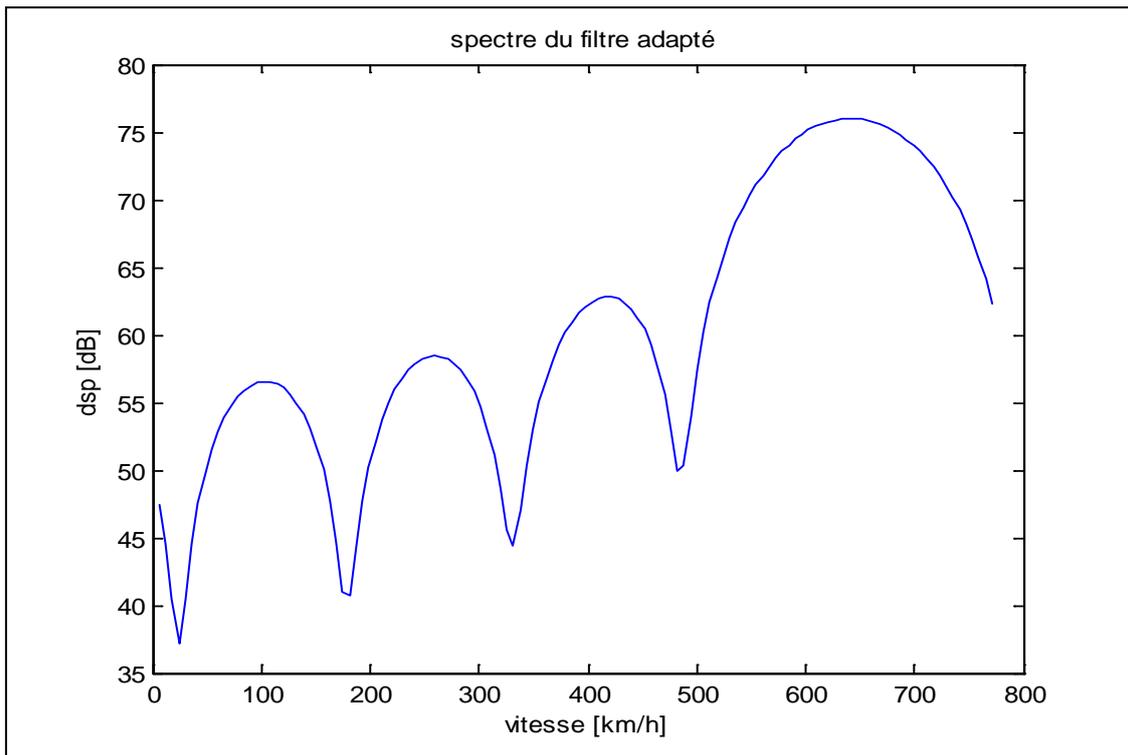


Figure 3.26: Spectre du filtre adapté.

En utilisant l'estimation spectrale associée à une prédiction linéaire où l'on attribue un modèle paramétrique linéaire au processus, on aura les vitesses des deux cibles $V_1 = 600$ Km/h et $V_2 = 695$ Km/h avec une très bonne résolution comme montre la figure (3.27).

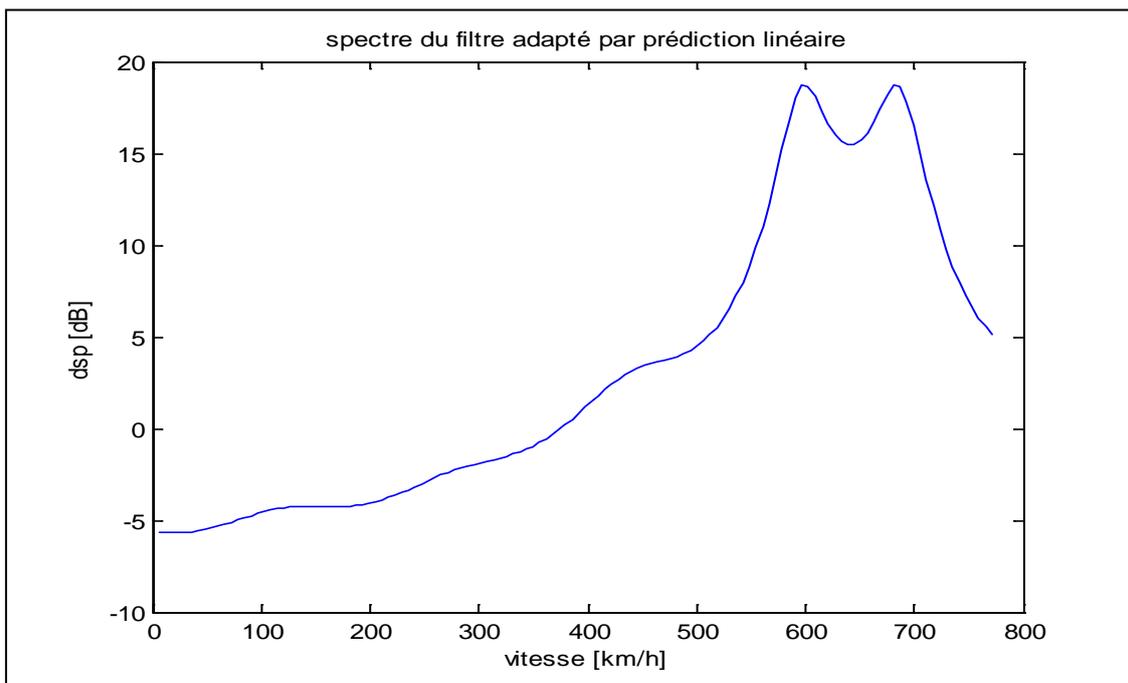


Figure 3.27: Spectre du fil adapté par prédiction linéaire.

Avec $N^{\text{bre imp}} = 100$ et $\text{Var} = 10$, $\text{SNR} = 7.76(\text{dB})$, $\text{SNR2} = 68.09 (\text{dB})$, ordre = 10

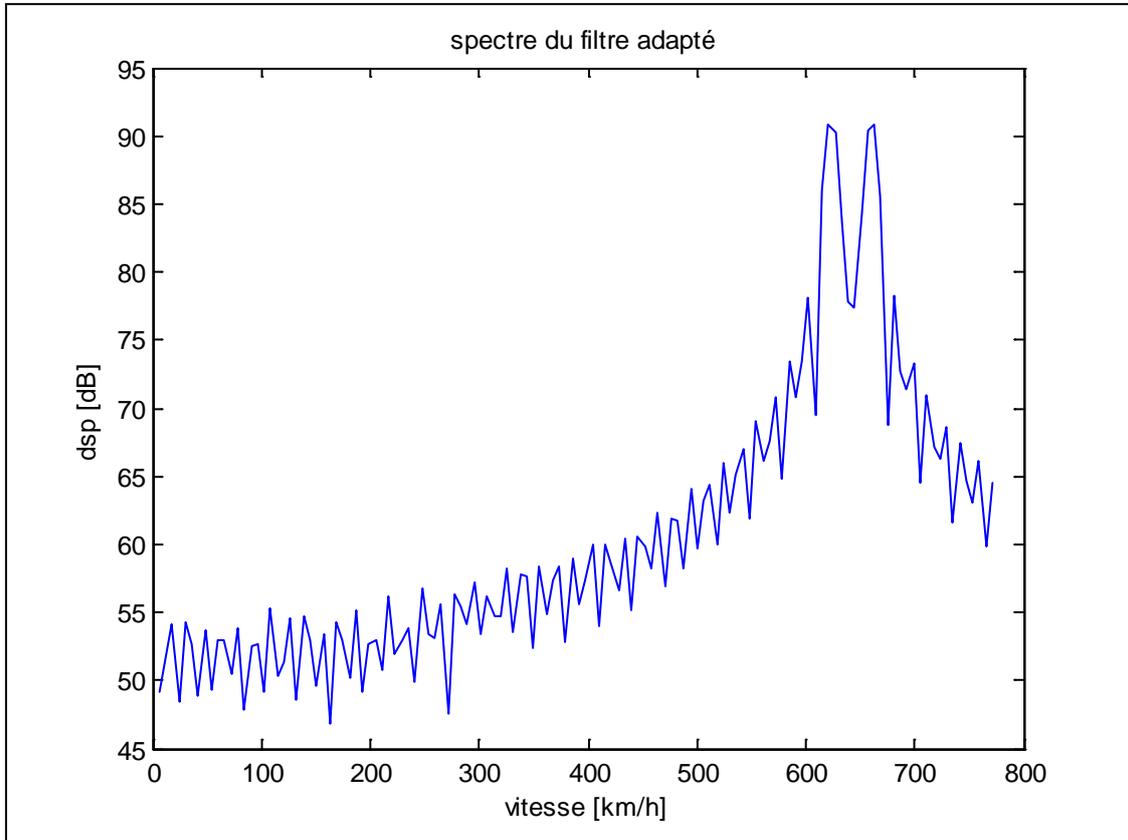


Figure 3.28: Spectre du filtre adapté.

Par rapport à la figure précédente la prédiction linéaire présente l'avantage d'absorber les fluctuations supplémentaires que représente le spectre classique, ce qui lui attribue une meilleure précision des vitesses des cibles.

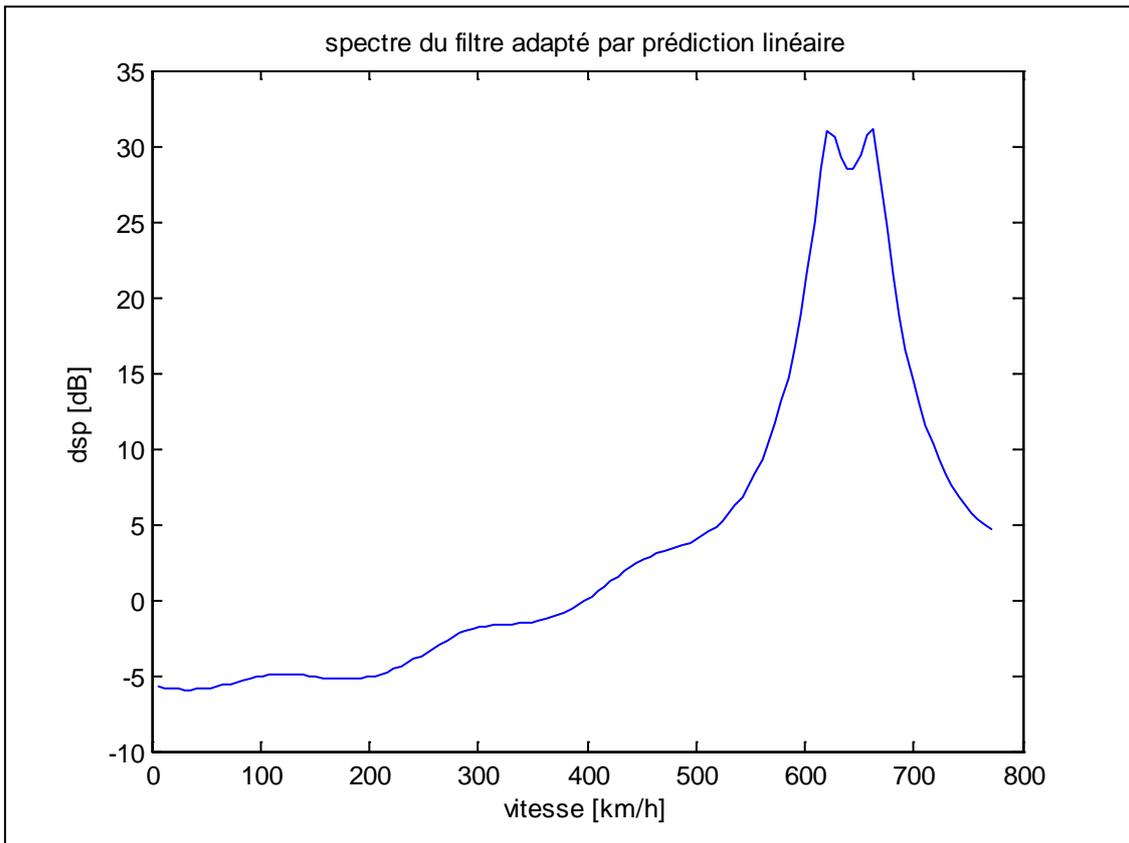


Figure 3.29: Spectre du filtre adapté par prédiction linéaire.

$V_1 = 614 \text{ Km/ h}$

$V_2 = 656 \text{ Km/h}$

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail qu'on a fait nous a permis de bien comprendre le principe et les applications du radar à compression d'impulsion, et de se familiariser avec le logiciel Matlab à travers la simulation et le traitement de signal LFM.

Le radar à compression d'impulsion fonctionne en émettant un train d'impulsions codées, ce codage a pour but d'élargir ces impulsions à travers une ligne dispersive, lors de la réception, la modulation inverse est appliquée au signal permettant la « compression » des éventuels échos tout en ayant des pics étroits à amplitudes très importantes. Plusieurs techniques existent, nous nous sommes intéressés et utilisé la méthode de modulation linéaire en fréquence (LFM) qui consiste à moduler linéairement la fréquence émise autour de f_0 pendant la durée de l'impulsion, pour sa simplicité d'implémentation numérique et sa facilité en utilisant la simulation sous le logiciel Matlab.

Le radar à compression d'impulsion effectue plusieurs mesures dont la distance et la vitesse. Le traitement de ces deux mesures diffère l'un de l'autre, pour un traitement en distance une seule impulsion LFM à l'émission nous suffit et l'évaluation du décalage temporel de l'écho permet d'extraire l'information de la distance, pour cela on cherche à maximiser le rapport signal au bruit SNR à la sortie du filtre adapté pour acquérir une meilleure résolution en distance, par contre pour le traitement en vitesse, le radar détecte le décalage doppler causé par une cible mouvante, pour extraire cette information, le processeur du signal doit élaborer une estimation spectrale qui nécessite l'émission d'un train d'impulsion LFM cohérentes se répétant à une période T_{pp} . Le traitement doppler nécessite le traitement de l'écho du train d'impulsion dans le filtre adapté, la sortie de ce dernier est échantillonnée à la PRF pour extraire un échantillon de chaque impulsion, ces échantillons sont utilisés pour déterminer la vitesse de la cible.

Pour ces deux traitements, le filtrage adapté est indispensable pour la compression d'impulsion, il améliore le rapport signal sur bruit (SNR) et atténue les lobes secondaires.

Pour augmenter la puissance émise par le radar et donc améliorer la portée de celui-ci, deux Solutions sont envisageables : augmenter la durée de l'impulsion τ au détriment de la Résolution distance ou augmenter la puissance crête de l'émetteur, ce qui est limité par la technologie. Les radars dits à compression d'impulsion visent à pallier ce problème et

Permettent d'augmenter la portée sans détériorer la résolution distance. Le principe est d'émettre des impulsions de plus grande durée, mais modulée soit en fréquence, soit en phase.

A la fin l'estimation spectrale fut abordée avec sa méthode classique par fft directe, et nous avons choisi de la comparer avec une méthode de haute résolution qui est la prédiction linéaire, cette dernière présente l'avantage d'absorber les fluctuations supplémentaires que présente la méthode directe par fft.

ANNEXE

Transformé de Fourier de l'auto corrélation

La transformée de Fourier est un outil mathématique qui renseigne sur la distribution fréquentielle de l'énergie ou de la puissance d'un signal.

Du fait de l'érgodicité d'un processus aléatoire stationnaire $x(t)$, sa fonction d'auto corrélation s'écrit :

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) x(t + \tau) dt$$

Évaluons-la transformée de Fourier de cette fonction d'auto corrélation :

$$R_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

En développant cette expression :

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} x(t) x(t + \tau) dt \right] e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \left[\int_{-\infty}^{\infty} x(t + \tau) dt e^{-j2\pi f\tau} d\tau \right] dt$$

En utilisant un changement de variable $u=t+\tau$:

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \left[\int_{-\infty}^{\infty} x(u) e^{-j2\pi f(u-t)} du \right] dt$$

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \left[e^{-j2\pi ft} \int_{-\infty}^{\infty} x(u) e^{-j2\pi fu} du \right] dt$$

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) x(f) e^{j2\pi ft} dt$$

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} x(f) \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{j2\pi ft} dt$$

Sachant que :

$$e^{j2\pi ft} = \cos(2\pi ft) + j\sin(2\pi ft)$$

Donc :

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left[x(f) \int_{+\infty}^{-\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt + j x(f) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt \right]$$

De la forme de :

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} [x(f)[Re(f) + j Im(f)]]$$

Avec :

$$Re(f) = \int_{+\infty}^{-\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt$$

$$Im(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt$$

Et en adoptant ce qui suit :

$$x(f) = \int_{+\infty}^{-\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \int_{+\infty}^{-\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt - j \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt$$

$$x(f) = Re(f) - jIm(f)$$

$$x(-f) = \int_{+\infty}^{-\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \int_{+\infty}^{-\infty} x(t) \cos(2\pi ft) dt + j \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft) dt$$

$$x(-f) = Re(f) + jIm(f)$$

Par conséquent :

$$x(-f) = x^*(f)$$

Alors :

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} (x(f)x(-f)) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |x(f)|^2$$

Donc :

$$R_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |x(f)|^2$$

Nous aboutissons à cette expression qui représente la puissance moyenne totale du signal $x(t)$, elle représente aussi la densité spectrale en puissance d'une réalisation du processus aléatoire. Ainsi, nous définissons la relation qui existe entre la densité spectrale du processus aléatoire et sa fonction d'auto corrélation. En effet, la transformée de Fourier de la fonction d'auto corrélation représente la densité spectrale du processus, dans notre cas il s'agit d'une densité spectrale de puissance.

Bibliographie

- [1] Krattou Mohamed Riad, “**Étude De La Détection Radar Dans Un Milieu Homogène**”, thèse de Master en télécommunications, Université de Tlemcen, Année 2012/2013.
- [2] Julien Petitjean, “**Contributions au traitement spatio-temporel fondé sur un modèle autorégressif vectoriel des interférences pour améliorer la détection de petites cibles lentes dans un environnement de fouillis hétérogène Gaussien et non Gaussien**”, thèse de Doctorat en automatique, productique, signal et image, Université de Bordeaux 1, Soutenue le 6 Décembre 2010.
- [3]Thin Thin Mar, Su Su Yi Mon, “**Pulse Compression Method for Radar Signal Processing**”, International Journal of Science and Engineering Applications Volume 3, ISSN-2319-7560 (Online), Department of Electronic Engineering Mandalay Technological University, Myanmar.
Site Internet : www.ijsea.com.
- [4] Mohamed Najim, “**filtrage optimal**”, Technique de l’ingénieur.
- [5]Éditeur: Christian Wolff, Traduction En Langue Française Et Révision: Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 9 Juillet 2011.
Site Internet: Www.Radartutorial.Eu.
- [6]Mr S.Meguelati, “**Cours Radar**”, Université De Blida, 5^{ème} Année Ingénieur, Département Aéronautique (Option: Installation), Année: 2009/2010.
- [7]Éditeur: Christian Wolff, Traduction En Langue Française Et Révision: Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 3 Août 2011.
Site Internet: Www.Radartutorial.Eu.
- [8]B. Atrouz, “**Les Systems Radar**“, Ecole Militaire Polytechnique.

[9] M. Barkat. “**Signal Detection And Estimation**”, Artech House Radar Library, Ma 02062, 2^Éme Édition 2006.

[10] Merrill Skolnick, “**Radar hand book**”, editions:chief.

[11] Gérard Blanchet et Maurice Charbit, “**Traitement numérique du signal simulation sous Matlab**”, éditions Hermes, Paris, 1998.

[12] Gérard Blanchet et Maurice Charbit, “**Signaux et images sous Matlab**”, Hermes Science Europe Ltd, Paris, 2001.

[13] Bouabdellah Yazid, Larbi Mohamed, “**Étude et simulation de la chaîne de récepteur d’un radar à compression d’impulsion**”, thèse du diplôme d’ingénieur d’état en Aéronautique, option Installations, université de Blida 1, année 2006 /2007.

[14] Mahafza, B. R., “**Radar Systems Analysis And Design Using Matlab**,” Phd, Colsa Corporation; Huntsville, Alabama; Chapman & Hall/Crc 2000.

[15] Ong, K. P., “**Signal Processing For Airborne Bistatic Radar**,” Phd Thesis, The University Of Edinburgh, June 2003.

[16] Kolawole, M. O., “**Radar Systems, Peak Detection And Tracking**,” Phd, Newnes Linacre House, Jordan Hill, Oxford Ox2 8dp-2002.

[17] Bassem R. Mahafza, Atef Z. Elsherbeni “**Matlab Simulations For Radar Systems Design**”, A Crc Press Company, Washington, Année 2004.

[18] Marcum, J. I. «*A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar, Mathematical Appendix*», *IRE Trans.*, Vol. IT-6, année 1960.

[19] “**Avantages du Matlab**”, site web : <http://www.acsysteme.com>

[20] “**initiation au Matlab**”, site web : <http://www.gecif.net>

[21] “**Linear prediction**”, *Source*:<https://en.wikipedia.org>