

République Algérienne Démocratique et populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur  
Et de la recherche scientifique

*Université de Blida*

*Département d'Aéronautique*

*Thèse*

*Présentée Pour obtenir le diplôme d'ingénieur*

**FILIERE**

*Navigation Aérienne*

**OPTION**

**INSTALLATION**



***SIMULATION D'UN RADAR  
A  
CORRELATION***

Présenté par :

**Mr ABBASTURKI Kamel**

**Mr Bachir Yasser**

Directeur de mémoire:

**Mr K. BENACHENHOU**

**Promotion 2003/2004**



*Nos vifs remerciements à tous ceux qui ont contribuent de près ou de loin, à notre formation universitaire, et à l'élaboration de ce projet et en particulier à monsieur **K. BENACHENHOU**. Et qui à accepter de nous encadrer, et nous tenons enfin à remercier les membres du jury, qui ont bien voulu examiner notre travail.*

*Merci.*

## DEDICACE

*Je dédie ce présent travail à ceux qui s'inquiètent Toujours  
pour moi, et qui mon élevé, veillé sur moi, Aimé, et entouré  
d'affection et de tendresse, et qui Mon Soutenu pendant mes  
années d'études, mes très Chères parents.*

*« Mahdjoub-Khadidja »*

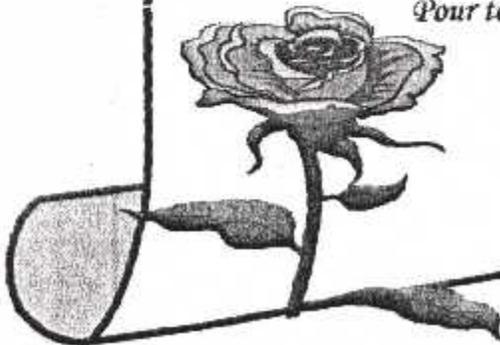
*A la lumière de mes yeux mon grand oncle  
Abel el halim Moulay Mustapha.  
A mes chères frères Mohamed madjid  
Et A mes chères sœurs souaad badiaa et souhila*

*Pour ma grande mère mama yamina, mes oncle Salim,  
Mohamed Youssef, Et tout leur familles  
Pour : Yasser almaaroube, hamza metalicka,  
Rafic, Zenina, Ahmed, faycel, Mohamed, zeouidi,  
horizi, Ahmadi, ouahrani, mhamdi, kami, bageudadi,  
hantabli, khalladi, ben haoua Ali, meziane  
Aussi Pour, Fatima, karima, ghafia, samira  
Salha, samira, nassima nessrine et yasmine*

*Pour mes chères profes slimani abd el Kader Bouhadda  
mounir Et tout leur familles  
Pour tous mes amies d'étude et de la cité universitaire : hamid,  
Tassis, Redouane,  
Pour tout que je ne les pas cité et surtout l'emdania*

*Pour toute personnes aimés L'ALGERIE*

*Abou Oubaida*



*Médée*





## DEDICACE



*Je dédie ce présent travail à ceux qui s'inquiètent Toujours  
pour moi, et qui mon élevé, veillé sur moi, Aimé, et entouré  
d'affection et de tendresse, et qui Mon Soutenu pendant mes  
années d'études, mes très Chères parents  
« Mohamed, Fatima »*

*Mon cher frère Salah  
A mes chères sœurs Aouatif, Hanan, Saousane, Sara*

*Pour : Hamza (farkoussati)*

*Et Pour tout mes amies frères*

*Pour toute personnes aime l'ALGERIE*



*The happy Yemen*



*Bou mhamed*

## SOMMAIRE

### CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES RADARS

I-1	INTRODUCTION	05
I-2	GENERALITES SUR LES RADARS	05
I-3	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU RADAR	07
I-4	LES SIGNAUX RADAR	11
4-1	SIGNAL EMIS	11
4-2	SIGNAL REÇU	12
I-5	INFORMATIONS ET MESURES RADAR	14
5-1	POSITION ANGULAIRE	14
5-2	MESURE DE LA DISTANCE	15
* 5-3	EFFET DOPPLER	15
I-6	RESOLUTION	16
6-1	POUVOIR DISCRIMINATEUR ANGULAIRE	16
6-2	POUVOIR DISCRIMINATEUR EN DISTANCE	17
6-3	DISTANCE AVEUGLE	19
6-4	POUVOIR DISCRIMINATEUR EN FREQUENCE	20
6-5	POUVOIR DE RESOLUTION EN VITESSE	21
6-6	NOMBRE DE COUPS AU BUT	22
I-7	SIGNAUX PARASITES ET BRUITS	23
I-8	SURFACE EQUIVALENTE ET FLUCTUATION DES CIBLES	24
8-1	CIBLE DE TYPE SWERLING I	25
8-2	CIBLE DE TYPE SWERLING II	25
8-3	CIBLE DE TYPE SWERLING III	25
8-4	Cible De Type SWERLING IV	26

## **CHAPITRE II : FILTRE ADAPTE ET FONCTION**

### **AMBIGUITE**

II-1	INTRODUCTION	28
II-2	FILTRE ADAPTE	28
2-1	ASPECT THEORIQUE	28
2-2	CAS DU BRUIT BLANC	30
II-3	FONCTION D'AMBIGUÏTE	33
3-1	DEFINITION	33
3-2	PROPRIETES	34
3-3	LE TRAIN D'IMPULSIONS	41
3-4	APPLICATION A UNE IMPULSION RECTANGULAIRE	44
3-5	APPLICATION A UN SIGNAL GAUSSIEN NON	47
	MODULE EN FREQUENCE	50
II-4	LE SIGNAL CHIRP	50
4-1	LA MODULATION LINEAIRE DE FREQUENCE (CHIRP)	53
4-2	FONCTION AMBIGUITE	56
II-5	CONCLUSION	

## **CHAPITRE III : SIMULATION DU RADAR A**

### **CORRELATION**

III-1	INTRODUCTION	58
III-2	RADAR A CORRELATION	58
III-3	CONCEPT DE RADAR A CORRELATION	62
III-4	AMELIORATION DU RAPPORT SIGNAL /BRUIT	64
III-5	SIMULATION	65
5-1	CALCUL DE LA DISTANCE	65
5-2	CALCUL DE LA VITESSE	73
2-1	RESULTATS	75
5-3	LA RESOLUTION	80
5-4	INTERFACE	82
III-6	CONCLUSION	85



# Introduction générale



*Index du 1er chap*

## INTRODUCTION GENERALE :

Le radar est un appareil émettant et recevant des ondes électromagnétiques, utilisé pour localiser des objets dans l'espace et déterminer leur distance. Le terme radar est un nom de code adopté au cours de la Seconde Guerre mondiale par l'US Navy, signifiant « **radio detection and ranging** » (système de détection et de télémétrie par ondes radio). Les appareils de ce type n'indiquent pas seulement la présence et la distance d'un objet éloigné, la « cible », mais déterminent également sa position dans l'espace, sa taille, sa forme ainsi que sa vitesse et sa direction. Mis au point à l'origine comme instrument de guerre, le radar est aujourd'hui également utilisé dans d'autres domaines, comme la navigation, le contrôle du trafic aérien, la météorologie et la radioastronomie.

L'extraction optimale d'un signal utile du bruit blanc se fonde sur des propriétés statistiques, améliorer la sensibilité d'un récepteur radar pour la détection ou la poursuite de cibles s'avère très efficace si le module de traitement du signal exploite la notion de corrélation. Nous étudions ici l'aspect théorique du filtre adapté et l'intérêt de son utilisation dans le traitement du signal radar. La notion de fonction d'ambiguïté qui résulte de l'étude du filtre adapté permet de fixer les caractéristiques du radar, elle est utilisée afin de tester les performances de résolution et d'ambiguïté de plusieurs signaux radar, en particulier le signal Gaussien modulé linéairement en fréquence 'Chirp', ce dernier est utilisé le long de notre simulation.

Notre travail a pour objectif la simulation d'un récepteur radar à corrélation, il s'organise autour de trois chapitres qui peuvent être décrits comme suit :

- ❖ Le premier chapitre introduit le sujet et présente le contexte de l'étude. Il donne les objectifs et les contraintes qui y sont liés. Ensuite, une description succincte du radar est faite.
- ❖ Le deuxième chapitre présente deux notions importantes en radar, le filtre adapté et la fonction ambiguïté, après une analyse détaillée du filtre la fonction ambiguïté est présentée puis différents signaux sont examinés.

- ❖ Le troisième chapitre présente les principaux résultats obtenus dans le cadre de cette thèse. Les résultats de simulation sont présentés avec leurs interprétations.

et vers la fin on conclut en effectuant un bilan provisoire sur les possibilités de développement et les limitations de cette étude. Enfin, une liste des ouvrages et publications ayant été utilisés comme support pour ce mémoire est énumérée.



Chapitre I

**généralités**

## I-1 INTRODUCTION :

Le terme radar est un terme relativement récent, adopté au cours de la Seconde Guerre Mondiale par l'US Navy, et signifiant "radio détection and ranging", soit détection et télémétrie par ondes radio. Mais, contrairement à certaines idées reçues, le principe du radar est beaucoup plus ancien. En effet, les concepts de base du radar sont fondés sur les équations régissant les ondes électromagnétiques, formulées par le physicien James Clerk Maxwell dès 1886. Ces principes furent vérifiés peu après par les expériences du physicien allemand Heinrich Hertz. Pourtant, la mise en pratique de ces résultats fut longue, et les premières expérimentations de détection à l'aide d'ondes radio qui eurent du succès ne furent réalisées qu'au cours des années 20, sous l'impulsion d'ingénieurs français et britanniques. Mais, à partir de cette période, les progrès se firent très rapides et débouchèrent sur du concret "utilisable" au milieu des années 30. En 1934, le Français Pierre David mena avec succès les premières expériences de détection d'avions.

Lors de la seconde guerre mondiale, la technique radar prit un essor considérable. Ainsi dès 1940, les Britanniques développèrent un important réseau de radars au sol qui leur permit de gagner « la bataille d'Angleterre ». De leur côté, les Allemands développèrent également un réseau de radars au sol dès 1942.

Dans le domaine du spatial, c'est en 1978 que les premières images radar furent obtenues.

## I.2 GENERALITES SUR LES RADARS :

Le fonctionnement du radar est basé sur les propriétés des ondes radio, qui se propagent dans le vide à la vitesse de la lumière, soit environ 300000 Km/s. Un émetteur diffuse, au moyen d'une antenne, un faisceau d'ondes électromagnétiques concentré dans une direction souhaitée. Lorsque ces ondes rencontrent un objet, elles se réfléchissent tout ou partie dessus, formant ce qu'on appelle communément un écho radar. Cet écho, renvoyé vers le radar, est capté par l'antenne qui joue alors le rôle du

récepteur, et le signal réfléchi, après avoir été amplifié, est numérisé et transformé en signal lumineux visualisable sur un écran.

Pour pouvoir fonctionner correctement, le radar doit pouvoir émettre une très grande quantité d'énergie concentrée dans une direction, tout en étant assez sensible pour n'en détecter ne serait-ce qu'une infime partie renvoyée sous forme d'écho. Ce problème a été pendant longtemps la cause du manque d'efficacité des premiers radars. De nos jours, on utilise ce qu'on appelle des radars à impulsions : Un faisceau d'ondes électromagnétiques est émis pendant un temps très court, de l'ordre de la microseconde, puis l'émetteur est verrouillé pendant une centaine de microsecondes, le temps que l'onde émise fasse l'aller-retour radar-cible.

Ce procédé est d'ailleurs directement inspiré du "radar" dont disposent les chauve-souris pour se déplacer dans le noir ou pour repérer les parois.

Les radars travaillent dans le domaine des micros ondes. Ils sont utilisés dans un très grand nombre de domaines :

- ❖ Détecter, localiser et identifier les avions dans le contrôle du trafic aérien.
- ❖ Mesures de distances et de vitesses dans le domaine spatial.
- ❖ Détection météorologique, Cartographie etc.

En terme de détection on peut classer les systèmes radar en deux grandes catégories de détecteurs : actifs et passifs.

**Actif** : émet une énergie, réfléchi par la cible. L'avantage est d'obtenir la direction et la distance de la cible, ainsi à la longue que des indications de vitesse, de route et de taille apparente. L'inconvénient est que la cible peut capter les émissions et obtenir ainsi une détection passive de l'émetteur.

**Passif** : capte les émissions de la cible. L'avantage est qu'il n'émet pas et peut donc rester branché en permanence. En plus il peut donner des indications sur l'identité de la cible et sa position, à la longue. Les inconvénients sont qu'il ne donne au départ que la direction de la cible, pas la distance, et qu'on ne peut détecter ce qui n'émet pas.

### **I-3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU RADAR :**

Dans cette section, nous présentons la description du radar à impulsions qui est le plus employé pour la surveillance ou la poursuite des cibles. Le diagramme Fonctionnel type d'un radar à impulsion est donnée par la Figure 1.1. C'est un radar monostatique on ce sens que l'émetteur et le récepteur sont installés au même endroit. L'émetteur et le récepteur partagent ici la même antenne. La fonction des différents blocs est la suivante :

#### **❖ L'EMETTEUR :**

C'est l'élément qui génère le signal haute fréquence, sa partie active est le tube d'émission dans lequel est engendrée l'impulsion hyperfréquence à la fréquence et à la puissance désirée. L'émetteur peut être du type oscillateur de puissance : Le tube utilisé est alors un magnétron, une triode oscillatrice, ou tout autre tube oscillateur. C'est le magnétron, qui est le plus largement utilisé pour obtenir des niveaux de puissance élevés (2 MW pendant quelques microsecondes). La chaîne d'amplification est un autre type d'émetteur dans le quel le signal est amplifié par étages successifs, d'un niveau de l'ordre de 1W à la puissance finale de sortie qui varie selon le tube utilisé et la longueur d'onde.

#### **❖ LE MODULATEUR :**

Sa fonction est de commander l'émetteur pour délivrer des Impulsions, il joue le rôle d'un commutateur. Il délivre des tensions de commande allant de quelques centaines de volts à quelques dizaines de milliers de volts pendant des durées très brèves.

#### **❖ LE GENERATEUR DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION :**

Il délivre les signaux de synchronisation utilisés par le radar pour la gestion du système tel par exemple les instants d'émission des impulsions.

### ❖ LE DUPLEXEUR :

C'est l'élément qui permet de connecter l'antenne à l'émetteur en phase d'émission ou au récepteur en phase de réception. C'est un circuit hyperfréquence appelé : aussi circulateur qui doit posséder un temps de commutation très court (quelques nanosecondes) et un bon découplément.

### ❖ L'ANTENNE :

C'est l'élément le plus visible du radar. Son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé, cet angle solide, est défini par la nature de l'antenne utilisée, la direction vers laquelle il est orienté et également liée à l'antenne, une action (mécanique ou électronique) sur cette antenne permettra de modifier cette direction et donc de provoquer une exploration du domaine entourant le radar. L'antenne peut être double afin de permettre indépendamment les fonctions d'émission et de réception dans ce cas, il est nécessaire que les deux ariens soient orientés à chaque instant dans la même direction.

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

### ❖ LA COMMANDE D'ANTENNE :

Elle positionne le faisceau d'antenne dans la direction désirée et fournit la position de l'antenne. Dans certains systèmes, elle intervient dans la polarisation de l'onde.

### ❖ LE RECEPTEUR :

C'est l'élément le plus délicat, et souvent le plus complexe du radar, lui incombent l'amplification et le traitement du signal radar, sa sensibilité doit être très grande (jusqu'à  $10^{-15}$  W) il amplifie les signaux dans de très grandes proportions

(  $10^{10}$   $10^{14}$ ) et doit le faire sans déformation du signal. Il filtre les signaux indésirables et optimise le rapport Signal à bruit.

#### ❖ TRAITEMENT DE SIGNAL :

Sa fonction est la détection, c'est-à-dire la décision de la présence ou non d'une cible. Il délivre les informations sur la distance et la vitesse de la cible.

#### ❖ TRAITEMENT DE DONNEES :

Il conserve en mémoire les données sur les cibles détectées et effectue un certain nombre de traitements sur ces données qui dépendent du type de radar : changement de coordonnées, poursuite automatique des cibles.

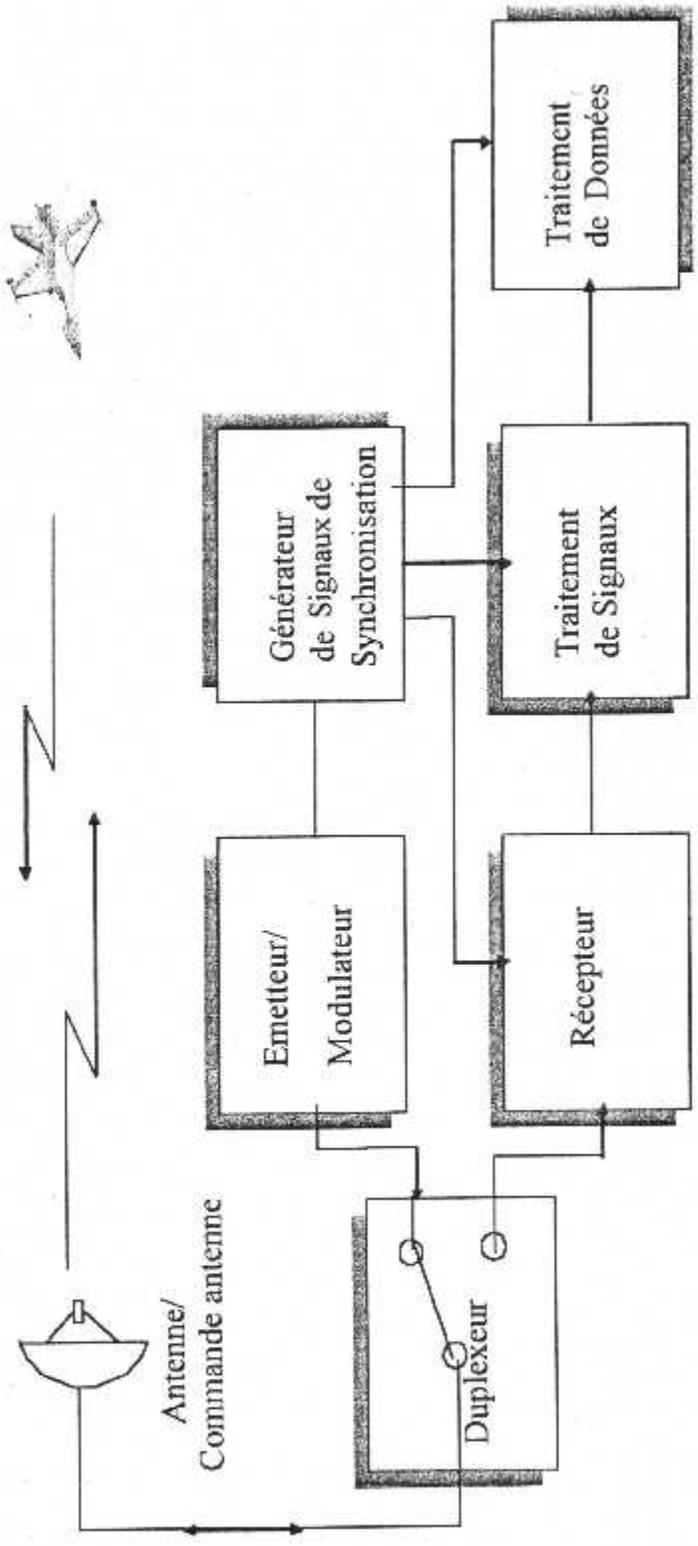
#### ❖ VISUALISATION :

Délivre l'information sous une forme exploitable par les contrôleurs radar.

L'exploitation des informations radar est faite à partir des éléments suivants :

- ❖ signal vidéo délivré par le récepteur
- ❖ signaux de synchronisation
- ❖ information de position angulaire du faisceau d'antenne
- ❖ éventuellement autres informations en provenance d'un traitement spécial à la réception, ou de source extérieures.

Les informations sont présentées à un opérateur sous forme d'une image radar adaptée à la situation à analyser.



La figure.1.1 : Schéma-bloc d'un radar à impulsion.

Au niveau du bloc traitement de signal on peut signaler que la détection de signaux de cibles radar est limitée par la présence de signaux parasites divers, internes ou externes, naturels ou artificiels. Le clutter est défini comme étant un signal indésirable accompagnant le signal utile dans le récepteur radar et par voie de conséquence, la détection des cibles devient difficile. Le clutter est d'origine divers (échos de mer, échos du sol, végétation, nuages, etc....). Nous distinguons généralement deux types de clutter ; le clutter de surface et le clutter de volume.

Le clutter de surface est celui qui provient des échos de la mer et du sol alors que le clutter de volume est dû essentiellement aux phénomènes atmosphériques.

Le problème général de la détection d'un signal de cible noyé dans du clutter peut être décomposé en deux tâches principales :

- ❖ Le filtrage optimal visant à augmenter le rapport signal sur clutter,
- ❖ La détection proprement dite qui, à partir du signal résultant du filtrage optimal, permet de décider si une cible est présente, en utilisant un seuil fixe (pour les radars classiques), ou un seuil adaptatif (pour les radars modernes).

Dans les radars classiques, la détection est réalisée par un seuil fixe calculé a priori grâce à la connaissance de la puissance du clutter ; l'opérateur humain est appelé à discerner et extraire les échos de cibles qui sont visualisés sur un écran de visualisation. Naturellement, cette prise de décision dépend des capacités et de l'état de l'opérateur, et qui malgré tout ne lui permet pas de traiter un nombre élevé de cibles.

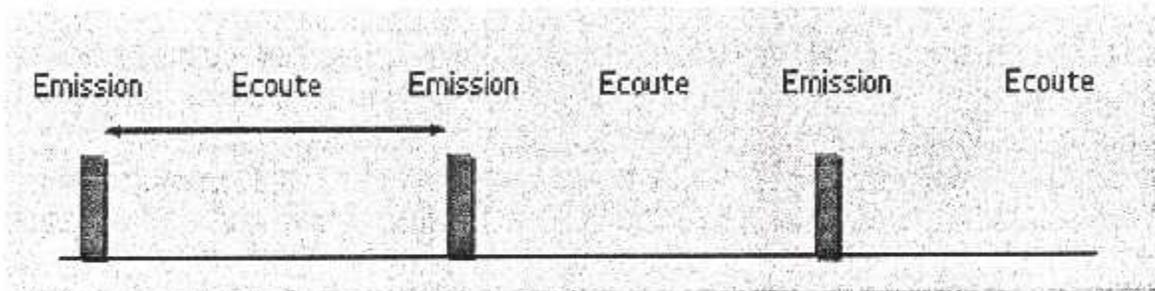
## **I-4 LES SIGNAUX RADAR :**

### **4-1 SIGNAL EMIS :**

Un radar classique est un système qui illumine une portion d'espace avec une onde électromagnétique et qui, en retour, reçoit les ondes réfléchies par les objets qui s'y trouvent ce qui permet de détecter leur existence et certaines de leurs caractéristiques dont leur position. Son fonctionnement est donc basé sur le principe de l'écho avec :

- ❖ émission d'une impulsion de forte puissance convertie, via l'antenne, en un front d'onde étroit qui se propage dans une direction donnée à la vitesse de la lumière (300000Km/s).
- ❖ écoute des éventuels échos issus de la réflexion de ce front d'onde sur des objets qui se trouvaient sur son parcours.

Son fonctionnement se résume donc à une succession infinie de cycles « Émission » / « Écoute » traités en continu pendant que l'antenne tourne, ce qui permet d'éclairer les 360° de l'espace à surveiller.



**Figure I.2 :** Cycles émission /écoute

La durée de ces impulsions est  $\tau$  ce qui correspond à la durée d'émission, cette dernière se répète à chaque période  $T_R$ , ce signal impulsionnel est incapable, par lui-même, de créer un champ électromagnétique qui lui permette de se propager car l'énergie rayonnée par le champ électromagnétique est proportionnelle au carré de la longueur d'onde. Afin d'émettre le radar va donc devoir faire porter ce signal par une onde électromagnétique hyperfréquence que l'on appelle pour cette raison *porteuse* sous une fréquence  $f_c$ , le signal émis s'écrit :

$$S_e(t) = u_0(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$$

Et :

$$u_0(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \tau \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases}$$

#### 4-2 SIGNAL REÇU :

Supposons une cible ponctuelle :

- ❖ Située à la distance  $d_0$  à l'origine des temps.
- ❖ Animée d'une vitesse radiale  $V_r$  constante.

La cible rétrodiffuse une partie de l'énergie émise avec le signal  $S_e(t)$ , le signal reçu  $S_r(t)$  à l'instant  $t$  est égal au signal émis, affecté d'un coefficient d'atténuation  $k$ , retardé de  $t_0$  et affecté d'une phase aléatoire  $\varphi_0$  :

$$S_r(t) = k u_0(t - t_0) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_e \cdot (t - t_0) + \varphi_0)$$

Sachant que le retard  $t_0$  est lié au trajet aller-retour de l'onde par la formule :

$$t_0 = 2 \times \frac{d}{C}$$

Où  $C$  est la vitesse de la lumière

Soit :

$$S_r(t) = k u_0(t - t_0) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_e \cdot (t - 2 * d / c) + \varphi_0)$$

La cible est animée d'une vitesse radiale  $V_r$  constante, la distance parcourue  $d$  s'exprime par :

$$d = d_0 \pm V_r \times t$$

D'où :

$$S_r(t) = k u_0(t - t_0) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot t \cdot (f_e \mp f_e \cdot 2 \cdot V_r / c) + \varphi_0 - f_e \cdot \frac{2}{c} \cdot d_0)$$

Mais :

$$c / f_e = \lambda$$

Par conséquent le signal reçu par le récepteur aura la forme :

$$S_r(t) = k \cdot u_0(t - t_0) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot t \cdot (f_e \mp 2 \cdot V_r / \lambda) + \varphi)$$

Avec :  $t_0 = \frac{2d_0}{c}$       retard

Et :  $f_d = \frac{2V_r}{\lambda}$       Doppler

## I-5 INFORMATIONS ET MESURES RADAR :

Les radars sont des instruments capables de fournir à l'utilisateur des informations sur :

- ❖ L'existence d'un corps étranger dans l'atmosphère (avion, bateau, nuage, etc.).
- ❖ Position de ce corps étranger (distance, gisement et site).

Ces deux informations peuvent être complétées, suivant le type, par d'autres sur la vitesse, l'étendue, voire la nature du corps détecté par le radar.

### 5-1 POSITION ANGULAIRE :

La position de la cible est décrite en général en coordonnées sphériques :

- ❖ Distance (R).
- ❖ Azimut ( $\theta$ ).
- ❖ Site ( $\alpha$ ).

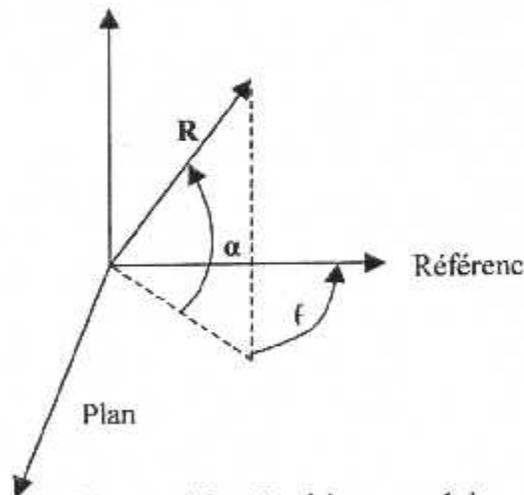


Figure 1.3 : Position angulaire

L'azimut est compté par rapport à une direction de référence (le nord magnétique dans les radars de surveillance), dans les radars aéroportés, le plan horizontal contient les axes de roulis et de tangage.

Les angles d'azimut et de site correspondent aux angles de pointage de l'antenne, si celle-ci rayonne un faisceau très fin, d'ouverture angulaire  $\theta_0$ , l'écho ne sera reçu que si l'antenne est dirigée vers la cible. Pratiquement  $\theta_0$  est l'ouverture à

3dB du diagramme de rayonnement de l'antenne ; si D est la largeur de celle-ci dans le plan considéré :

$$r_{\theta} = D \cdot \theta_{-3dB} \quad (\theta \text{ En rad}) = D \cdot \theta_{-3dB} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{360} \quad (\theta \text{ en degré})$$

$\lambda$  : Longueur d'onde en m si D est en mètre  $\theta_0$  : en degrés.

La direction de rayonnement de l'antenne indique donc la direction de la cible avec une certaine précision qui dépend de  $\theta_0$ .

### 5.2 MESURE DE LA DISTANCE :

La distance radar-cible est calculée en mesurant le temps t écoulé entre le départ de l'onde et le retour de l'écho.

Si R est la distance entre le radar et la cible alors :

$$t = \frac{2 \cdot R}{C}$$

C : vitesse de la lumière.

En mesurant t, on peut donc connaître R.

### 5.3 EFFET DOPPLER :

L'effet Doppler a été observé pour la première fois au milieu du XIX<sup>ème</sup> siècle. Le physicien autrichien J.C. Doppler a formulé l'hypothèse que la fréquence des ondes acoustiques (le son) provenant d'une source en mouvement s'accroît en s'approchant de l'observateur, et diminue en s'en éloignant.

Il avait vu juste. Ceci se produit lorsqu'un train passe en actionnant son sifflet. Le ton du sifflet monte à mesure que le train s'approche de l'observateur fixe et baisse de façon sensible lorsqu'il s'en éloigne. Ce phénomène se produit parce que, lorsque le train s'approche de l'observateur, le mouvement du train se combine au déplacement de l'onde sonore et la comprime. Lorsque le train s'éloigne, le ton baisse parce que l'onde sonore entendue par l'observateur n'est plus comprimée par le mouvement. Il s'agit d'une variation de fréquence, qu'on appelle maintenant effet Doppler. En radar l'effet

Doppler est utilisé pour mesurer les vitesses des cibles, ce radar est appelé le radar (Doppler-Fizeau).

Lorsque une cible, éclairée par un émetteur radar, est mobile par rapport à ce dernier, soit parce qu'elle se déplace, ou soit parce que le radar se déplace, l'onde qu'elle renvoie vers celui-ci est affectée d'effet Doppler. Considérons une antenne de radar qui émet une onde de fréquence  $f_c$  que nous la supposons constante. S'il y a une cible à une distance  $D_0$ , celle-ci renvoie un écho qui donne, à la sortie du récepteur du radar un signal de la forme :

$$S_0(t) = \cos \left( 2\pi f_c t - \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2D_0 \right)$$

Le terme  $\left( \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2D_0 \right)$  correspondant au déphasage dû à la propagation le long du trajet aller-retour. Pour simplifier, les amplitudes reçues sont normalisées à un.

Au bout d'un temps  $t_1$ , la cible se trouve à une distance  $D_1$  et le signal reçu est maintenant de la forme :

$$S_1(t) = \cos \left( 2\pi f_c t - \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2D_1 \right) \dots\dots\dots (I-1)$$

Si  $v$  est la vitesse radiale de la cible ( $v$  sera positive si la cible se rapproche, négative si elle s'éloigne), nous aurons :

$$D_0 - D_1 = v \cdot t_1$$

On voit que  $s_0(t)$  et  $s_1(t)$  sont déphasés l'un par rapport à l'autre d'une quantité :

$$\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2(D_0 - D_1) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2 \cdot v t_1$$

Mais la variation de phase  $\phi_1$  correspond à une variation de fréquence angulaire  $\omega$  avec :

$$\phi_1 = \omega \cdot t_1$$

Soit a une variation de fréquence  $f_d$  :

$$\phi_1 = 2\pi \cdot f_d \cdot t_1$$

Ce qui donne avec (1.1) :

$$f_d = \frac{2\pi}{\lambda} \dots\dots\dots(1-2)$$

$f_d$  est la fréquence doppler .

Une mesure de  $f_d$  après détection permettra donc de connaître la vitesse radiale avec (1.2), soit :

$$v = \frac{\lambda}{2} \cdot f_d$$

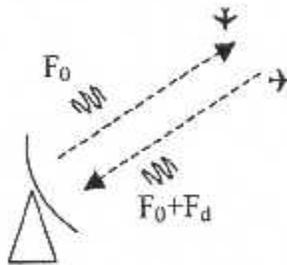


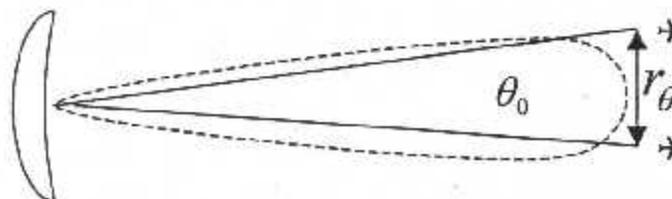
FIGURE 1-4 : Effet Doppler

**I-6 RESOLUTION :**

La résolution, appelée aussi pouvoir séparateur est la capacité du radar à séparer les cibles. On distingue la résolution en distance, la résolution angulaire et la résolution en vitesse.

**6-1 POUVOIR DISCRIMINATEUR ANGULAIRE :**

La séparation latérale de deux avions situés à la même distance D du radar est déterminée par l'angle d'ouverture du faisceau principal de l'antenne, cet angle  $\theta_0$  qu'on vient de voir dans le paragraphe précédent est lié aux dimensions de l'antenne et à la longueur d'onde.



FigureI.5: Plan horizontal

Le pouvoir séparateur angulaire  $r_\theta$  est donné par la relation suivante :

$$r_\theta = D.\theta_{-3dB} \quad (\theta \text{ en rad}) = D.\theta_{-3dB} \cdot \frac{2.\pi}{360} \quad (\theta \text{ en degré})$$

## 6-2 POUVOIR DISCRIMINATEUR EN DISTANCE :

La durée  $\tau$  de l'impulsion émise impose logiquement un pouvoir discriminateur ou séparateur en temps  $\Delta t$ , ou temps pendant lequel il est impossible de séparer deux signaux issus d'objet voisins :

$$\Delta t = \tau$$

La mesure de distance se ramenant en radar à la mesure d'un temps écoulé entre le début d'un signal émis et reçu après réflexion, nous associons également à la durée  $\tau$  un pouvoir discriminateur en distance  $\Delta D$ .

D'une manière générale, pour une cible située à une distance  $D$  du radar nous écrivons en tenant compte du trajet aller et retour de l'onde :

$$2. d = c. t \quad \text{ou :} \quad d = c. t / 2$$

Si  $t$  représente l'écart de temps entre un instant précis  $t_0$ , connue du signal impulsionnel émis et l'instant  $t_1$  de la réception du signal réfléchi. Le pouvoir discriminateur en distance associé au pouvoir discriminateur en temps  $\tau$  s'écrit :

$$\Delta D = \frac{c.\tau}{2}$$

Sachant que l'impulsion radar est émise au rythme d'une période de répétition  $T_R$  nous aurons par conséquent une ambiguïté distance correspondant à la portée théorique  $R_{\max}$  :

$$D_A = \frac{c.T_R}{2}$$

Si  $T_R$  ne correspond pas à  $R_{\max}$  le radar sera ambiguë en mesure de distance dans la zone d'intérêt, mais la propagation dans l'espace du front d'onde radar ne s'arrête pas à la limite de la portée instrumentée du radar. Elle se poursuit au delà en s'atténuant de plus en plus. Les objets situés au delà de la portée opérationnelle vont, comme les autres, réfléchir les impulsions et donner lieu à des échos. Si ces objets sont

à la fois suffisamment réflecteurs et proches de la limite de portée, les échos associés seront suffisamment puissants pour être détectés. Mais, ils arriveront au radar «hors délai» après l'expiration de la période d'écoute relative à l'impulsion initiale. En effet, celle-ci est limitée à la zone d'intérêt du radar. Elle est bornée par la durée du trajet aller/retour du radar au bout de portée. Ils parviennent donc au radar après qu'une nouvelle impulsion ait été émise et que les compteurs de mesure de distance aient été remis à 0. La cible est affichée à l'intérieure de la portée radar avec une estimation de distance fautive. L'erreur commise est de l'ordre de grandeur de la portée. Ce phénomène illustre le caractère ambigu de l'estimation des distances par un système radar.

Pour repérer, voire éliminer ces échos de seconde récurrence, on fait varier la période de répétition des impulsions, c'est à dire la durée de la période d'écoute, d'un train d'impulsion à l'autre. La position de la fin de période d'écoute par rapport au retard des échos hors portée change donc d'un train à l'autre. L'estimation de distance n'est pas constante. Ainsi, à la différence des échos appartenant à la portée radar, les échos hors portée en question ne sont pas stables en position dans le tour d'antenne. Ce comportement spécifique permet de les repérer, ce problème d'ambiguïté distance est présenté par la figure 1-3.

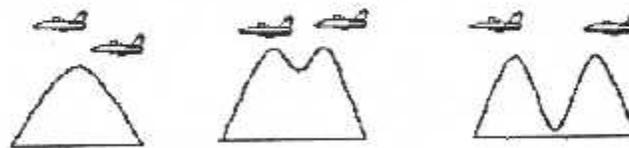


Figure 1-3 : résolution en distance

### 6-3 DISTANCE AVEUGLE :

Les radar de surveillance aérienne sont de type monostatique : ils utilisent la même antenne pour l'émission et pour la réception. En conséquence, pendant la durée de l'émission, toute réception est impossible de sorte que la zone géographique balayée par l'impulsion au cours de l'émission ne peut être surveillée. Elle est dite zone aveugle. A une impulsion classique de  $1\mu\text{s}$ , correspond une zone aveugle de 150 m. A une impulsion longue de  $75\mu\text{s}$ , correspond une zone aveugle de  $75 \cdot 150\text{ m} = 11,25$

km. Ne rien détecter dans un rayon de 6 NM autour d'un radar n'est évidemment pas acceptable, surtout pour une approche, cette distance est appelée distance aveugle et sachant que la radar tourne en azimut elle caractérise une zone aveugle.

Ces distances aveugles sont données par la relation :

$$D_{av} = n \cdot \frac{c \cdot T_R}{2}$$

Et comme on a choisi un  $T_R$  qui correspond à  $R$  max, la zone aveugle entoure seulement le radar. Ce problème est réglé par l'adjonction d'une impulsion courte de  $1 \mu s$  présentant une zone aveugle de 150 m. Toutefois, comme elle provient du même émetteur que l'impulsion longue, son énergie est tout juste suffisante pour assurer la détection dans un rayon de quelques kilomètres autour du capteur. Au-delà, l'impulsion longue prend le relais. On se retrouve donc à émettre et à traiter deux types d'impulsion: une impulsion longue chargée de traiter l'espace au delà de sa zone aveugle jusqu'au bout de portée de 6 à 60 NM ; une impulsion courte chargé de traiter la zone aveugle de l'impulsion longue entre 0,1 et 6NM du radar. Pour cette dernière, la période d'écoute est réduite puisqu'on n'attend pas d'écho au delà des 6 NM.

#### 6-4 POUVOIR DISCRIMINATEUR EN FREQUENCE :

Si nous considérons au niveau de chaque impulsion un signal traité  $S(t)$  de durée  $\tau$ , de fréquence  $f_0$  et d'amplitude  $A$  constante le spectre  $H(f)$  de son enveloppe est :

$$H(f) = A\tau \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau)}{\pi \cdot f \cdot \tau}$$

Pratiquement on considère une partie utile du signal et de son spectre. La valeur couramment admise pour la partie utile d'un signal ou d'un spectre correspond à une Puissance du signal ou densité spectrale égale à la moitié de la valeur maximale.

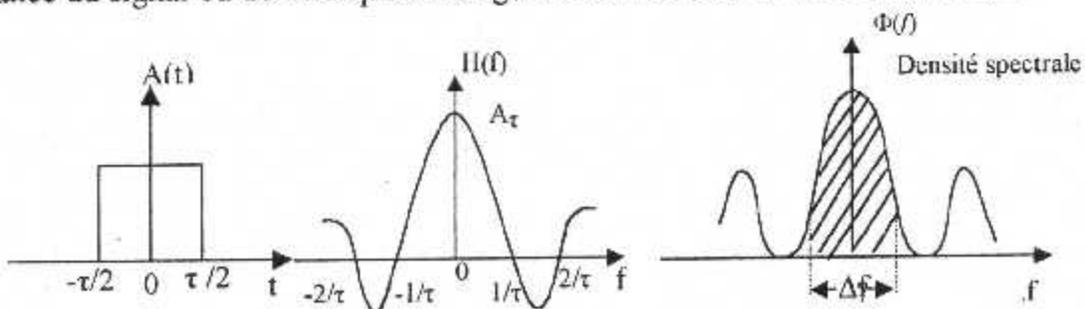


Figure I-4: Spectre d'une impulsion rectangulaire

La valeur pour la largeur utile  $\Delta f$  du spectre est alors :

$$\Delta f = \frac{1}{\tau}$$

Car pour  $f = \Delta f / 2 = 1/(2.\tau)$  on obtient :

$$|H(f)|^2 = A^2.\tau^2.A/\pi^2 = 0.41.A^2.\tau^2$$

Soit 0.41 fois la valeur maximale de la densité spectrale d'énergie ce qui correspond à une valeur à mi-hauteur de la densité spectrale, valeur pratique admise. Cette analyse impose donc un pouvoir discriminateur en fréquence :

$$\Delta f = \frac{1}{\tau}$$

### 6-5 POUVOIR DE RESOLUTION EN VITESSE :

L'expression du signal reçu déjà démontré nous montre qu'une cible qui se déplace radialement par rapport à l'émetteur provoque une variation de fréquence reçue proportionnelle à la vitesse, ce décalage fréquentiel est la fréquence Doppler qui s'exprime par :

$$fd = 2.\frac{Vr}{\lambda}$$

Physiquement le phénomène est le suivant :

Lorsqu'un avion se rapproche du radar les ondes émises réfléchies et détectées en retour par l'antenne ont de moins en moins de distance à parcourir. Il en résulte une compression dans le temps de ces ondes d'où une augmentation de la fréquence du signal détecté d'autant plus sensible que la vitesse de rapprochement du mobile est grande.

Inversement lorsque l'avion s'éloigne les ondes ont de plus en plus de distance à parcourir. Il en résulte un étalement de ces ondes dans le temps d'où une diminution de la fréquence d'autant plus sensible que la vitesse de éloignement du mobile est grande. La figure II-6 illustre ce phénomène.

Si  $\Delta f$  est la largeur de bande du récepteur, deux échos dont la différence de fréquence Doppler  $\Delta f_d$  sera inférieure à  $\Delta f$  pouvant se trouver simultanément dans le

filtre de largeur de bande  $\Delta f$ , donc ces deux cibles peuvent être séparées à condition que :

$$\Delta f_d > \Delta f$$

La relation  $\Delta\phi = 4\pi \cdot \frac{V_r \cdot T_r}{\lambda}$  fait apparaître l'ambiguïté vitesse car à chaque fois  $\Delta\phi = 2k\pi$  l'écho revient en phase avec le signal émis c'est à dire pour toute vitesse radiale :

$$V_r = n \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot T_r}$$

Toute discrimination devient impossible entre un écho fixe et un écho mobile ces pourquoi ces vitesse sont appelées vitesses aveugles en traitement MTI.

#### 6-6 NOMBRE DE COUPS AU BUT :

C'est le nombre d'impulsions reçues par l'avion pendant toute la durée ou l'avion reste à l'intérieur du faisceau lorsque celui-ci balaie l'horizon.

Si  $\omega$  est la vitesse de rotation de l'antenne, cette durée est égale à  $\theta_{-3dB} / \omega$  et si  $T_r$  est la période de récurrence alors le nombre  $n$  de coups au but est donné par :

$$n = \frac{\theta_{-3dB}(\text{rad})}{\omega \cdot T_r}$$

En général, la vitesse de rotation de l'antenne est donnée en tours par minute (pour le radar primaire, elle est de l'ordre de 5 à 6 tours/min), dans ce cas le nombre de coups au but devient :

$$n = \frac{\theta_{-3dB}^{\circ}}{6 \cdot V_{\text{trs/min}} \cdot T_r}$$

## I-7 SIGNAUX PARASITES ET BRUITS :

Tout signal autre que le signal utile est un parasite qui gêne la détection radar. De plus, ce qui est pour notre cas un signal indésirable peut être le signal utile pour une autre application ; comme par exemple les échos atmosphériques qui représentent des bruits pour les radars de détection de cibles aériennes, mais qui sont des signaux utiles des radars météorologiques. Le fonctionnement du système RADAR est limité par l'énergie des signaux utilisés et les contraintes d'encombrement qui dégradent la précision de mesure effectuée en présence de ces signaux indésirables a d'origine diverse, Les signaux parasites dans les radars de surveillance aérienne sont constitués de :

- ❖ Bruits internes et en particulier du bruit thermique,
- ❖ De bruits externes naturels (clutter) tels que les bruits radiométriques,
- ❖ De bruits externes artificiels tels que les signaux de brouillage (appelés contre-mesures électroniques) et les interférences avec d'autres radars.
- ❖ D'échos parasites (clutter) résultant de la réflexion des impulsions émises par le radar lui-même sur les réflecteurs naturels entourant les cibles (sol, pluie, mer, forêts, etc. ...).

Selon qu'ils proviennent du récepteur lui-même, du sol, de l'atmosphère ou de mer, les caractéristiques de ces échos (densité de probabilité, moyenne, variance, etc. ...) sont différentes et par voie de conséquence, les moyens utilisés pour minimiser leurs effets sont aussi différents.

Les bruits, puisqu'ils sont à caractère aléatoire, suivent des lois de probabilité. Pour des considérations de facilité dans les modélisations mathématiques, les radaristes ont toujours considéré que ces clutters (clutter de sol, clutter de mer, etc...) suivent une loi gaussienne, mais dans la réalité ceci n'est pas toujours vrai. Beaucoup de travaux de recherche ont montré que ces clutters suivent des lois non gaussienne telles que la distribution Weibull ou la distribution K .

Pour établir un seuil de détection adaptatif avec une certaine probabilité de fausse alarme désirée, il est absolument indispensable de savoir à quelle loi obéit le

clutter en question. Le clutter météorologique, qui est néfaste pour la détection radar, suit généralement une loi de Rayleigh qui est de la forme

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad ; x \geq 0$$

Avec  $\sigma$  représentant l'écart type. Ce type de distribution peut être appliqué à l'enveloppe des échos de terrains homogènes tels que le désert et autres. Quelques régions urbaines et rurales avec les bâtiments et des montagnes peuvent être approximées par une loi de distribution log-normal ; mais en réalité, ni la loi de Rayleigh ni celle de log-normal ne décrivent d'une manière précise la distribution de l'enveloppe du clutter de sol mais une distribution intermédiaire.

#### **I-8 SURFACE EQUIVALENTE ET FLUCTUATION DES CIBLES :**

Si un radar de veille envoie des impulsions dans l'espace à surveiller avec une énergie de puissance  $p$  ( $p$  exprimée en watts par mètre carré), une cible se trouvant dans cet espace, frappée par cette onde électromagnétique, réfléchit une certaine quantité d'énergie avec une certaine puissance  $p\sigma$ .  $\sigma$  est par définition sa Surface Equivalente Radar (SER). Par conséquent, le signal provenant de la cible est lié au pouvoir réfléchissant de cette dernière. La connaissance de la valeur de la SER de la cible est très difficile à connaître *a priori* avec exactitude compte tenu de l'extrême sensibilité de cette valeur aux différents paramètres (forme, angle d'illumination, fréquence émise, polarisation de l'onde transmise et mouvements de la cible et du radar, etc. ...). La SER est ainsi considérée comme une variable aléatoire associée à une densité de probabilité que nous devons établir à partir d'une observation donnée. La SER doit donc être considérée comme un processus aléatoire défini par sa fonction densité de probabilité et sa fonction d'autocorrélation. Il a été supposé deux densités de probabilités et deux fonctions d'autocorrélation pour aboutir à quatre combinaisons de modèles de fluctuations de cibles, ces combinaisons et leurs probabilité de détection associées ont été étudiées par Swerling.

**8-1 CIBLE DE TYPE SWERLING I :**

Dans ce cas, nous supposons que les impulsions reçues de la cible ont une amplitude constante pendant toute la durée d'illumination et statistiquement indépendante d'un passage de l'antenne à un autre «*Scan-to-Scan fluctuation*». Cette supposition ignore l'effet de l'antenne sur l'amplitude de l'écho, l'enveloppe du signal réfléchi à la sortie du détecteur quadratique suit une loi exponentielle de la forme :

$$f(s) = \frac{1}{\sigma^2} e^{-\frac{s}{\sigma^2}} \quad ; s \geq 0 \quad \dots\dots\dots(1-3)$$

Où  $\sigma^2$  représente la puissance moyenne du signal reçu.

**8-2 CIBLE DE TYPE SWERLING II :**

Dans ce cas, l'enveloppe du signal suit la même loi que celle du type Swerling I donnée par l'équation (1.3), mais les fluctuations sont plus rapides que dans le premier cas de telle façon que les amplitudes sont indépendantes d'une impulsion à une autre «*Pulse-to-Pulse fluctuation*» pour chaque balayage.

**8-3 CIBLE DE TYPE SWERLING III :**

Pour ce modèle, les fluctuations sont considérées lentes comme dans le cas du type Swerling I ; c'est à dire «*Scan-to-Scan fluctuation*», mais la densité de probabilité de l'enveloppe du signal à la sortie du détecteur quadratique est donnée par l'équation :

$$f(s) = \frac{4s}{\sigma^4} e^{-\frac{2s}{\sigma^2}} \quad ; s \geq 0 \quad (1.4)$$

#### 8-4 CIBLE DE TYPE SWERLING IV :

Pour ce type de modèle, les cibles possèdent des fluctuations rapides et les amplitudes sont indépendantes d'une impulsion à une autre « *Pulse-to-Pulse fluctuation* », la densité de probabilité de l'enveloppe du signal à la sortie du détecteur quadratique est la même que celle donnée par l'équation (1.4).

La densité de probabilité utilisée pour les cas du type Swerling I et II est relative aux cibles complexes constituées de plusieurs réflecteurs élémentaires (scatteres) indépendants et aucun réflecteur n'est prépondérant. Ce modèle est utilisé pour représenter les fluctuations des échos d'avions et la réflexion sur la plupart des terrains. Par contre, la densité de probabilité des cas de type Swerling III et IV est utilisée pour modéliser des cibles composées d'un réflecteur prédominant constant et d'un ensemble de petits réflecteurs indépendants. Ce modèle peut être appliqué pour les missiles et les satellites. Dans le cas où une seule impulsion est transmise pendant la durée d'illumination, le modèle Swerling I est équivalent au modèle de Swerling II, et le modèle de Swerling III est équivalent au modèle de Swerling IV.



Chapitre II

**Filtre adapté  
et fonction ambiguïté**

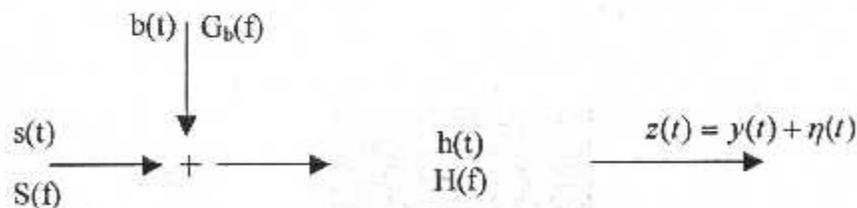
## II-1 INTRODUCTION :

Ce chapitre est consacré à la présentation du filtre adapté, corrélateur en bruit blanc. Comme conséquence d'une étude détaillée de ce filtre, la fonction ambiguïté a été introduit, elle correspond à la réponse du filtre en absence de bruit et elle permet d'examiner les performances du radar à corrélation, plusieurs signaux ont été analysés.

## II-2 FILTRE ADAPTE :

### 2-1 ASPECT THEORIQUE :

Considérons un récepteur qui reçoit un signal réel  $x(t)$  somme d'un signal utile déterministe  $s(t)$  quand il existe et d'un bruit aléatoire  $b(t)$ , il a pour mission de détecter la présence de  $s(t)$  dans  $x(t)$  pour cela il doit maximisé le rapport signal sur bruit.



**Figure II.1:** Obtention du signal composite  $z(t)$   
par filtrage

La sortie  $z(t)$  du récepteur comprend :

- Un terme utile :

$$y(t) = \int H(f) * S(f) * \exp[j2\pi ft] df$$

- Un bruit aléatoire  $\eta(t)$  de puissance moyenne :

$$E[\eta^2(t)] = \int G_b(f) |H(f)|^2 df$$

La détection sera plus facile d'autant que la puissance du terme utile  $y(t)$  est forte par rapport à celle du bruit  $\eta(t)$ , le récepteur doit donc maximiser le rapport signal sur bruit à sa sortie, ce type de filtre est appelé filtre adapté.

A l'instant  $t_0$  de la réception S/B s'écrit :

$$(S/B)_{t=t_0} = \left\{ \frac{y^2(t)}{E[\eta^2(t)]} \right\}_{t=t_0}$$

D'où :

$$(S/B)_{t=t_0} = \left\{ \frac{\left| \int H(f) * S(f) * \exp[j2\pi f t_0] df \right|^2}{\int G_b(f) |H(f)|^2 df} \right\}_{t=t_0}$$

D'après l'inégalité de Schwarz :

$$\left| \int a \cdot b^* df \right|^2 \leq \int a \cdot a^* df \cdot \int b \cdot b^* df$$

Posons :

$$H(f) * S(f) * \exp[j2\pi f t_0] = a \cdot b^*$$

et :

$$G_b(f) |H(f)|^2 = b \cdot b^*$$

On a alors :

$$a \cdot a^* = \frac{a \cdot a^* \cdot b \cdot b^*}{b \cdot b^*} = \frac{|a \cdot b^*|^2}{b \cdot b^*} = \frac{|S(f)|^2}{G_b(f)}$$

L'inégalité devient égalité pour  $a = k \cdot b$  soit pour  $a \cdot b^* = k \cdot b \cdot b^*$ , On a donc le rapport signal sur bruit maximum lorsque :

$$H(f) * S(f) * \exp[j2\pi f t_0] = k * G_b(f) |H(f)|^2$$

Soit en simplifiant par  $H(f)$  :

$$S(f) * \exp[j2\pi f t_0] = k * G_b(f) H^*(f)$$

La forme du filtre est obtenue pour  $k = 1$ , donc :

$$H(f) = \frac{S^*(f)}{G_b^*(f)} \exp[-j2\pi f t_0]$$

Le filtre obtenu est adapté au signal et au bruit à l'instant de réception, dans ces conditions le rapport signal sur bruit maximal est donné par l'expression :

$$\{S/B\}_{\max} = \int \frac{|S(f)|^2}{G_b(f)} df$$

### 2-2 CAS DU BRUIT BLANC :

Si  $b(t)$  est un bruit blanc, sa densité spectrale de puissance est constante, dans ce cas et pour un signal réel d'énergie  $E_s$  avec un bruit blanc de densité égale à  $N_0/2$ , le rapport signal sur bruit maximal est donné par :

$$\{S/B\}_{\max} = \int \frac{|S(f)|^2}{N_0/2} df = \frac{2E_s}{N_0}$$

Et le filtre adapté aura la forme :

$$H(f) = S^*(f) \exp[-j2\pi f t_0]$$

Dont réponse impulsionnelle correspondante est :

$$h(t) = s^*(-(t-t_0))$$

D'où on constate que le filtre adapté est la copie conjuguée, renversée et retardée de  $t_0$ .

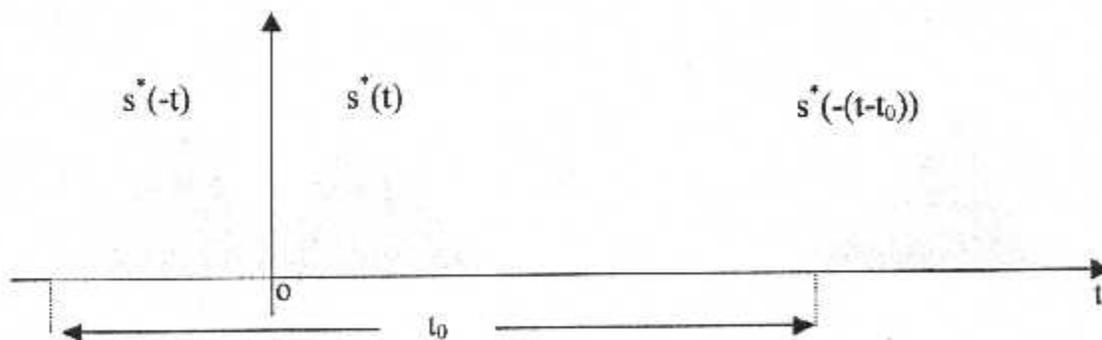


Figure II-2 : Réponse impulsionnelle du filtre adapté

Par conséquent la sortie du filtre adapté en bruit blanc a pour expression :

$$z(t) = x(t) \otimes s^*(-(t-t_0))$$

Soit :

$$z(t) = \int x(u).s^*(u-(t-t_0))du$$

Le récepteur optimal fait donc la corrélation entre l'observation  $x(t)$  et la conjuguée d'une copie du signal émis conservée jusqu'à l'instant  $t_0$  d'observation. Un récepteur conçu selon ce principe est appelé *récepteur à corrélation* dont le schéma de principe est représenté par la figure II.3, il concerne les radars de poursuite classiques ainsi que les radars continus Doppler et pulse Doppler de poursuite ou de veille.

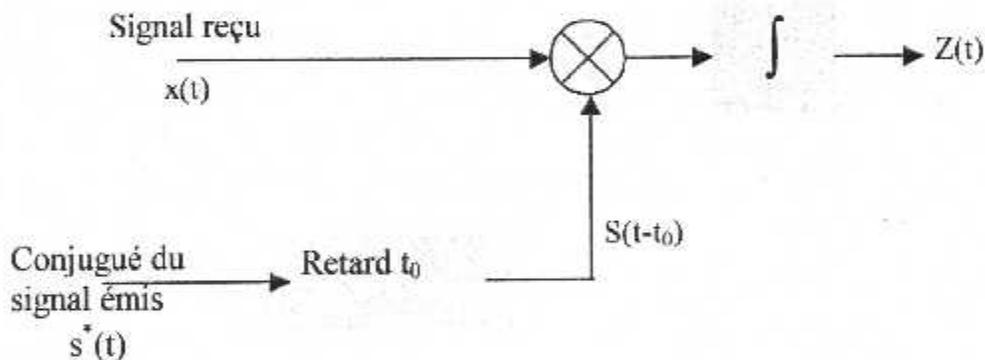
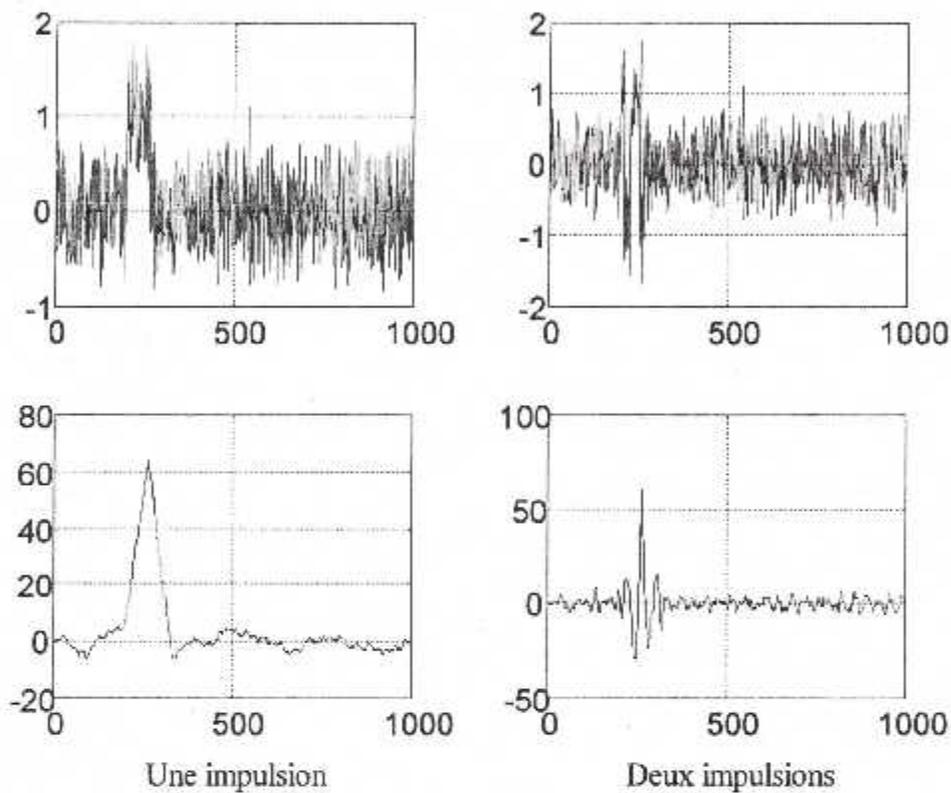


Figure II.3 : Schéma de principe d'un corrélateur

Afin de montrer l'effet du filtre adapté sur le rapport signal sur bruit, une simulation Matlab est proposée, elle montre clairement l'utilité de ce filtre pour deux situations du signal émis, la première correspond à une seule impulsion tandis que la deuxième correspond à deux impulsions.



**Figure II-6 :** Effet du filtre adapté sur un signal bruité

## II-3 FONCTION D'AMBIGUÏTE :

### 3-1- DEFINITION :

Soit un filtre adapté à un signal  $s(t)$

- ❖ émis à l'instant zéro à la fréquence  $f$ .
- ❖ reçu à l'instant  $t_0$  à la fréquence  $(f - f_0)$

supposons qu'il n'y ait aucun bruit, à la sortie du filtre (figure II.5) nous recueillons un signal utile dont le spectre a pour expression :

$$S(f - f_0).S^*(f).\exp[-2i\pi f t_0]$$

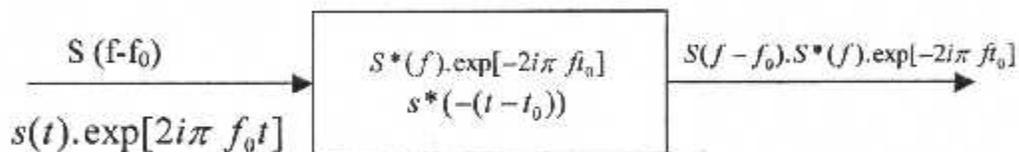


Figure II.5 : Filtre adapté au signal qu'il reçoit

La réponse temporelle du filtre est obtenue

- ❖ soit en prenant la transformée de Fourier inverse du spectre ci-dessus:

$$\int S(f - f_0)S^*(f)\exp[-2i\pi f t_0]\exp[2i\pi f t]df$$

c'est à dire :

$$\int S(f - f_0)S^*(f)\exp[2i\pi f(t - t_0)]df$$

- ❖ soit par convolution avec le signal d'entrée :

$$s(t).\exp[2i\pi f_0 t]$$

par conséquent la réponse impulsionnelle du filtre  $s^*(-(t - t_0))$  sera :

$$\int s(u)\exp[2i\pi f_0 u]s^*(u - (t - t_0))du$$

Ces deux expressions sont maximales lorsque  $f_0=0$  et ( $t=t_0$ ) et elles sont alors égales à l'énergie  $E_s$  du signal supposé réel.

$$\int |S(f)|^2 df = \int |s(u)|^2 du = E_s$$

L'énergie du signal analytique associé à un signal réel est le double de l'énergie du signal réel.

On appelle fonction d'ambiguïté la sortie du récepteur optimal en double de l'énergie normée par la valeur maximale prise par cette sortie.

En posant  $\tau_0=t-t_0$  la fonction d'ambiguïté prend l'une ou l'autre des formes suivantes :

$$A(\tau_0, f_0) = \frac{\int S(f - f_0) S^*(f) \exp[2i\pi f \tau_0] df}{\int |S(f)|^2 df}$$

$$A(\tau_0, f_0) = \frac{\int S(t - \tau_0) S^*(t) \exp[2i\pi f_0 t] dt}{\int |S(t)|^2 dt}$$

On appelle **diagramme d'ambiguïté** le tracé du module ou du carré du module de  $A(\tau_0, f_0)$ . c'est une représentation de la forme du signal à la sortie du récepteur, en l'absence de bruit .

### 3-2 PROPRIETES :

- ▼ on appelle cohérence temporelle du signal réel  $s(t)$  la fonction :

$$A(\tau_0, 0) = \frac{\int s(t - \tau_0) s(t) dt}{\int |s(t)|^2 dt}$$

Soit :

$$A(\tau_0, 0) = \frac{C_s(\tau_0)}{C_s(0)}$$

avec :

$$C_s(0) = E_s$$

la cohérence temporelle est l'autocorrélation du signal réel normée par l'énergie de ce même signal. Cette fonction est paire; elle fournit l'atténuation énergétique due à un écart en distance  $\tau_0$  du récepteur.

- ▼ on appelle cohérence spectral du signal réel  $s(t)$  la fonction :

$$A(0, f_0) = \frac{\int S(f-f_0)S^*(f)df}{\int |S(t)|^2 dt}$$

Soit :

$$A(0, f_0) = \frac{C_s'(f_0)}{C_s'(0)}$$

avec :

$$C_s'(0) = E_s$$

Cette fonction est paire, elle fournit l'atténuation énergétique due à un écart en fréquence  $f_0$  du récepteur.

- ▼ A un niveau d'énergie donné du signal utile de sortie correspond une relation liant  $\tau_0$  et  $f_0$ . Chaque fois que le récepteur délivre un niveau d'énergie supérieur au seuil que l'on s'est préalablement fixé, un signal est déclaré présent, cependant :

- ❖ il y a une incertitude sur la position de la cible due à une incertitude sur la mesure de  $\tau_0$ .
- ❖ il y a une incertitude sur la vitesse de la cible due à une incertitude sur la mesure de  $f_0$ .

- ▼ Si le signal émis est périodique de période  $T_R = 1/F_R$ , on observe à la réception :

- ❖ dans le temps  $s(t - \tau_0) = s(t - \tau_0 - nT_R)$  ce qui fait que  $A(\tau_0, f_0)$  est périodique et présente des pics de corrélation espacés de  $T_R$  : la mesure de  $\tau_0$  est donc valable à un nombre entier de périodes de répétition près

- ❖ en fréquence  $S(f - f_0) = S(f - f_0 - nF_R)$  ce qui fait que  $A(\tau_0, f_0)$  est périodique et présente des pics de corrélation espacés de  $F_R$  ; la mesure de  $f_0$  est donc valable à un nombre entier de fréquences de répétition près

Afin de bien clarifier la notion de fonction ambiguïté, considérons un radar classique émettant dans la gamme de fréquence 20 à 100 Mhz, dans cette gamme la bande permise  $\Delta f$  autour de la fréquence d'émission, est normalisée et fixée à 25 kHz, Pour un mode de traitement donné d'un signal, on définit :

- ❖ Un pouvoir discriminateur en distance,
- ❖ Un pouvoir discriminateur en vitesse,
- ❖ Une ambiguïté en distance,
- ❖ Une ambiguïté en vitesse.

Ces quatre paramètres sont utilisés pour définir le diagramme d'ambiguïté. Dans le cas d'un radar « conventionnel » dont le traitement s'effectue sur une impulsion, le signal émis  $S_e(t)$  est modulé par une impulsion  $u_0(t)$  sous la forme :

$$S_e(t) = u_0(t) \times \cos(2.\pi.f_0.t)$$

et :

$$u_0(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } |t| \leq \tau_i/2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La fonction d'ambiguïté s'exprime sous la forme :

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_0(t) u_0(t - \tau) e^{j2.\pi.f_d.t} dt \\ \int_{-\infty}^{+\infty} U_0(f) U_0(f - f_d) e^{j2.\pi.f.\tau} df$$

avec  $U_0(f)$ , la transformée de Fourier de  $u_0(t)$ .

Dans ce cas, la fonction d'ambiguïté est donnée par :

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = \begin{cases} \frac{\text{Sin}^2 \left[ \pi.f_d.\tau_i \left( 1 - \frac{|\tau|}{\tau_i} \right) \right]}{(\pi.f_d)^2} & |\tau| \leq \tau_i \\ 0 & |\tau| > \tau_i \end{cases}$$

De plus la relation  $\tau_i \cdot \Delta f = 1$  fixe sans aucune souplesse le diagramme d'ambiguïté. L'application de ce critère sur le pouvoir séparateur donne :

$$\Delta t = \tau_i = \frac{1}{\Delta f} = 40 \mu s$$

D'où un pouvoir discriminateur en distance :

$$\Delta D = \frac{c \cdot \tau_i}{2} = \frac{c}{2 \cdot \Delta f} = 6 Km$$

Pouvoir discriminateur en fréquence :

$$\Delta f = \frac{1}{\tau_i}$$

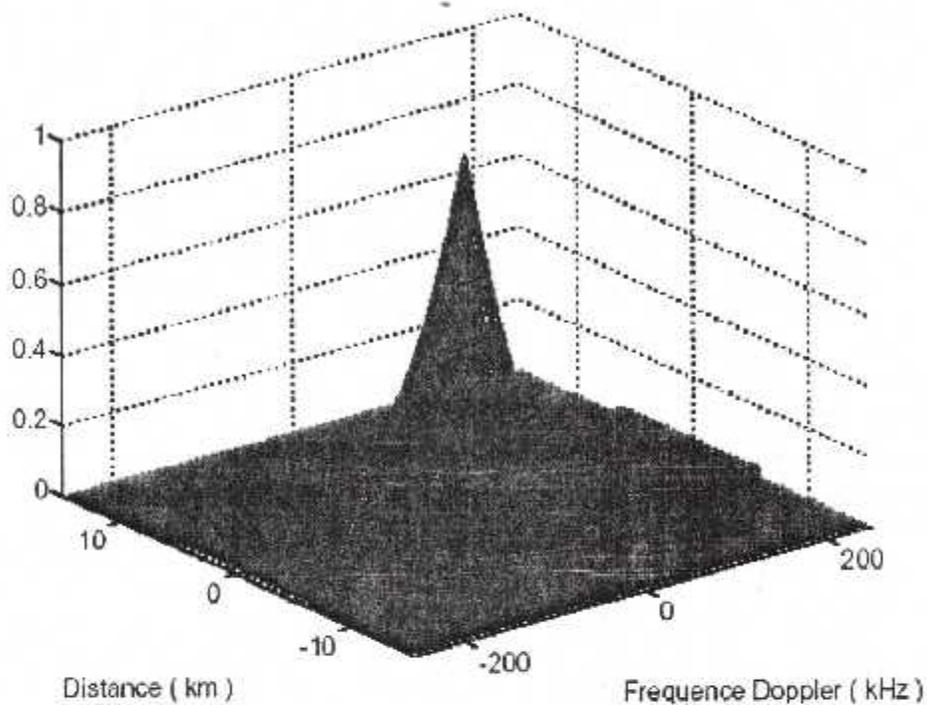
D'où un pouvoir discriminateur en vitesse radiale :

$$\begin{aligned} \Delta V_r &= \frac{\lambda \cdot \Delta f}{2} = 187.5 \text{ Km/s pour } f=20\text{Mhz} \\ &= 37.5 \text{ Km/s pour } f=100\text{Mhz} \end{aligned}$$

Si on fixe le facteur e forme à 10%,  $T_r$  sera  $400 \mu s$  par conséquent la portée maximale du radar sera :

$$D_{\max} = \frac{c \cdot T_r}{2} = 60 Km$$

Le diagramme d'ambiguïté d'un radar effectuant son traitement sur une seule impulsion est représenté sur la figure 2-6, pour ce cas la durée de l'impulsion est de  $40 \mu s$ . le pouvoir discriminateur en distance est donc de 6Km et en fréquence de 25Khz.



**Figure II-6 :** diagramme d'ambiguïté pour une seule impulsion

Si le radar est à impulsion avec période de récurrence  $T_r$ , le diagramme total d'ambiguïté est la répétition du précédent tous les  $c.T_r/2$  le long de l'axe des distances et tous les  $\lambda/2.T_r$  le long de l'axe des vitesses. Les ambiguïtés en distance et en vitesse sont donc :

$$D_{amb} = \frac{c.T_r}{2} = 60 \text{ Km}$$

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2.T_r} = 18.75 \text{ Km/s pour } f=20 \text{ Mhz}$$

$$3.75 \text{ Km/s pour } f=100 \text{ Mhz}$$

La figure 2-7 représente le diagramme d'ambiguïté d'un radar à impulsion ( $T_r=400\mu\text{s}$ ,  $\tau_i=40\mu\text{s}$ ) dans le cas où le traitement Doppler s'effectue sur une seule impulsion.

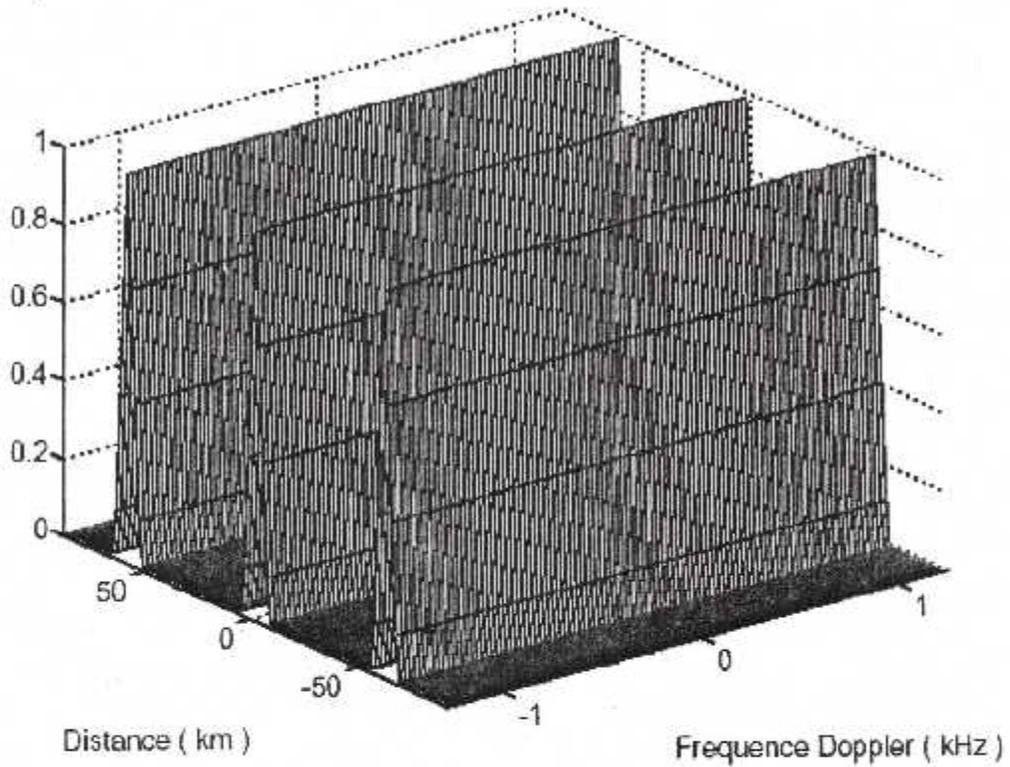


Figure II-7 : diagramme d'ambiguïté normalisé, dans le cas où le traitement Doppler est effectué sur une seule impulsion

Une vue de dessus permet de tracer la figure suivante :

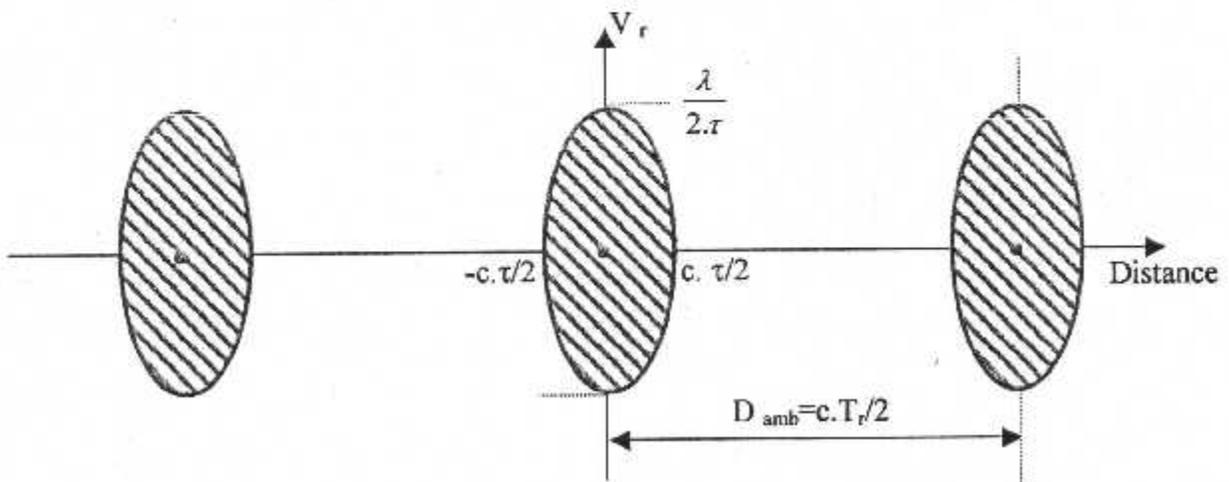


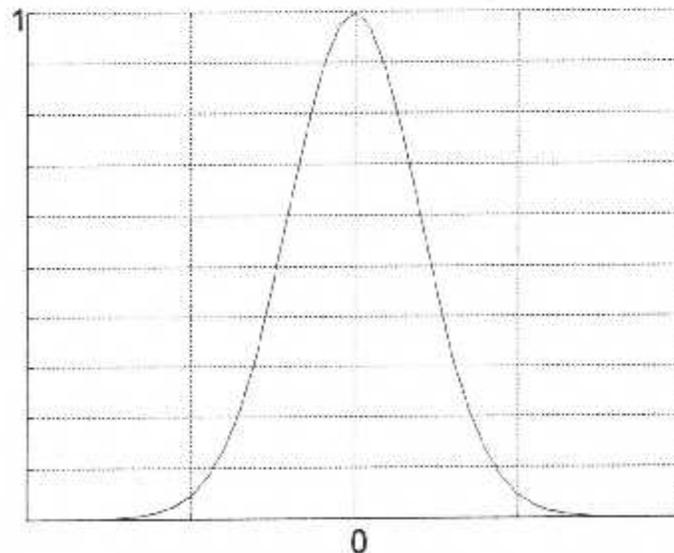
Figure II-8 : Diagramme d'ambiguïté

L'interprétation d'un diagramme d'ambiguïté est la suivante, si un objet de référence et supposé placé en  $o$ , il sera confondu :

- ❖ Avec tout autre objet dont les caractéristiques écarts de distance et de vitesse radiales par rapport à l'objet de référence sont telles que son point représentatif soit à l'intérieur de la zone hachurée entourant le point  $o$ .
- ❖ Avec tout autre objet se trouvant dans l'une quelconque des zones hachurées du diagramme (effet répétitif de l'ambiguïté).

On constate donc que le traitement d'une seule impulsion ne permet pas d'avoir un bon pouvoir discriminateur en distance et en vitesse radiale. En effet un bon pouvoir séparateur en vitesse radiale demande l'utilisation de signaux longs, et un bon pouvoir séparateur en distance, l'emploi de spectres larges, ce qui semble a priori contradictoire. Pour lever cette contradiction plusieurs approches ont été proposées tel que l'utilisation d'une autre forme d'impulsion à titre d'exemple l'impulsion gaussienne non modulé en fréquence donnée par :

$$e(t) = \exp\left[-\pi\left(\frac{t}{(\tau/2)}\right)^2\right]$$

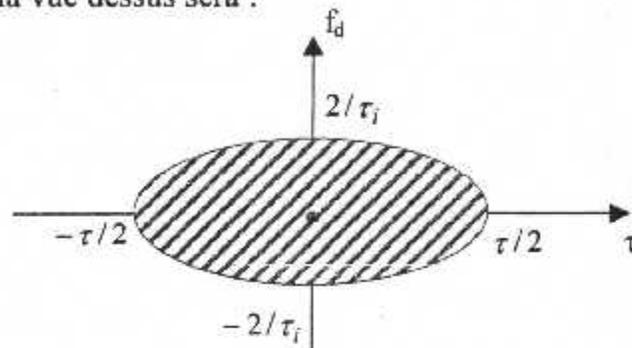


**Figure II-9 :** Impulsion gaussienne non modulé en fréquence

Après quelques manipulations mathématiques, le carré du module de la fonction d'ambiguïté correspondante est donnée par :

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 = \exp\left[-\pi\left(\frac{\tau^2}{(\tau_i/2)^2} + (\tau_i/2)^2 \cdot f_d^2\right)\right]$$

par conséquent la vue dessus sera :



**Figure II-10 :** diagramme d'ambiguïté du signal Gaussien

Ce qui n'apporte pas beaucoup d'amélioration des pouvoir de séparation. Cette contradiction peut être levée si le traitement ne s'effectue plus sur une impulsion unique, mais sur un train d'impulsions. Nous sommes donc en présence d'un radar de type '*Pulse Doppler*', car un traitement cohérent du signal sur plusieurs impulsions est effectué.

### 3-3 LE TRAIN D'IMPULSIONS :

Le signal se répète de façon cohérente, c'est-à-dire que la phase à l'origine de la porteuse contenue dans l'impulsion, est continue d'une impulsion à l'autre. Le train formé de  $n$  impulsions peut être considéré comme une sinusoïde de durée  $n \cdot T_r$ , avec  $T_r$  la période de récurrence, échantillonnée à chaque période  $T_r$  par une impulsion de

Durée  $\tau_i$ . L'enveloppe complexe de l'onde peut ainsi s'écrire sous la forme :

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} u_0(t - n \cdot T_r)$$

Avec  $T_r$ , la période de récurrence et  $u_0(t)$  défini précédemment.

En supposant la conservation de l'énergie entre  $u(t)$  et  $u_0(t)$ , il faut normaliser  $u(t)$  en le multipliant par  $1/\sqrt{N}$ . Ainsi, la fonction d'ambiguïté s'écrit :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t-n.T_r) \times u^*(t-m.T_r-\tau) \cdot e^{j.2.\pi.f_d.t} . dt$$

Posons  $t = t - n. T_r$ , alors :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j.2.\pi.f_d.n.T_r} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \times u^*(t-(m-n).T_r-\tau) \cdot e^{j.2.\pi.f_d.t} . dt$$

D'où :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j.2.\pi.f_d.n.T_r} \cdot \chi_0(\tau - (n-m).T_r, f_d)$$

Avec  $\chi_0(\tau, f_d)$ , la fonction d'ambiguïté correspondant au traitement sur une seule impulsion.

La fonction d'ambiguïté obtenue consiste en la superposition de plusieurs fonctions d'ambiguïté pour une seule impulsion, translatées de  $t_0 = (n - m) . T_r$  sur l'axe des temps et pondérées par un facteur de phase.

Afin de voir l'effet de ce facteur de phase, nous allons réécrire la double somme ci-dessus sous la forme :

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} = \sum_{p=-(N-1)}^0 \sum_{n=0}^{N-1-|p|} \Big|_{m=n-p} + \sum_{p=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1-|p|} \Big|_{n=m+p}$$

La fonction d'ambiguïté se réécrit donc sous la forme :

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{p=-(N-1)}^0 \chi_0(\tau - p.T_r, f_d) \cdot \sum_{n=0}^{N-1-|p|} e^{j.2.\pi.f_d.n.T_r} \\ &+ \frac{1}{N} \cdot \sum_{p=1}^{N-1} e^{j.2.\pi.f_d.p.T_r} \cdot \chi_0(\tau - p.T_r, f_d) \cdot \sum_{m=0}^{N-1-|p|} e^{j.2.\pi.f_d.m.T_r} \end{aligned}$$

Avec  $p$ , le nombre total d'échantillons pour la double somme ( $p = 2 \cdot N$ ).

Sachant que l'on peut écrire :

$$\sum_{n=0}^{N-1-p} e^{j \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot n T_r} = e^{j \pi \cdot f_d \cdot (N-1-p) T_r} \cdot \frac{\text{Sin}[\pi \cdot f_d \cdot (N-|p|) T_r]}{\text{Sin}(\pi \cdot f_d \cdot T_r)}$$

Alors, la fonction d'ambiguïté s'écrit :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} e^{j \pi \cdot f_d \cdot (N-1+|p|) T_r} \cdot \chi_0(\tau - p T_r, f_d) \cdot \frac{\text{Sin}[\pi \cdot f_d \cdot (N-|p|) T_r]}{\text{Sin}(\pi \cdot f_d \cdot T_r)}$$

Soit :

$$|\chi(\tau, f_d)| = \frac{1}{N} \cdot \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} |\chi_0(\tau - p T_r, f_d)| \cdot \left| \frac{\text{Sin}[\pi \cdot f_d \cdot (N-|p|) T_r]}{\text{Sin}(\pi \cdot f_d \cdot T_r)} \right|$$

Du point de vue de la mesure du temps de trajet de l'onde, le radar Pulse Doppler se

Comporte comme un radar conventionnel de même durée d'impulsion.

Le pouvoir discriminateur est :

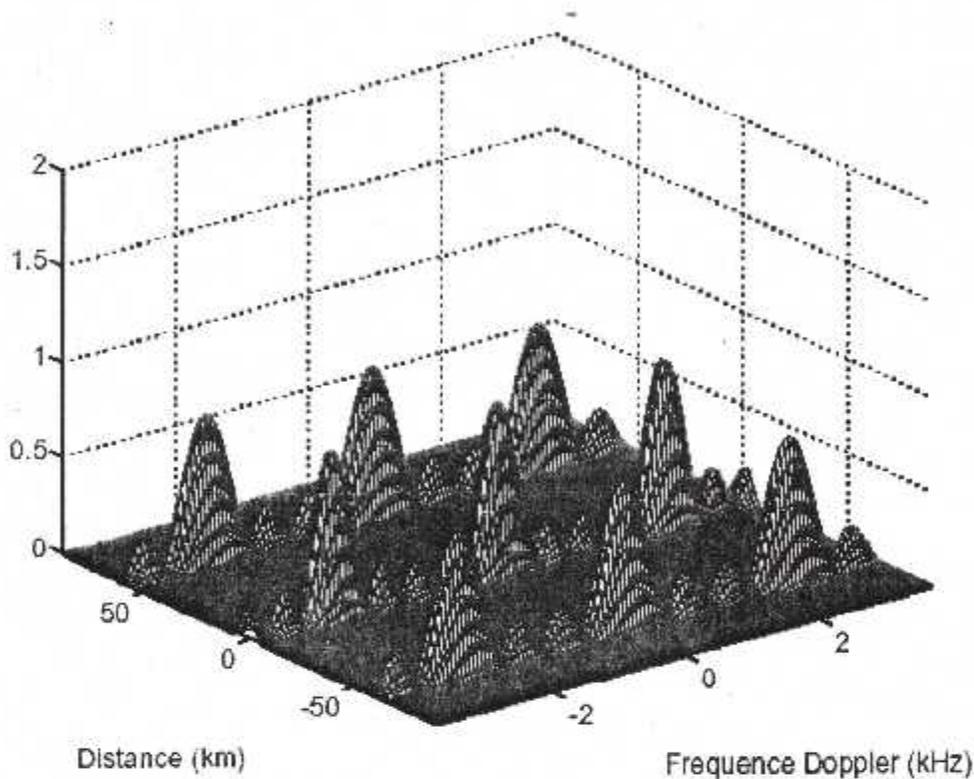
$$\Delta D = \frac{c \cdot \tau_i}{2} = \frac{c}{2 \cdot \Delta f}$$

Du point de vue de la mesure des fréquences, le signal du radar Pulse Doppler se comporte comme un signal de durée ( $n \cdot T_r$ ) avec une ambiguïté toutes les ( $1/T_r$ ).

'n' étant le nombre d'impulsions traitées. Le pouvoir séparateur en Doppler du radar est donc ( $1/n \cdot T_r$ ) et son pouvoir séparateur en vitesse radiale :

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2 \cdot n \cdot T_r}$$

Le pouvoir discriminateur en vitesse radiale est lié non pas au spectre du signal émis mais à son temps de traitement cohérent. Le diagramme d'ambiguïté d'un radar pulse Doppler se présente finalement sous la forme :



**Figure II-11 :** diagramme d'ambiguïté pour un traitement sur plusieurs impulsions

En résumé, nous pouvons donc dire que dans notre cas, le radar est non ambigu en vitesse, et en distance si la portée est inférieure à 60 km. Par contre, du fait de la largeur d'impulsion utilisée, le pouvoir séparateur en distance n'est que de 6 km. Si deux avions se trouvent dans cette même « case distance », nous ne pourrons les séparer qu'en Doppler avec un traitement sur un nombre d'impulsions important.

#### **3-4 APPLICATION A UNE IMPULSION RECTANGULAIRE :**

Soit un signal rectangulaire  $N_T$  égal à 1 pour  $t$  compris entre 0 et  $T$  :

$$N_T(t) = h(t) - h(t-T)$$

Où  $h(t)$  représente un signal échelon.

A l'instant de réception  $t_0 = t - \tau_0$  le signal supposé non déformé s'écrit :

$$N_T(t - \tau_0) = h(t - \tau_0) - h(t - T - \tau_0)$$

Pour  $\tau_0 \geq T$  on a :

$$N_T^*(t - \tau_0) \cdot N_T(t) = 0$$

Pour  $\tau_0 \leq T$  on a :

$$N_T^*(t - \tau_0) \cdot N_T(t) = [h(t - \tau_0) - h(t - T - \tau_0)] \cdot [h(t) - h(t - T)]$$

Or :

$$h(t - \tau_0) \cdot h(t) = h(t - \tau_0)$$

$$h(t - T - \tau_0) \cdot h(t) = h(t - T - \tau_0)$$

$$h(t - T - \tau_0) \cdot h(t - T) = h(t - T - \tau_0)$$

$$h(t - \tau_0) \cdot h(t - T) = h(t - T) \quad \text{car} \quad \tau_0 < T$$

ce qui donne :

$$N_T^*(t - \tau_0) \cdot N_T(t) = h(t - \tau_0) - h(t - T)$$

La fonction d'ambiguïté s'écrit donc :

$$A(\tau_0, f_0) = \frac{\int [h(t - \tau_0) - h(t - T)] \exp[2i\pi f_0 t] dt}{\int [h(t) - h(t - T)] dt}$$

le dénominateur est égal à  $T$  tandis que le numérateur s'écrit :

$$N = \int [h(t - \tau_0) - h(t - T)] \exp[2i\pi f_0 t] dt = - \int_T^{\tau_0} \exp[2i\pi f_0 t] dt$$

$$N = \frac{1}{2i\pi f_0} \exp[2i\pi f_0 t] \Big|_T^{\tau_0} = \frac{1}{2i\pi f_0} \{ \exp[2i\pi f_0 \tau_0] - \exp[2i\pi f_0 T] \}$$

Soit :

$$N = \frac{\exp[i\pi f_0 (T - \tau_0)] \sin[\pi f_0 (T - \tau_0)]}{\pi f_0}$$

Ce qui donne comme fonction d'ambiguïté :

$$A(\tau_0, f_0) = \frac{\sin[\pi f_0 (T - \tau_0)]}{\pi f_0 T} \exp[i\pi f_0 (T + \tau_0)]$$

Le diagramme d'ambiguïté est le tracé du module de  $A(\tau_0, f_0)$  soit :

$$|A(\tau_0, f_0)| = \frac{|\sin[\pi f_0 (T - \tau_0)]|}{\pi f_0 T}$$

la cohérence temporelle, approximée au premier ordre, a pour expression :

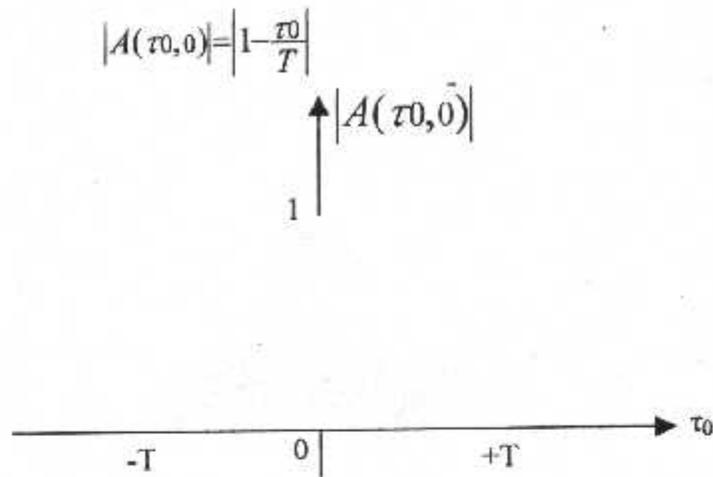


Figure II-12 : Cohérence temporelle d'une impulsion rectangulaire

La cohérence spectrale a pour expression :

$$|A(0, f_0)| = \frac{|\sin[\pi f_0 T]|}{\pi f_0 T}$$

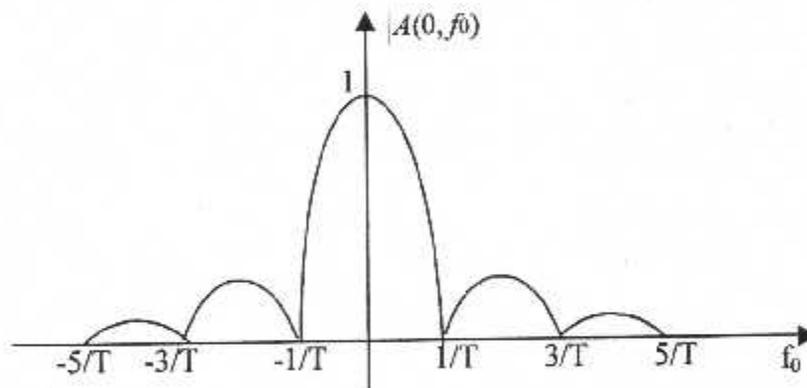


Figure II-13 : Cohérence spectrale d'une impulsion rectangulaire

### 3-5 APPLICATION A UN SIGNAL GAUSSIEN NON MODULE EN FREQUENCE :

soit un signal gaussien non modulé en fréquence :

$$s(t) = \exp\left[-\pi\left(\frac{t}{T}\right)^2\right]$$

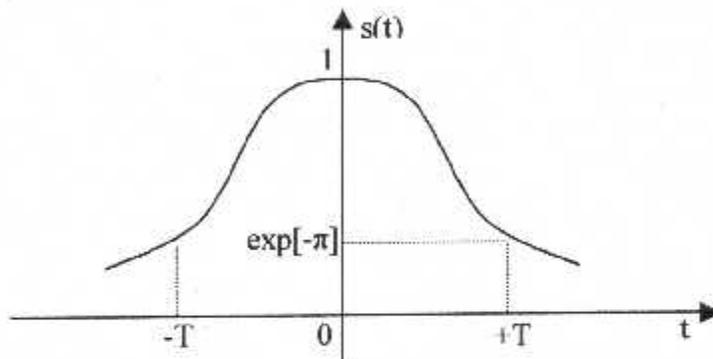


Figure 2-14 : Signal gaussien

A l'instante de réception  $t_0 = t - \tau_0$ , le signal (supposé non déformé) s'écrit :

$$s(t - \tau_0) = \exp\left[-\pi\left(\frac{t - \tau_0}{T}\right)^2\right]$$

écrivons le produit  $S^*(t - \tau_0) \cdot s(t)$  :

$$S^*(t - \tau_0) \cdot s(t) = \exp\left[-\pi\left(\frac{t - \tau_0}{T}\right)^2\right] * \exp\left[-\pi\left(\frac{t}{T}\right)^2\right]$$

Le numérateur de la fonction d'ambiguïté s'écrit alors :

$$N = \int \exp\left[-\pi\left(\frac{t - \tau_0}{T}\right)^2\right] * \exp\left[-\pi\left(\frac{t}{T}\right)^2\right] \exp[2i\pi f_0 t] dt$$

En effectuant le changement de variable  $u = t - \tau_0/2$  il vient :

$$N = \exp\left[-\pi\left(\frac{\tau_0}{T}\right)^2\right] * \exp[2i\pi f_0 \tau_0] \int \exp\left[-2\pi\left(\frac{u}{T}\right)^2\right] * \exp[2i\pi f_0 u] du$$

L'intégral représente la transformée de Fourier inverse de  $\int \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{T}\right)^2\right]$  qui

s'écrit aussi :  $\frac{T}{\sqrt{2}} \exp\left[-\frac{\pi}{2} T^2 f_0^2\right]$

Le numérateur a donc pour expression :

$$N = \exp\left[-\frac{\pi}{2}\left(\frac{\tau_0}{T}\right)^2\right] * \exp[i\pi f_0 \tau_0] * \frac{T}{\sqrt{2}} \exp\left[-\frac{\pi T^2}{2} f_0^2\right]$$

Tandis que Le dénominateur est obtenu en calculant N pour  $\tau_0 = 0$  et  $f_0 = 0$  soit

$\frac{T}{\sqrt{2}}$ . En définitive la fonction d'ambiguïté s'écrit :

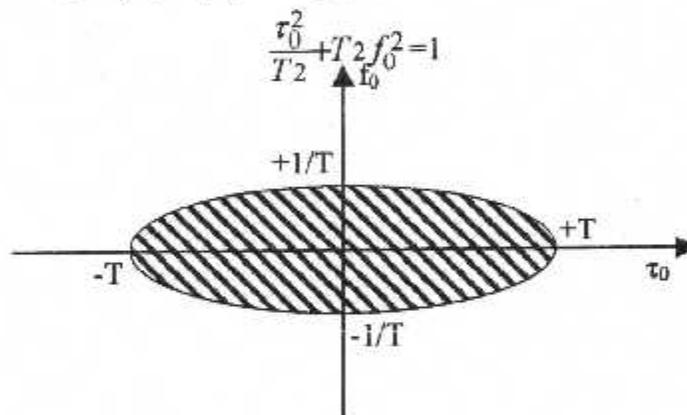
$$A(\tau_0, f_0) = \exp\left[-\frac{\pi}{2}\left(\frac{\tau_0}{T}\right)^2\right] * \exp[i\pi f_0 \tau_0] * \exp\left[-\frac{\pi T^2}{2} f_0^2\right]$$

Le diagramme d'ambiguïté est le tracé de  $|A(\tau_0, f_0)|^2$  soit :

$$|A(\tau_0, f_0)|^2 = \exp\left[-\pi\left(\frac{\tau_0^2}{T^2} + T^2 f_0^2\right)\right]$$

Le lieu des points pour lesquels  $|A(\tau_0, f_0)|^2$  est constant est constitué par des ellipses ayant  $\tau_0 = 0$  et  $f_0 = 0$  pour axes.

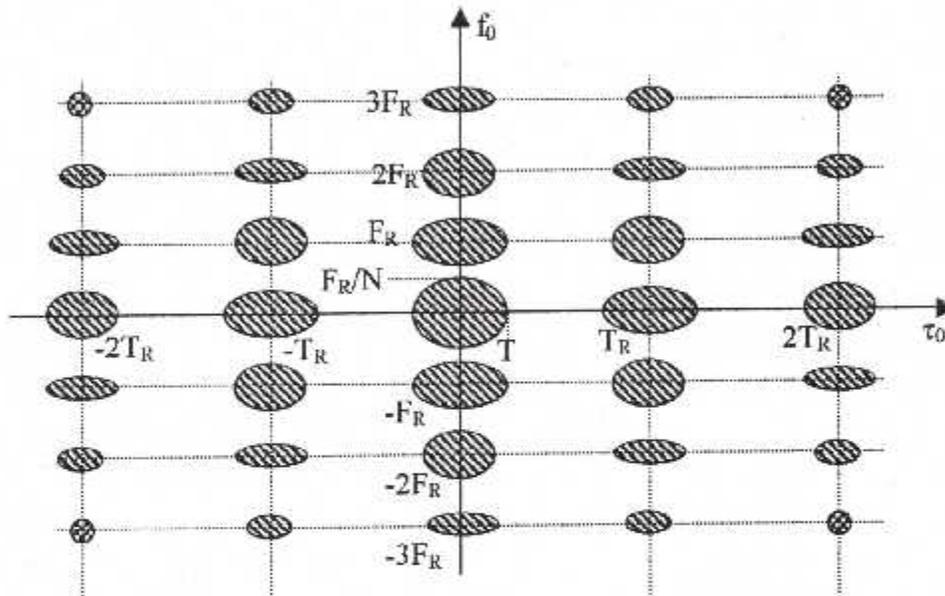
Prenons par exemple  $|A(\tau_0, f_0)|^2 = \exp[-\pi]$  ; on trouve :



**Figure II-15** : diagramme d'ambiguïté  
D'un signal gaussien non modulé en fréquence

Si on augmente T on étire l'ellipse suivant l'axe horizontal et si on diminue T on étire l'ellipse suivant l'axe vertical.

Si on émet une rafale constituée par  $N$  signaux  $s(t)$  espacés d'une période  $T_R$  la projection de la fonction d'ambiguïté dans un plan horizontal est périodique en temps (comme la fonction elle-même) et en fréquence. Sur le schéma de la figure II-16 qui suit, il faut bien noter que l'ellipse centrale a pour demi hauteur  $F_R/N$  ce qui correspond à l'inverse de la durée du train d'impulsions  $NT_R$ .



**Figure 2-16 :** Coupe horizontale de la fonction d'ambiguïté d'un signal gaussien périodique, non modulé en fréquence

## II-4 LE SIGNAL CHIRP :

Dans les meilleurs des cas, si nous voulons une longue portée de détection et une résolution fine, nous devons transmettre des impulsions excrément étroites avec une puissance élevée, sans dépasser les limites pratiques en ce qui concerne la puissance maximale.

Pour obtenir une meilleur détection, des impulsions assez larges doivent être transmises, une des solutions à ce dilemme est la compression d'impulsion .c'est -à -dire, une transmission d'impulsion modulée de largeur suffisante pour fournir la puissance moyenne nécessaire à un niveau raisonnable de puissance maximale; puis les comprimer en décodant leur modulation.

Il existe plusieurs méthodes de décodage:

- ❖ modulation binaire de phase.
- ❖ modulation polyphasée
- ❖ modulation linéaire en fréquence

Dans cette partie on explique la méthode de modulation linéaire en fréquence.

### 4-1 LA MODULATION LINEAIRE DE FREQUENCE (CHIRP):

La modulation linéaire en fréquence (chirp) en raison de sa ressemblance du gazouillement d'un oiseau, cette méthode de codage a été appelée (chirp) par ses inventeurs. Puisque c'était la première technique de compression d'impulsion, certains emploient toujours les termes chirp et compression d'impulsion comme synonyme.

La fréquence d'émission varie linéairement de  $f_1$  à  $f_2$  pendant la durée  $T$  de l'impulsion .Si la modulation est linéaire de pente  $m$  , on a :

$$B = m.T$$

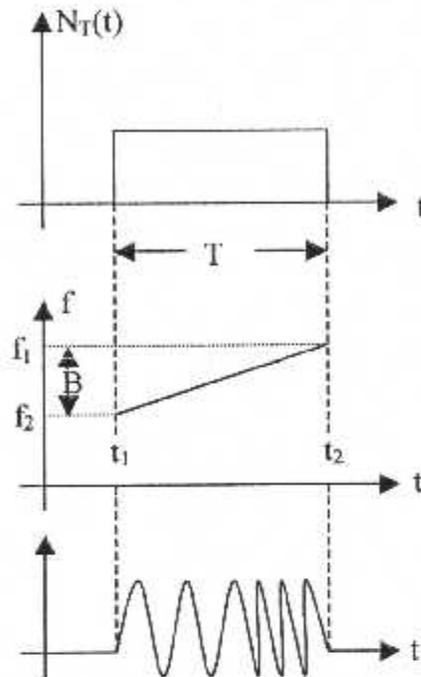
La durée  $\tau$  de l'impulsion compressée est telle que :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{T} + B$$

Le taux de compression est donc donné par la relation (Nota) :

$$\frac{T}{\tau} = 1 + mT^2$$

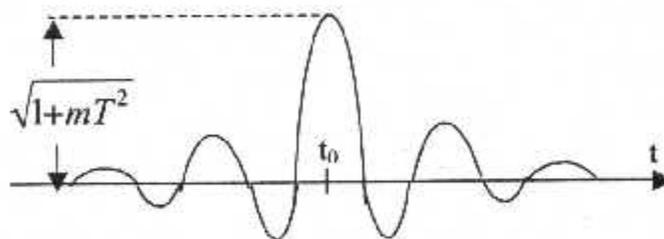
Lorsque  $m$  est suffisamment grand le rapport de compression est sensiblement égal à  $mT^2$



**Figure II-18** : Modulation linéaire de la fréquence porteuse d'une impulsion rectangulaire

Après compression d'impulsion est filtrage adapté, le signal utile en l'absence de bruit est la fonction d'auto-corrélation de l'impulsion représentée sur la figure II-19 elle est proportionnelle à :

$$\frac{\sin[\pi(1+mT^2)(1+t_0)T]}{\pi(1+mT^2)(1+t_0)T}$$



**Figure II-19**

Avec le chirp, chaque impulsion est modulée linéairement en fréquence. Chaque écho reçu conserve naturellement la même modulation en fréquence.

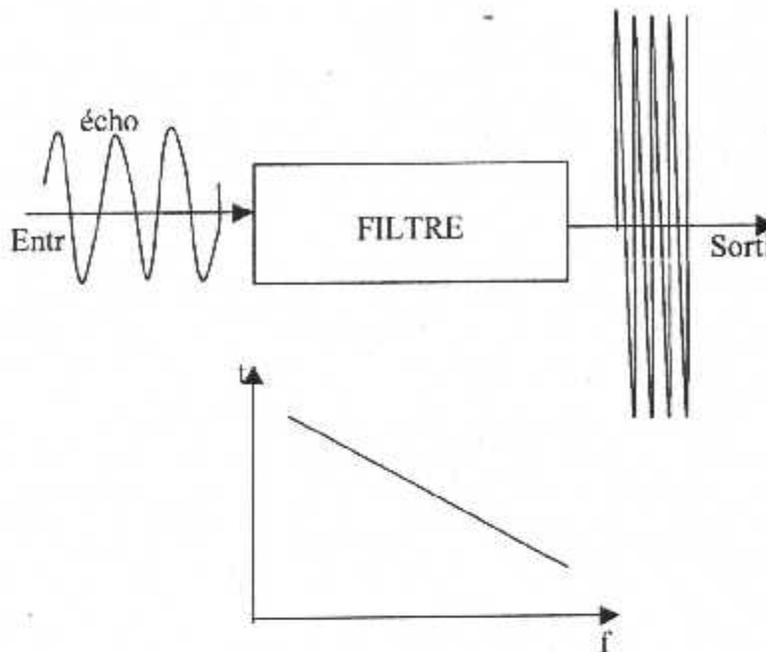


Figure 2-20

Avec le chirp, la fréquence d'émission est augmentée linéairement. L'écho passe par le filtre qui présente le retard inversement proportionnel à la fréquence.

Les échos reçus passent par un filtre qui présente un retard qui décroît linéairement avec la fréquence exactement aux mêmes rythmes que la fréquence des échos reçus. Étant donné d'une fréquence progressivement plus élevée, les parties arrière de l'écho prennent moins de temps à passer à travers le filtre que la partie avant. Les parties successives tendent ainsi à se regrouper.

En conséquence, quand l'impulsion émerge du filtre son amplitude est beaucoup plus grande et sa largeur sera plus étroite qu'à l'entrée, ainsi l'impulsion a été comprimée. Le filtrage peut être fait avec une unité analogique, telle qu'une ligne à retard acoustique ou digitale. Selon le type de filtre, la fréquence peut augmenter (s'est le cas du filtre décrit) ou diminuer.

#### 4-2 FONCTION AMBIGUÏTE :

Soit un signal gaussien  $s(t)$  modulé par un signal dont la fréquence est une fonction linéaire du temps :

$$f = -m \cdot t$$

Le signal modulant a pour expression :

$$\exp[2i\pi f t] = \exp[-2i\pi m t^2]$$

Le signal  $s(t)$  modulé linéairement en fréquence s'écrit donc :

$$s(t) = \exp\left[-\pi\left(\frac{t}{T}\right)^2\right] * \exp[-2i\pi m t^2] = \exp\left[-\pi\left(\frac{1}{T^2} + 2im\right)t^2\right]$$

A l'instant de réception  $t_0 = t - \tau_0$  le signal (supposé non déformé) s'écrit :

$$s(t - \tau_0) = \exp\left[-\pi\left(\frac{1}{T^2} + 2im\right)(t - \tau_0)^2\right]$$

écrivons le produit  $s^*(t - \tau_0) * s(t) = \Pi$  :

$$\Pi = \exp\left[-\pi\left(\frac{1}{T^2} + 2im\right)(t - \tau_0)^2\right] * \exp\left[-\pi\left(\frac{1}{T^2} + 2im\right)t^2\right]$$

En effectuant le changement de variable  $u = t - \tau_0/2$  il vient :

$$\Pi = \exp\left[-\frac{\pi}{2}\left(\frac{\tau_0}{T}\right)^2\right] * \exp[i\pi f_0 \tau_0] * \int \exp\left[-2\pi\left(\frac{u}{T}\right)^2\right] * \exp[-2i\pi(f_0 - m\tau_0)u] du$$

L'intégrale représente la transformée de Fourier inverse de  $\exp\left[-2\pi\left(\frac{u}{T}\right)^2\right]$  qui

s'écrit aussi :

$$\frac{T}{\sqrt{2}} \exp\left[-\frac{\pi}{2} T^2 (f_0 - m\tau_0)^2\right]$$

Le numérateur donc pour expression :

$$N = \exp\left[-\frac{\pi}{2}\left(\frac{\tau_0}{T}\right)^2\right] * \exp[i\pi f_0 \tau_0] * \frac{T}{\sqrt{2}} \exp\left[-\frac{\pi}{2} T^2 (f_0 - m\tau_0)^2\right]$$

Le dénominateur est obtenu en calculant  $N$  pour  $\tau_0 = 0$  et  $f_0 = 0$  soit  $\frac{T}{\sqrt{2}}$

En définitive la fonction d'ambiguïté s'écrit :

$$A(\tau_0, f_0) = \exp\left[-\frac{\pi}{2}\left(\frac{\tau_0}{T}\right)^2\right] * \exp[i\pi f_0 \tau_0] * \exp\left[-\frac{\pi}{2} T^2 (f_0 - m\tau_0)^2\right]$$

Le diagramme d'ambiguïté est le tracé de  $|A(\tau_0, f_0)|^2$  soit :

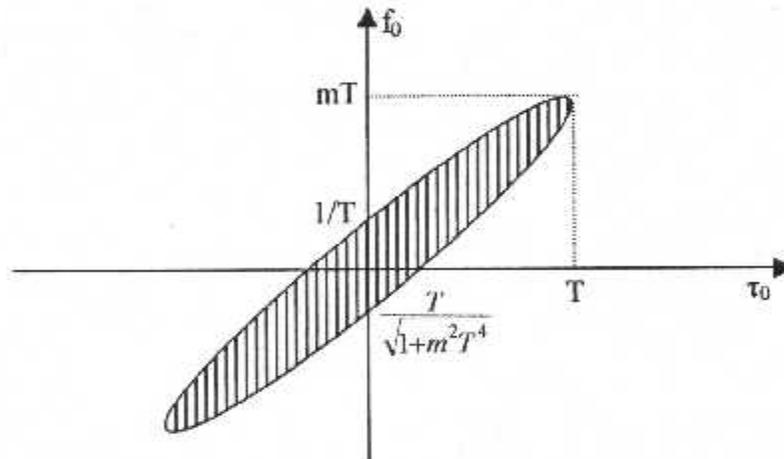
$$|A(\tau_0, f_0)|^2 = \exp \left[ -\pi \left( \frac{\tau_0^2}{T^2} + T^2 (f_0 - m\tau_0)^2 \right) \right]$$

Le lieu des points pour lesquels  $|A(\tau_0, f_0)|^2$  est constant est constitué par des ellipses ayant  $f_0 = m\tau_0$  pour grand axe.

Prenons par exemple  $|A(\tau_0, f_0)|^2 = \exp[-\pi]$  ; on trouve :

$$\frac{\tau_0^2}{T^2} + T^2 (f_0 - m\tau_0)^2 = 1$$

si on augmente 'm', l'ellipse pivote car la pente de son grand axe augmente et a tendance à s'aplatir.



**Figure II-17:** Ambiguïté d'un signal gaussien modulé en fréquence

Si on émet une rafale constituée par  $N$  signaux  $s(t)$  espacés d'une période  $T_R$  la projection de la fonction d'ambiguïté dans un plan horizontal est périodique en temps et en fréquence. Sur le schéma de la figure II-18 qui suit :

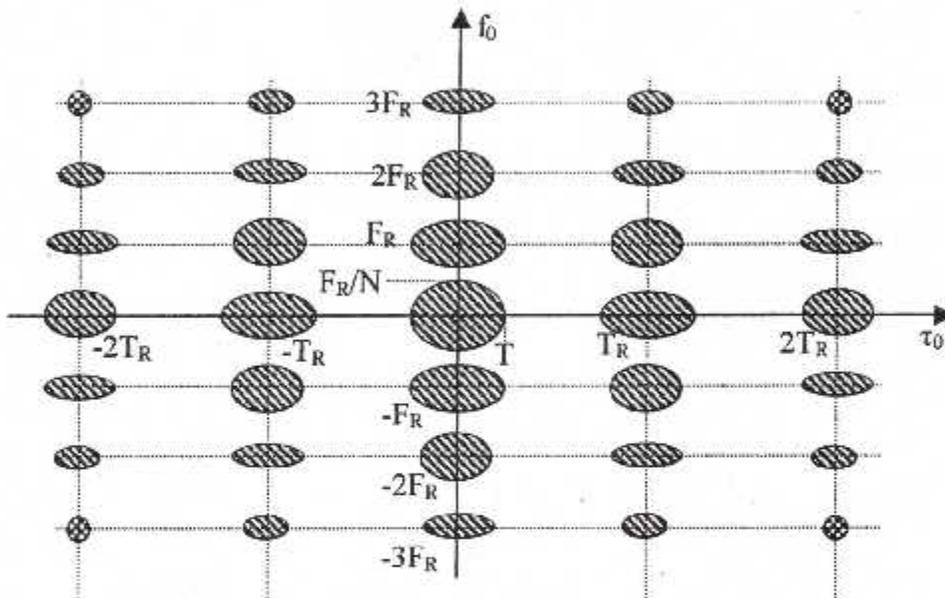


Figure 2-18 : Coupe horizontale de la fonction d'ambiguïté d'un signal gaussien périodique , non modulé en fréquence

**II-5 CONCLUSION :**

D'après cette analyse on conclut que la fonction d'ambiguïté qui découle de l'utilisation du filtre adapté, est importante afin d'examiner les caractéristiques du radar, elle nous informe que l'utilisation d'un train d'impulsion améliore considérablement le traitement en vitesse et d'après l'analyse des différents signaux, on adopte pour notre simulation le signal Gaussien modulé linéairement en fréquence, car il offre un bon compromis entre la résolution en distance et en vitesse.



Chapitre III

**Simulation du  
radar a correlation**

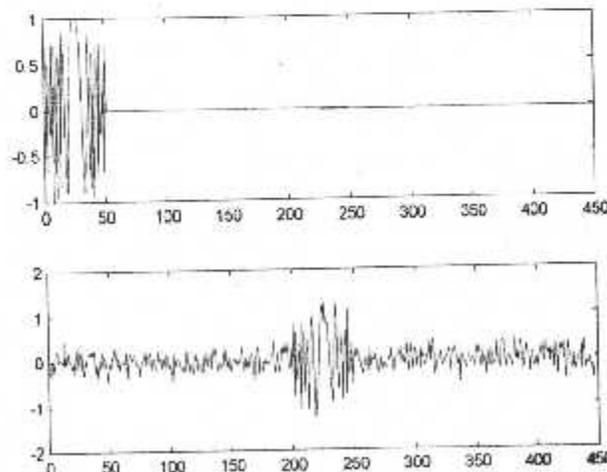
### III-1 INTRODUCTION :

Ce chapitre a pour objectif la simulation du traitement du signal réalisé au niveau du récepteur d'un radar à corrélation, pour cela on a utilisé les concepts théoriques présentés dans le chapitre précédent. Le signal émis est un signal modulé linéairement en fréquence dans le but d'améliorer la résolution, tandis que le seuil de détection utilisé est un seuil fixe pour la distance ainsi que pour la vitesse, les résultats de simulation seront présentés et analysés.

### III-2 RADAR A CORRELATION :

La corrélation, au sens mathématique du mot est représentée par un nombre ou une série de nombres, mesurant le degré de similarité entre deux fonctions d'un même paramètre (généralement le temps). Le facteur de corrélation caractérise la ressemblance point par point de ces deux fonctions dans une situation bien déterminée. Un récepteur dit à corrélation effectue la corrélation du signal reçu avec le signal émis.

Considérons un signal émis  $S(t)$  –figure III-1a- :

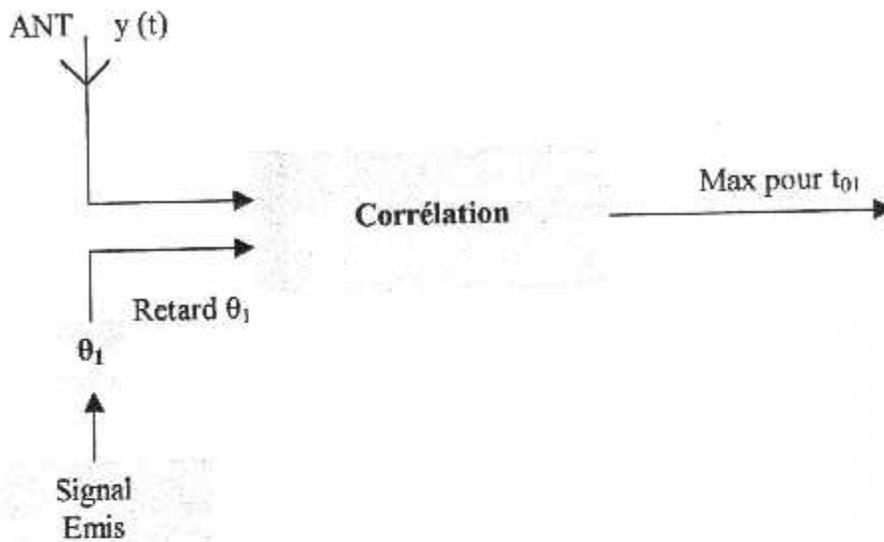


Le signal reçu  $y(t)$  –figure III-1b- est composé de bruit et du signal émis réfléchi par la cible et ils arrivent par exemple à un instant  $t_{01}$ .

Le signal reçu  $y(t)$  –figure III-1b- est composé de bruit et du signal émis réfléchi par la cible et ils arrivent par exemple à un instant  $t_{01}$ .

Retardons le signal émis d'un retard  $\theta_1$  correspondant à  $t_{01}$  et effectuons la corrélation dans un récepteur du signal émis retardé de  $\theta_1$  et du signal reçu

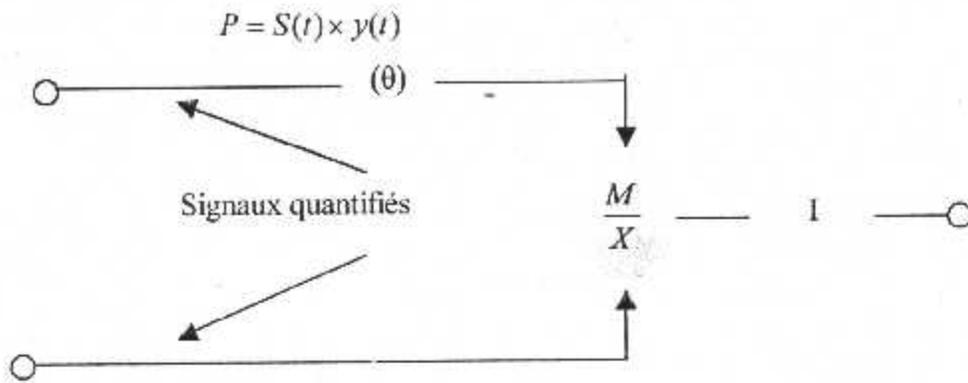
(Figure III-2.)



La corrélation des deux signaux permet d'obtenir un signal dont la valeur maximale confirme la possibilité de présence d'une cible. Le retard fixe  $\theta_1$  ne conviendrait que pour une cible située en  $t_{01}$ . Il n'y aurait pas corrélation pour toute réception  $t_{02}, t_{03}, \dots, t_{0n}$  différente de  $t_{01}$  à moins de disposer pour la fonction  $S(t)$  d'échantillons successifs du signal de durée  $\tau$  émis, correspondant à des retards  $\theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n$ .

Appelons  $R$  la corrélation de deux fonctions  $S(t)$  et  $Y(t)$ ,  $R$  prenant, si les deux signaux sont identiques (superposables), la valeur 1. La valeur 0 exprimant la dissimilarité complète.

Pour calculer la corrélation il suffit de calculer la fonction produite :



(θ) : Retard θ;  
 M : Multiplication  
 I : Intégration dans le temps T

Figure. III-3.

De l'intégrer entre des limites données :

$$P = \int_a^b S(t)y(t)dt$$

Puis de normaliser le résultat :

$$R = \frac{1}{T}P$$

Il vient :

$$R = \frac{1}{T} \int_a^b S(t)y(t)dt = \overline{s(t)y(t)} \quad \text{Valeurs moyenne de } P(t) :$$

Autrement dit il suffit d'exprimer que la valeur moyenne de tous les produits.

Mais nous devons exprimer que deux fonctions sont semblables à des temps différents il faut donc introduire un nouveau paramètre : un retard ou décalage.

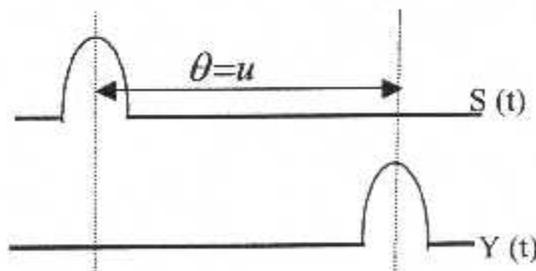


FIGURE III-4 : Fonctions semblables à des temps différents

Un décalage s'exprime en remplaçant (t) par (t ±θ) dans l'une des fonctions. Si nous choisissons S (t) et le signe négatif pour θ il vient : S (t- θ) ou S (t-t<sub>0</sub>) puisque à chaque θ correspond un temps équivalent t<sub>0</sub>.

La fonction de corrélation s'écrit donc :

$$R(t_0) = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) S(t-t_0) dt \dots\dots\dots (3.1)$$

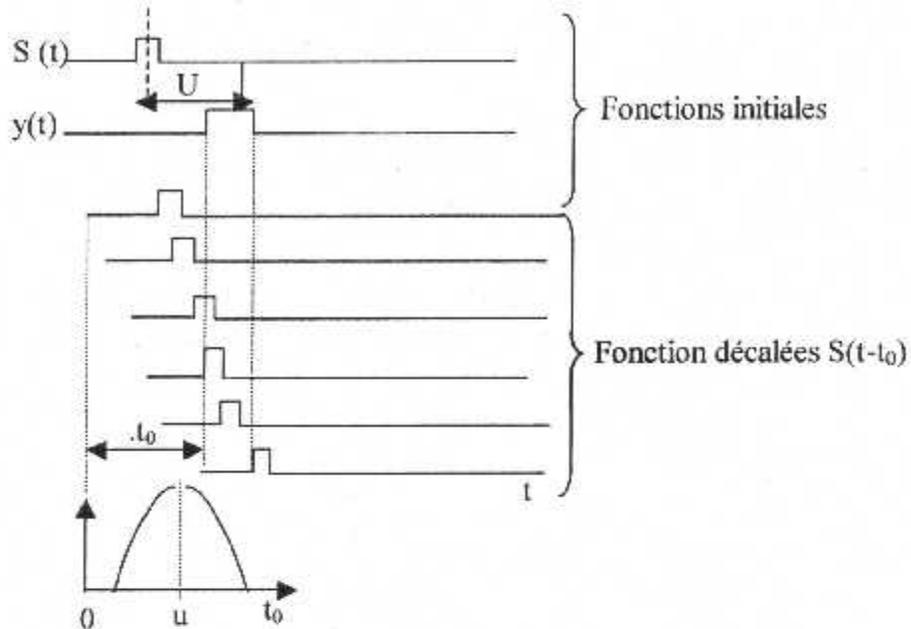


FIGURE III-5

L'exemple de la figure III-5. Ci-dessus concrétise un résultat nul : Mais pour  $t_0=u$  nous avons similarité  $R(u) = 1$ , la valeur de corrélation devient max.

**NATURE DU SIGNAL DE SORTIE :**

Nous avons vu que le signal reçu  $y(t)$  en présence d'une cible en  $t_{01}$  s'écrivait :

$$y(t) = S(t-t_{01}) + b(t)$$

Et nous venons de voir que récepteur idéal devait réaliser l'intégral pendant le temps utile de mesure du produit du signal reçu et le signal émis retardé de  $t_0$  :

$$\int y(t) S(t-t_0) dt$$

Et cherchait la valeur de  $t_0$  donnant le maximum.

A la sortie de ce récepteur nous appellerons  $C(t_0)$  ce dernier sera composé d'un signal parasite  $C_p(t_0)$  que nous recevons en l'absence de cible :

$$C_p(t_0) = \frac{1}{A} \int b(t) S(t-t_0) dt$$

Relation dans laquelle :

$$A=B/\Delta F$$

Représente simplement la densité de puissance de bruit par unité de largeur de bande.

Et d'un signal utile  $C_u(t_0)$  que l'on aurait seul en l'absence de bruit :

$$C_u(t_0) = \frac{1}{A} \int S(t-t_0) S(t-t_0) dt$$

A la sortie du récepteur idéal nous aurons donc la somme de ces deux signaux soit :

$$C(t_0) = C_u(t_0) + C_p(t_0) \dots\dots\dots(3-2)$$

En considérant le signal  $C(t_0)$  de sortie et en mettant  $S(t-t_0)$  en facteur, il vient :

$$C(t_0) = \frac{1}{A} \int S(t-t_0) \underbrace{[S(t-t_0)+b(t)]}_{x(t)} dt$$

Soit :

$$C(t_0) = \frac{1}{A} \int y(t) S(t-t_0) dt \dots\dots\dots(3-3)$$

Pour conclure , nous dirons que la corrélation du signal reçu et du signal émis se traduit par l'expression précédente dont la grandeur représente la possibilité de présence d'une cible et dont les maximums correspondent aux positions les plus probables de la cible .

**III-3 CONCEPT DE RADAR A CORRELATION :**

La figure (3-6) présente le schéma synoptique d'un radar à corrélation qui effectue le calcul de l'expression :

$$\int S(t-t_0) y(t) dt$$

pour un nombre fini de  $t_0$  . Nous dirons brièvement qu'il émet un signal de la forme  $A \sin \omega t$  modulé par tout ou rien .L'expression particulière du signal émis  $S(t)$  permet d'écrire :

$$\frac{1}{A} \int S(t-t_0) y(t) dt = \int \sin 2\pi f_0(t-t_0) F(t-t_0) y(t) dt$$

Où  $F(t)$  est une fonction qui ne peut être égale qu'à zéro ou à l'unité.

On obtient le produit  $y(t) F(t-t_0)$  en ne laissant passer le signal reçu  $y(t)$  dans le récepteur que pendant des intervalles de temps-

$$\begin{array}{ll}
 t_0 & , t_0+T \\
 t_1 +t_0 & , t_1+T_0+T_1 \text{ etc. ....}
 \end{array}$$

La porte ne laisse passer le signal  $y(t)$  reçu que lorsque la fonction  $F(t)$  décalée de  $t_0$  n'est pas nulle.

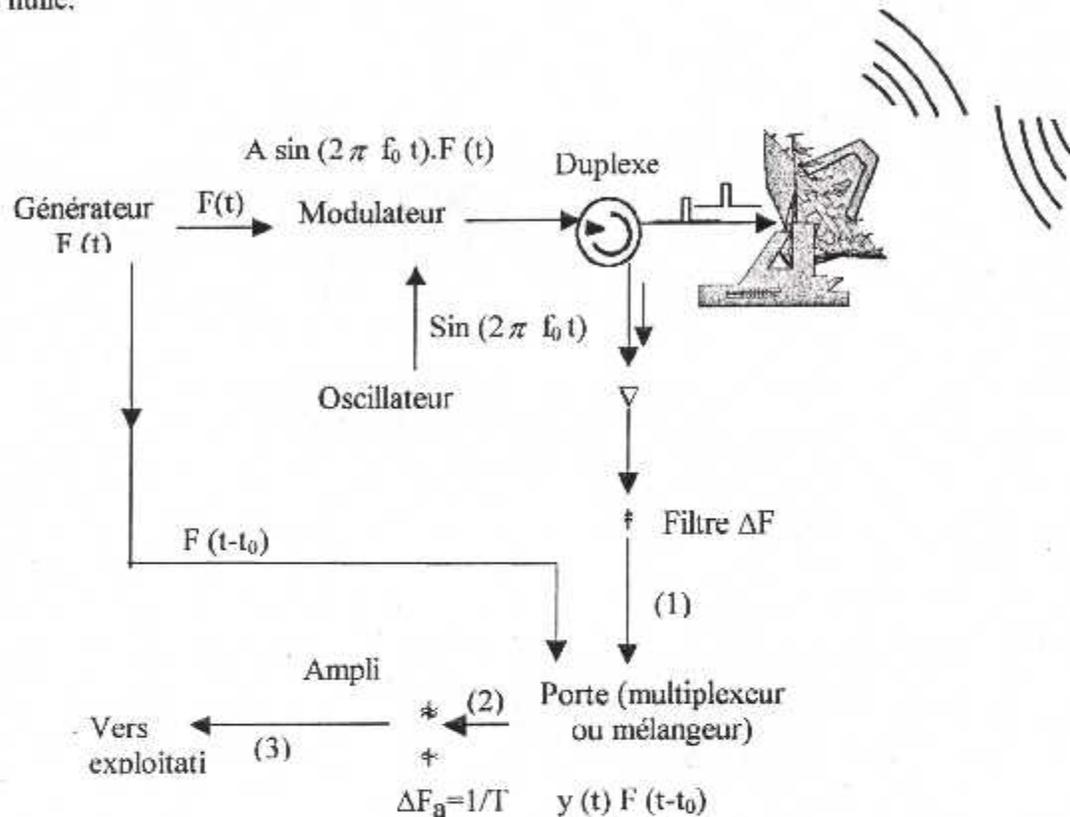


Figure III-6 : synoptique de principe

**III-4 AMELIORATION DU RAPPORT SIGNAL /BRUIT :**

A l'entrée du récepteur un signal de durée  $T$  et d'énergie  $E$  aura pour expression de puissance :

$$P_1 = \frac{E}{T}$$

Après passage dans le filtre de bande passante  $\Delta F$  (figure 3-6), la puissance de bruit devient :

$$B_1 = b\Delta F$$

Le rapport signal /bruit avant l'opération de corrélation est alors :

$$\frac{S}{B} = \frac{E}{b} \times \frac{1}{T \Delta F}$$

Après multiplication (2) la composante utile du signal et le bruit l'accompagnant n'ont pas changé. A la sortie du filtre adapté (3) de bande  $\Delta F_a = \frac{1}{T}$ , la puissance du signal est au maximum :

$$P_{\max} = \frac{E}{T}$$

La puissance de bruit en sortie du filtre adapté est par contre modifiée et devient :

$$B = b \Delta F_a = \frac{b}{T}$$

En sortie le rapport Signal / Bruit est donc réduit à :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_{\max}}{B} = \frac{E}{b} \dots\dots\dots(2)$$

En comparant les relations (1) et (2) nous pouvons écrire que le gain de rapport s/b dû à la corrélation est :

$$\rho = T \Delta F$$

T : durée du signal émis

$\Delta F$  : Spectre du signal émis.

### III-5 SIMULATION :

L'idée de base de n'importe quel système radar est d'émettre un signal connu dans sa forme puis d'analyser son écho en cas de présence d'un objet réflecteur, le temps aller-retour sert à mesurer la distance de la cible, si cette dernière est animée par une vitesse constante, il y aura une différence de fréquence entre le signal émis et celui reçu : c'est le décalage Doppler. Dans notre cas on s'intéresse au calcul de la distance et de la vitesse, ceci en choisissant comme signal d'émission un signal modulé linéairement en fréquence 'Chirp' car on a démontré au chapitre deux qu'il présente un bon compromis entre la résolution en distance et celle en fréquence.

Dans notre simulation on a choisi un radar ATC, dont le signal envoyé est un train composé de sept impulsions modulées linéairement en fréquence Chirp, chacune de durée de 7  $\mu$ s avec une bande de fréquence de 7 MHz. Le temps séparant deux impulsions est de 205  $\mu$ s, tandis que la fenêtre de réception se situe entre 25  $\mu$ s après l'émission de l'impulsion et se termine à 175  $\mu$ s. La fréquence d'échantillonnage utilisée est de 14 MHz et la fréquence porteuse est de 7GHz. En utilisant ces paramètres les cibles détectables doivent être situées à des distances comprises entre 3.7 et 29 Km et animée d'une vitesse inférieure à 53 m/s.

### **5-1 CALCUL DE LA DISTANCE :**

Le processeur qui permet de calculer la distance possède le schéma bloc représenté par la figure III-7, d'abord on génère un signal Chirp puis on élabore un train d'impulsion, ce dernier a été utilisé pour simuler les cibles radar, ceci en utilisant la fonction Matlab "radar", elle permet de décaler en temps et en fréquence le signal émis selon les cibles considérées,

Au cours de la réception le signal reçu est injecté dans le filtre adapté, ce qui signifie qu'à chaque cible correspond un pic, sans oublier l'influence néfaste du bruit qui est choisit comme blanc. La déclaration de présence des cibles se fait en comparant les pics avec un seuil préétablit, tandis que le calcul de la distance est obtenu à partir du retard  $t_0$  tel que :  $distance=c.t_0 / 2$

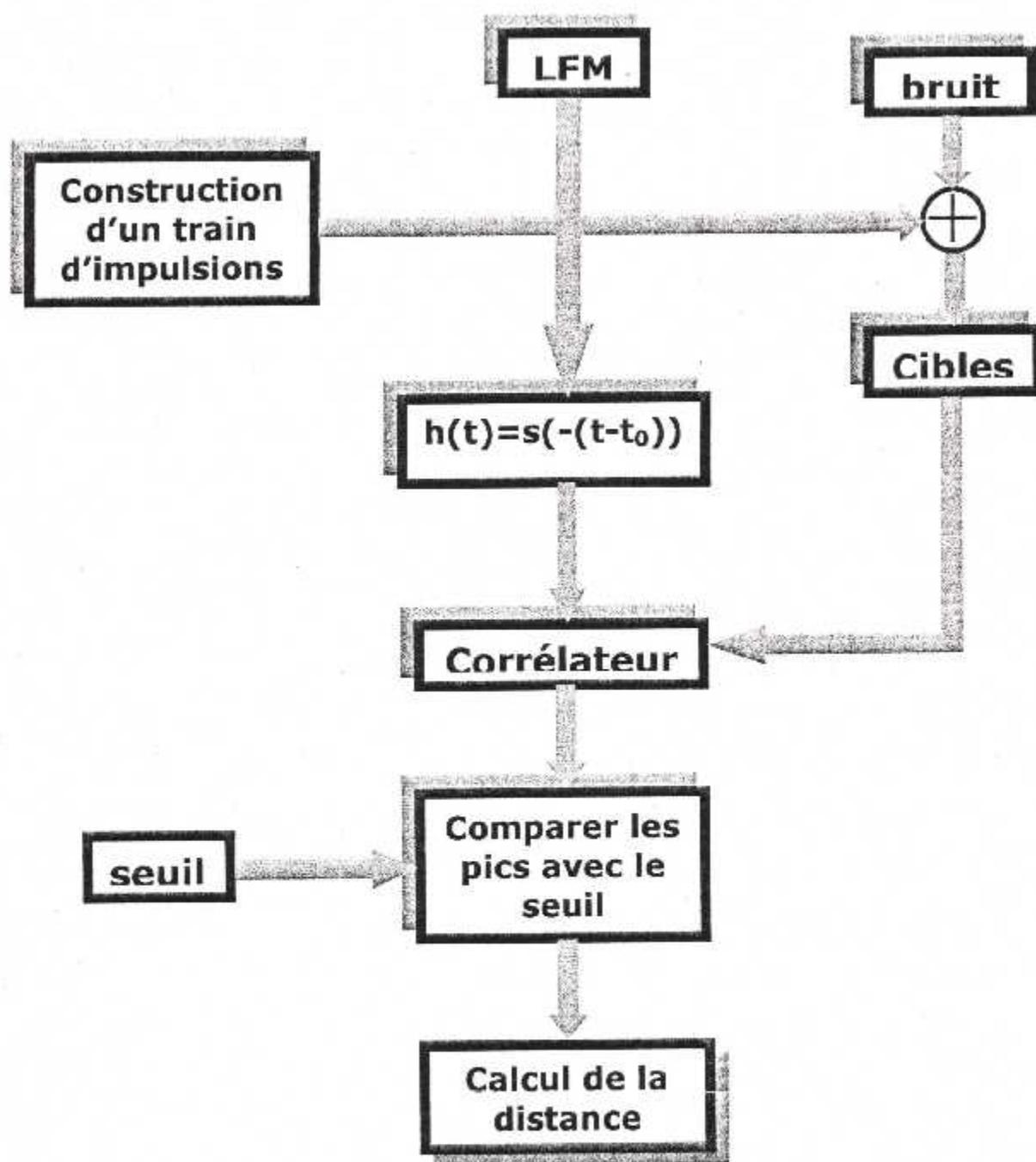


Figure III-7 : Synoptique du processeur distance

Sachant les caractéristiques de notre radar, le signal chirp correspondant est représenté en partie réelle par la figure suivante:

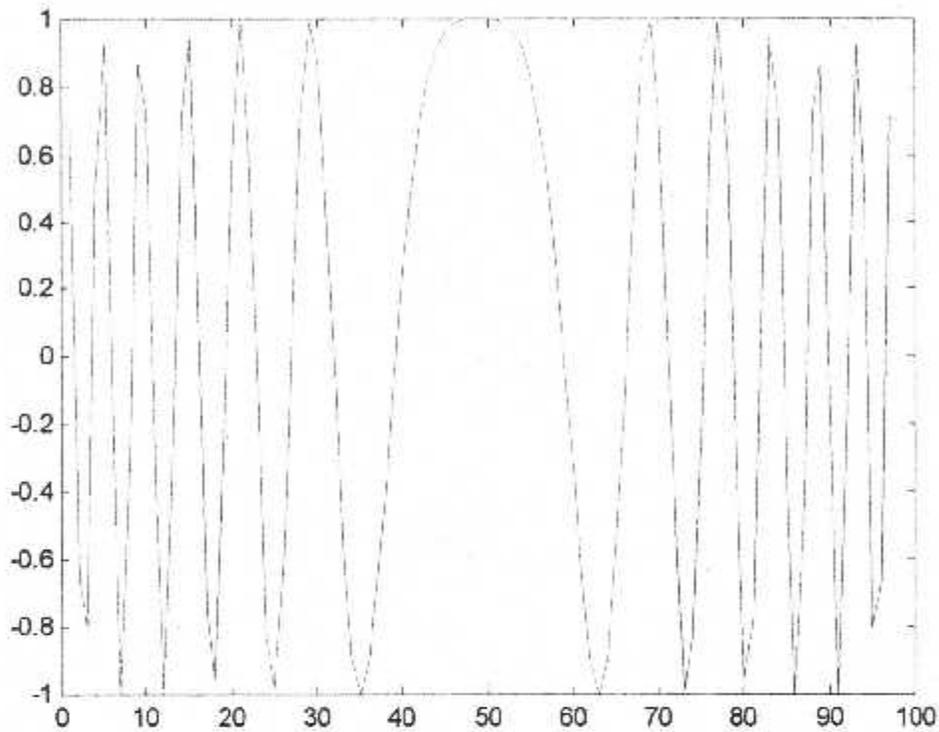


Figure III-8 : le signal Chirp

Tandis que le train d'impulsion est représenté par:

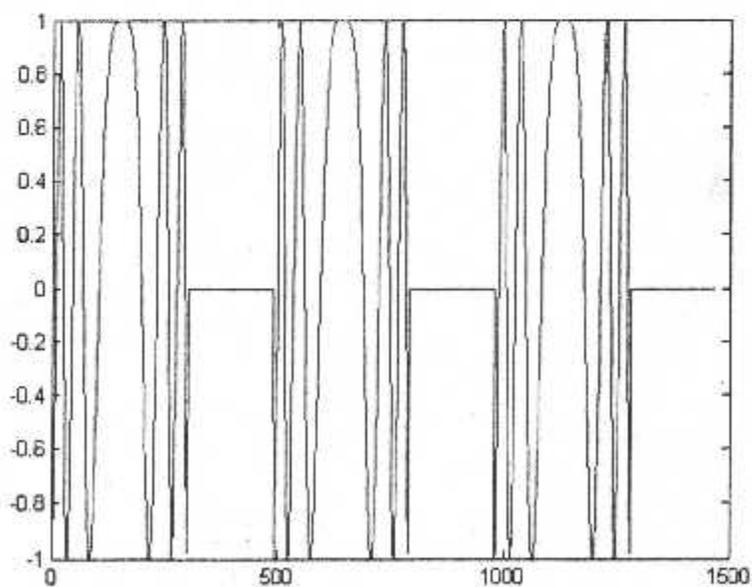


Figure III-9 : Le train d'impulsion

Selon le nombre de cibles simulées, la fonction 'radar' permet de simuler les signaux reçus, à chaque cible correspond un signal décalé en temps et en fréquence selon sa distance et aussi sa vitesse, le signal simulé pour une seule cible située à une distance de 10 Km et animée d'une vitesse radiale de 20m/s est représenté par la figure (III-10) :

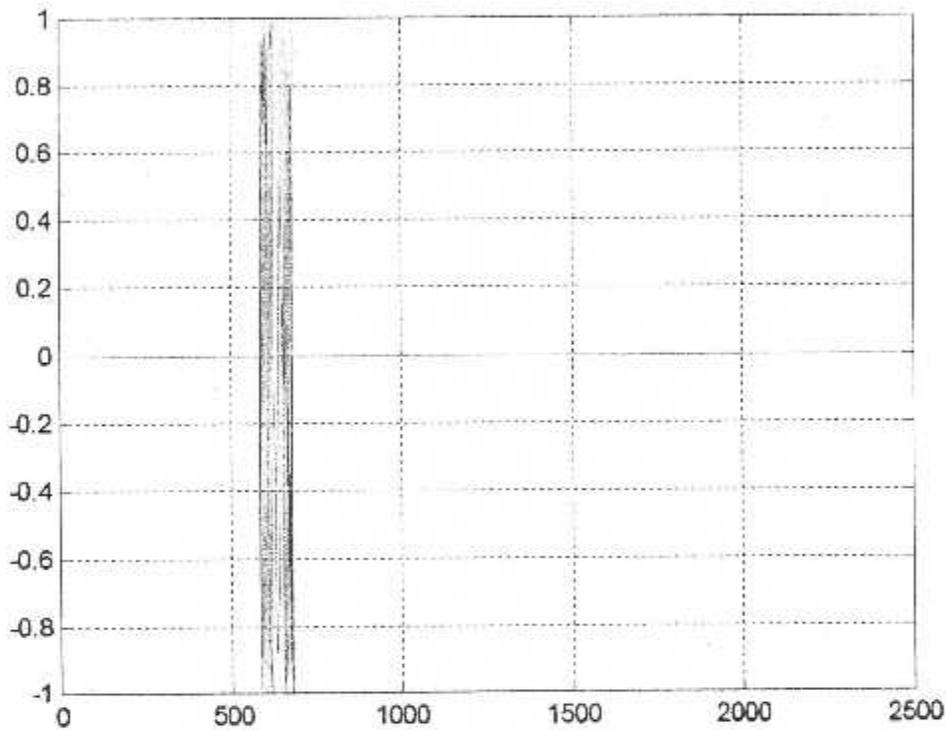


Figure III-10 : Signal correspondant à une seule cibles

S'il y avait trois cibles avec:

	Distance (Km)	Vitesse (m/s)
Cible 1	10	20
Cible 2	15	0
Cible 3	20	30

Le signal reçu au niveau du récepteur avant le filtre adapté aura la forme représentée par la figure (III-11) et si on considère le bruit Gaussien qui s'ajoute, l'écho des trois cibles prendra la forme représentée par la figure (III-12):

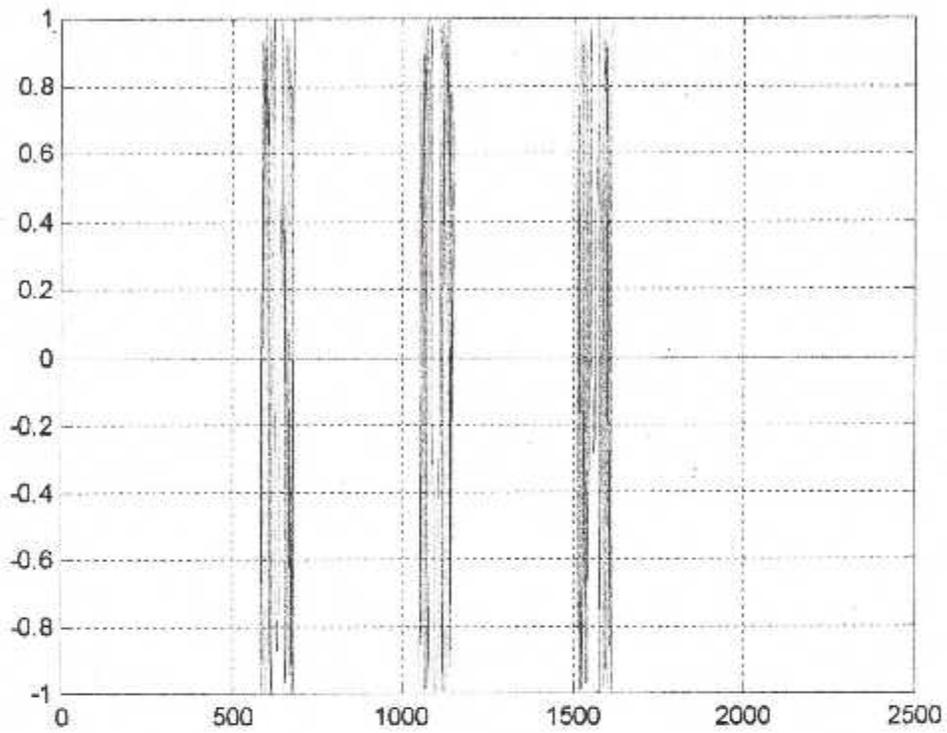


Figure III-11 : Signal correspondant à trois cibles

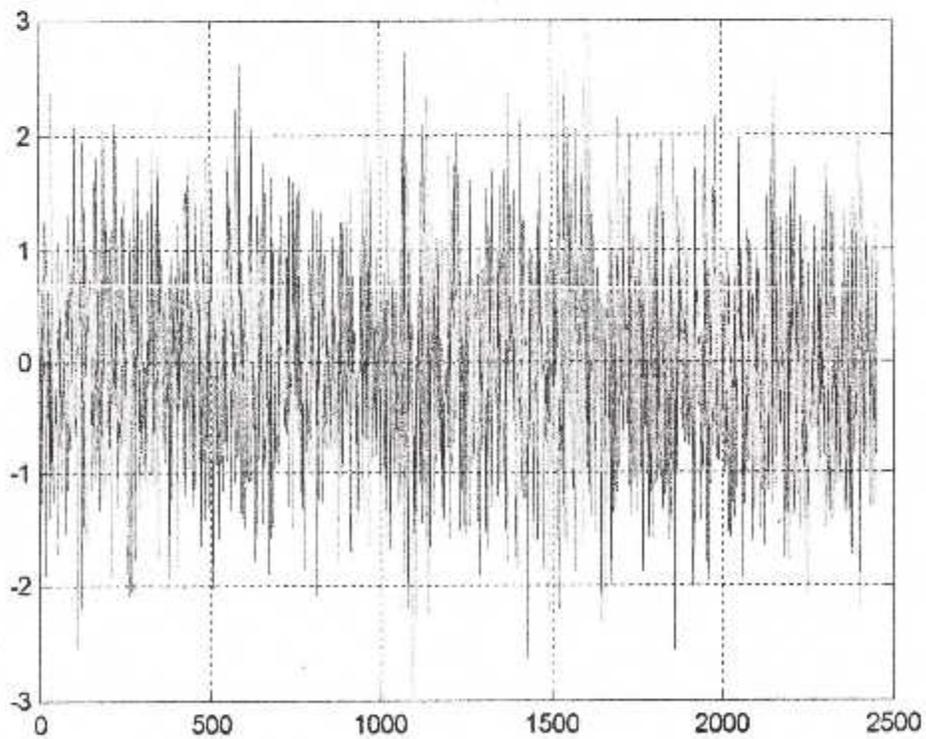
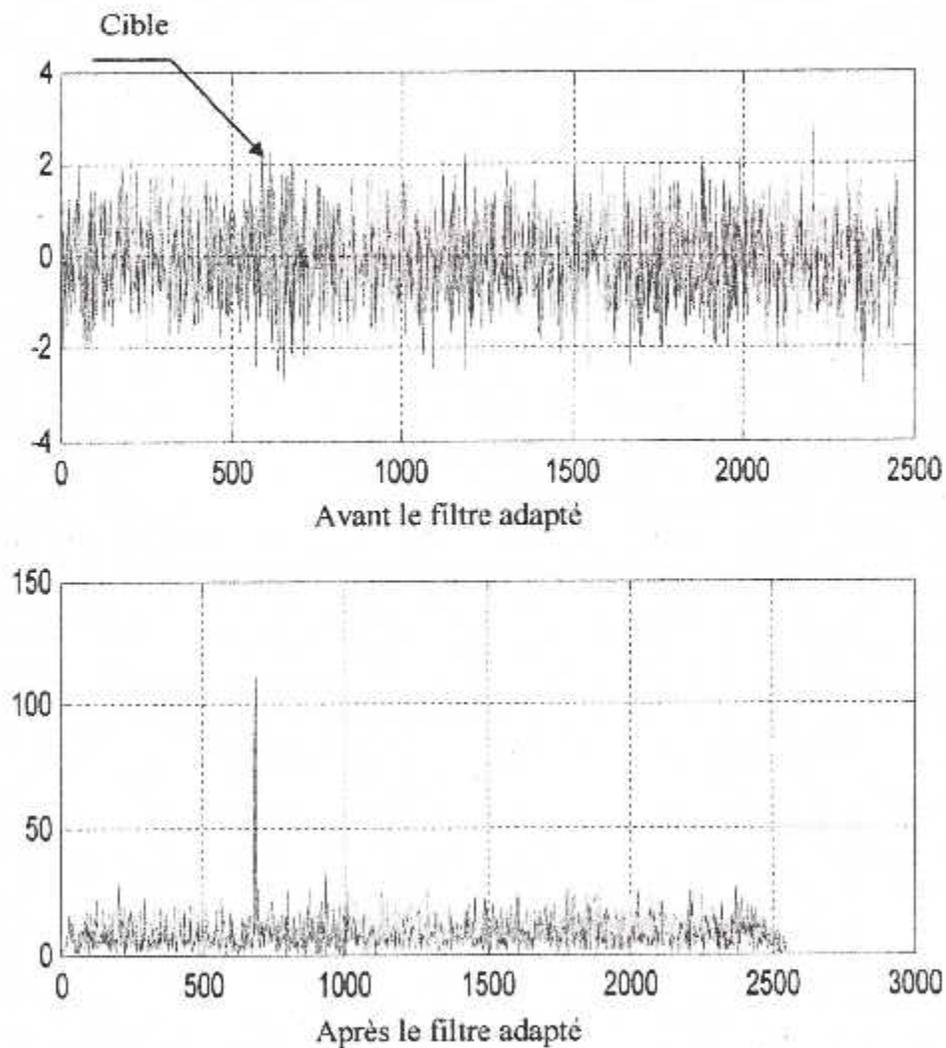
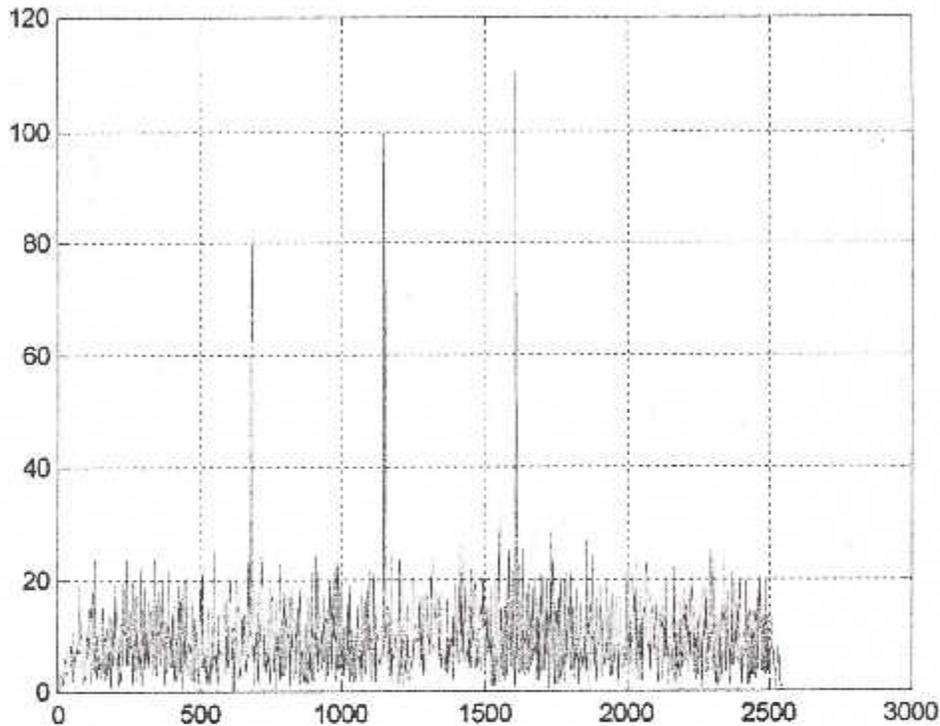


Figure III-12 : Signal bruité correspondant à trois cibles

D'après cette dernière figure nous constatons que le signal utile est totalement noyé dans le bruit, par conséquent l'opération de détection devient difficile à réaliser et elle présentera un nombre important de fausse alarme quelque soit le seuil choisit. Pour cela on a utiliser un filtre adapté dont l'aspect théorique a été détaillé en chapitre deux, il permet d'augmenter d'une façon optimale le rapport signal sur bruit, les résultats de simulation de ce filtre sont présentés par la figure (III-13) pour une seule cible, puis par la figure (III-14) pour les trois cibles précédentes :



**Figure III-13 :** Signal reçu correspondant à une seule cible avant et après le filtre adapté



**Figure III-14 :** Signal reçu correspondant à trois cibles après le filtre adapté

Ces résultats montrent l'intérêt d'utilisation du filtre adapté, car on constate que dans les deux situations il a amélioré d'une façon optimale le rapport signal sur bruit, ce qui a permis d'isoler les pics correspondants aux cibles des échantillons de bruit. D'après le synoptique III-7, l'opération de détection sera réalisée par comparaison avec un seuil fixe préétabli, si le signal dépasse ce seuil on déclare présence de la cible si non son absence, dans notre cas on a attribué une valeur fixe pour ce seuil mais en considérant des amplitudes normalisées. Les résultats de simulation présentés par les deux figures (III-15) et (III-16) montrent que ce choix nous permet de détecter les cibles considérées.

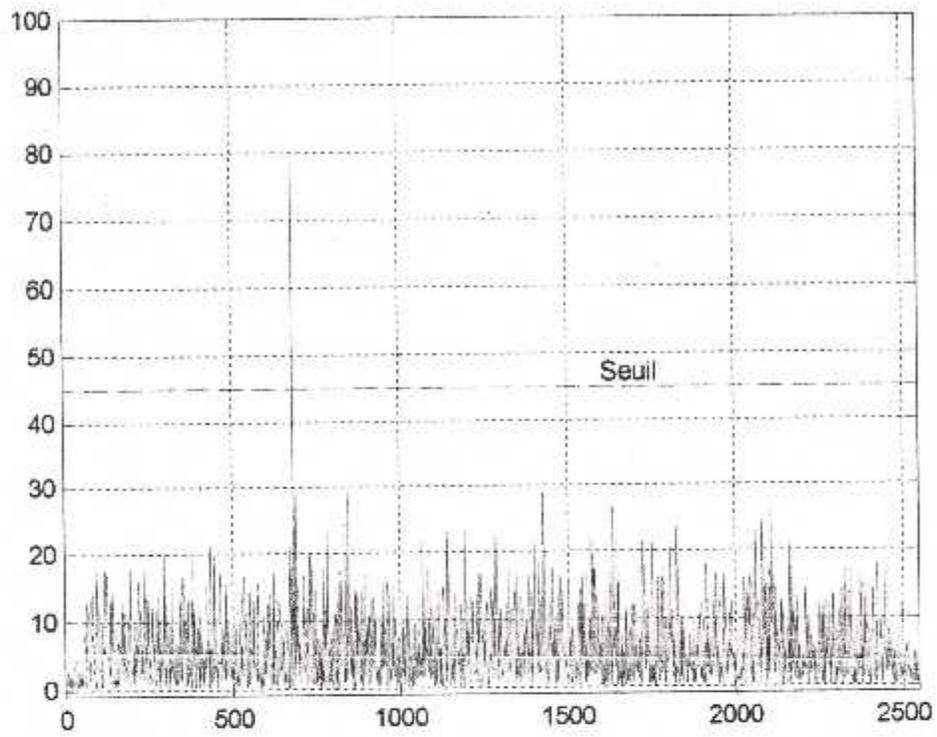


Figure III-14 : Seuil de détection

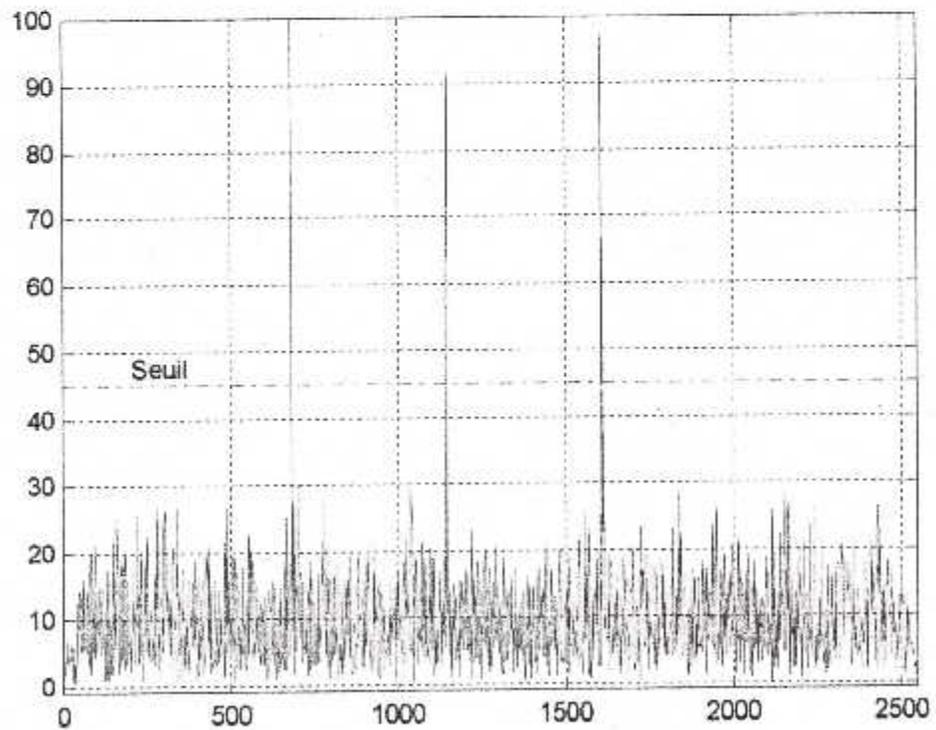


Figure III-15 : Seuil de détection pour les trois cibles

Le calcul de la distance se fait après la localisation des pics qui ont dépassés le seuil et en utilisant la formule suivante:

$$\text{retard} = (\text{position pic} - \text{longueur chirp}) / (p * W) + T_f(1) * 1e-6;$$

$$\text{distance} = c * \text{retard} / 2;$$

Les résultats de notre programme sont résumés dans les tableaux suivants :

	Distance de la cible (Km)	Distance mesurée (Km)
Cible 1	10.00	10.00714285714286

Cible 1	10.00	10.00714285714286
Cible 2	15.00	14.96785714285714
Cible 3	25.00	24.97500000000000

**Tableau III.1**

On constate une erreur moyenne de 40m dans la localisation des cibles mais comme le pouvoir de séparation en distance est d'environ 3.5Km, cette erreur n'influe pas sur le positionnement de la cible sur le plot radar.

## 5-2 CALCUL DE LA VITESSE :

Après la détection et le calcul de la distance, on s'intéresse à l'estimation de la vitesse des cibles détectées, pour cela on choisit comme méthode la transformée de Fourier discrète DTFT car l'information de vitesse se trouve dans le spectre du signal, le problème qui se pose est que à chaque fois que la vitesse de la cible soit importante le décalage Doppler sera petit par conséquent difficile à détecter, afin surmonter cette difficulté la solution proposée est d'effectuer le traitement Doppler sur un train d'impulsion et non pas seulement sur une seule, sachant que la période de récurrence influe sur la largeur du lobe principal de la DTFT, tandis que l'amplitude de ce lobe est affectée par le nombre d'impulsion utilisées en traitement, sans oublier que l'amplitudes des lobes secondaires est affectée par la largeur de l'impulsion.

Afin de réaliser le traitement le plus rapidement que possible, la première impulsion reçue sera utilisée pour le calcul de la distance comme décrit précédemment, sans avoir aucune information sur la vitesse, puis après la réception

des autres impulsions du train on calcule le décalage Doppler de chaque cible à partir de la localisation des pics de la DTFT, ainsi la vitesse sera donnée par la formule suivante :

$$V_r = (fd / fc) * (c / 2)$$

Avec  $fd$  la fréquence Doppler de la cible en Hz et  $fc$  la fréquence centrale du radar, le schéma de principe du processeur vitesse est représenté par la figure (III-16) :

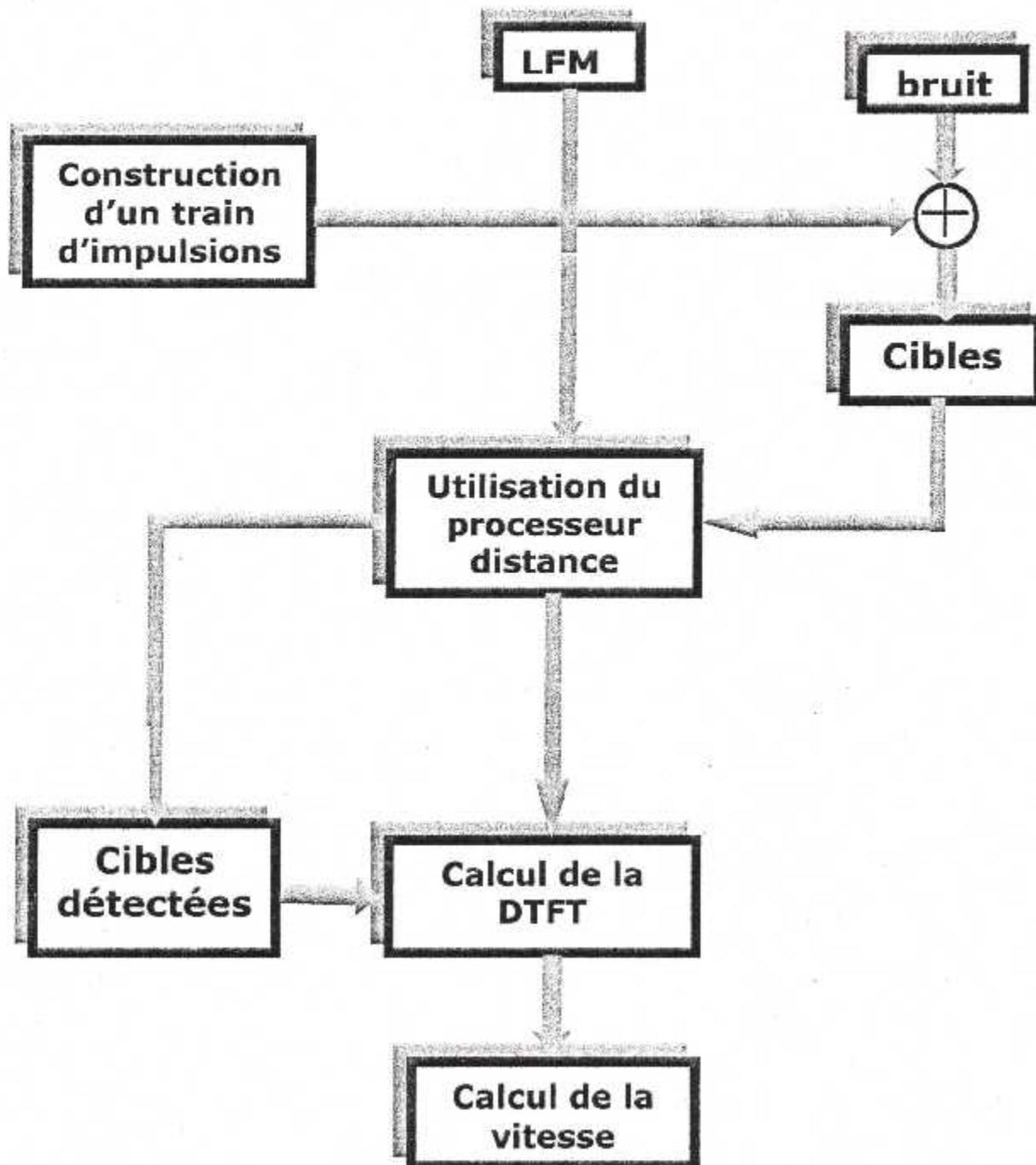
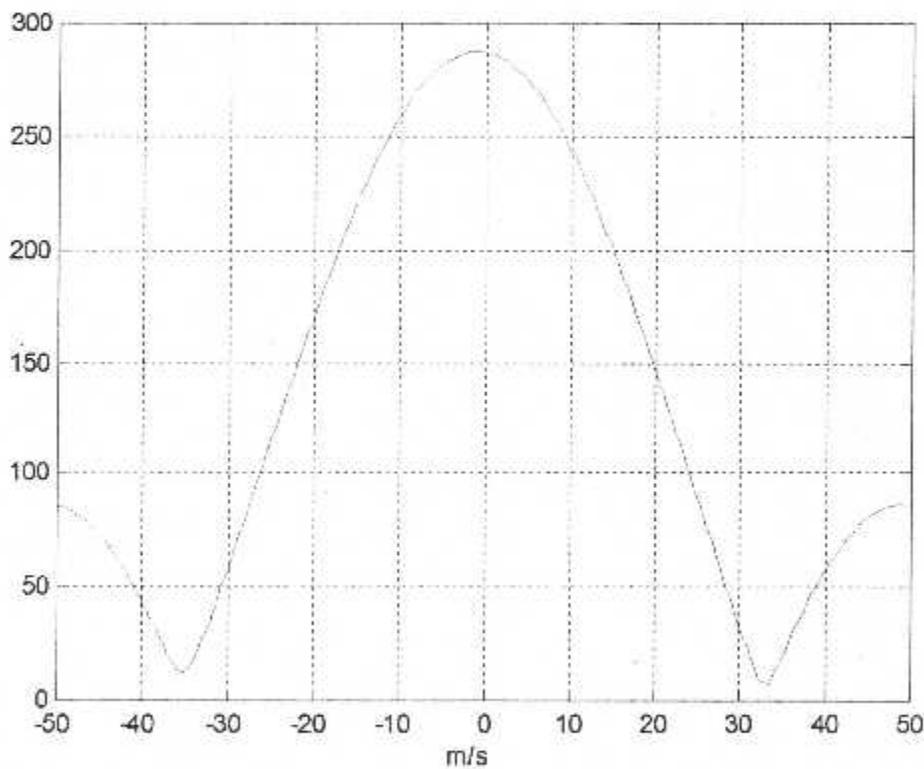


Figure III-16 : Synoptique du processeur vitesse

**2-1 RESULTATS :**

D'abord nous commençons par la simulation de la DTFT pour une seule cible et pour un nombre différent d'impulsions constituant le train, afin d'examiner l'effet de ce nombre sur l'estimation du spectre, les figures (III-17), (III-18) et (III-19) correspondent à des traitements réalisés sur 3, 5 et 7 impulsions pour une cible de vitesse nulle, on constate que le pic correspond bien à la vitesse de la cible et on remarque aussi que son amplitude devient plus en plus importante suivant que le nombre d'impulsion augmente.



**Figure III-17 :** Le module de la DTFT calculé à partir d'un train de trois impulsions

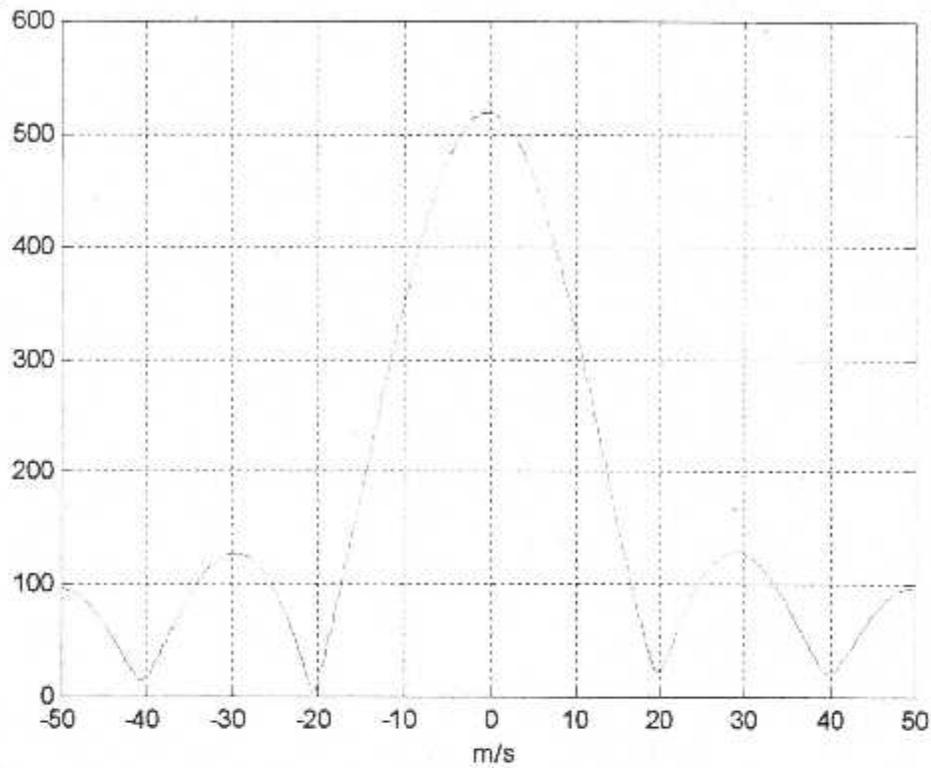


Figure III-18 : Le module de la DTFT calculer a partir d'un train de cinq impulsions

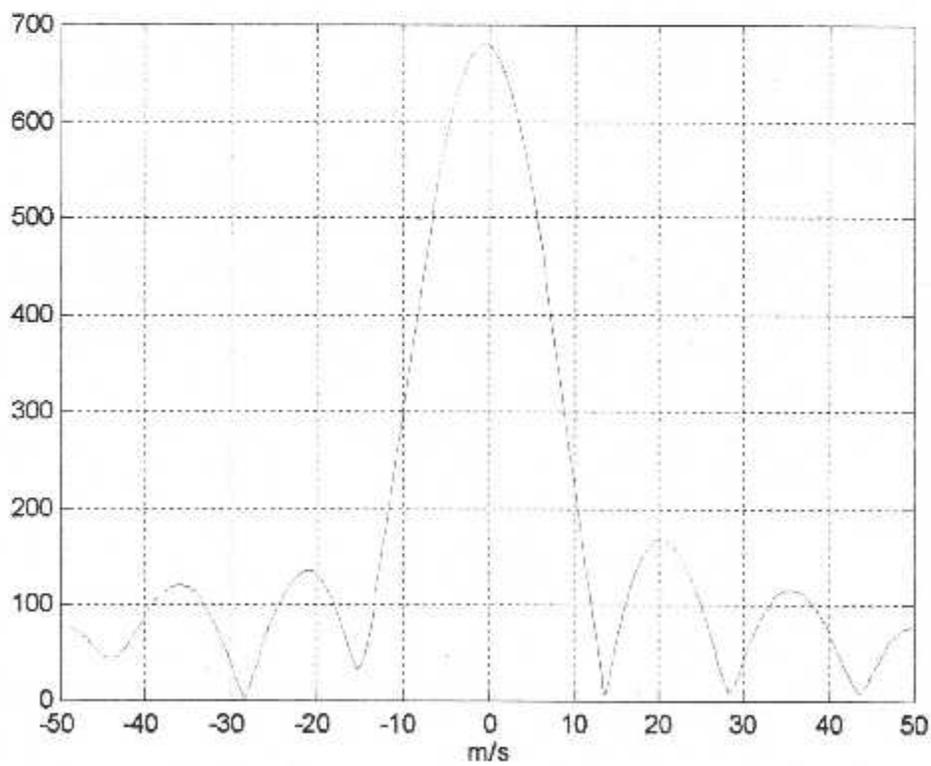
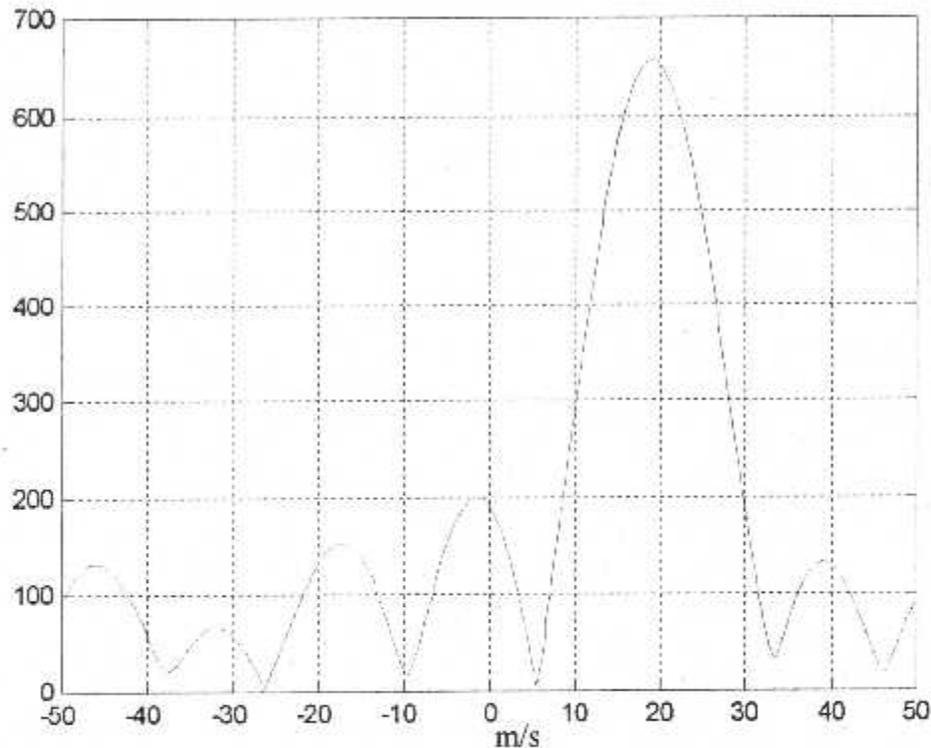


Figure III-19 : Le module de la DTFT calculer a partir d'un train de sept impulsions

La figure (III-20) suivante correspond à l'amplitude de la DTFT d'une cible animée d'une vitesse radiale de 20m/s située à une distance de 15 Km :

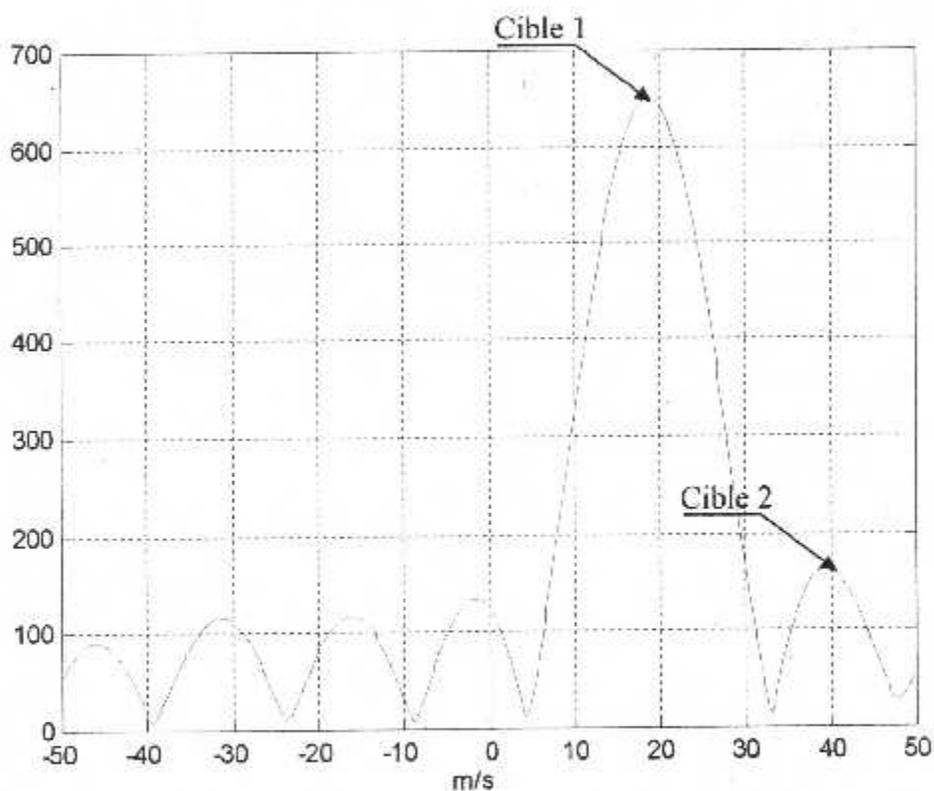


**Figure III-20 :** Le module de la DTFT correspondant à une cible de vitesse 20 m/s

On constate que le pic correspond une autre fois à la vitesse de la cible, mais on remarque que l'inconvénient de la transformée de Fourier discrète réside dans la résolution fréquentielle qui est directement liée au nombre d'échantillons analysés, par conséquent au nombre d'impulsion du train émis, ce dernier possède une relation directe avec le temps du traitement radar. Donc un compromis est nécessaire entre le choix du signal émis et la résolution en vitesse souhaitée, pour cela on adopte pour le reste de la simulation un nombre d'impulsion de 7 .

En ce qui suit nous passons à la simulation de plusieurs cibles afin de tester la précision de notre programme, la figure (III-21) correspond au module de la DTFT des deux cibles suivantes :

	Vitesse de la cible (m/s)	Vitesse mesurée (m/s)
<b>Cible 1</b>	20.00	19.89930313588850
<b>Cible 2</b>	40.00	39.8525634644101

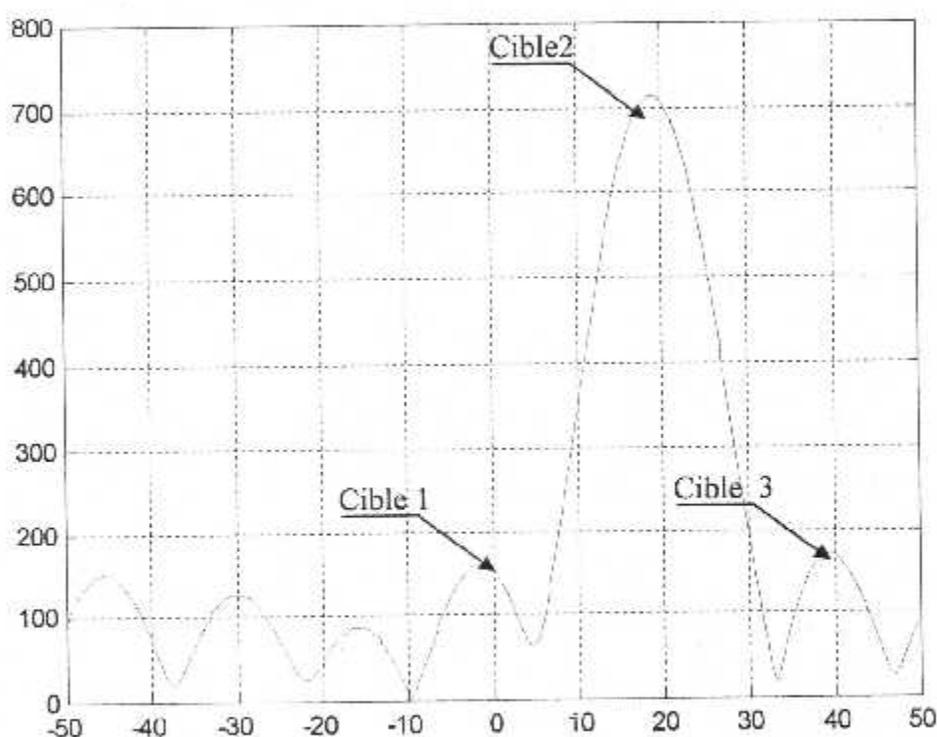


**Figure III-21 :** Le module de la DTFT correspondant à deux cibles

Nous constatons que notre programme calcule correctement les deux vitesses et ceci est dû à un choix délicat d'un seuil vitesse et par comparaison avec les résultats du processeur distance. On remarque aussi que les lobes secondaires de la DTFT risque de masquer les cibles.

La figure (III-22) correspond aux trois cibles suivantes :

	Vitesse de la cible (m/s)	Vitesse mesurée (m/s)
<b>Cible 1</b>	-0.458	-0.69997511199602
<b>Cible 2</b>	20.00	20.34794084514422
<b>Cible 3</b>	40.00	40.00409342170756



**Figure III-22 :** Le module de la DTFT correspondant à trois cibles

Une autre fois, nous remarquons que le traitement par transformée de Fourier discrète, permet d'avoir les pics qui caractérisent les fréquences Doppler des cibles, et on constate aussi que la difficulté réside dans l'apparition des lobes secondaires, qui peuvent être sujet de fausse alarme.

### 5-3 LA RESOLUTION :

Afin d'analyser la performance du radar, nous allons simuler sa capacité de séparer plusieurs cibles situées à des distances très proches et pour des vitesses suffisamment différentes, pour cela on considère 09 cibles séparées d'une distance de 50 m, puis de 25 m et vers la fin de 12 m, les résultats de simulation sont présentés par les figures (III-23), (III-24) et (III-25) :

$$\text{Vitesses} = [-40 \ -30 \ -20 \ -10 \ 0 \ 10 \ 20 \ 30 \ 40]$$

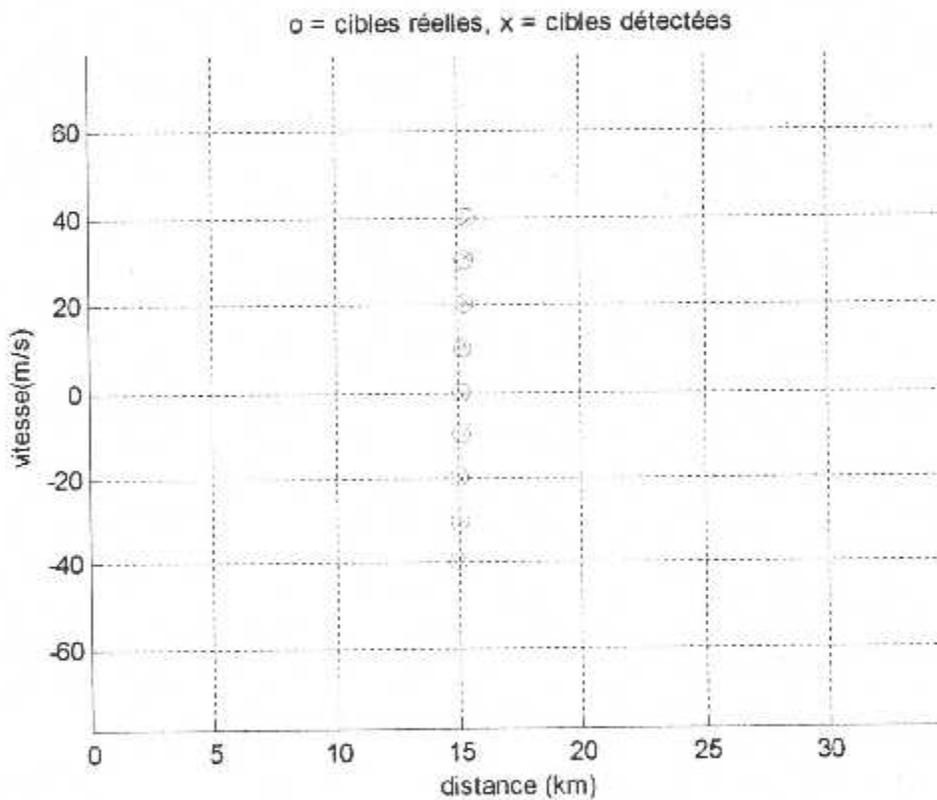


Figure III-23 : Séparation en distance de 50m

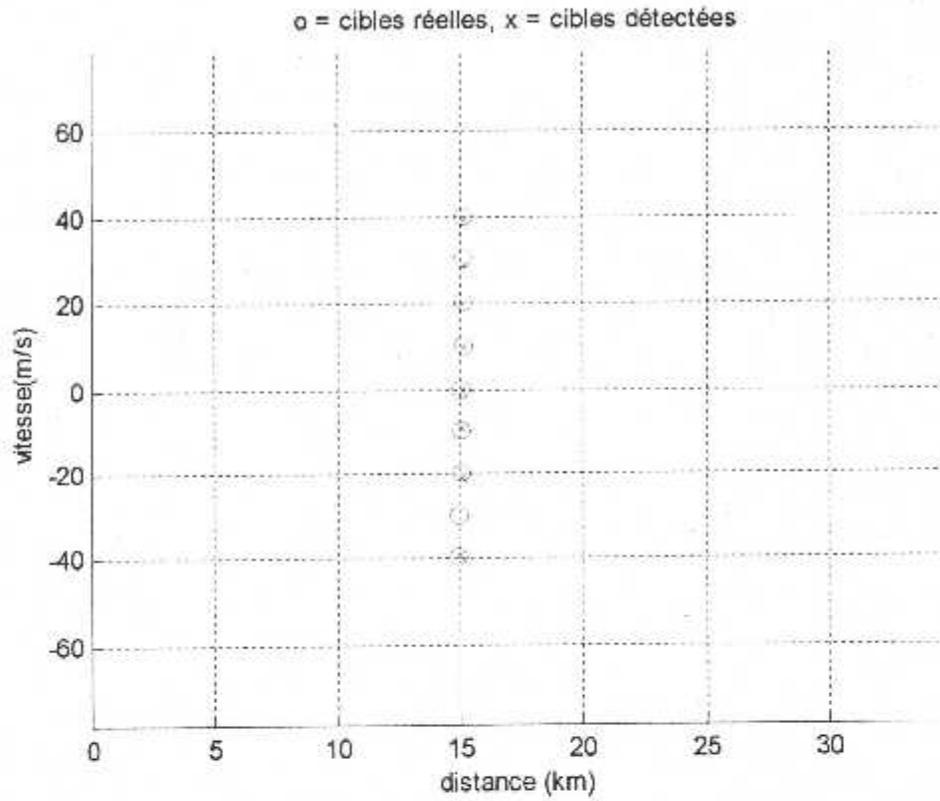


Figure III-24 : Séparation en distance de 20m

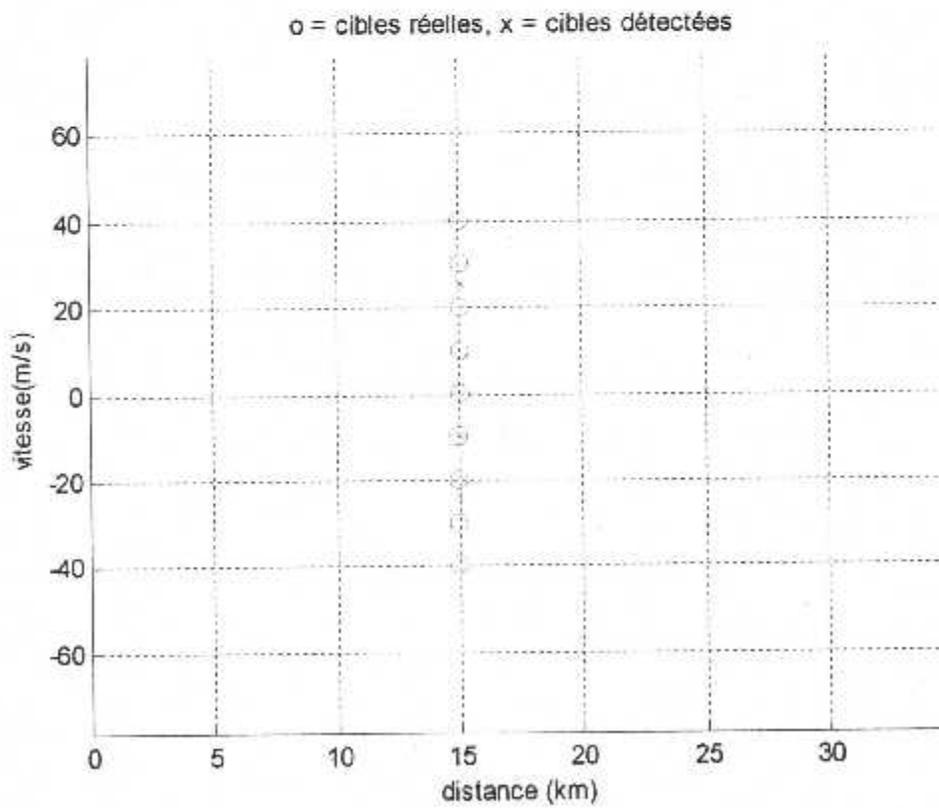


Figure III-24 : Séparation en distance de 12m

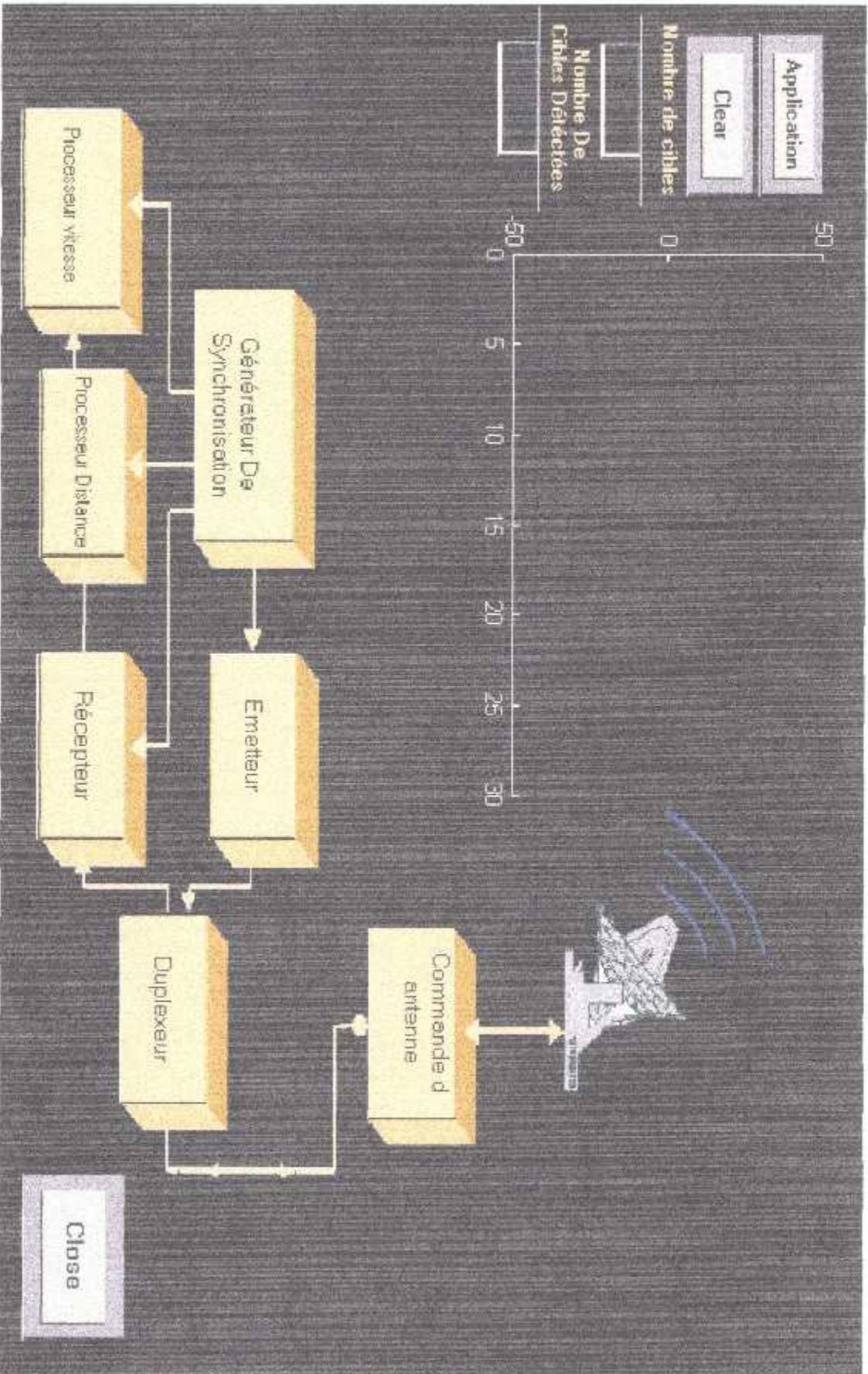
On observe qu'une distance de 50 m est suffisante afin de séparer les cibles considérées, tandis que pour une distance de 25 m on remarque qu'il y avait une cible non détectée. La dernière figure qui correspond à une séparation de 12 m nous informe que les caractéristiques de notre radar ne permet pas de séparer ces cibles, on constate que l'efficacité de notre programme se dégrade selon que la séparation en distance diminue à un certain niveau, mais sachant que pour un cas réel d'un radar primaire la séparation en distance exigée par l'OACI est de 5 Nm et pour un radar d'approche est de 3 Nm, on conclut que notre traitement est très suffisant.

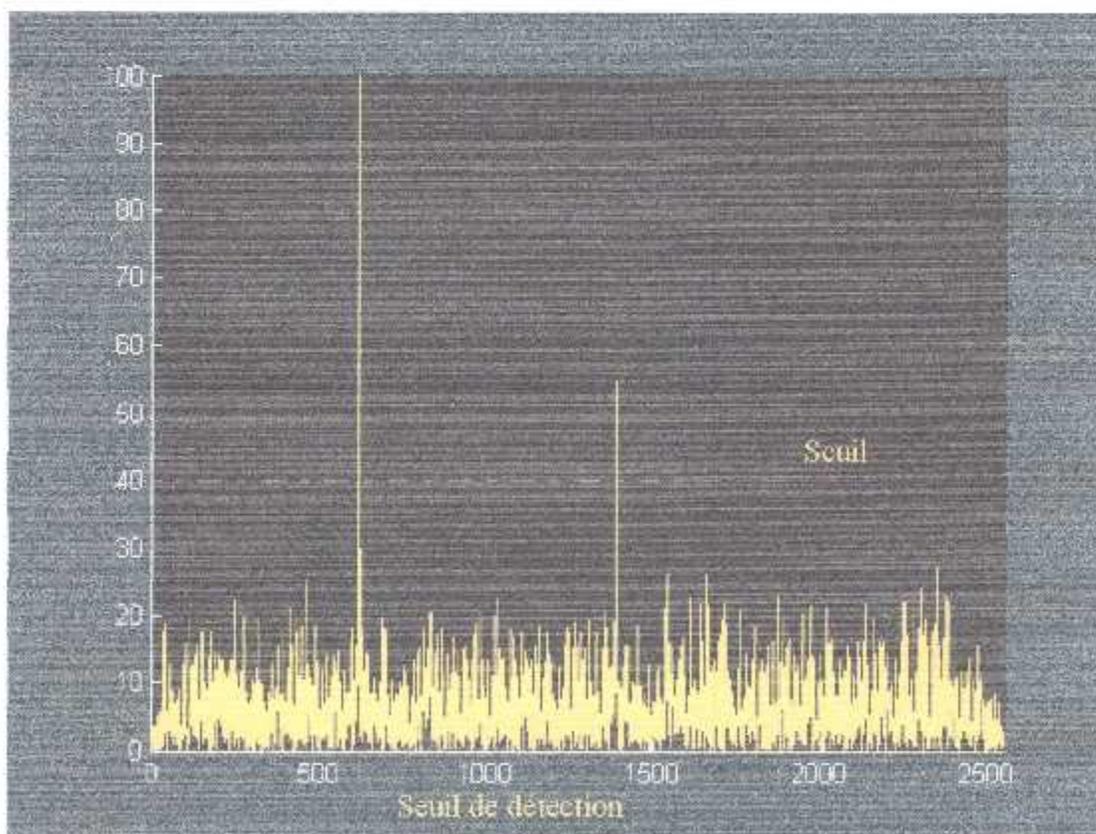
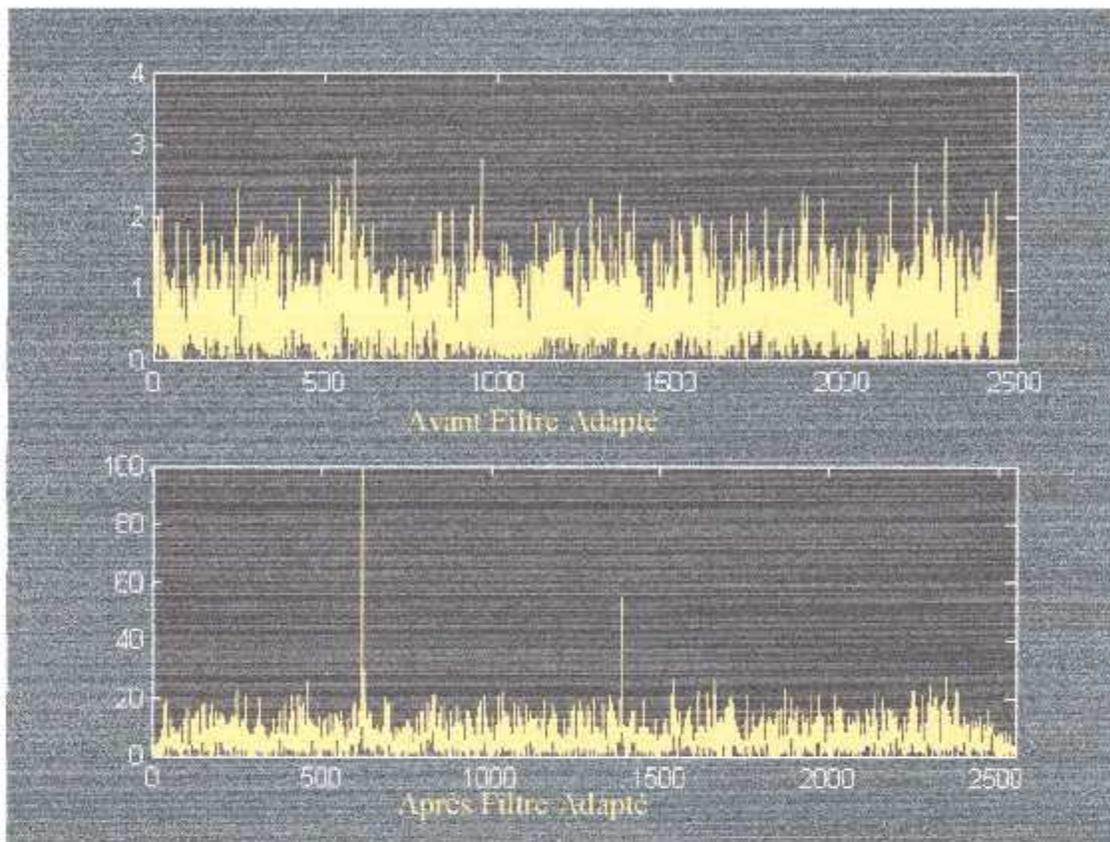
#### 5-4 INTERFACE :

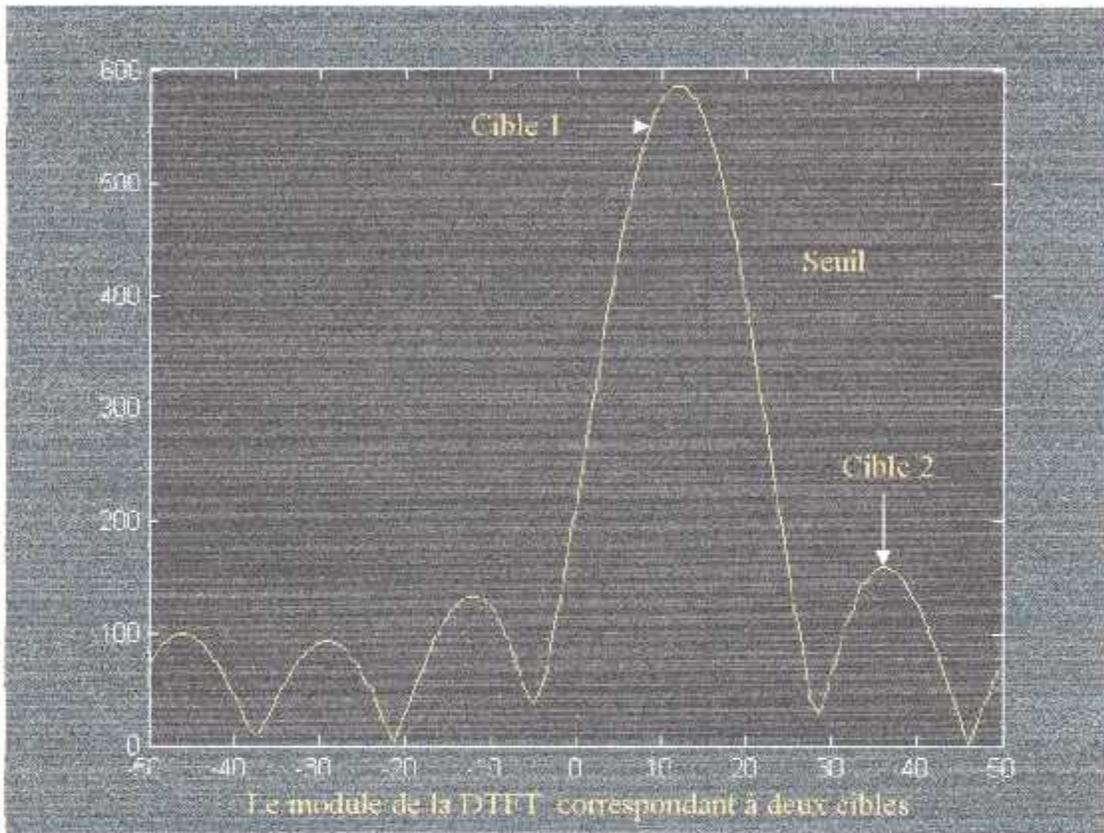
Afin de mieux présenter notre simulation nous proposons la réalisation d'une interface qui englobe l'ensemble des résultats trouvés et ceci en utilisant le logiciel MATLAB.

Notre interface communique directement avec la fonction '**radar**', elle possède comme entrée le nombre de cibles simulées, elle est représentée par la figure III-25, dont le bouton application permet d'introduire les distances et les vitesses par le biais des clics souris sur la figure A, le synoptique représenté est un synoptique général du radar, sachant que le bouton '**Emetteur**' permet de simuler le signal envoyé qui correspond à un train d'impulsions de type Chirp, un clic sur le bouton '**Récepteur**' visualise le signal reçu bruité avant le filtre adapté et aussi le même signal filtré, ce qui offre la possibilité de voir les pics correspondant aux cibles simulées. Le '**Processeur distance**' fait apparaître un seuil de décision sur le signal filtré ce qui permet de séparer les cibles des échantillons de bruit. Enfin le '**Processeur vitesse**' présente les différents spectres de la DTFT déjà analysés.

Les autres boutons nous offre la possibilité de gérer notre interface tel que la mise à zéro par le bouton '**Clear**' ou la fermeture par le bouton '**Close**'.

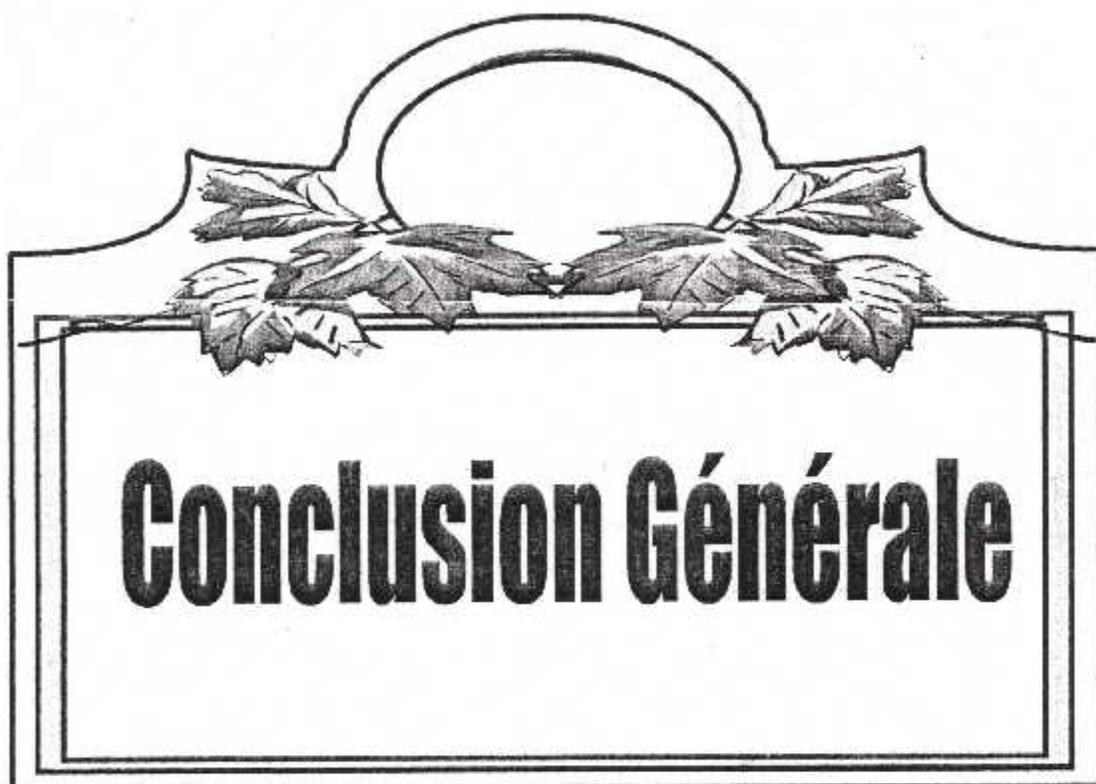






### III-6 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons simulé le traitement du signal radar qui s'effectue au niveau d'un récepteur radar à corrélation, nous remarquons que le filtre adapté améliore d'une façon importante le rapport signal sur bruit ce qui correspond à son aspect théorique présenté au chapitre II, car on a démontré que ce filtre en bruit blanc est optimal. Au niveau du seuil de détection le choix du seuil fixe et dû aux amplitudes analogues attribuées aux cibles simulées; en ce qui concerne le traitement vitesse on a adopté la méthode de transformée de Fourier discrète DTFT, la simulation montre que cette dernière nous offre une estimation convenable de la fréquence Doppler par conséquent de la vitesse radiale de la cible.

A decorative frame with a semi-circular top and a wreath of leaves. The text "Conclusion Générale" is centered within the frame.

**Conclusion Générale**

## CONCLUSION GENERALE :

La réalisation de ce projet nous a permis d'enrichir et d'approfondir nos connaissances théoriques sur le fonctionnement du radar, Nous avons pu voir que le filtre adapté présente un intérêt particulier dans le traitement des signaux radar.

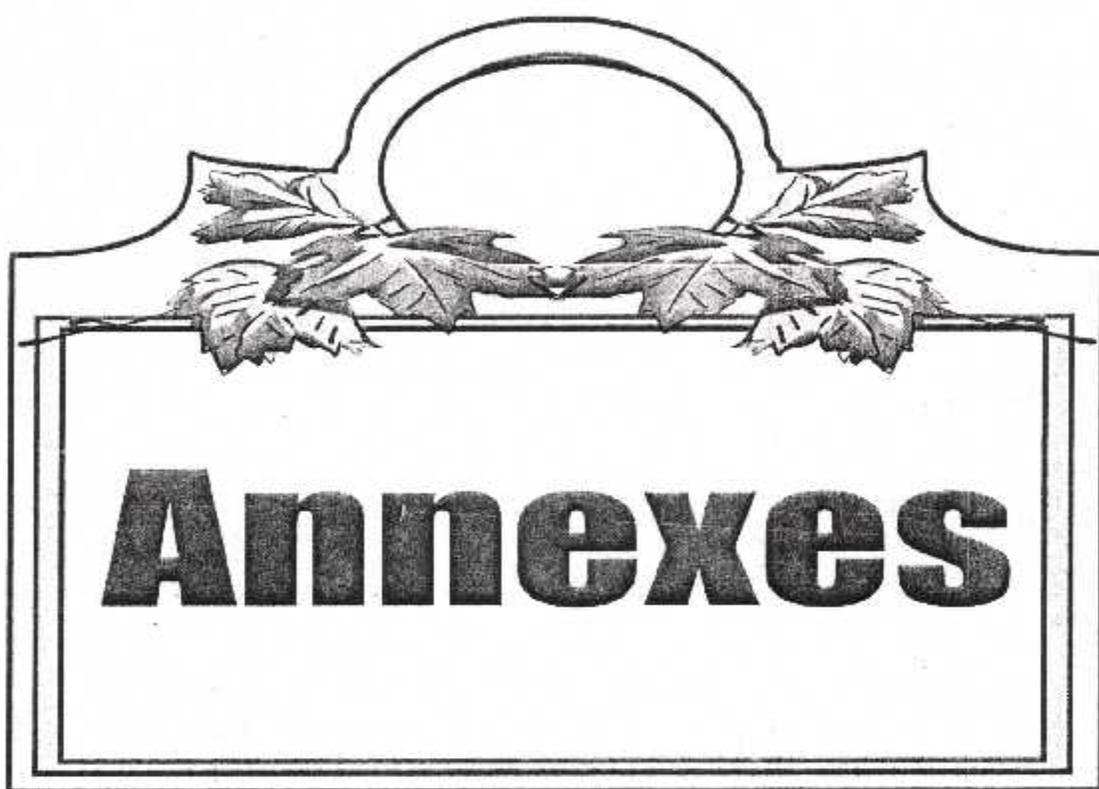
Les résultats de simulation montrent l'efficacité de notre programme pour la localisation des cibles, ainsi que pour l'estimation de leurs vitesses radiales. La résolution de notre radar est satisfaisante si ce dernier sera utilisé dans le domaine de contrôle du trafic aérien.

En ce qui concerne les suggestions, au niveau du traitement distance, nous avons simulé des cibles de mêmes amplitudes, nous proposons l'utilisation d'amplitudes différentes selon la distance et la nature des cibles considérées puis d'utiliser un seuil adaptatif au cours de la détection.

Au niveau du traitement vitesse, on peut dire que la précision de la mesure de la fréquence Doppler est un élément fondamental qu'il est nécessaire d'étudier. Nous savons que la résolution avec la transformée de Fourier discrète est du même ordre de grandeur que l'inverse du temps d'analyse. Malheureusement, il n'est pas toujours possible de travailler avec des temps d'analyse suffisamment longs pour obtenir la résolution souhaitée. Cependant, des méthodes d'analyse spectrale donnant une meilleure résolution existent. Nous suggérons dans un futur travail, la comparaison de la DTFT avec une autre méthode non paramétrique: périodogramme ou corrélogramme. Nous suggérons aussi l'utilisation des méthodes paramétriques comme :

- modèle A.R.
- modèle M.A.
- modèle A.R.M.A.

Enfin nous espérons bien que notre travail servira comme document de références pour les étudiants de l'institut d'Aéronautique, et aussi bien aux étudiants de l'université de Blida.



# Annexes

## ANNEXE

```
function h1 = untitled_export()

load untitled_export.mat

h1 = figure(...
    'Units','normalized',...
    'PaperUnits',get(0,'defaultfigurePaperUnits'),...
    'Color',[0 0 0],...
    'Colormap',get(0,'defaultfigureColormap'),...
    'InvertHardcopy',get(0,'defaultfigureInvertHardcopy'),...
    'Name','PROJET (radar)',...
    'NumberTitle','off',...
    'PaperPosition',[0.6345175 6.345175 20.30456 15.22842],...
    'PaperSize',[20.98404194812 29.67743169791],...
    'PaperType',get(0,'defaultfigurePaperType'),...
    'Position',[0.00625 0.05333333333333333 3.95125
0.8283333333333333],...
    'Resize','off');

setappdata(h1, 'GUIDEOptions', struct(...
    'active_h', 1, ...
    'tegrinfo', struct(...
    'axes', 3, ...
    'pushbutton', 19, ...
    'edit', 2, ...
    'text', 2, ...
    'frame', 4), ...
    'override', 1, ...
    'release', 12, ...
    'resize', 'none', ...
    'accessibility', 'on', ...
    'mfile', 0, ...
    'callbacks', 1, ...
    'singleton', 1, ...
    'syscolorfig', 0, ...
    'lastSavedFile', 'C:\WINDOWS\Bureau\projet\untitled1.odt.m');

h2 = axes(...
    'Parent',h1,...
    'Box','on',...
    'CameraPosition',[358 324 9.16015403784439],...
    'CameraPositionMode',get(0,'defaultaxesCameraPositionMode'),...
```

```

'Color', get(0, 'defaultaxesColor'), ...
'ColorOrder', get(0, 'defaultaxesColorOrder'), ...
'Layer', 'top', ...
'Position', [0.0751592386687898 0.00603621730382294
0.784713375796178 0.883299798792757], ...
'XColor', get(0, 'defaultaxesXColor'), ...
'XLim', [0.5 715.5], ...
'XLimMode', 'manual', ...
'YColor', get(0, 'defaultaxesYColor'), ...
'YDir', 'reverse', ...
'YLim', [0.5 647.5], ...
'YLimMode', 'manual', ...
'ZColor', get(0, 'defaultaxesZColor');

```

```
h3 = get(h2, 'title');
```

```

set(h3, ...
'Parent', h2, ...
'Color', [0 0 0], ...
'HorizontalAlignment', 'center', ...
'Position', [357.419642857143 -9.07972665148066
1.00005459937205], ...
'VerticalAlignment', 'bottom', ...
'HandleVisibility', 'off');

```

```
h4 = get(h2, 'xlabel');
```

```

set(h4, ...
'Parent', h2, ...
'Color', [0 0 0], ...
'HorizontalAlignment', 'center', ...
'Position', [357.419642857143 682.134396355344
1.00005459937205], ...
'VerticalAlignment', 'top', ...
'HandleVisibility', 'off');

```

```
h5 = get(h2, 'ylabel');
```

```

set(h5, ...
'Parent', h2, ...
'Color', [0 0 0], ...
'HorizontalAlignment', 'center', ...
'Position', [-36.0625 325.473804100228 1.00005459937205], ...
'Rotation', 90, ...
'VerticalAlignment', 'bottom', ...
'HandleVisibility', 'off');

```

```
h6 = get(h2, 'zlabel');
```

```
set(h6, ...
```

```

'Parent',h3,...
'Color',[0 0 0],...
'HorizontalAlignment','right',...
'Position',[-68.5625 -76.3485193621368 1.00005459937205],...
'HandleVisibility','off',...
'Visible','off');

h7 = image(...
'Parent',h2,...
'CData',mat(1),...
'XData',[1 715],...
'YData',[1 647]);

h8 = axes(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'AmbientLightColor',[0 0 0],...
'CameraPosition',[0.5 0.5 9.16025403784439],...
'CameraPositionMode',get(0,'defaultaxesCameraPositionMode'),...
'Color',[0 0 0],...
'ColorOrder',get(0,'defaultaxesColorOrder'),...
'Position',[28.6 22.6923076923077 62 13.6923076923077],...
'XColor',[1 1 1],...
'YColor',[1 1 1],...
'ZColor',[1 1 1],...
'Tag','axes2');

h9 = get(h8,'title');

set(h9,...
'Parent',h8,...
'Color',[0 0 0],...
'HorizontalAlignment','center',...
'Position',[0.498387096774194 1.03651685393258
1.00005459937205],...
'VerticalAlignment','bottom',...
'HandleVisibility','off');

h10 = get(h8,'xlabel');

set(h10,...
'Parent',h8,...
'Color',[1 1 1],...
'HorizontalAlignment','center',...
'Position',[0.498387096774194 -0.132022471976112
1.00005459937205],...
'VerticalAlignment','top',...
'HandleVisibility','off');

```

```

h11 = get(h8,'ylabel');

set(h11,...
'Parent',h8,...
'Color',[1 1 1],...
'HorizontalAlignment','center',...
'Position',[-0.0919334838709677 0.491573036707865
1.00005459937205],...
'Rotation',90,...
'VerticalAlignment','bottom',...
'HandleVisibility','off');

h12 = get(h8,'zlabel');

set(h12,...
'Parent',h8,...
'Color',[1 1 1],...
'HorizontalAlignment','right',...
'Position',[-0.462903225806452 1.12640449438202
1.00005459937205],...
'HandleVisibility','off',...
'Visible','off');

h13 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[1 0.8 0.4],...
'FontAngle','italic',...
'FontSize',11,...
'FontWeight','bold',...
'ListboxTop',0,...
'Position',[105.8 15.5384615384615 21.8 3.61538461538462],...
'Style','text',...
'Interruptible','off',...
'SelectionHighlight','off',...
'Tag','pushbutton1');

h14 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[1 0.8 0.4],...
'FontAngle','italic',...
'FontSize',11,...
'FontWeight','bold',...
'ListboxTop',0,...
'Position',[74.4 9.30769230769231 21.2 3.76923076923077],...
'String','Émetteur',...
'Style','frame',...
'Tag','pushbutton3');

```

```
h15 = uicontrol(...  
    'Parent',h1,...  
    'Units','characters',...  
    'BackgroundColor',[1 0.8 0.4],...  
    'FontSize',7,...  
    'ListboxTop',0,...  
    'Position',[32.8 8.61538461538462 28.6 4.30769230769231],...  
    'String','Générateur De Synchronisation',...  
    'Tag','pushbutton5');
```

```
h16 = uicontrol(...  
    'Parent',h1,...  
    'Units','characters',...  
    'BackgroundColor',[1 0.8 0.4],...  
    'ListboxTop',0,...  
    'Position',[42 1.78923076923077 21.2 3.69230769230769],...  
    'String','Traitement de Signal',...  
    'Tag','pushbutton7');
```

```
h17 = uicontrol(...  
    'Parent',h1,...  
    'Units','characters',...  
    'BackgroundColor',[1 0.8 0.4],...  
    'FontAngle','italic',...  
    'FontSize',11,...  
    'FontWeight','bold',...  
    'ListboxTop',0,...  
    'Position',[74.4 1.69230769230769 21.2 3.78923076923077],...  
    'String','Récepteur',...  
    'Tag','pushbutton8');
```

```
h18 = uicontrol(...  
    'Parent',h1,...  
    'Units','characters',...  
    'BackgroundColor',[1 0.8 0.4],...  
    'FontAngle','italic',...  
    'FontSize',11,...  
    'FontWeight','bold',...  
    'ListboxTop',0,...  
    'Position',[104.6 5.38461538461539 21.2 3.76923076923077],...  
    'String',' Duplexeur',...  
    'Style','frame',...  
    'Tag','pushbutton9');
```

```
h19 = uicontrol(...  
    'Parent',h1,...
```

```
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[1 0.8 0.4],...
'ListboxTop',0,...
'Position',[12 0.923076923076923 22.8 4.30769230769231],...
'String','Traitement de données ',...
'Tag','pushbutton10');
```

```
h20 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[0 0 0],...
'ForegroundColor',[1 0.8 0.4],...
'ListboxTop',0,...
'Position',[4.4 26.5384615384615 13 1.76923076923077],...
'String','',...
'Style','edit',...
'Tag','edit1');
```

```
h21 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[0 0 0],...
'FontSize',9,...
'FontWeight','bold',...
'ForegroundColor',[1 0.8 0.4],...
'ListboxTop',0,...
'Position',[1.2 28.3076923076923 21.8 1.76923076923077],...
'String','Nombre de cibles',...
'Style','text',...
'Tag','text1');
```

```
h22 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[0.501960784313725 0.501960784313725
0.501960784313725],...
'ListboxTop',0,...
'Position',[134 1.07692307692308 19 4.61538461538462],...
'String',{' '},...
'Style','frame',...
'Tag','frame1');
```

```
h23 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[0.752941176470588 0.752941176470588
0.752941176470588],...
```

```
'Callback','clear all; close;',...
'FontSize',10,...
'FontWeight','bold',...
'ListboxTop',0,...
'Position',[136 1.92307692307692 15.4 2.84615384615385],...
'String','Close',...
'Tag','pushbutton15');
```

```
h24 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[0.501960784313725 0.501960784313725
0.501960784313725],...
'ListboxTop',0,...
'Position',[3.4 30.3846153846154 18.4 3],...
'String',' ',...
'Style','frame',...
'Tag','frame2');
```

```
h25 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'FontWeight','bold',...
'ListboxTop',0,...
'Position',[5.6 31 14.4 2.84615384615385],...
'String','Clear',...
'SelectionHighlight','off',...
'Tag','pushbutton16');
```

```
h26 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'BackgroundColor',[0.501960784313725 0.501960784313725
0.501960784313725],...
'ListboxTop',0,...
'Position',[3.2 33.5384615384615 18.6 2.84615384615385],...
'String',' ',...
'Style','frame',...
'Tag','frame3');
```

```
h27 = uicontrol(...
'Parent',h1,...
'Units','characters',...
'FontWeight','bold',...
'ListboxTop',0,...
'Position',[5.6 34.0769230769231 14.4 2.84615384615385],...
'String','Application',...
```

```
'Tag', 'pushbutton17');
```

```
h28 = uicontrol(...  
    'Parent', h1, ...  
    'Units', 'characters', ...  
    'BackgroundColor', [0 0 0], ...  
    'ForegroundColor', [1 0.8 0.4], ...  
    'ListboxTop', 0, ...  
    'Position', [74.6 10.3076923076923 20.8 3.76923076923077], ...  
    'String', 'émetteur', ...  
    'Tag', 'pushbutton18');
```

## **BIBLIOGRAPHIE :**

- [1] **L.CADORET**  
**TECHNIQUE RADAR APPLIQUEE**  
**Le Département Electronique De L'ENAC**  
**TOM I et II 1<sup>ère</sup> EDITION Dépôt légal : 3<sup>ème</sup> trimestre 1984**  
**Toulouse**
- [2] **GILLES PAQUET**  
**Détection électromagnétique**  
**Fondements et théoriques et applications radar, 1ereEDITION,**  
**MASSON, Dépôt légal : Avril 1997.**
- [3] **Thèse Du Diplôme D'ingénieur D'état En Aéronautique**  
**Thème élimination des échos fixes par le système radar**  
**Filière: Navigation Aérienne, Option: Installation**  
**Institut D'aéronautique IAB Blida**  
**Dirige Par M<sup>r</sup>:a.benouared,**  
**Promotion 1999/2000**