

026/2001

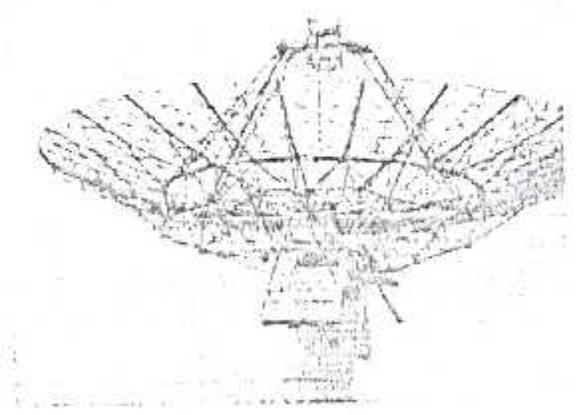
20/01  
EAA

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche  
scientifique  
Université de Blida  
Institut de l'Aéronautique  
Département de la navigation aérienne  
Option : Installation  
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état  
En aéronautique

*Thème:*

ETUDE ET SIMULATION D'UN  
RADAR A USAGE  
DIDACTIQUE

IAB



Réalisé par :  
Mrs Daoudi    Adlane  
Erahimi    Bettaher

Promoteur :  
Mr H. Benteftifa

Promotion : 2000/2001

# Dédicaces

Je dédie ce mémoire:

A ma très chère grand mère pour son soutien et son amour ;

A ma mère et mon père ;

A mes sœurs ainsi que toute ma famille en général ;

Au future journaliste et a sa famille ;

A Neïla pour son soutien moral, ainsi que toute sa famille ;

A mon ami Sofiane ( Nanou).

A Rochdi, Amine, Abedine, Sidali, Abdennacer.

A Redha et toute sa famille ;

A tout mes ami, et aux étudiants de l'institut d'aéronautique.

Adlane Daoudi

# Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à mes proches et mes amis.

Sidi.

# Remerciement

D'abord nous remercions Dieu tout puissant.

Nos remerciements aussi notre promoteur Mr H. Benteffifa pour ses conseils et son assistance qui nous ont été d'une grande aide pour la réalisation de notre projet.

Nous remercions particulièrement Mr Meguellati pour son aide précieuse, et Mr Benouared pour son attention. Ainsi que Mr Djellel (responsable de la salle de navigation).

Nous remercions aussi nous deux familles, ainsi que tous nos enseignants depuis le primaire.

# SOMMAIRE

Introduction.....	1
<b>Chapitre I : Concepts de base</b>	
I-1 Les ondes radio.....	2
I-2 Critère de performance.....	2
I-21 Mesure de la distance.....	3
I-22 Mesure des angles.....	5
I-3 Effet Doppler.....	7
I-4 Mesure de la vitesse.....	10
I-5 Remarque de conclusion.....	12
<b>Chapitre II : Implémentation du radar à impulsion</b>	
II-1 Caractéristiques de l'onde utilisée.....	13
II-2 Avantage de la transmission par impulsion.....	14
II-3 Principe du radar à impulsion.....	15
II-31 Composition du radar.....	16
II-4 Radar pulse Doppler.....	21
II-5 Remarque de conclusion.....	24
<b>Chapitre III : Bruits et signaux parasites</b>	
Introduction.....	25
III-1 Bruit en réception radar.....	25
III-2 Définition de base.....	26
III-3 Application au récepteur.....	26
III-31 Gain et bande passante d'un récepteur.....	26
III-32 Température additionnelle d'un récepteur.....	27
III-33 Température totale de bruit d'une chaîne de réception.....	28
III-34 Facteur de bruit.....	29
III-4 Bruit radiométrique.....	30
III-5 Echos parasites fouillis (clutter).....	31
III-51 Fouillis et échos de sol (clutter de sol).....	31
III-52 Retour de mer (clutter de mer).....	36
III-53 Echos météorologique (clutter atmosphérique).....	37
III-6 Lutte contre les échos parasites.....	38
III-7 Remarque de conclusion.....	39
<b>Chapitre IV : Equations du radar</b>	
IV-1 Paramètres caractéristiques du signal.....	40
IV-2 Notion de filtre optimal.....	41
IV-21 Position du problème.....	41

IV-21	Position du problème.....	41
IV-22	Propriété du filtre optimal.....	43
IV-23	Conclusion.....	44
IV-3	Equations de propagation.....	44
IV-4	Equations du radar.....	47
IV-5	Discussion de l'équation radar.....	50
IV-6	Remarque de conclusion.....	51

## Chapitre V : Radar à compression d'impulsion

Introduction.....	52
V-1 Signal LFM.....	53
V-1-a) Bilan de puissance.....	55
V-1-b) Allure du signal reçu, lobes secondaire.....	55
V-1-c) Influence du Doppler. Ambiguïté distance Doppler.....	57
V-1-d) Filtres utilisés.....	58
V-2 Filtrage adapté.....	59
V-3 Remarque de conclusion.....	62

## Chapitre VI : Réalisation de l'application

Introduction.....	63
VI-1 Développement.....	63
VI-2 Génération de l'impulsion chirp.....	65
VI-3 Génération du signal de retour radar.....	67
VI-4 Bruit et filtrage.....	68
VI-5 Détection des cibles.....	69
VI-6 Calcul de distance.....	69
VI-7 Détection de l'effet Doppler.....	70
VI-8 Calcul de vitesse.....	70
VI-9 Exécution du processeur de signal de radar.....	71
- Résultats.....	76
- Résolution des cibles multiples.....	77
- Vitesse fantôme et variation d'erreur.....	79
- Interférence de Bruit.....	80
- Exactitude sur la détermination du couple distance / vitesse .....	81
VI-10 Remarque de conclusion.....	81

Conclusion générale.....	82
--------------------------	----

## Annexes

### Bibliographie

## Introduction générale

Les premières applications de la radioélectricité furent les télécommunications, puis la radionavigation qui, grâce à des moyens divers allant de la radiogoniométrie aux systèmes à coordonnées hyperboliques, apporta une aide considérable aux procédés classiques de navigation pour le repérage de la position des mobiles en mouvement.

Cependant, au fur et à mesure que ces procédés se développaient, apparut la nécessité de disposer de moyens autonomes permettant la localisation sans aucune aide extérieure des obstacles ou des mobiles.

Le radar a été développé pour répondre à ce besoin, 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, 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, Les applications du radar sont nombreuses et variées. Elles sont soit civiles, soit militaires. Dans ce dernier cas, les appareils sont généralement plus perfectionnés pour tenir compte d'un certain nombre de contraintes (brouillage, coups de canon, souffle nucléaire, etc.). Le radar a aussi des utilisations plus pacifiques : contrôle de la navigation aérienne, atterrissage des avions par mauvais temps, lancement de satellites. Il facilite le travail des météorologistes, ainsi que pour contrôler la circulation routière.

# CHAPITRE I

## Concepts de base

### 1.1 Les ondes radio

En 1886, Heinrich Hertz démontra la similitude entre ondes lumineuses et ondes "radio", toutes deux électromagnétiques. Leur différence essentielle est que la longueur d'onde de ces dernières est beaucoup plus grande que celle des ondes lumineuses. Hertz montra que les ondes "radio" pouvaient, elles aussi, être réfléchies par les corps métalliques et diélectriques. Les ondes radio de différents domaines, correspondant à des plages distinctes de longueur d'onde, servent à des applications diverses ; elles sont habituellement identifiées par leur fréquence. On sait que, dans le vide, les rayonnements électromagnétiques se propagent à vitesse constante d'environ 300 000 km par seconde : cela reste vrai, en première approximation, dans l'atmosphère. Il s'ensuit que l'on peut aussi bien caractériser les ondes électromagnétiques par leur longueur d'onde (distance parcourue par le rayonnement dans le temps, ou période, nécessaire à un cycle) que par leur fréquence (nombre de cycles par seconde). Les ondes les plus courtes ont la fréquence la plus élevée ; les ondes les plus longues ont la fréquence la plus basse. Le domaine des ondes radio (dites encore ondes hertziennes) s'étend de quelques kilohertz (longueurs d'onde kilométriques) à plusieurs gigahertz (ondes centimétriques).

### 1.2 Critères de performance

Un radar est capable de détecter la présence de cibles et de déterminer leur position dans un certain volume appelé généralement **volume de détection**.

Le problème du volume de détection d'un radar est à examiner sous un angle statistique. On ne peut affirmer qu'un radar voit ou ne voit pas une cible avec une limite précise, car la qualité de la détection se dégrade lentement par rapport à plusieurs paramètres. On est amené à chiffrer un radar à l'aide de critères de performances auxquels on associe une certaine probabilité de réussite. Sa définition dépend des performances recherchées. Des conditions de précision, par exemple, peuvent apporter des contraintes supplémentaires, ainsi

que la présence du *clutter* ou *fouillis*. A l'intérieur de ce volume, le radar est caractérisé par deux paramètres, liés à la finesse des mesures qu'il est capable d'effectuer:

- Le pouvoir discriminatoire, ou pouvoir que l'on ait de séparer deux cibles voisines; cette performance est directement liée à la dimension du *plot* radar;
- La précision avec laquelle l'observation radar permet de localiser une cible isolée; elle est liée à la finesse avec laquelle on saura déterminer le centre du *plot* radar dans la pratique.

On désigne sous le nom de *plot* l'ensemble des réponses électromagnétiques (ou échos) issues d'un objet déterminé pendant la durée d'une mesure.

La Précision et le pouvoir discriminatoire sont liés à deux caractéristiques du radar:

- nature du lobe d'antenne et du traitement associé;
- nature du signal radar utilisé.

Le lobe d'antenne détermine le développement angulaire du *plot* reçu d'une cible, la nature du signal émis, le développement radial de ce *plot*. Les moyens mis en œuvre pour traiter l'information du radar ont une certaine influence sur les résultats obtenus. Il n'est pas question dans ce paragraphe d'effectuer analyse complète du problème mais simplement de donner des notions simples qui permettent de déterminer des critères pratiques.

### 1-21 Mesure de la distance

La mesure de la distance s'effectue par l'intermédiaire de celle du temps de trajet aller et retour de l'onde. On effect, si  $D$  est la distance du radar à la cible et  $c$  la vitesse de propagation de l'onde, le temps de trajet aller et retour de l'onde est :

$$\Delta T = 2D/c$$

Le procédé le plus simple pour mesurer ce temps de trajet (et le premier employé) consiste dans l'utilisation d'un oscilloscope, appelé *scope A* selon le principe ci-après (fig 1-1). Sur les plaques de déviation horizontale on applique

un signal en dents de scie dont le début est synchronisé avec l'impulsion d'émission. Sur les plaques de déviation verticale, on applique le signal perçu par le récepteur convenablement amplifié.

Ainsi la position horizontale du spot sur le scope est proportionnelle au temps écoulé après l'émission, et une déviation verticale est le signe de la présence d'une cible. On peut graduer directement l'axe horizontal du scope en distance et on possède alors un appareil révélant la présence d'une cible et donnant sa distance. Les déviations du spot sur le scope sont proportionnelles aux tensions appliquées. La position du signal sur l'axe horizontal du scope est donc bien proportionnelle à la distance radar-cible.

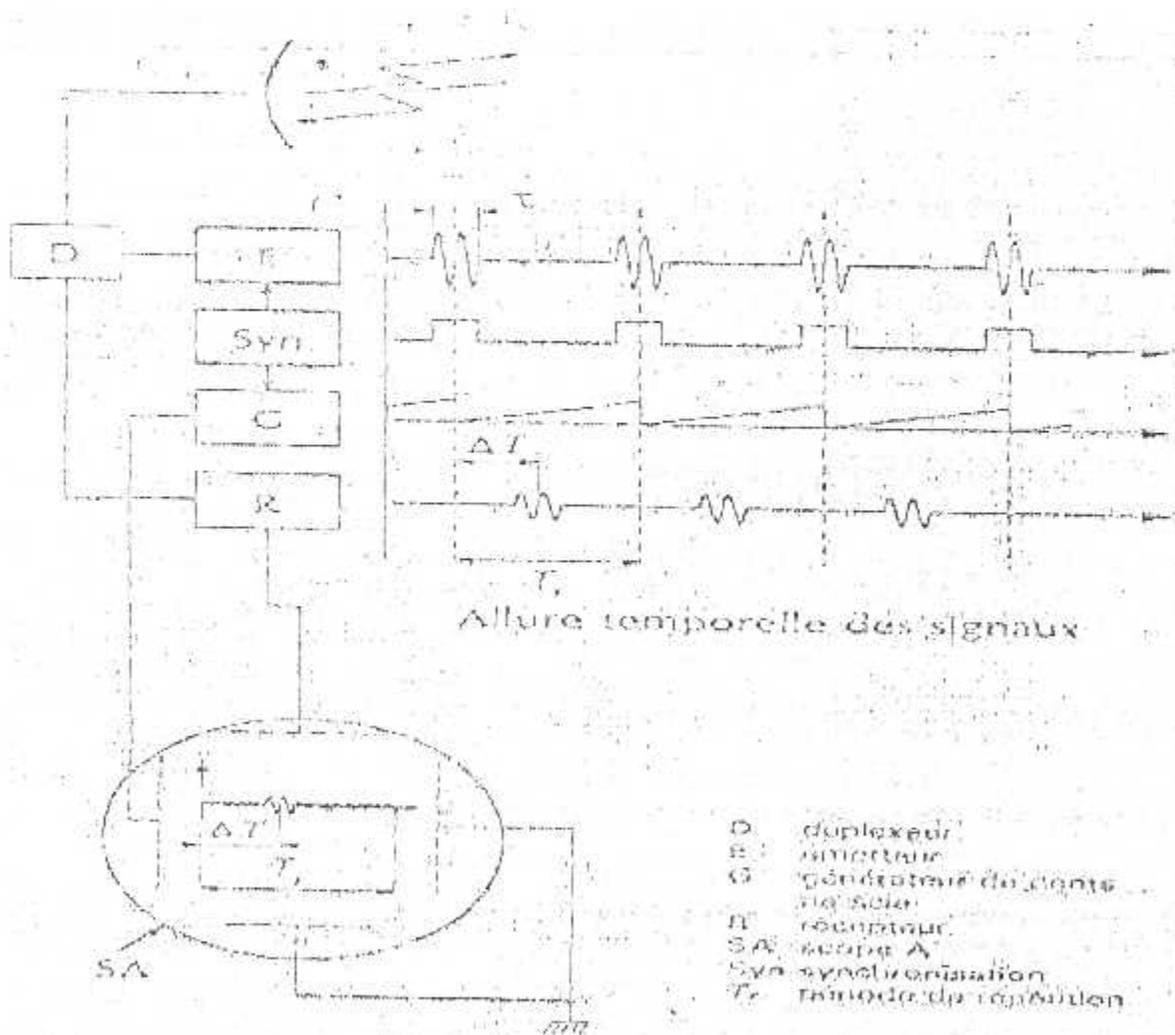


Figure 1-1

### 1-22 Mesure des angles

La seule mesure de la distance est insuffisante pour localiser les objets. Elle est combinée dans les radars avec une mesure angulaire utilisant la directivité des antennes.

En effet, toute antenne ne répartit pas l'énergie uniformément dans toute les direction; en particulier, une antenne de dimension  $L$ , le long de laquelle on répartit l'énergie à émettre suivant une loi particulière, peut, par le jeu de la recombinaison spatial des ondes, concentrer l'énergie émise dans un angle limité  $\theta$  (ou du moins la majeure partie de cette énergie).

Nous retiendrons la pratique suivante:  $\theta = 70 \lambda / L$ .

Avec:  $\theta$  l'ouverture à mi-puissance.

$\lambda$  (M) longueur d'onde émise.

$L$  (M) dimension de l'antenne.

$\theta$ , ouverture de l'angle dans lequel se concentre l'énergie, est également appelée *ouverture du pinceau* ou *du diagramme de l'antenne* (fig 1-2).

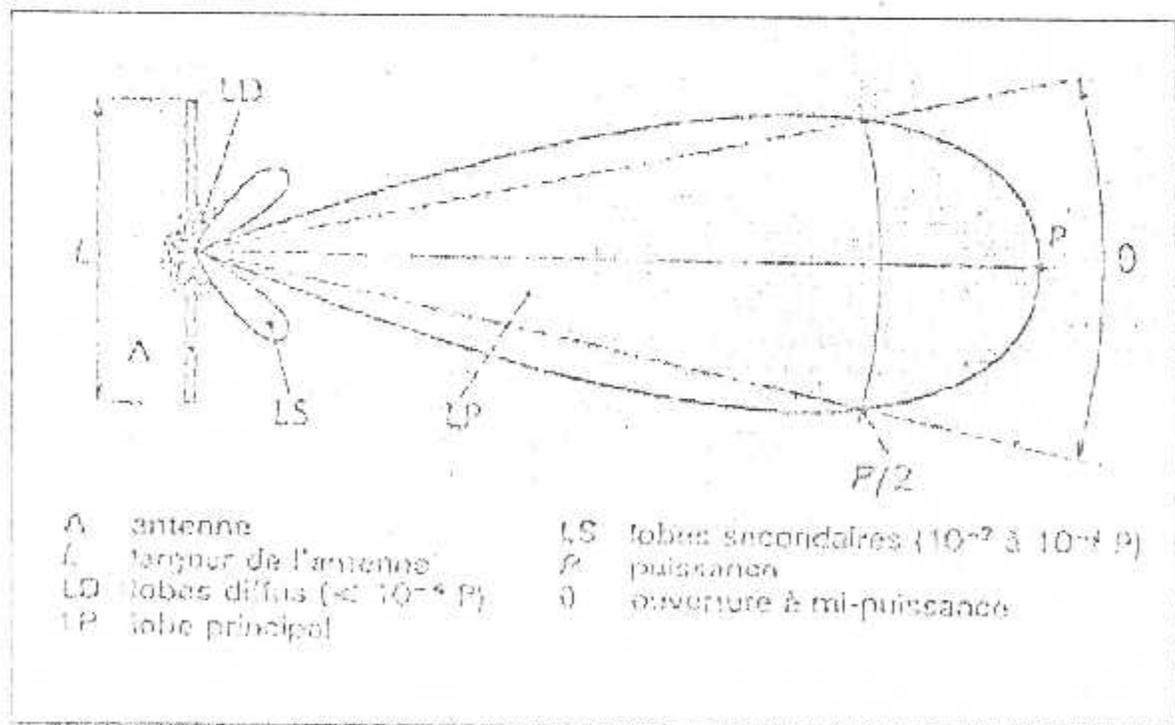


Fig 1-2 Directivité d'un acrien

Une telle antenne n'éclaire (ou n'envoie de l'énergie) de manière significative que dans le secteur  $\pm 0/2$ . Les autres secteurs sont également éclairés mais avec des niveaux beaucoup plus faible ( $10^2$  à  $10^4$  fois plus faible dans les lobes secondaires proches, inférieurs à  $10^1$  dans les lobes diffus).

Le phénomène de propagation de l'onde est réciproque. Il en résulte que les niveaux d'énergie des signaux perçus par le radar en dehors de l'angle solide  $(\theta_s, \theta_g)$  seront  $10^4$  à  $10^8$  fois plus faible, toutes choses égales par ailleurs, que ceux perçus dans cet angle solide.

Ainsi donc, en associant une antenne directive à un émetteur-récepteur traitant des signaux impulsionnels, on peut mesurer simultanément la direction et la distance d'une cible, et ceci uniquement parce que cette cible réfléchit une partie de l'énergie dirigée vers elle.

Le même phénomène peut être reproduit dans le plan horizontal (ou plan gisement) et dans le plan vertical (ou plan de site) en disposant d'antennes de dimensions horizontales et verticales adéquates.

La relation précédente s'écrit :

$$\theta_g = 70 \lambda / L$$

$$\theta_s = 70 \lambda / H$$

Avec: H, hauteur de l'antenne.

L, largeur de l'antenne.

$\theta_g$ , ouverture de son diagramme dans le *plan de gisement*, à mi-puissance.

$\theta_s$ , ouverture de son diagramme dans le *plan de site* à mi-puissance.

Dans ce cas, le rapport entre l'énergie émise à l'intérieur de l'angle solide  $(\theta_g, \theta_s)$  et celle qui serait émise par une antenne omnidirectionnelle (qui répartit également cette énergie dans toutes les directions), ou *gain G* de l'antenne, s'écrit en pratique:

$$G = \frac{K}{\theta_s \cdot \theta_g}$$

Avec:  $K$  coefficient compris entre 15000 et 30000.

$\theta_s$  et  $\theta_g$  exprimées en degrés.

### 1-3 Effet doppler

#### A) Définition

L'effet Doppler est un phénomène physique découvert par le physicien autrichien Christian Doppler en 1842. C'est un phénomène que l'on rencontre presque tous les jours, par exemple, on pourra expliquer grâce à cet effet pourquoi la sirène d'une ambulance paraît plus aiguë lorsqu'elle s'approche d'un observateur et plus grave si elle s'éloigne de lui.

L'effet Doppler est un phénomène assez courant sans qu'on le sache.

Mais il peut avoir des applications moins courantes, par exemple en astronomie ou en médecine.

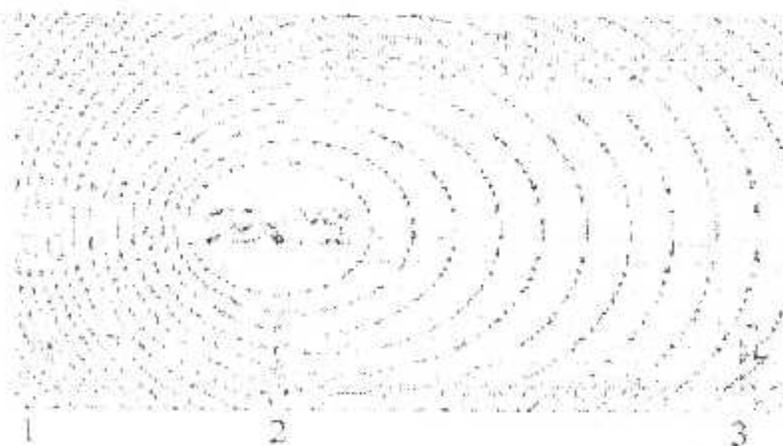
En astronomie, on pourra mesurer le mouvement relatif entre la Terre et une étoile, grâce au décalage du spectre lumineux émis par l'étoile.

En médecine, on pourra calculer la vitesse du sang dans les vaisseaux.

#### B) Mise en évidence de l'effet Doppler

##### *Exemple pour une voiture de Formule 1*

On peut représenter cet exemple par l'illustration suivante:



*Figure (1-3).*

Pour le pilote de la formule 1, le bruit du moteur est toujours le même, il a toujours la même fréquence, ses ondes sonores forment des cercles concentriques autour du pilote, par contre, pour un spectateur qui voit passer la voiture, la hauteur du bruit du moteur semble décroître.

En fait, ce sont les ondes sonores qu'émet le bruit du moteur, qui sont irrégulières par rapport au spectateur. Elles ne forment pas des cercles concentriques comme un objet sonore immobile. Ses ondes sont raccourcies vers l'avant, et prolongées vers l'arrière, la fréquence du bruit du moteur de la Formule 1 ne sera pas la même pour le spectateur 1, que pour les spectateurs 2 et 3. Voir figure (1-3).

L'effet Doppler correspond à la variation apparente de la fréquence d'une onde émise par une source en mouvement par rapport à un observateur fixe.

### C) Application sur l'effet doppler

Quand la source ou le récepteur des ondes se déplace, la fréquence des ondes reçues par le récepteur est décalée (effet doppler).

Dans cette section nous considérons spécifiquement le scénario où la source des ondes (par exemple, un haut parleur) est stationnaire tandis que l'observateur (par exemple, un auditeur) s'éloigne vers ou de la source des ondes.

La fréquence mesurer par l'observateur mobile est :

$$f_1 = f_0(1 + |v_f|/v) \text{ quand l'observateur s'approche de la source.}$$

$$f_1 = f_0(1 - |v_f|/v) \text{ quand l'observateur s'éloigne de la source.}$$

Avec :  $f_0$  : est la fréquence des ondes à la source (c.a.d fréquence mesuré par un observateur fixe).

$v_f$  : vitesse de l'observateur.

$v$  : vitesse de l'onde

Par exemple si l'observateur se déplace en s'éloignant de la source avec une vitesse  $v_f = v/2$ , la fréquence mesurer par l'observateur est la moitié de la fréquence de l'onde à la source.

On considère une onde plane où le déplacement de onde est en fonction de la position et du temps donné par :

$$Z(x,t) = \sin(kx - \omega t)$$

$\omega = 2\pi f$  et  $k$  : le nombre d'onde

Le déplacement de l'onde mesurer par l'observateur est donné par :

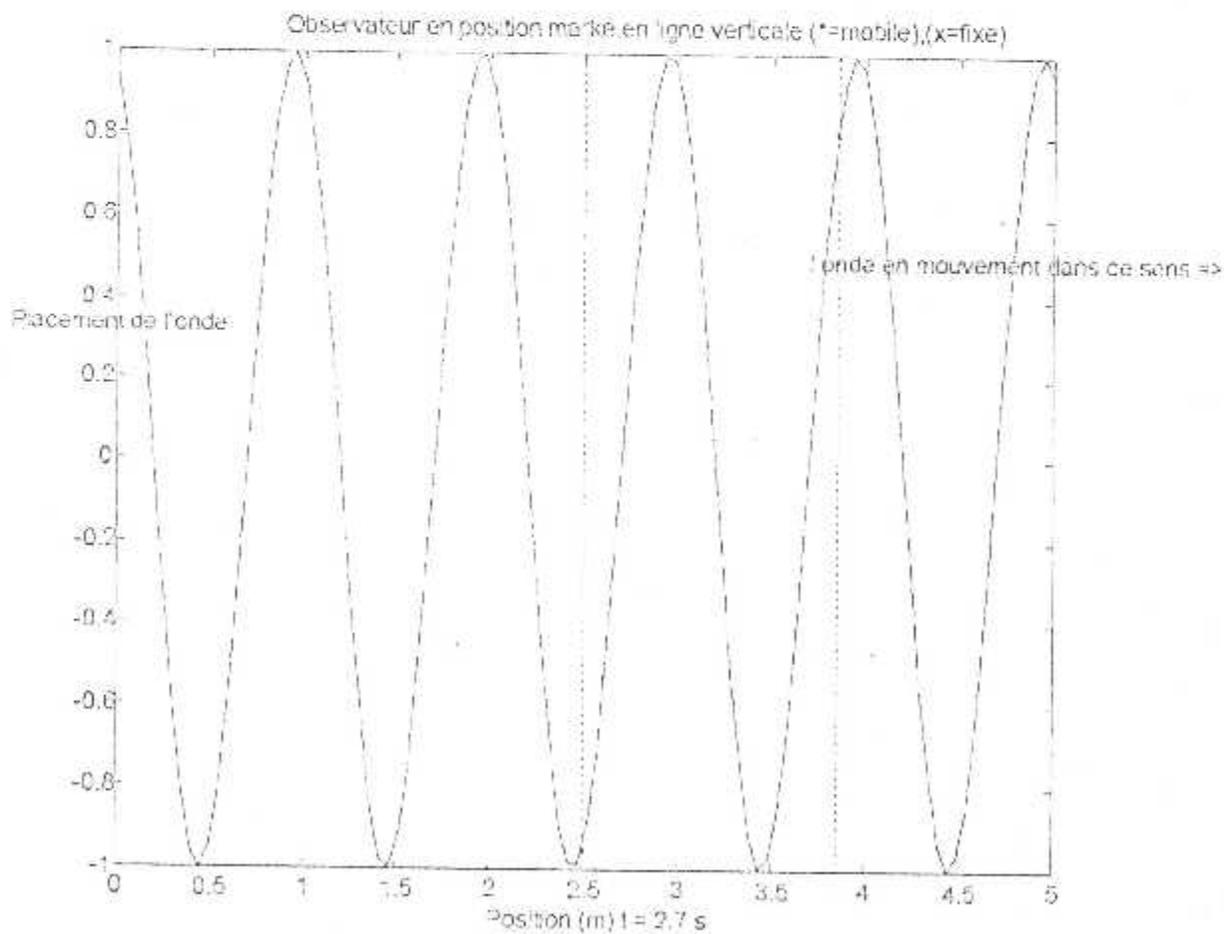
$$Z_r(t) = \sin(kx_r(t) - \omega t)$$

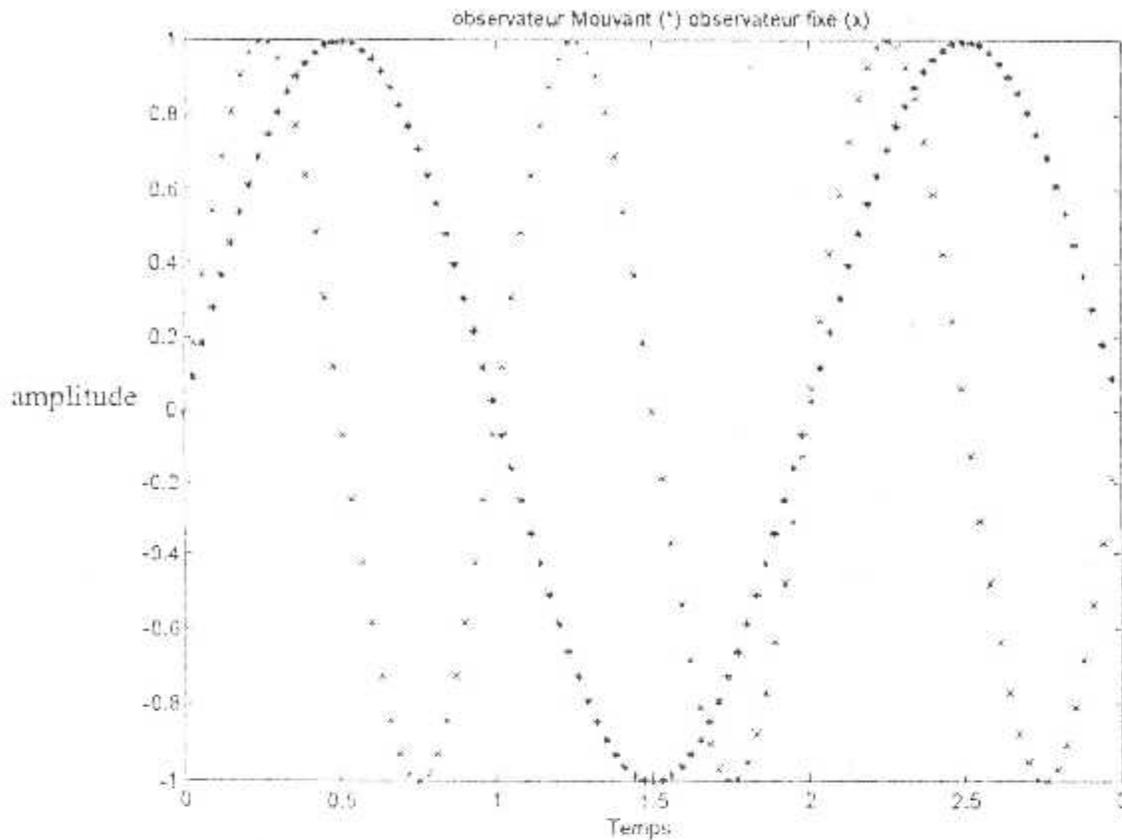
Un programme a été établi pour mesurer et tracer le déplacement mesuré par un observateur fixe et mobile pour comparaison.

### Exécution du programme

On a exécuté le programme pour les valeurs suivantes

$V_r = 0.5 \text{ m/s}$ ,  $v = 1 \text{ m/s}$ .





On remarque bien que la fréquence reçue par l'observateur mobile est deux fois plus grande que celle de l'observateur fixe. Ce qui explique le phénomène de l'effet doppler.

#### 1-4 Mesure de la vitesse

Un autre paramètre mesurable par les radars sous certaines conditions est la *vitesse radiale*, ou *vitesse de rapprochement*, des objets détectés, qui se manifeste à travers l'effet Doppler.

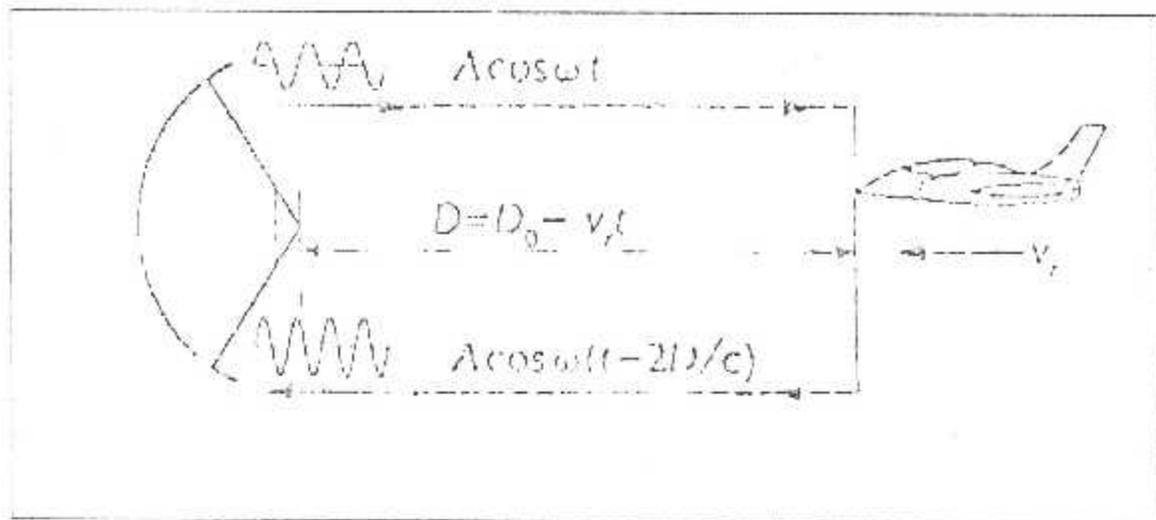


Fig 1-4 Paramètres de l'effet Doppler

Soit (Figure 1-4) un mobile situé à l'instant origine à une distance  $D_0$  du radar et s'en rapprochant à la vitesse  $v_r$ . Le temps de trajet de l'onde s'écrira alors:

$$\Delta T = \frac{2D}{c} = \frac{2D_0}{c} - \frac{2v_r t}{c}$$

Et si le signal émis est de la forme:  $S_e = A \cos(2\pi f t)$

Le signal reçu aura pour expression:

$$S_r = A \cos[2\pi f(t - \Delta T)] = A \cos \left[ 2\pi \left( f + \frac{2v_r}{c/f} \right) t + \varphi_0 \right]$$

La fréquence du signal reçu a donc augmenté de:

$$f_D = \frac{2v_r}{c/f} = \frac{2v_r}{\lambda}$$

Dite fréquence Doppler de la cible, ( $\lambda = c/f$  est la longueur d'onde émise).

### Exemple

Pour une détection d'avion

Si  $\lambda = 10\text{cm} = 0,1\text{ m}$

$V_r = 1000\text{ m/s}$

On a  $f_D = 20000\text{ Hz}$ .

Nous noterons en outre que cette translation de fréquence est en réalité due à une compression de la durée du signal reçu, de telle manière que si  $T_e$  est la durée du signal émis,  $T_r$  la durée du signal reçu :

$$T_r = T_e \left( 1 - \frac{2v_r}{c} \right)$$

Ainsi, le radar possède dans une certaine mesure le pouvoir de discriminer des cibles de vitesses radiales différentes même si elles sont dans le même volume de confusion. Cette notion sera précisée dans notre simulation.

### 1-5 Remarque de conclusion

Dans ce chapitre, on a vu qu'il est nécessaire de rappeler les principaux concepts de base avec lesquels les radars fonctionnent, en général. Ces concepts restent toujours à la base du mode de fonctionnement des radars, en outre des radars spécialisés, par exemple en calcul de vitesse (les radars pulse Doppler) utilisent le même principe de la mesure de vitesse.

# CHAPITRE II

## Implémentation du radar à impulsion

En général, il existe deux types de radar, les radars à onde continue et les radars à impulsion, ces derniers se divisent en deux catégories, les radars pulse doppler et les radars à impulsion simple. Dans ce chapitre on va considérer le radar à impulsions avec ces deux types, ces avantages, et les caractéristiques de l'onde utilisée.

## II-1 Caractéristique de l'onde utilisée

De façon générale, les ondes radio transmises par le radar à impulsion ont pour caractéristiques :

- la fréquence porteuse.
- la largeur d'impulsion.
- la modulation (si elle existe).
- le taux avec lequel les impulsions sont transmises (fréquence de répétition d'impulsion).

### II-11 Fréquence porteuse

Elle n'est pas toujours constante mais peut changer de différentes manières afin de répondre au système spécifique ou aux exigences opérationnelles. Elle peut être augmenté ou diminué d'une impulsion à la suivante. Elle peut être changé au hasard ou pendant chaque modulation.

### II-12 Largeur d'impulsion

C'est la durée de l'impulsion. Elle est généralement représentée par la lettre Grecque minuscule  $\tau$ . Les largeurs d'impulsion peuvent s'étendre d'une fraction d'un micro- seconde à plusieurs millisecondes.

La largeur d'impulsion peut également être exprimé en termes de longueur physique. C'est-à-dire, la distance, à tout instant entre les rebords principaux et arrière de l'impulsion durant son voyage dans l'espace. La largeur d'impulsion en microsecondes est d'intérêt certain. Sans aucune certaine sorte de modulation d'impulsion, elle détermine la capacité d'un radar de résoudre (Séparer) les cibles étroitement espacées en distance. Plus l'impulsion est courte, plus la résolution de distance sera meilleure.

## II-13 Modulation d'impulsion

Le problème de l'énergie au commencement du signal ainsi que le pouvoir séparateur en distance peut être résolu par la méthode de codage, modulation de fréquence ou bien modulation de phase. C'est le principe des radars à compression d'impulsion. Cette méthode sera vue en détail dans le chapitre V.

## II-14 Fréquence de répétition d'impulsion

C'est le taux auquel les radars à impulsion transmettent les impulsions (le nombre d'impulsion transmise par seconde), désigné sous le nom PRF (pulse repetition frequency) mais généralement représenté par  $f_R$ . Il s'étend entre quelques cent hertz à plusieurs centaines de kilohertz.

## II-2 Avantages de la transmission par impulsion

La majorité des radars aéroportés ainsi que les radars modernes sont à impulsion en raison des avantages que présente ces derniers. Parmi les problèmes résolus c'est le problème d'interférence du signal transmis au niveau de la réception. Dans des navigateurs Doppler, par exemple (la figure 1) l'effet Doppler fournit la séparation suffisante de fréquence pour garder le signal transmis loin de l'interférence à la réception.

Un autre problème c'est l'effet du bruit. Avec l'opération par impulsion ce dernier est minimisé, il y a une multitude de solution au point qu'il est impossible de les citer.

L'opération par impulsion a l'avantage supplémentaire de simplifier et faciliter la mesure de la distance. Si les impulsions sont en juste proportion séparées, la distance d'une cible peut être déterminée avec précision simplement par la mesure de temps écoulé entre la transmission d'une impulsion et la réception de l'écho de cette impulsion.

### II-3 Principe du radar à impulsion

Le radar est un ensemble comportant un *émetteur*, une *antenne*, un *récepteur* et un système d'exploration. Il utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être *décelée* par un récepteur adapté à ce signal. Ce principe peut facilement être mis en évidence lorsque le signal émis est une suite d'impulsions électromagnétique. Chaque impulsion de durée très brève  $\tau$  de l'ordre de quelques microsecondes se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière  $c$  (fig.2-1).

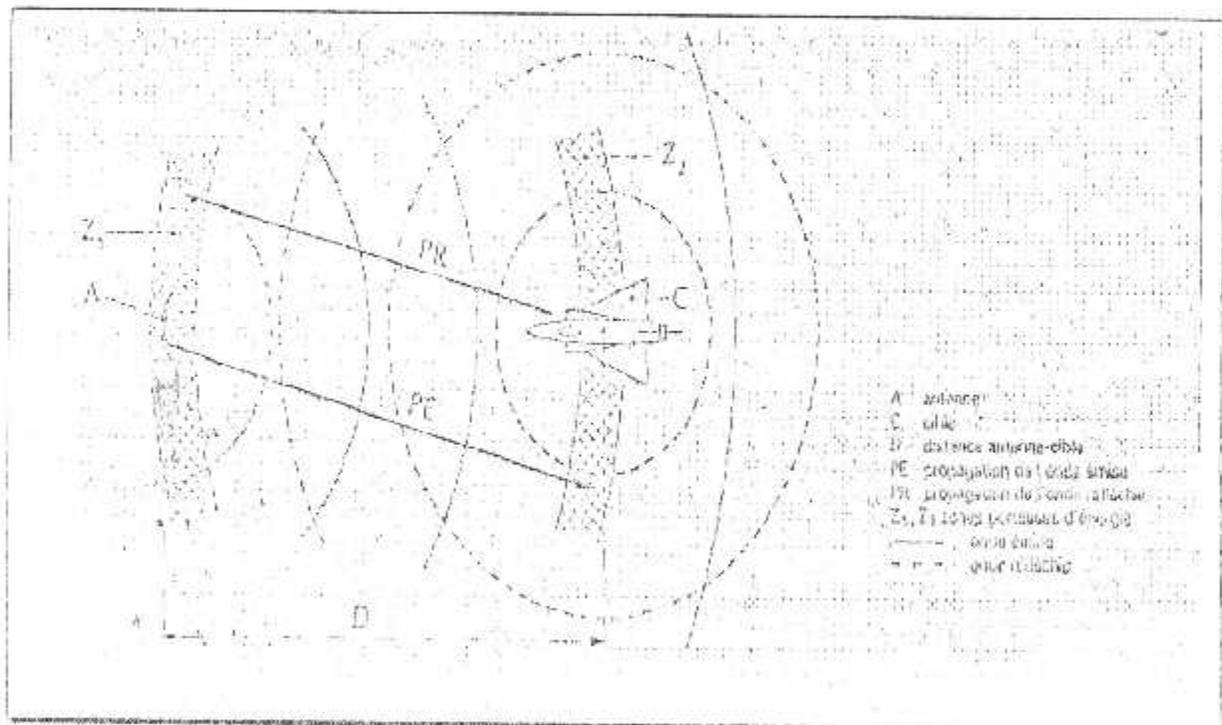


Fig 2-1 Propagation du signal radar.

Une partie de ce signal est réfléchié par la cible, on dit quelque fois que la cible est *illuminée* et *rerayonne* une partie de l'énergie émise sous la forme d'une onde de faible amplitude et de caractéristiques temporelles identiques à celle du signal émis, différents paramètres peuvent ainsi être analysés.

### II-31 COMPOSITION

Il ressort du paragraphe précédent que le radar est un instrument capable de fournir à l'utilisateur les informations suivantes:

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

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

Le diagramme fonctionnel type d'un radar est donné dans la figure (2-2).

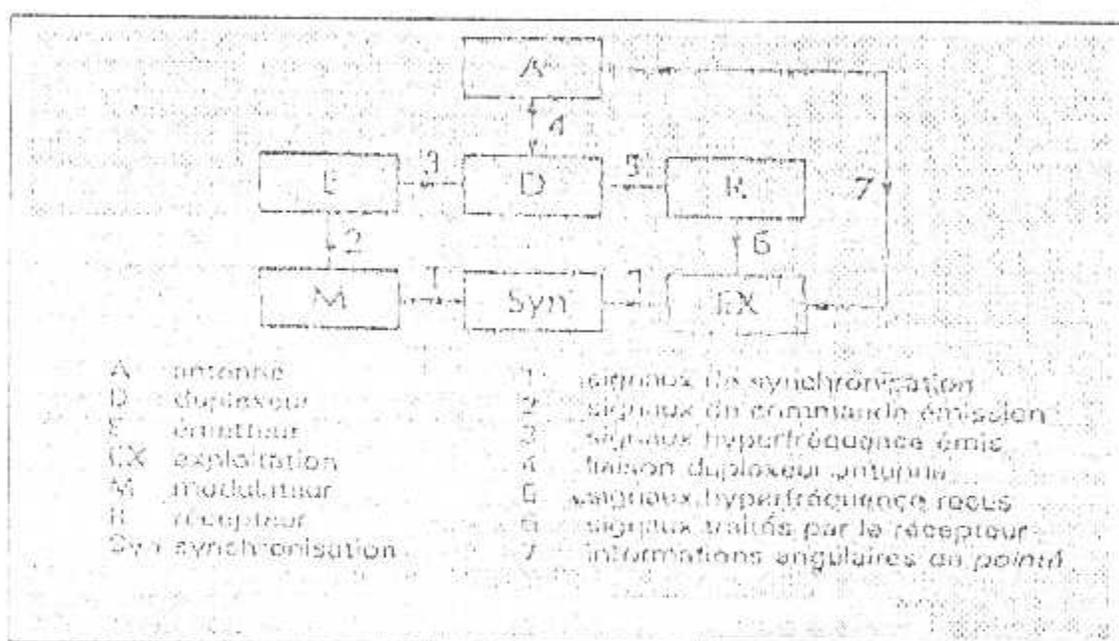


Fig2-2 ; Schéma synoptique d'un radar.

Examinons les principaux éléments fonctionnels d'un tel radar :

#### II-3-11 Antenne

C'est l'élément le plus visible du radar et également le plus connu du profane. 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 est également liée à l'antenne, une action (mécanique ou électronique) sur cette antenne permettra de modifier cette direction et donc de provoquer une exploration du domaine entourant le radar

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

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

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

### II-3-12 Duplexeur

C'est un aiguilleur électronique qui permet, d'une part au signal émis d'être dirigé vers l'antenne avec une perte minimale tout en isolant convenablement le récepteur et d'autre part au signal reçu d'être dirigé en totalité vers le récepteur, sans dérivation vers l'émetteur et toujours avec une perte minimale.

La complexité des duplexeurs dépend du niveau de puissance du signal émis (10 kW à 10 MW), elle est liée à la limitation des fuites vers le récepteur (qui ne peut supporter sans détérioration des signaux supérieurs à 100 mW environ).

### II-3-13 Emetteur

Sa partie active est le tube d'émission dans lequel est engendrée l'impulsion hyperfréquence à la fréquence et à la puissance désirées.

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, avec un rendement de 50 % en 20 cm de longueur d'onde).

La chaîne d'amplification est un autre type d'émetteur dans lequel 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.

Les tubes d'amplification radar sont les klystrons, les tubes à ondes progressives (TOP), les tubes à champs croisés et les triodes, l'émetteur comprend en outre des dispositifs annexes: refroidissement, alimentation, circuits de mise en route et de contrôle, etc. Son rendement global est de l'ordre de 10 à 30 %.

#### II-3-14 Modulateur

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

Les puissances de crête délivrées par le modulateur sont très importantes (10 MW, par exemple, pour une puissance émise de 3MW avec un rendement de 30 %); Il y correspond des courants de plusieurs dizaines d'ampères sous des tensions de plusieurs dizaines de milliers de volts.

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

#### II-3-15 Récepteur

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 ( $10^{10}$  à  $10^{11}$ ) et doit le faire sans déformation du signal. Le récepteur doit en outre effectuer le filtrage du signal et tous autres traitements adaptés à l'information à obtenir (par exemple, vitesse, position angulaire, etc.), sa réalisation doit être particulièrement soignée pour réduire le plus possible les perturbations dues au bruit qui accompagne le signal radar, dont une partie au moins prend naissance dans les circuits de réception et doit donc être minimisée.

Le récepteur radar est du type *superhétérodyne*, il est précédé ou non (suivant le cas) par un amplificateur hyperfréquence. Son circuit de sortie peut être un simple détecteur ou un système plus complexe.

Après traitement, le signal est amplifié par un amplificateur vidéo (en abrégé ampli vidéo) qui l'amène au niveau désiré pour son exploitation (quelques volts).

### II-3-16 Exploitation des informations

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

- Signal vidéo délivré par le récepteur.
- Signaux de synchronisation.
- Informations de position angulaire du faisceau d'antenne.
- Eventuellement autres informations en provenance d'un traitement spécial à la réception, ou de sources extérieures.

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

Le moyen de visualisation le plus courant est le tube cathodique. Il peut être complété par des visualisations sur écran de télévision, projection sur grand écran, voir projection en couleurs, le travail de l'opérateur est facilité par l'emploi d'une *exploitation automatique* assurée par des moyens numériques, le dialogue entre la machine et l'opérateur s'établissant par l'intermédiaire de consoles de visualisation, ces consoles, qui utilisent au maximum les possibilités de la visualisation sont des véritables systèmes pouvant recevoir les informations *brutes* du radar est les informations *synthétiques*. Elles permettent, en outre, un dialogue entre les opérateurs et le calculateur chargé de l'élaboration de l'information synthétique.

### II-3-17 Synchronisation

Le synchronisateur est le cœur du système radar. Il délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission et divers signaux annexes nécessaires à des opérations en temps réel, son élément de base est une horloge de très grande stabilité ( $10^{-5}$  à  $10^{-8}$ ) à partir de laquelle sont engendrés les signaux de synchronisation, ces signaux sont distribués aux différents éléments à piloter. Leur distribution doit être assurée avec une très grande reproductibilité sur chaque voie, de manière à ne pas fausser les mesures effectuées.

### II-3-18 Informations de pointé angulaire

Dans les cas courants, la position angulaire du faisceau est liée à la position mécanique de l'antenne. Celle-ci, doit donc être recopiée et transmise au système d'exploitation des informations, les systèmes de copie utilisés sont du type analogique (*selsyns*) ou numérique (*codeurs*).

### II-3-19 Liaison duplexeur antenne

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

## II-4 Radar pulse Doppler

Pour avoir accès à la fréquence Doppler des cibles, il est nécessaire d'augmenter la durée de la mesure. C'est ce qui est fait dans les radars pulse Doppler où le traitement concerne un train complet de  $n$  impulsions cohérentes qui peuvent être considérées comme l'échantillonnage de toutes les périodes de réception  $T_r$  d'un signal de durée  $nT_r$ , par un signal de durée  $\tau \ll T_r$  (fig.2-3).

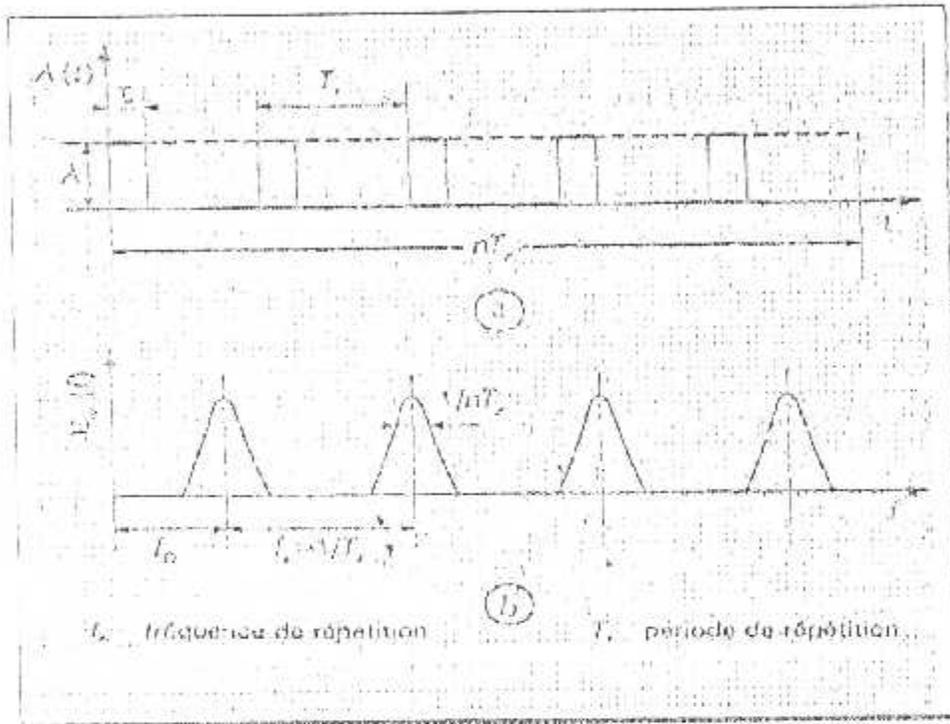


Fig 2-3: Enveloppe (a) et Spectre (b) d'un train d'impulsions cohérentes.

La largeur de spectre de chaque signal émis est  $\Delta f \approx 1/\tau$  comme dans le radar classique. Par contre, l'ensemble du train d'impulsions possède un spectre de raies, la largeur  $\delta f$  de chaque raie étant reliée à la durée totale du signal par la relation  $\delta f = 1/nT_r$ . La fréquence Doppler des cibles n'est plus alors négligeable devant la largeur des raies:

Par exemple, si  $nT_r = 3$  ms et  $\lambda = 3$  cm :

$$\delta f = 1/nT_r = 333 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad \delta v_r = \frac{\lambda \delta f}{2} = 5 \text{ m/s} .$$

Il suffit alors d'une variation de vitesse de 5 m/s pour déplacer l'ensemble du spectre d'une largeur de raie.

Une chaîne de génération et de réception cohérente est décrite en figure 2-4.

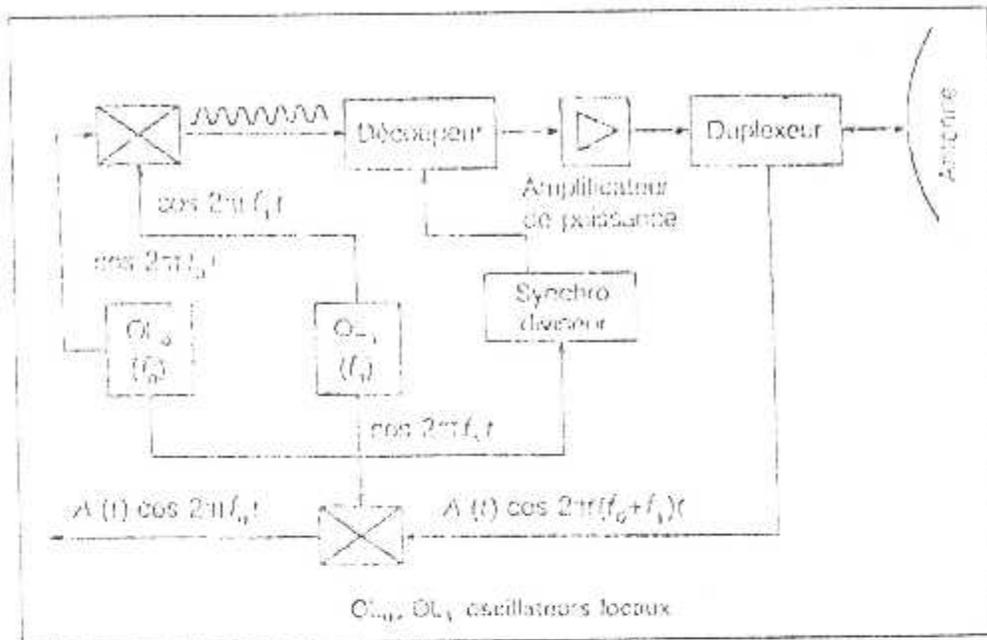


Fig 2-4 Génération d'un train d'impulsions cohérentes.

Les signaux issus d'oscillateurs très stables de fréquences  $f_0$  et  $f_1$  sont mélangés et découplés en synchronisme avec un sous multiple exact de  $f_0$  de manière que :

$$A(t) \cos 2\pi f_0 t$$

Après amplification le signal de fréquence  $f_0 + f_1$  est dirigé vers l'antenne, Il suffit à la réception de faire une transposition inverse pour se retrouver à la fréquence  $f_0$  à ceci près:

- que le signal issu d'une cible de distance  $D$  a subi un retard :

$$\Delta_t = 2 D/c \quad \text{Avec } c \text{ vitesse de la lumière;}$$

- que le signal issu d'une cible de vitesse radiale  $v_r$  a subi un glissement

$$\text{Doppler : } f_D = 2 v_r/\lambda$$

Ces deux effets pouvant être cumulés.

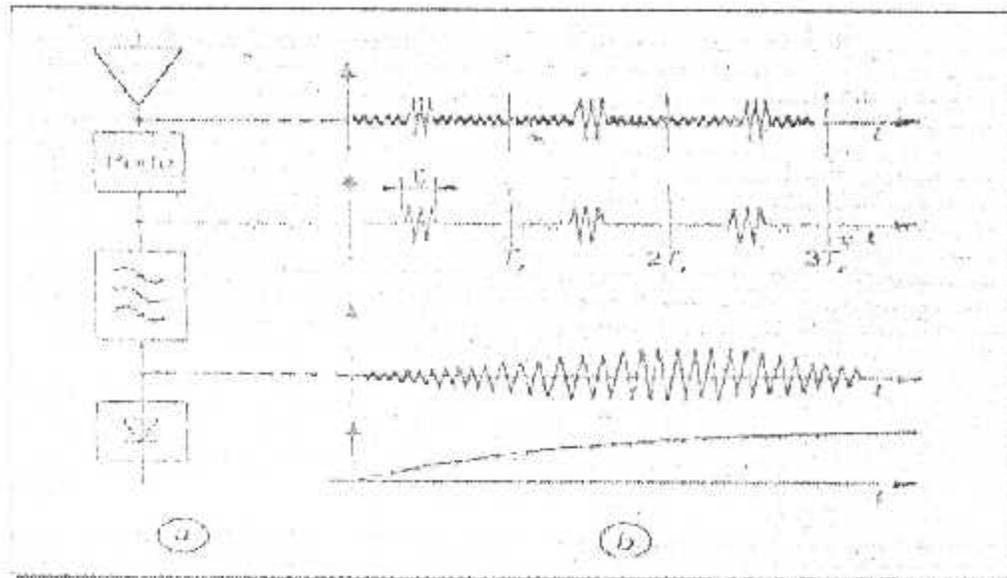


Fig 2-5 Voie de réception pulse Doppler (a) et allure des signaux correspondants (b).

La réception d'un tel signal consistera alors (fig 2-5) :

- à sélectionner le train d'impulsions réception à l'aide d'une porte positionnée à l'instant  $\Delta_i$  dans la récurrence;
- à filtrer une raie du spectre correspondant à l'aide d'un filtre de largeur de bande  $1/nT_r$ , centrée sur la fréquence  $f_D$  du signal;
- à détecter le signal issu du filtre avant présentation à un seuil.

En pratique il faudra autant de portes que  $\tau$  est contenu dans la période  $T_r$  du signal ( $T_r/\tau$  portes), et derrière chaque porte autant de filtre que de positions de raies possibles soit  $n$  filtres par porte, la largeur de chaque raie étant  $1/nT_r$ , et les raies espacées de  $1/T_r$  (fig 3 ), soit  $nT_r/\tau$  filtres au total.

Le bilan de puissance du récepteur pulse Doppler est le suivant:

- le filtre prend la moyenne des amplitudes des signaux qui lui sont présentés sur la durée  $nT_r$ , soit ici: 
$$A_s = A \frac{n\tau}{nT_r} = \frac{A\tau}{T_r}$$
- la puissance de bruit est normée par la largeur de bande du filtre ( $\delta f = 1/nT_r$ ) et le taux de découpage de la porte ( $\tau/T_r$ ) soit: 
$$B = \frac{b}{nT_r} \frac{\tau}{T_r}$$

$$\text{D'où} \quad \frac{S}{B} = \frac{A^2 \tau}{2B} = \frac{A^2 \tau}{2} \frac{1}{b} = \frac{nP_c \tau}{b}$$

$$\text{Avec } P_c \text{ la puissance de crête du signal} \quad \frac{S}{B} = \frac{nE}{b}$$

Le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur (sans tenir compte des pertes) se rapporte donc à l'énergie de l'ensemble du train d'impulsions. Ce gain d'intégration cohérente, égal au nombre  $n$  d'impulsions traitées, est à pondérer par 5 à 10 dB de pertes dues au chevauchement du signal sur les portes et au recouvrement des filtres.

Le pouvoir séparateur en distance du radar pulse Doppler est fixé par la durée  $\tau$  des impulsions émises, mais on confond deux cibles distantes de  $D = cT_r/2$ , du fait de la périodicité des impulsions. Le pouvoir séparateur en vitesse du radar pulse Doppler est fixé par la largeur  $1/nT_r$  des raies traitées, mais on confond des cibles de vitesses distantes de:  $\Delta v_r = \lambda/2T_r = \lambda f_r/2$

Du fait de la périodicité des raies.

En pratique, on sera donc amené à tolérer soit des ambiguïtés distance, soit des ambiguïtés vitesse.

Exemple:

- pour  $\lambda = 3 \text{ cm}$  et  $f_r = 50000 \text{ Hz}$

$$\Delta v_r = 750 \text{ m/s et } \Delta D = 3 \text{ Km};$$

- pour  $\lambda = 3 \text{ cm}$  et  $f_r = 500 \text{ Hz}$

$$\Delta v_r = 7,5 \text{ m/s et } \Delta D = 300 \text{ Km};$$

### II-5 Remarque de conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié le radar à impulsion, sa composition, les caractéristiques de l'onde utilisée ainsi que ces avantages, on a vu aussi les radars pulse Doppler, ces derniers spécialisés en calcul de vitesse.

De façon générale, le radar à impulsion est l'un des radars les plus fiables pour les services qu'il offre aux utilisateurs dans les différents domaines.

# CHAPTER III

## THE STATE OF THE UNION

## Introduction

La détection d'un signal de cible est gênée et limitée par la présence de signaux parasites divers, internes ou externes, naturels ou artificiels. Nous appellerons tous ces signaux, autre que le signal utile de cible, des bruits bien que certains d'entre eux n'aient pas le caractère aléatoire que l'on prête en général aux bruits.

De plus, ce qui pour une application est considéré comme une gêne (un bruit), peut être le signal utile pour une autre application ; c'est le cas par exemple pour les échos de sol (ou les échos atmosphérique) qui représente des bruits pour les radars de détection de cibles aériennes, mais qui sont les signaux utiles des radars de cartographie (ou des radars météorologiques).

Ces bruits sont constitués :

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

### III-1 Bruit en réception radar

Le bruit joue un rôle très important en réception radar car c'est sa présence qui vient limiter les possibilités de détection du signal utile. Le présent paragraphe a pour but de préciser à ce sujet les notions simples utiles à l'application radar.

Les sources de bruit dans un récepteur sont :

- les résistances qui sont productrices de bruit thermique ;
- les éléments actifs qui produisent leurs bruits propres.

Toutes ces sources de bruit s'additionnent en puissance dans le récepteur radar pour former le bruit global de réception. En pratique, dans la bande utile

d'un radar, le bruit est uniformément réparti à toutes les fréquences. La puissance moyenne de bruit à la sortie d'un récepteur sera donc, toutes choses égales par ailleurs, proportionnelle à sa bande passante.

## II-2 Définition de base

La référence de bruit usuellement reconnue est issue de l'analyse du bruit d'origine thermique dont les principaux paramètres sont résumés ci-après :

- a) Tension efficace de bruit aux bornes d'une résistance  $R$  :

$$V_B = \sqrt{4RkT \Delta f}$$

Avec  $\Delta f$  (Hz) largeur de la bande,

$K$  ( $=1.38 \times 10^{-23}$  J/K) constante de Boltzmann,

$R$  ( $\Omega$ ) résistance,

$T$  (K) température.

- b) Puissance maximale de bruit thermique transmissible à une charge (à l'adaptation):  $B = k V_B^2 / 4R = k T \Delta f$

- c) Densité spectrale de bruit thermique:  $b = B / \Delta f = kT$

- d) Généralisation à des bruits quelconque : un bruit d'origine quelconque peut être caractérisé (en radar ou les bandes passantes relatives restent faibles) par une température équivalente de bruit  $T_0$  telle que :

$$B = kT_0 \Delta f$$

Ou  $b = kT_0$

On notera en outre que ces paramètres physiques sont définis sur les spectres réels des signaux.

## III-3 Applications au récepteur

### III-31 Gain et bande passante d'un récepteur

Pour tenir compte des problèmes de l'adaptation, on choisira comme définition du gain :

$$G = \frac{\text{puissance fournie à la charge}}{\text{puissance maximale disponible sur la source}}$$

Le gain d'un récepteur est généralement fonction de la fréquence du signal. On l'écrit donc, en faisant apparaître la transmission  $F(f)$

$$G(f) = G |F(f)|^2 \dots (|F(f)|_{\text{max}} = 1)$$

D'où la formule de Af. bande passante équivalente d'un récepteur, respectant l'expression de la puissance de bruit ( $B = b\Delta f$ ):

$$\Delta f = \int_0^{\infty} |F(f)|^2 df$$

Cette bande est en général voisine de la bande passante à mi-puissance du récepteur (rapport 1 à 1.5 selon le type de circuit d'accord)

### III-32 Température additionnelle d'un récepteur

Tout récepteur engendre des bruits dans sa structure interne. Pour tenir compte de ce phénomène, on assimilera l'ensemble de ces bruits à une source unique placée à l'entrée du récepteur, qui sera comme le bruit externe amplifié avec un gain  $G$  (fig.3-1)

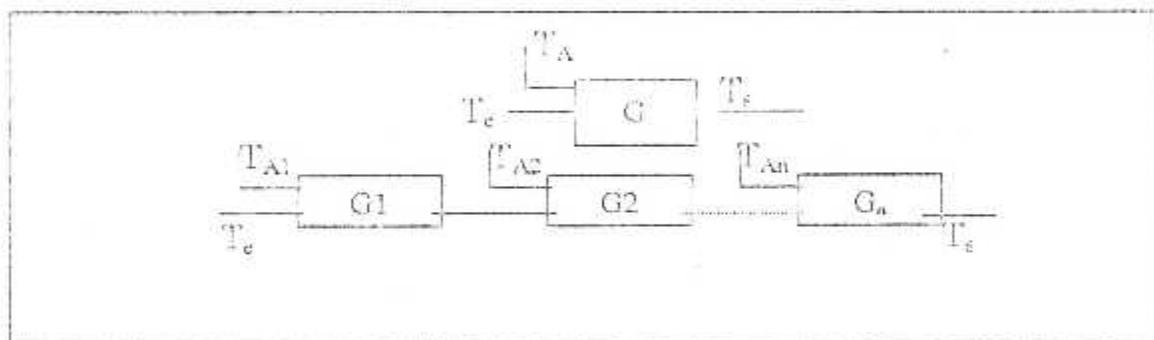


Fig.3.1. - Température additionnelle de bruit d'amplificateurs

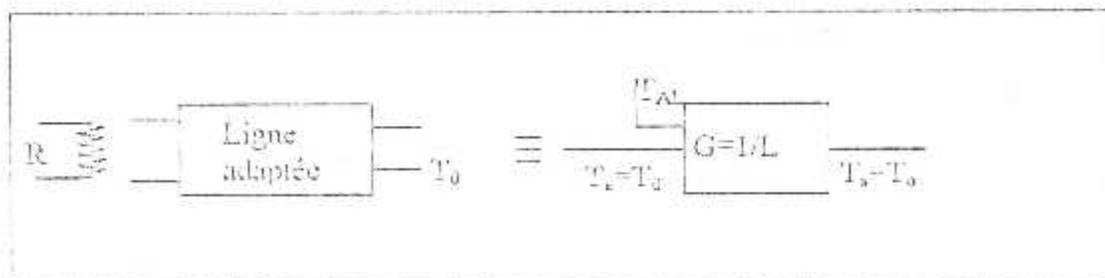


Fig 3.2 Température additionnelle de bruit d'une ligne adapté

Dans ce cas, le bruit en sortie du récepteur  $B_s$  s'écrira :

$$B_s = G(B_e + B_A)$$

Avec  $B_A$  bruit additionnel

$B_e$  bruit à l'entrée du récepteur

Soit, en utilisant directement la notion de température bruit,

$$T_s = G(T_e + T_A)$$

$T_A$  est appelée température additionnelle de bruit du récepteur, elle se déduit des caractéristiques de celui-ci par la relation :

$$T_A = (T_s - GT_e) / G$$

Elle ne dépend que des conditions de fonctionnement du récepteur et non de signal d'entrée.

$T_A$ ,  $G$  et  $A_f$  caractérisent complètement le bruit d'un récepteur.

### III-33 Température totale de bruit d'une chaîne de réception

Une chaîne de réception est généralement composée d'une antenne, d'une liaison hyperfréquence et d'un récepteur.

L'antenne recueille les bruits externes (origine thermique principalement) en pondérant par son gain dans chacune des directions des sources de bruit. Le bruit recueilli par une antenne radar est plus faible que  $T_e$ , lorsque l'antenne radar est pointée vers le ciel qui hors du soleil est une source froide. En général  $T_{ant} = 100$  à  $200$  K.

La liaison hyperfréquence se comporte comme une ligne adaptée de perte  $L$ . De ce fait, la température de bruit à la sortie de la ligne, donc à l'entrée du récepteur choisie comme point de référence, s'écrira (fig. 3-3) :

$$T_e = \frac{T_{ant}}{L} + \frac{T_0(L-1)}{L}$$

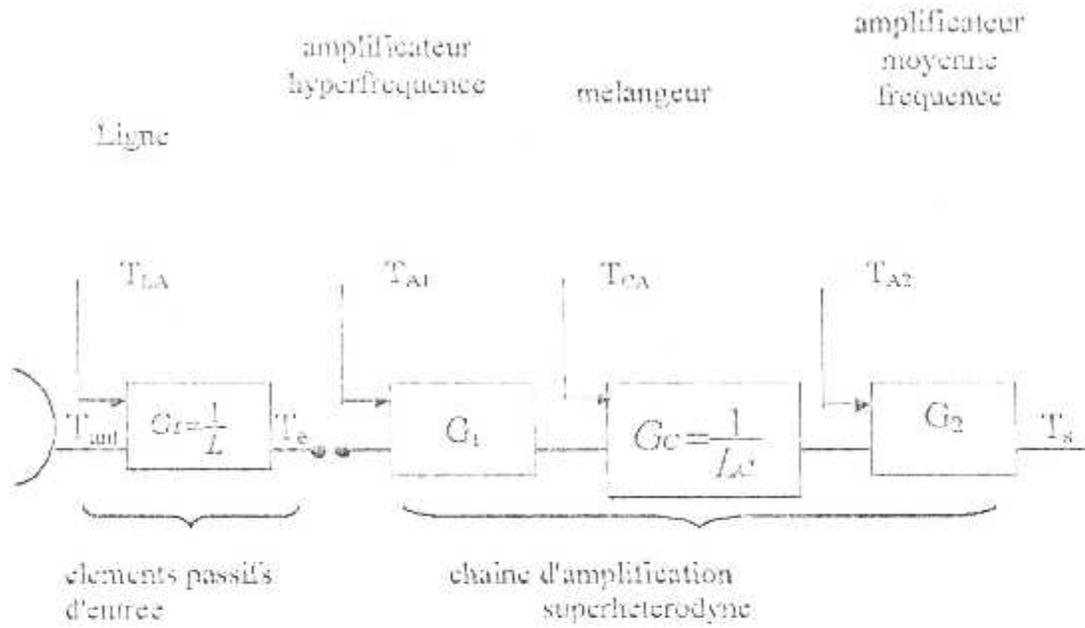


fig.2-3- bruit d'une chaîne de réception.

Et la température totale de bruit de la chaîne complète :

$$T_F = T_e + T_A = \frac{T_{ant}}{L} + \frac{T_0(L-1)}{L} + T_{A1} + \frac{T_{eC}}{G_1} + \frac{T_{eI}L}{G_1}$$

### III-34 Facteur de bruit

#### III-34-1 facteur de bruit d'un amplificateur

Si l'on considère un amplificateur pris isolément, soumis à une source de bruit de température  $T_0 = T_0 = 290$  k, le facteur de bruit de l'amplificateur est défini par la relation :

$$F_0 = \frac{T_0}{G \cdot T_e} = \frac{T_0}{G \cdot T_c} = \frac{T_s + T_e}{T_0} \quad (\text{fig.3-1})$$

Cette définition normalisée du facteur de bruit est utilisée pour toutes les mesures en laboratoire.

#### III-34-2 Facteur de bruit d'une chaîne de réception

Dans le cas d'amplificateur en cascade, la relation (1.1) et la définition du facteur de bruit  $F$  donné dans le paragraphe 1 permet d'écrire :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

### III-4 Bruit radiométrique

Même en absence de toute émission, le radar capte par son antenne tous les signaux rayonnés par l'environnement dans sa bande de réception tels que :

- les rayonnements cosmique ; mise à part le rayonnement du soleil (quand le faisceau d'antenne est dirigé dans sa direction), celui-ci est négligeable ;
- les rayonnements industriels, issus de l'activité humaine, qui génère des composantes spectrales dans la bande du radar. En dehors des signaux issus d'autres radars ou des autres équipements porteur, la perturbation apportée par ces rayonnements est très occasionnelle.
- le rayonnement thermique du sol qui est l'objet principal de ce paragraphe.

La puissance rayonnée par le sol, dans la bande de réception  $B$ , est fonction de sa température physique  $\theta$  et de son pouvoir émissif, ainsi que son pouvoir réfléchissant et de la température du ciel. Elle est caractérisée par une température de bruit apparente  $T_A$ . Cette température est de l'ordre de 200K à 300K (100K pour une surface d'eau réfléchissant le ciel).

Le radar intègre l'énergie reçue, dans la bande  $B$ , par le lobe principal et tous les lobes parasites de l'antenne. Pour un sol homogène (température et émissivité constantes), la puissance reçue est indépendante du diagramme d'antenne. Par contre, si on souhaite obtenir une image thermique du sol (radiométrie), la directivité (le gain) de l'antenne est importante pour permettre de différencier des objets de faibles dimension ou des parcelles de terrain de température légèrement différente.

En fait l'antenne radar et les circuits hyperfréquence placés avant le récepteur comportant des pertes ohmiques (quelques dB), le bruit radiométrique est en grande partie masqué par le bruit propre de ces éléments et la température du bruit présent à l'entrée du récepteur est pratiquement ambiante  $T_0$ .

### III-5 Échos parasites, fouillis (clutter)

Les objectifs intéressant le radar sont le plus souvent des cibles mobiles telles que des véhicules terrestres (automobiles) ou des objets volants. Ces objectifs (appelés *cibles utiles*) sont généralement détectés par le radar en même temps que tous les autres échos présents dans le champ de l'antenne et qu'on désigne par l'expression de *cibles parasites* (ou d'*échos de clutter*, d'un mot anglais signifiant une accumulation d'objets en désordre). Parmi les échos de clutter, on peut citer les échos atmosphériques renvoyés par les gouttelettes d'eau constituant les nuages, ainsi que les échos appelés "anges", dus à des irrégularités de l'atmosphère, sans oublier tous les échos d'objets situés à la surface du sol (arbres, rochers, immeubles, pylônes électriques), et plus généralement la surface du sol, qui se comporte plus ou moins comme un miroir dépoli. Ces parasites représentent une masse énorme d'échos parmi lesquels il est difficile d'identifier les cibles utiles, surtout si elles sont à basse altitude.

#### III-51 Fouillis et échos de sol (clutter de sol)

Les réflecteurs répartis à la surface du sol, qu'ils soient naturels comme le sol ou la végétation ou artificiels comme les constructions humaines, renvoient au radar des signaux dont la puissance dépend de leurs distances, de leur SER et du gain d'antenne dans leur direction. Ceux qu'ils sont reçus au même instant qu'une cible à la distance  $D$  (hors ambiguïté distance), et qui gênent donc sa direction, sont situés à l'intérieur d'une zone délimitée par une couronne,  $D$ , (figure 3.4) centrée sur la projection vertical de la cible sur le sol et délimitée par les cercles de rayon  $(D - r_D / 2) \cos S$  où  $S$  est l'angle de site et  $r_D = c / 2B$  la résolution distance du radar.



Si l'on est en présence de ce type de clutter dans toute la couronne D la puissance de fouillis reçu à la distance D est :

$$P = \int_{\Omega} d\sigma = \frac{P_e \lambda^2 \sigma_s}{(4\pi)^2 D^4} \int_{\Omega} G^2(\theta) dS \dots\dots\dots(5.5)$$

Les antennes des radars étant optimisées pour réduire les lobes parasites, l'approximation  $\int_{\Omega} G^2(\theta) dS \approx G_0^2 S_r$  est valide ; ( $G_0$  est le gain d'antenne dans l'axe et  $S_r = \frac{c}{2B} \theta_{3dB} D^2$  est la surface de la cellule de résolution du radar en distance et en angle, représentée en hachuré sur la figure 3.4.

La relation (5.5) s'écrit alors :  $P = \frac{R G_0^2 \lambda^2 \sigma_s}{(4\pi)^2 D^4}$ ,  $\sigma_s$  étant la SER de la cellule

$$S_r \text{ donnée par : } \sigma_s = \sigma_0 S_r = \sigma_0 \theta_{3dB} D^2 / 2B \dots\dots\dots(5.6)$$

**III-513 Mesure du coefficient de rétrodiffusion**

La connaissance des valeurs statiques de  $\sigma_0$  pour différents types de terrain est acquise par des mesures effectuées avec des radars étalonnés. A partir de la mesure de P, les relations (5.5) et (5.6) permettent d'estimer la valeur de  $\sigma_0$ .

$\sigma_0$  est une grandeur qui dépend de nombreux paramètres tels que :

- la nature du terrain, son humidité, la saison ...
- l'angle sous lequel le sol est vu ou l'angle de dépression  $\alpha$ ,
- la longueur d'onde et la polarisation.

Ces mesures ont fait l'objet de nombreuses publications.

La figure 3.5 donne un exemple de relevé de  $\sigma_0$  en fonction de l'angle  $\alpha$  pour un terrain moyen (zone rurale) en bande X.

On constate, (c'est le cas général), une dépendance du type :  $\sigma_0 = \gamma \sin \alpha$ . La rétrodiffusion du sol est alors caractérisée uniquement par le paramètre  $\gamma$ .

## III-514 Modèles de clutter de sol

Pour évaluer les performances des radars la modélisation du retour de sol (comme celle des cibles) est nécessaire. Un modèle communément admis est celui correspondant à un fouillis homogène avec  $\gamma$  constant tel que  $\gamma = 0,15$ . Il est assez représentatif de ce que un radar peut rencontrer, et permet de calculer la probabilité de détection dans le cas habituels.

Dans certains cas ce modèle n'est pas suffisant et doit être complété. En effet l'hypothèse d'homogénéité du clutter se vérifie lorsque la cellule de résolution est suffisamment étendue pour contenir un grand nombre de réflecteurs qui conduisant à une valeur moyenne de SER  $\sigma_s$  élevée (plusieurs milliers de  $m^2$ ) statistiquement constante. Lorsque la résolution s'améliore, la surface de la cellule se réduit ainsi que la valeur de  $\sigma_s$  et les échos ponctuels puissants deviennent prédominants. Pour les cellules contenant ces échos, la SER cesse alors d'être proportionnelle à  $S_r$  et il faut prendre ceux-ci en compte individuellement.

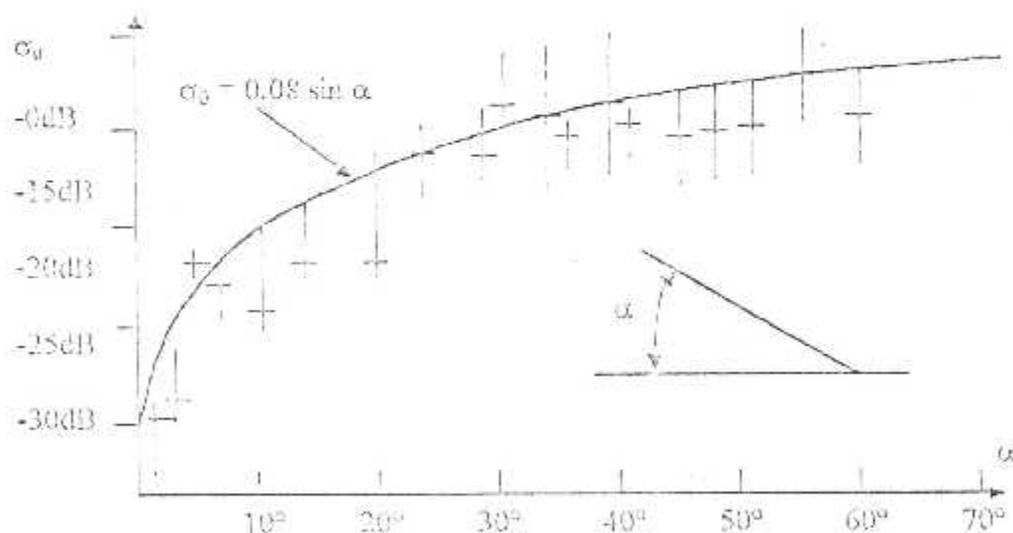


Figure 3.5-Mesure et modèle de  $\sigma_0$

Un modèle plus complet, [Lacomme, 1989], est composé de fouillis homogène à  $\gamma$  constant auquel est superposé une distribution d'échos ponctuels répartis aléatoirement en SER et en localisation avec des densités de répartition

fixant le nombre de ponctuels dans une catégorie de SER donnée par unité de surface.

On trouvera ci-dessous deux exemples de modèles de fouillis :

Zone rurale	Zone urbanisée
$\gamma = 0,08$	$\gamma = 0,25$
100 échos de 100 m <sup>2</sup> par NM <sup>2</sup>	300 échos de 100 m <sup>2</sup> par NM <sup>2</sup>
15 échos de 1000 m <sup>2</sup> par NM <sup>2</sup>	100 échos de 1000 m <sup>2</sup> par NM <sup>2</sup>
1 écho de 10.000 m <sup>2</sup> par NM <sup>2</sup>	15 échos de 10.000 m <sup>2</sup> par NM <sup>2</sup>
0,1 écho de 100.000 m <sup>2</sup> par NM <sup>2</sup>	0,3 écho de 100.000 m <sup>2</sup> par NM <sup>2</sup>

### III-515 Spectre de fouillis de sol

Un écho de sol ponctuel  $M_1$  vu sous l'angle  $\theta_1$  par rapport au vecteur vitesse  $\vec{v}$  du porteur (figure 3.6), est reçu avec la fréquence Doppler :  $f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos \theta$ .

L'ensemble des échos de sol se répartit selon le spectre représenté figure 3.4.

En absence d'ambiguïté comporte un niveau très élevé dû aux échos reçus par le lobe principal de l'antenne et localisé autour de :  $f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos S \cos G$  où  $S$  est le site de l'antenne et  $G$  le gisement. La largeur de cette zone est :  $\Delta f = \frac{2v}{\lambda} \cos S \sin G \theta_{max}$ .  $\cos S$  étant généralement proche de 1, la largeur spectrale est essentiellement liée à :  $v \sin G$ .

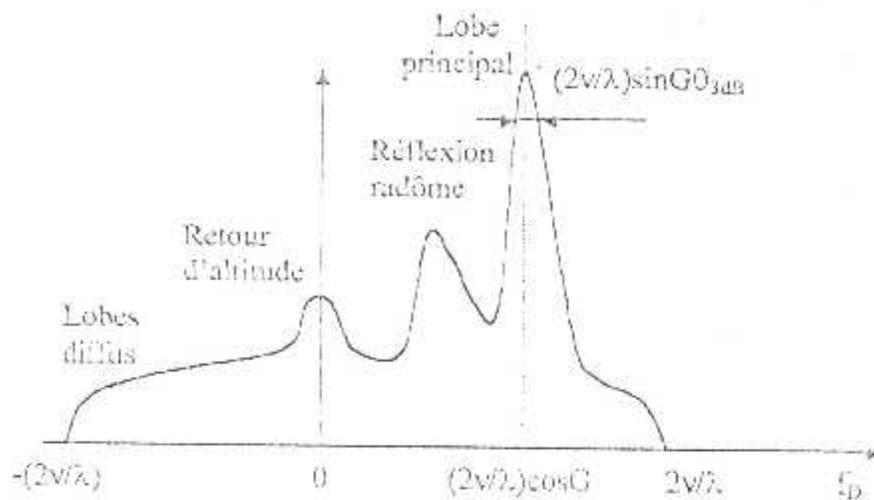


Figure 3.6- Spectre de clutter de sol.

### III-52 Retour de mer (clutter de mer)

Une étendue d'eau (lac, mer, océan) se comporte comme une surface de sol particulière, pour des états de mer modérés (mer<5) et une distance moyenne ( $r_D > 30\text{m}$ ) le fouillis de mer peut être considéré comme homogène.

Le  $\sigma_s$  de mer, qui a fait l'objet de nombreuses mesures, dépend :

- de l'état de la mer et en particulier de la force du vent : la structure fine de la surface de la mer, liée aux risées, et la contribution principale du retour de mer, qui demeure modéré en général comparé à celui du sol.
- de l'angle de vue par rapport à la direction du vent : le  $\sigma_s$  de la mer vue sous le vent est plus élevé (10dB) que celui de la mer vue au vent.
- de la longueur d'onde et de la polarisation : le  $\sigma_s$  en polarisation horizontale est en moyenne faible (7 à 8 dB) qu'en polarisation verticale.

Toutefois, lorsque la résolution distance devient inférieure à la dizaine de mètres, le fouillis de mer perd son aspect homogène notamment en polarisation. La distribution d'amplitude de fouillis présente alors des pointes importantes sur les crêtes de vagues qui entraînent des fausses alarmes et rendent la détection difficile ; la polarisation horizontale perd alors beaucoup de son intérêt.

Le spectre de retour de mer comporte, en plus des effets dus au mouvement du porteur, une composante liée au mouvement de la houle et la vitesse du vent qui décale et élargit notablement ce spectre. Les crêtes de vagues ont, quant à elles, des durées de vie de plusieurs secondes.

### III-53 Echos météorologiques (clutter atmosphérique)

Outre l'absorption, l'atmosphère intervient par rétrodiffusion des ondes sur les réflecteurs qu'il contient tels que les échos météorologiques (pluie, grêle, nuages) les oiseaux et les insectes.

Ces derniers dont la S.E.R faible (pigeon : 0.002m<sup>2</sup> ; canard sauvage : 0.01m<sup>2</sup>) est comparable à des cibles discrètes (missiles, avions furtifs), interviennent comme des échos ponctuels fugitifs, dont l'identification incertaine les fait classer parmi les anges (entités apparaissant et disparaissant mystérieusement) provoquant des fausses alarmes lorsque la discrimination par la vitesse est impossible.

Les échos météorologiques, (principalement la pluie), sont répartis en volume et, de façon analogue au fouillis de sol, on définit un coefficient de réflectivité,  $\eta$  qui est le rapport  $\eta = \frac{\sigma}{V}$  entre la SER d'une portion de l'espace et son volume.

La SER du fouillis atmosphérique est :

$$\sigma_A = \eta V = \eta \theta_{S3,0} \theta_{S3,0} D^2 c/2B$$

Où  $V$  est le volume de la cellule de résolution à la distance  $D$ .

Le coefficient  $\eta$  (homogène à m<sup>-1</sup>), dépend principalement de l'intensité  $I$  de la pluie (exprimée en millimètres par heure) et de  $f_0$

$$\eta = 7 \cdot 10^{-2} f_0 I^{1.5} \quad (f_0 \text{ en GHz})$$

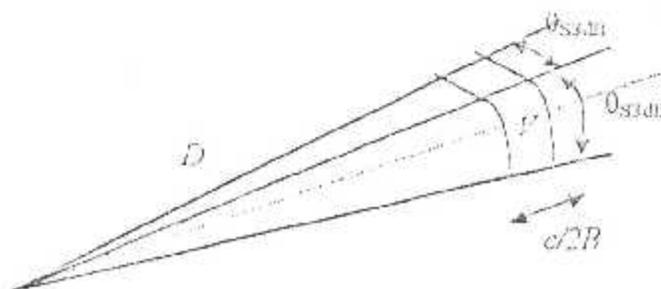


Figure 3-7 : Clutter atmosphérique

### Exemple d'application

$I = 4 \text{ mm/h}$  (pluie modérée),  $f_0 = 10 \text{ GHz}$ ,  $\theta_{\text{scat}} = \theta_{\text{obs}} = 3^\circ$ ,  $B = 5 \text{ MHz}$  à la distance  $D = 50 \text{ km}$ ,  $\sigma_0 = 130 \text{ m}^2$ . La SER de la pluie est donc largement supérieure à celle des cibles aériennes, le spectre de la pluie comporte, en plus des effets liés à la vitesse du porteur communs aux échos de sol, une composante moyenne liée à la vitesse du vent et un élargissement dû aux cisaillements à l'intérieur du nuage. Les largeurs de spectre de la pluie atteignent des centaines de Hz en bande X.

### III-6 Lutte contre les échos parasites

Il est souvent nécessaire que le radar fasse lui-même le tri entre tous ces échos, pour ne conserver que ceux qui sont utiles. Plusieurs procédés sont utilisés séparément ou simultanément.

Un premier, très efficace contre les échos de pluie et de nuage, consiste à émettre une onde électromagnétique polarisée circulairement. La lumière fournie par les projecteurs lumineux classiques n'est pas polarisée, mais on peut la transformer en une onde polarisée linéairement en la filtrant par un système approprié (tels ceux qui sont utilisés pour la fabrication des verres protecteurs "anti-soleil"). La lumière polarisée linéairement est alors constituée de vibrations parallèles entre elles et perpendiculaires à la direction de propagation. Une telle lumière est éteinte par passage dans un second polarisant dont le plan de polarisation est perpendiculaire à celui du premier filtre. L'association de deux lumières identiques, polarisées chacune dans deux directions perpendiculaires, fournit une *lumière polarisée circulairement*, car tout se passe comme si la vibration "tournait en rond" dans un certain sens. Si une telle lumière éclaire des objets sphériques comme des gouttes de pluie, ceux-ci renvoient une lumière toujours polarisée circulairement mais (tournant) dans l'autre sens, alors que les échos utiles tels que les échos transmis par les avions

# CHAPITRE IV

## Équations du radar

sont constitués, de façon statistiquement identique, de deux ondes circulaires, polarisées la première dans un sens et la seconde dans l'autre. Si l'antenne du radar ne peut recevoir qu'un sens de polarisation circulaire, il est donc possible d'atténuer considérablement les échos de pluie, de nuages et de brouillard.

Un deuxième procédé de lutte contre les cibles parasites de clutter est fondé sur le fait que celles-ci sont immobiles ou de faible vitesse par rapport à celles des cibles utiles. Or, lorsqu'une cible est animée d'une vitesse (radiale) par rapport au radar, la fréquence des signaux reçus de la cible diffère de celle des signaux émis correspondants, le "glissement" de fréquence étant proportionnelle à la vitesse radiale de la cible par rapport au radar. C'est l'effet *Doppler-Fizeau*. Il est dès lors possible d'utiliser dans le récepteur un système permettant d'éliminer tous les échos dont le glissement Doppler-Fizeau est trop faible pour pouvoir correspondre à des cibles utiles. D'ailleurs, on peut également mesurer le glissement Doppler-Fizeau des échos utiles reçus par le radar, de façon à mesurer la vitesse radiale des cibles utiles. C'est ainsi que l'on détecte les conducteurs d'automobiles ayant dépassé les vitesses limites. Ce procédé permet aussi d'apprécier le danger que représente un avion ennemi et d'utiliser au mieux les armes défensives dont on dispose. Les progrès effectués dans le domaine du *filtrage Doppler-Fizeau* sont considérables, surtout depuis que l'on utilise pour mesurer le glissement Doppler-Fizeau de petits calculateurs arithmétiques construits à cette fin (on préférera le nom de "processeur numérique de traitement de signal", ou D.S.P., de l'anglais *Digital Signal Processor*).

### III-7 Remarque de conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les différents signaux parasites, internes ou externes qui peuvent gêner la détection d'un signal. En ce qui concerne notre simulation le bruit est présenté comme étant un bruit gaussien, ce qui est une tout petite partie des signaux parasites divers. De ce fait, les signaux parasites peuvent être un thème de projet à proposer.

### IV.1 Paramètres caractéristiques du signal

Le signal radar est généralement un train d'impulsions hyperfréquence de pulsation  $\Omega$  de durée  $\tau$  se répétant tout les  $T_R$ . Chaque impulsion porte une énergie  $E$  et sa puissance de crête est  $P_c$ . Pendant la durée de l'impulsion le signal s'écrit sous la forme :

$$A(t) = A \cos \Omega t$$

Les notions de puissance et d'énergie peuvent paraître familières ; il semble utile cependant de rappeler les définitions suivantes :

- puissance instantanée d'un signal, par définition :

$$P_i = A^2(t)$$

- énergie d'un signal :

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} P_i dt = \int_{-\infty}^{+\infty} A^2(t) dt$$

Pour l'impulsion de durée  $\tau$  :

$$E = \int_0^{\tau} A^2 \cos^2(\Omega t) dt$$

- puissance efficace d'un signal de durée définie  $T$  :  $P = E/T$ .

pour une impulsion de durée  $\tau$ , la puissance de crête est :

$$P_c = E/\tau = A^2/2$$

Et pour l'ensemble d'un train d'impulsion, de durée totale  $n T_R$ , la puissance moyenne du signal est :

$$P_m = \frac{nE}{n T_R} = \frac{E}{T_R} = \frac{P_c \tau}{T_R}$$

Avec  $\tau/T_R$  facteur de forme du train d'impulsion.

## V.2 NOTION DE FILTRE OPTIMAL

### V.2.1 Position du problème

Le signal reçu est amplifié par un récepteur de radar est un signal composite formé de la superposition du signal utile et de bruit. LE problème du radariste est donc de discerner le signal dans le bruit qui l'entoure. Pour cela le signal composite subit un traitement par étapes successives qui peut se ramener au schéma type de la figure 4.1.

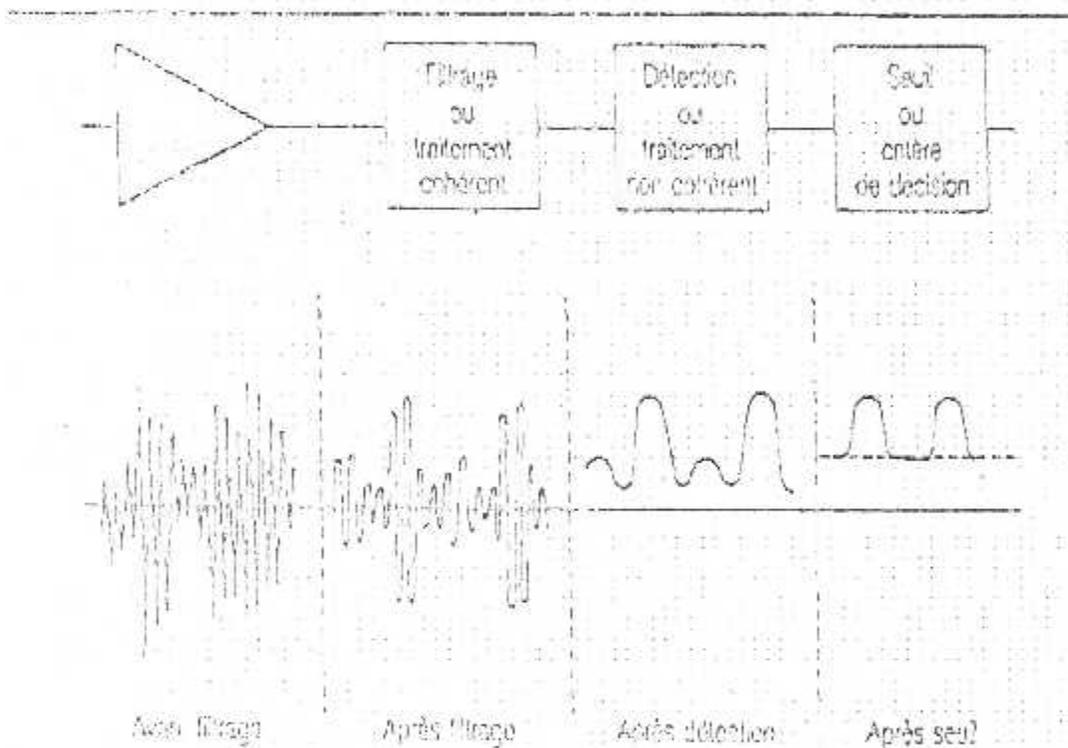


Fig.4.1-chaîne de réception et allure des signaux correspondants

Dans le cas le plus simple :

- L'amplificateur amène le signal à un niveau convenable ;
- Le filtrage a pour but d'atténuer au maximum l'effet du bruit tout en préservant le signal ;
- Le détecteur prend (à un coefficient près) le carré de l'amplitude du signal ;
- Le seuil ne laisse passer que les signaux d'amplitude suffisante, ce qui entraîne :
  - ❖ Une limitation de la visibilité des échos utiles, les échos faibles pouvant ne pas être sélectionnés.
  - ❖ Un risque de fausse alarme lorsque le bruit seul pour former un écho parasite dépassant le seuil de détection.

On définit alors la qualité de la détection du radar par deux probabilités :

– probabilité de détection :

$$\mathcal{P}_d = \mathcal{P} \{ \text{signal} + \text{bruit} > \text{seuil} \}$$

– probabilité de fausse alarme :

$$\mathcal{P}_{fa} = \mathcal{P} \{ \text{bruit seul} > \text{seuil} \}$$

La qualité de la détection sera d'autant meilleure que  $\mathcal{P}_d$  sera grande (typique 0.8 à 0.9) et  $\mathcal{P}_{fa}$  faible (typique  $10^{-4}$  à  $10^{-6}$ ). On voit que cela entraîne un seuil suffisamment élevé pour bien filtrer le bruit et un signal suffisamment fort par rapport au seuil, donc au bruit, pour être détecté. Le détecteur n'apportant qu'une transformation simple des signaux et bruit, c'est au filtre que sera demandé cette optimisation.

On définira donc un filtre optimal comme étant le filtre maximisant le rapport signal/bruit :

$$\frac{S}{B} = \frac{\text{puissance crête du signal après filtrage}}{\text{puissance moyenne du bruit après filtrage}}$$

### IV.22 Propriété du filtre optimal

A l'entrée du filtre (fig. 4.1), on définit le signal et le bruit par leurs caractéristiques spectrales :

- Spectre du signal :  $\chi(f)$
- densité spectrale du bruit :  $b=2 \Phi_b(f)$

Si  $F(f)$  est la transmittance du filtre, la puissance moyenne du bruit après filtrage s'écrit :

$$B = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_b(f) |F(f)|^2 df = \frac{b}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(f)|^2 df$$

Alors que le spectre du signal à la sortie du filtre devient  $\chi_s(f) = \chi(f) \cdot F(f)$ , et donc son amplitude en fonction du temps :

$$A(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \chi(f) \cdot F(f) \exp(j2\pi ft) df$$

$A(t)$  passe par un maximum pour  $t=0$  si :

$$\text{Arg } F(f) = -\text{Arg } \chi(f)$$

C'est-à-dire si le filtre redresse les phases relatives du spectre du signal.

Cette valeur maximale a alors pour expression :

$$A_{\text{max}} = \int_{-\infty}^{+\infty} |\chi(f) \cdot F(f)| df$$

Et le rapport signal/bruit à la sortie du filtre s'écrit :

$$\frac{S}{B} = \frac{A_{\text{max}}^2}{2B} = \frac{\left[ \int_{-\infty}^{+\infty} |\chi(f) \cdot F(f)| df \right]^2}{b \int_{-\infty}^{+\infty} |F(f)|^2 df}$$

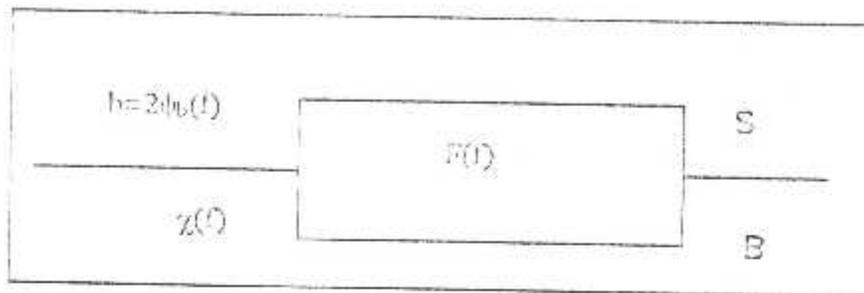
Pour être optimal, le filtre devra alors au mieux suivre le spectre du signal et couper le bruit extérieurement à ce spectre, ce qui entraîne la seconde propriété du filtre optimal :

$$|F(f)| = |\chi(f)|$$

Le rapport signal/bruit devenant :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\max} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |z(t)|^2 dt}{b} = \frac{E}{b}$$

où E est l'énergie du signal.



Paramètres de filtrage

#### IV.23 Conclusion

Le rapport signal/bruit à la sortie du filtrage est le paramètre essentiel de la qualité de détection d'un radar.

Au mieux dans le cas de filtrage optimal ou adapté,  $S/B$  est égal au rapport signal/bruit énergétique  $E/b$  à l'entrée du récepteur :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\max} = \frac{E}{b}$$

Si la transmittance du filtre répond à la condition :

$$F(t) = \gamma^*(t)$$

Ces conditions n'imposent aucune contrainte quant à la nature du signal traité.

En pratique, cette optimisation n'est qu'imparfaitement réalisée, ce qui entraîne une perte de rapport signal/bruit de l'ordre de 1 dB (rendement = 0.8).

#### IV-3 Equation de propagation

L'équation de propagation est celle qui relie l'énergie du signal reçu à l'énergie du signal émis. Pour l'établir nous allons suivre le trajet du signal.

## IV-31 Emission du signal

Soit un signal d'énergie  $E_e$  ; s'il est émis par une antenne omnidirectionnelle cette énergie se répartit uniformément dans l'espace. La densité d'énergie  $dE$  par unité de surface  $ds$ , à une distance  $D$  de l'émetteur, est alors :

$$\frac{dE}{ds} = \frac{E_e}{4\pi D^2}$$

Si l'antenne a un gain  $G$  dans la direction d'émission, cette densité d'énergie devient :

$$\left(\frac{dE}{ds}\right)_1 = \frac{E_e G}{4\pi D^2}$$

## IV-32 Rôle de la cible

La cible intercepte une partie de l'énergie rayonnée et la réfléchit selon un processus assez complexe, la réflexion globale étant la somme des ondes réémises par des réflecteurs élémentaires ou points brillants de la cible. Une cible de complexité moyenne peut ainsi se résumer à 5 à 10 points brillants principaux.

Globalement, on a défini la surface équivalente de la cible  $\sigma$  par l'équivalence suivante : une cible de surface équivalente  $\sigma$  se comporte comme si elle captait  $\sigma$  fois la densité d'énergie dans laquelle elle est baignée et la remettait de manière omnidirectionnelle.

Selon ce processus (très arbitraire) on peut écrire l'énergie captée par la cible :

$$E_1 = \sigma \left(\frac{dE}{ds}\right)_1 = \frac{E_e G \sigma}{4\pi D^2}$$

et la densité d'énergie rerayonnée rendue au niveau du radar, c'est-à-dire à la distance  $D$  de la cible :

$$\left(\frac{dE}{ds}\right)_2 = \frac{E_1}{4\pi D^2} = \frac{E_e G \sigma}{(4\pi D^2)^2}$$

La surface équivalente  $\sigma$  fluctue dans d'assez larges proportions en fonction du temps. Ses valeurs moyennes sont, pour des avions vus par l'avant ou par l'arrière :

- avion monoréacteur : 0.5 à 2 m<sup>2</sup>
- transport léger : 0.5 à 2 m<sup>2</sup>
- moyen courrier: 0.5 à 2 m<sup>2</sup>
- long courrier: 0.5 à 2 m<sup>2</sup>

Elle peut, en outre, varier considérablement selon la représentation de la cible.

#### IV- 33 Réception du signal

A la réception, le signal est capté par l'antenne, selon la définition de la surface effective d'une antenne l'énergie recueillie est :

$$E = A \left( \frac{dE}{ds} \right) = \frac{G \lambda^2}{4\pi} \left( \frac{dE}{ds} \right) = \frac{E_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4}$$

cette valeur est à pondérer par un coefficient de perte L, tenant compte de toutes les pertes sur le trajet du signal, en substance :

- perte atmosphériques : 1 à 3 dB,
- pertes hyperfréquence : 1 à 3 dB,
- modulation du lobe : 1 à 2 dB (car en réalité  $G = G_{max}$ ) qui sont des pertes physiquement mesurables, et :
- rendement du filtrage : 1 dB,
- pertes par non-linéarité du récepteur : 1 à 2 dB,
- pertes d'exploitation : 1 à 2 dB.

globalement, par rapport aux conditions idéales, la perte sur le signal est de l'ordre de 6 à 13 dB. Finalement, l'énergie perçue par le récepteur radar s'écrira :

$$E = \frac{E_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4 L}$$

avec : D distance radar-cible,

$E_e$  énergie émise (  $P_e \cdot \tau$  pour une impulsion,  $P_e$  puissance de crête ),

G gain maximal de l'antenne,

$\lambda$  longueur d'onde,

$\sigma$  surface équivalente de la cible.

#### IV-4 Equation du radar

La qualité de détection d'un radar est (pour ce qui concerne l'effet du bruit) définie par la probabilité de détection et par la probabilité de fausse alarme, ceux qui imposent un rapport signal/bruit pour écho  $(S/B)_e$ .

On sait que, au rendement près du récepteur pris en compte par ailleurs :

$$\frac{S}{B} = \frac{E}{n}$$

Il est donné par l'équation de propagation,  $b$  dépend de la nature du bruit pris en compte.

##### a) portée en espace libre

dans ce cas le bruit est le seul bruit thermique :  $b = FkT_0$  et pour un écho de puissance crête  $P_e$  et de durée  $\tau$  :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{P_e \tau G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4 FkT_0 L}$$

ou

$$D^4 = \frac{P_e \tau G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 (S/B)_e FkT_0 L}$$

##### b) portée sur un brouilleur

si la cible à détecter est porteuse d'un signal d'un brouilleur émettant une densité spectrale de bruit  $b_B$  à travers une antenne de gain  $G_B$ , l'équation de propagation appliquée au brouilleur donne une densité spectrale de bruit au niveau du radar :

$$b = \frac{b_B G_B}{4\pi D^2} \frac{G \lambda^2}{4\pi z} \quad (\text{si } b \gg FkT_0)$$

avec  $z$  coefficient de pertes sur le bruit (perte atmosphérique retour et perte hyperfréquence réception).

L'équation radar sur cible brouilleuse peut alors s'écrire :

$$\frac{S}{B} = \frac{E}{b} = \frac{P_e \tau G \sigma}{4\pi D^2 L} \frac{1}{b_B G_B}$$

ou

$$D^2 = \frac{P_e \tau G \sigma}{4\pi (S/B)_e L} \frac{1}{b_B G_B}$$

L étant le coefficient de pertes, diminué des pertes  $\ell$  sur le brouilleur.

c) portée dans un milieu brouilleur

dans ce cas, le brouilleur n'est pas porté par la cible à détecter, mais par un certain nombre de cibles vues par les lobes secondaires de l'antenne radar. si  $b_i$  est la densité spectrale du brouilleur,  $G_i$  le gain de son antenne,  $\alpha_i$  le rapport de lobes secondaires du radar dans la direction du brouilleur,  $\ell_i$  le coefficient de pertes, la densité spectrale de bruit vue par le radar est

alors :

$$b = \sum \frac{b_i G_i \ell_i \lambda^2}{4\pi D_i^2 4\pi \alpha_i \ell_i}$$

et l'équation du radar dans un milieu brouilleur :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{P_c \tau G \sigma}{4\pi D^2 L} \left( \sum \frac{b_i G_i \ell_i}{\alpha_i \ell_i D_i^2} \right)^{-1}$$

elle peut devenir encore plus complexe si le bruit thermique du radar ( $FkT_0$ ) n'est pas négligeable devant  $b$ , le bruit total devenant  $b + FkT_0$ .

d) Exemple numérique (exemple pris du technique d'ingénieur Z6650)

soient les valeurs suivantes :

$P_c$	puissance crête du radar	= 1 MW
$\tau$	durée du signal émis	= 20 $\mu$ s
$G$	gain de l'antenne	= 40 dB
$\lambda$	longueur d'onde	= 0.1 m
$\sigma$	surface équivalente de la cible	= 1 m <sup>2</sup>
$(S/B)_e$	rapport signal/bruit nécessaire	= 10dB
$F$	facteur de bruit de la chaîne de réception	= 3dB
$kT_0$	bruit de fréquence	= -204 dB
$L$	coefficient de pertes	= 9 dB

Dans ce cas, en se reportant à l'équation du paragraphe 2.4a, il est possible de calculer la valeur de  $10 \lg D^4$  et par suite de  $D$ .

Paramètres			
$P_e \cdot \tau$	20 joules	+13 dB	
$G^2$		+80 dB	
$\lambda^2$	0.01 m <sup>2</sup>		-20 dB
$\sigma$	1 m <sup>2</sup>	0 dB	
$(4\pi)^2$			-33 dB
$(S/B)_\lambda$			-10 dB
F			-3 dB
$kT_0$		+204 dB	
L			-9 dB
		+297 dB	-75 dB

$10 \lg D^2 = 297 - 75 = 222 \text{ dB}$

$10 \lg D = \frac{222}{2} = 111 \text{ dB}$

d'où  $D = 3.55 \cdot 10^5 \text{ m} = 355 \text{ km}$

si, par contre, l'avion est porteur d'un brouilleur de puissance 100 W émettant dans une bande totale de 300 MHz avec une antenne de gain global -3 dB et une perte sur le brouillage  $\ell = 3 \text{ dB}$ .

En se reportant à l'équation du paragraphe 2,4b :

Paramètres			
$P_e \cdot \tau$	20 joules	+13 dB	
G		-49 dB	
$\sigma$	1 m <sup>2</sup>	0 dB	
$4\pi$			-11 dB
$(S/B)_e$			-10 dB
L	L-3		-6 dB
$b_B$	$\frac{100}{300 \cdot 10^6}$	+65 dB	
$G_B$		+3 dB	
		+121 dB	-27 dB

$$10 \lg D^2 = 121 - 27 = 94 \text{ dB}$$

$$10 \lg D = \frac{94}{2} = 47 \text{ dB}$$

$$\text{d'où } D = 5 \cdot 10^4 \text{ m} = 50 \text{ km.}$$

on voit donc que l'influence du brouillage peut être considérable.

#### IV-5 Discussion de l'équation radar

La portée du radar dépend dans tous les cas des paramètres  $P_c$ ,  $\tau$ ,  $\sigma$ , et  $L$ . on peut donc dire qu'en générale :

- la portée du radar croît avec  $P_c \tau = P_c$  et donc avec la puissance moyenne du radar et non avec sa puissance de crête ;
- la portée du radar dépend sensiblement de la surface équivalente de la cible  $\sigma$  et du coefficient de perte  $L$  qu'il conviendra d'estimer avec la meilleure précision.

pour évaluer l'influence des autres paramètres nous considérons les deux cas suivants.

a) **portée en espace libre** : dans ce cas, deux autre termes apparaissent. le facteur de bruit  $F$  de radar qui doit être minimiser et le terme :

$$\frac{G_e \lambda^2}{4\pi} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} = G_e A_r$$

avec  $A_r$  : surface effective de l'antenne à la réception,

$G_e$  : gain à l'émission,

$G_r$  : gain à la réception.

on peut donc dire que la portée croît avec le gain à l'émission et avec la surface effective à la réception de l'antenne. pour un aérien unique :

$$G_e = G_r = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi}{\lambda^2} f S$$

avec  $f$  : facteur de gain,

$S$  : surface réelle de l'antenne.

Done, à surface donnée, la portée croît comme  $\sqrt{1/\lambda}$  ; à gain d'aérien donnée, la portée croît comme  $\sqrt{\lambda}$ . Cependant, d'autres paramètres dont les

perces, la surface équivalente de la cible, les puissances réalisables sont également liées à  $\lambda$ .

b) portée en milieu brouilleur dans les cas du milieu brouilleur,  $\lambda$  et le gain à la réception  $G_r$  disparaissent des équations du radar. Seul le gain à l'émission  $G_e$  et le rapport des lobes secondaires  $\alpha$  influent sur la portée du radar. Par ailleurs, pour que peu de cibles brouilleuses ( $\alpha=1$ ) se trouvent dans le lobe principal, celui-ci devra être très étroit.

En résumé, pour bien travailler en milieu brouilleur, un radar devra posséder :

- des lobes secondaires faibles,
- un lobe principal (réception) étroit,
- un gain à l'émission important.

Ces deux derniers facteurs amènent à l'utilisation de longueurs d'ondes faibles, dans la mesure où des puissances importantes sont disponibles.

#### IV-6 Remarque de conclusion

L'analyse des équations du radar est en général, une tâche très difficile, il y a des paramètres multiples à traiter avec ou sans présence de bruit. Dans notre réalisation on a pris en considération les paramètres principaux des équations du radar, ces paramètres seront vu plus en détail dans le chapitre VI.

# CHAPITRE V

Reactor à compression d'impulsion

## Introduction

Si à partir d'un radar ayant une portée de 500 kilomètres et émettant 20 mégawatts, on veut réaliser un radar de 5 000 kilomètres de portée, il faudra, toutes choses égales par ailleurs, émettre une puissance dix mille fois plus élevée, égale à 200 000 mégawatts, ce qui est tout à fait inconcevable. Si l'on veut se contenter de la même puissance à l'émission, il faudra réduire la puissance du bruit parasite dans le rapport 10 000, c'est-à-dire diminuer dans le même rapport la bande passante du récepteur radar, ce qui conduit à émettre des impulsions dix mille fois plus longues. Au lieu d'émettre des «bips» de l'ordre de 1 microseconde, on sera contraint de lancer des bips de quelque 10 millisecondes, dont le retard par rapport aux bips d'émission sera mesuré avec une erreur du même ordre, entraînant une erreur, inacceptable, de quelques milliers de kilomètres dans la mesure de distance. Il en résulte que le radar classique n'est pas normalement capable de portées aussi grandes.

la résolution en distance étant:

$$\delta_r = \frac{ct}{2 \sin(\theta)}$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière (environ  $3 \cdot 10^8$  m/s), et  $\theta$  est l'angle d'incidence de l'onde au sol par rapport à la verticale. Le facteur 2 correspond au trajet aller-retour de l'onde. Il ressort de cette équation qu'une amélioration de la résolution, passe par la réduction du temps d'impulsion. Pour contrebalancer la diminution de  $\delta_r$ , on doit augmenter la puissance d'émission, et ceci afin de conserver un écho suffisamment énergétique pour qu'il soit détectable et mesurable par le capteur. C'est donc une limite technologique importante.

Afin d'augmenter la résolution en distance sans augmenter la puissance d'émission, et avoir une longue portée de détection on utilise la compression d'impulsion. La méthode consiste à émettre un signal fortement modulé en fréquence (ou chirp)

### V-1 Signal LFM (chirp)

La modulation linéaire en fréquence d'impulsion (chirp), cette méthode de codage est la première technique de compression d'impulsion utilisée. Le principe général de la compression des impulsions peut être exprimé à partir du raisonnement suivant (fig 5-1):

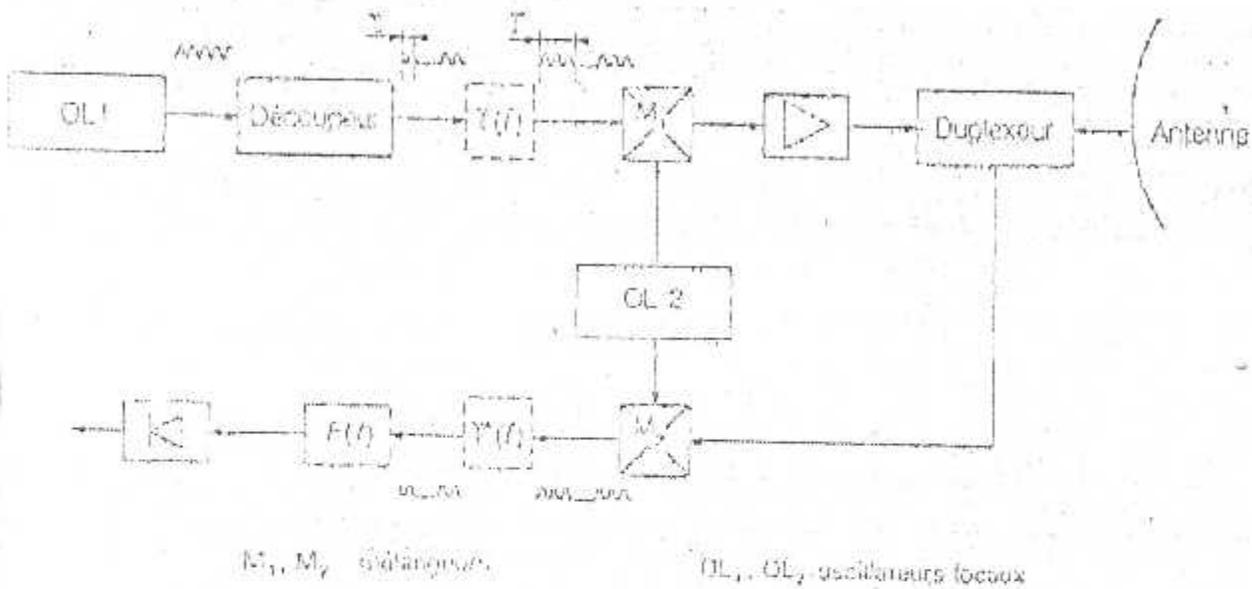


Fig.5-1 Schéma de principe du radar à compression des impulsions.

Soit un radar classique à amplification de puissance, il comprend : un oscillateur local OL1 découpé par un découpeur pour former un train d'impulsions, les circuits classiques d'émission-réception oscillateur local, mélangeur, amplificateur, filtre adapté et détecteur.

Plaçons après le découpeur du signal d'émission un filtre  $\gamma(f)$  qui n'apporte pas de modifications aux amplitudes du signal ( $|\gamma(f)|=1$ ) mais a comme caractéristique de déphaser différemment les diverses fréquences du spectre du signal émis, déformation qui ne peut aller que dans le sens de l'allongement du signal. On aboutit ainsi à un signal de durée  $T$  que l'on peut choisir indépendamment de la bande  $\Delta f$  et telle que :  $\rho = T \Delta f > 1$

A la réception, après le changement de fréquence, nous placerons alors le filtre  $\gamma(f)$ , qui aura pour effet de compenser des déphasages apportés par le filtre  $\gamma(f)$ . A la

partie du filtre  $\gamma^*(f)$ , on retrouve donc le signal court du radar classique, identique au signal reçu en absence des filtres  $\gamma(f)$  et  $\gamma^*(f)$ , qui sera traité par le filtre adapté F.

L'introduction des filtres  $\gamma(f)$  et  $\gamma^*(f)$ , n'a donc rien modifié aux caractéristiques du signal reçu, seul le signal émis a été allongé par  $\gamma(f)$ , puis comprimé par  $\gamma^*(f)$ , d'où le nom *compression des impulsions* donné au procédé.

On peut noter, par ailleurs, que si le spectre du signal issu de découpeur est  $H(f)$ , le spectre global émis est  $H_e(f) = H(f) \cdot \gamma(f)$ . Il suffit alors que la transmittance du filtre F soit, comme pour le radar classique,

$$F(f) = H^*(f)$$

pour que la transmittance globale du récepteur soit:

$$R(f) = H^*(f) \cdot \gamma^*(f)$$

Quantité conjuguée du spectre émis.

L'ensemble se conduit donc bien comme un filtre adapté au signal émis.

En pratique, on ne peut utiliser n'importe quel filtre  $\gamma(f)$ , car il est nécessaire d'aboutir à des signaux d'amplitude constante, les tubes d'amplification de puissance fonctionnant tous en régime saturé. Tous les procédés pratiques se ramènent à utiliser une modulation linéaire, ou quasi linéaire, de la fréquence du signal émis dont l'expression est alors:

$$A_e(t) = A \cos[2\pi(f_0 t + t^2/2k)]$$

Avec k pente de la modulation de fréquence  $[f(t) = f_0 + t/k]$ .

La figure (5-2) présente l'allure de l'amplitude et du spectre du signal émis, dénommé souvent *Signal Chirp*. Le filtre  $\gamma^*(f)$  devra alors apporter retard linéaire en fonction de la fréquence de manière à remettre en phases les fréquences basses (émises par les premières) et les fréquences hautes, le filtre F étant un simple filtre passe-bande adapté à la bande  $\Delta f$  du spectre  $H(f)$  du signal.

Dans ces conditions, les caractéristiques principales du radar à compression d'impulsion sont les suivantes:

- a) **Bilan de puissance:** le signal reçu a pour énergie  $E$ , pour durée  $T$  et pour largeur de spectre  $\Delta f$ . Avant action du filtre  $\gamma^*(f)$ , on peut donc écrire dans la bande  $\Delta f$  du signal:

$$\begin{aligned} S_1 &= E/T \\ B_1 &= b \cdot \Delta f \\ \left(\frac{S}{B}\right)_1 &= \frac{E}{b \cdot T \cdot \Delta f} \end{aligned}$$

L'action du filtre  $\gamma^*(f)$  et du filtre passe-bande ne modifie en rien la puissance moyenne du bruit puisque la bande  $\Delta f$  reste constante. Par contre, le filtre  $\gamma^*(f)$  rend le spectre du signal réel et permet ainsi de retrouver une impulsion de durée  $\tau \approx 1/\Delta f$  comme dans un radar classique (les actions des  $\gamma(f)$  et  $\gamma^*(f)$ , s'annulant) il en résulte que  $S_2 = E/\tau = E \cdot \Delta f$

Et donc:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_2 = \frac{E}{b}$$

L'opération de compression d'impulsions est un filtre adapté. Elle se fait avec un gain de rapport signal/bruit égal au taux de compression du signal:

$$\rho = \frac{(S/B)_2}{(S/B)_1} = T \cdot \Delta f$$

Où, à bande de signal constante, à la réduction de la durée du signal.

- b) **Allure du signal reçu, lobes secondaires:** dès que (fig. 5-3)  $T \cdot \Delta f$  devient suffisamment grand (supérieur à 20 en pratique), le spectre du signal émis devient quasi rectangulaire. Il en résulte que l'enveloppe du signal reçu, transformée de Fourier inverse du spectre, a pour expression:  $A(t) = A_{\max} \frac{\sin \pi \cdot \Delta f \cdot t}{\pi \cdot \Delta f \cdot t}$

Ce signal (fig 5-4) présente des lobes secondaires qui peuvent devenir gênants -13,5 dB pour  $t = 3/(2 \cdot \Delta f)$ , -18 dB pour  $t = 5/(2 \cdot \Delta f)$ , une cible de surface équivalente cible pouvant être masquée par une cible de surface équivalente supérieure. Pour remédier à cet inconvénient, on désadapte légèrement le filtre  $F$  (fig 5-1) pour lui

Donner une loi de transmittance non rectangulaire, ce qui a pour effet d'abaisser les lobes secondaires au prix d'un léger élargissement du signal (10 à 20%) et d'une perte de filtrage (environ 1 dB). (Cette perte peut être minimisée si le spectre émis n'est pas rectangulaire, ce qui est possible en introduisant une variation de la pente de modulation de fréquence du signal qui cesse d'être linéaire pour prendre l'allure d'une courbe en S.) On aboutit alors à des lobes secondaires de 25 à 30 dB sous le signal utile.

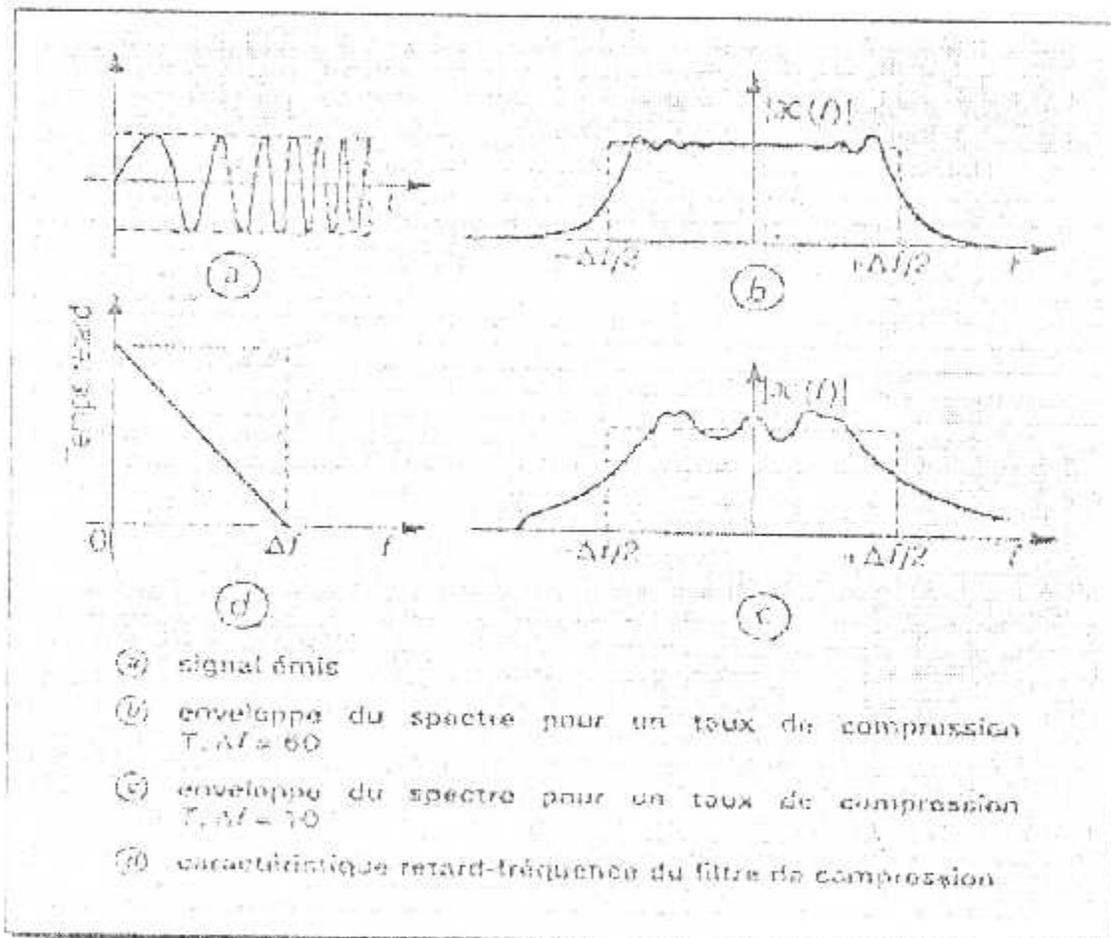


Fig 5-2 Caractéristiques du filtre de compression  $\gamma^*(f)$

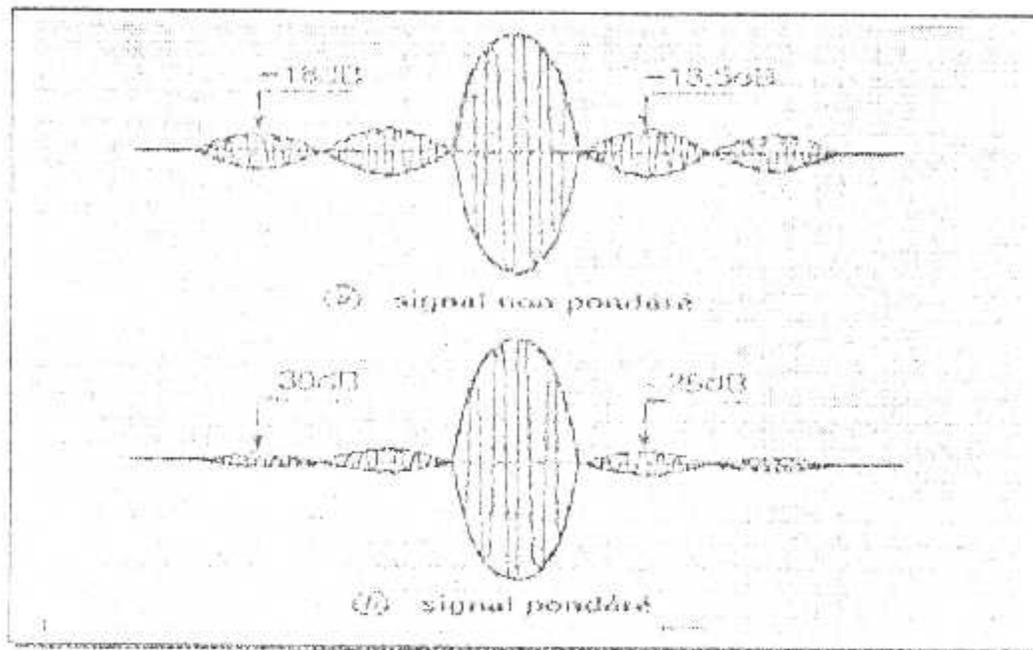


Fig 5-3 Allure des signaux comprimés.

c) Influence du Doppler. Ambiguïté distance Doppler: si le signal reçu est translaté en fréquence du Doppler  $f_D$ , la fréquence reçue devient:

$$f(t) = f_0 + f_D + t/k \text{ au lieu de } f(t) = f_0 + t/k$$

on peut remarquer que, tant que  $f_D \ll \Delta f$  ce qui est pratiquement toujours le cas, on peut considérer ces deux signaux comme identiques, à une translation temporelle près ( $k = T/\Delta f$ ):

$$f(t) = f(t + f_D T / \Delta f)$$

On confondra donc en pratique toutes les cibles mobiles ou fixes, en commettant sur les cibles mobiles une *erreur sur la mesure de la distance*.

$$\delta r = f_D \cdot T / \Delta f$$

Le *pouvoir séparateur en distance* du radar à compression des impulsions restant de l'ordre de:  $1/\Delta f = \delta$

d) **Filtres utilisés** : diverses techniques ont été tour à tour utilisées pour fabriquer les filtres  $\gamma(t)$  et  $\gamma^*(t)$  : filtres à constante répartie, filtres à ondes acoustiques, lignes à quartz à onde de volume. Les techniques les plus courantes actuellement sont celles :

— des réseaux réfléchissants sur ruban d'acier propageant une onde de volume, dit ligne IMCON ( $T = 200$  à  $500 \mu s$ ,  $T \Delta f \leq 1000$ );

— des lignes à transducteurs en peigne à onde de surface [ligne SAW (Surface Acoustic Waves) fig 11] sur quartz, d'une très grande souplesse d'utilisation ( $T = 10$  à  $100 \mu s$ ,  $T \Delta f = 10$  à  $1000$ );

— des réseaux réfléchissants sur niobiate de lithium [lignes RAC (Reflectory Array Composants) fig 11b] en onde de surface pour lesquels les plus larges bandes ont été obtenues ( $\Delta f \leq 10^9$  Hz,  $T \Delta f \leq 10000$ );

— des lignes à analogique échantillonné utilisant des CCD (Charges Coupled Devices).

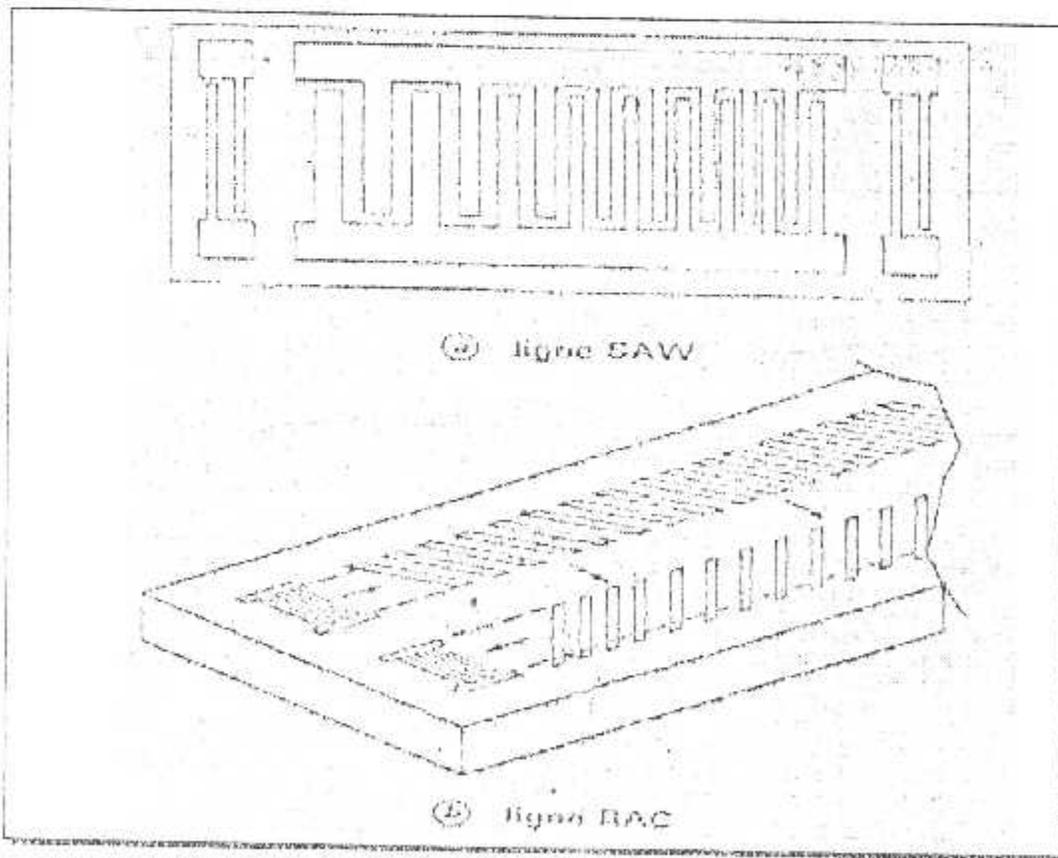


Fig 5-4 Ligne de compression d'impulsions

Pour la génération du signal, il n'est pas toujours nécessaire d'utiliser une ligne dispersive, celle-ci pouvant aussi être directe (commande d'oscillateur, modulation à commande numérique, etc.).

### V-2 Filtrage adapté

Le signal qui revient vers le radar après réflexion sur un objet, est corrompu par du bruit dont l'effet vis à vis du signal utile doit être minimisé. Cette fonction est dévolue au filtre qui est adapté au signal pour en assurer une restitution aussi fidèle que possible. Dans la chaîne de réception, le filtrage adapté précède la fonction de détection.

Rapport signal sur bruit : S/B

Soit  $z(t)$  le signal résultant de la somme d'un signal utile  $y(t)$  et d'un bruit aléatoire  $n(t)$  :

$$Z(t) = y(t) + n(t)$$

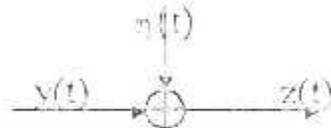


Figure 5.5

Contenu du signal composite  $z(t)$  Le signal utile  $y(t)$  peut être déterministe ou aléatoire. Les définitions du rapport signal sur bruit sont les suivantes.

1) Dans le domaine temporel et

- pour un signal déterministe, le rapport signal sur bruit S/B est le quotient de la puissance instantanée du signal sur la puissance moyenne de bruit :

$$S/B = \frac{y^2(t)}{E[n^2(t)]}$$

- pour un signal aléatoire, le rapport signal sur bruit S/B est le quotient de la puissance moyenne du signal sur la puissance moyenne du bruit :

$$S/B = \frac{E[y^2(t)]}{E[n^2(t)]}$$

Nota :

Si  $n(t)$  est un processus aléatoire centré d'écart type  $\sigma_n$ , on a :

$$E[n^2(t)] = \sigma_n^2$$

b) Dans le domaine spectral et,

- pour un signal déterministe, le rapport signal sur bruit S/B est le quotient de l'énergie du signal sur la densité spectrale de puissance moyenne de bruit :

$$S/B = \frac{\int |Y(f)|^2 df}{G_n(f)}$$

- pour un signal aléatoire, le rapport signal sur bruit S/B est le quotient de la densité spectrale de la puissance moyenne de signal sur la densité spectrale de la puissance moyenne de bruit :

$$S/B = \frac{G_y(f)}{G_n(f)}$$

Remarques :

- Soit un signal aléatoire  $\zeta(t)$  ; si sa fonction d'auto-corrélation  $R_\zeta(t)$  est continue à l'origine, elle est continue par tout et possède une transformée de Fourier qui n'est autre que la densité spectrale de puissance moyenne  $G_\zeta(f)$ .

- Un signal aléatoire stationnaire d'ordre deux  $\zeta(t)$  tel que  $E[\zeta(t)] = 0$  et  $R_\zeta(t) = \frac{N_0}{2} \cdot \sigma(t)$  est appelé bruit blanc ; sa densité spectrale de puissance moyenne  $G_\zeta(f)$  est constante et vaut  $N_0/2$ .

### V-21 Mise en évidence du filtre adapté

Un récepteur 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  $x(t)$ .

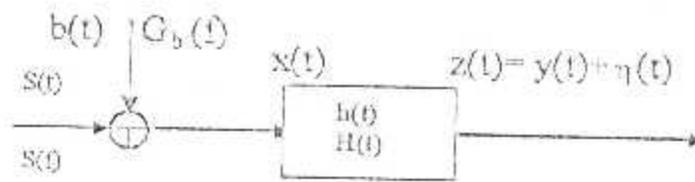


Figure 5.6 Obtention du signal composite  $z(t)$  par filtrage

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

- Un terme utile :

$$y(t) = \int H(f)S(f) \exp[2i\pi ft] df$$

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

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

La détection sera d'autant plus aisée que la puissance du terme utile  $y(t)$  est forte par rapport à celle du bruit  $\eta(t)$  ; le récepteur doit maximiser le rapport signal sur bruit S/B à sa sortie.

On appelle filtre adapté le filtre qui rend le rapport signal sur bruit maximal.

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

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

$$\{S/B\}_{t=t_0} = \frac{\left| \int H(f)S(f) \exp[2i\pi ft_0] df \right|^2}{\int G_b(f) |H(f)|^2 df}$$

D'après l'inégalité de Schwarz, et en notant  $*$  le complexe conjugué :

$$\left| \int ab^* df \right|^2 \leq \int aa^* df \cdot \int bb^* df$$

Posons :  $H(f)S(f)\exp[2i\pi f t_0] = ab^*$  et  $G_b(f)|H(f)|^2 = bb^*$

On a alors :

$$aa^* = \frac{aa^*bb^*}{bb^*} = \frac{|ab^*|^2}{bb^*} = \frac{|S(f)|^2}{G_b(f)}$$

L'inégalité devient égale pour  $a = kb$  soit pour  $ab^* = kbb^*$ . On a donc S/B

maximum lorsque :

$$H(f).S(f).\exp[2i\pi f t_0] = k.G_b(f).H(f)$$

Soit en simplifiant par  $H(f)$

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

La forme du filtre est obtenue en prenant  $k=1$ , ce qui donne :

$$H(f) = \frac{S^*(f)}{G_b^*(f)} \cdot \exp[-2i\pi f t_0]$$

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

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

### 4-3 Remarque de conclusion

Parmi Les techniques modernes utilisées dans la compression d'impulsion, la méthode des phases codées binaires et la méthode polyphasée. La méthode "L.F.M" (fréquence modulée linéairement), une technique permet d'augmenter la puissance du signal radar sans diminuer Le pouvoir séparateur en distance. Ce qui est un grand avantage dans le domaine radar. Dans notre simulation, la constitution du signal été à partir de l'impulsion LFM(chirp), l'étudiant pourra voir plus l'allure de l'impulsion, ainsi que ces avantages pratiques.

# CHAPITRE VI

## Réalisation de l'application

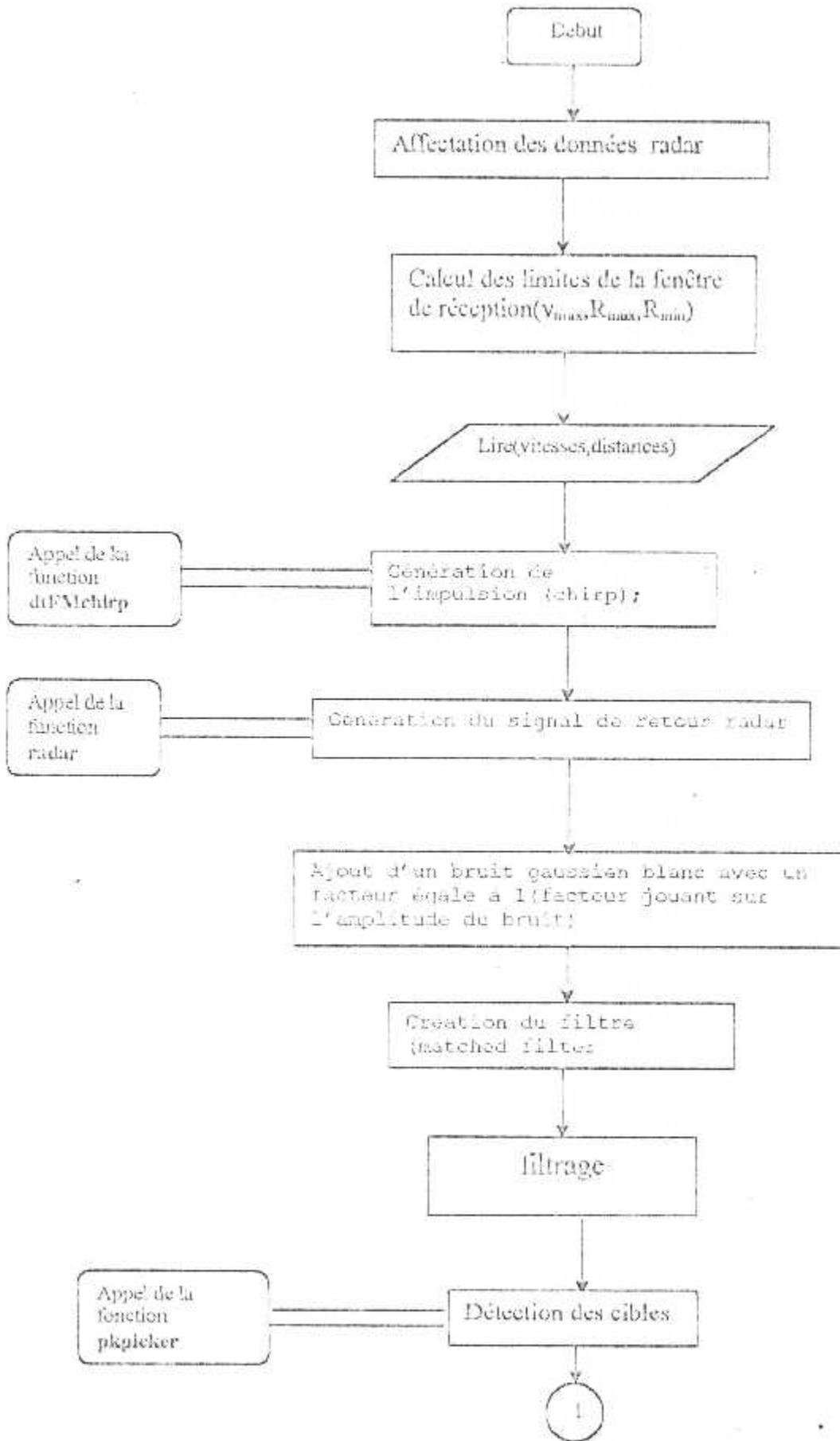
## Introduction

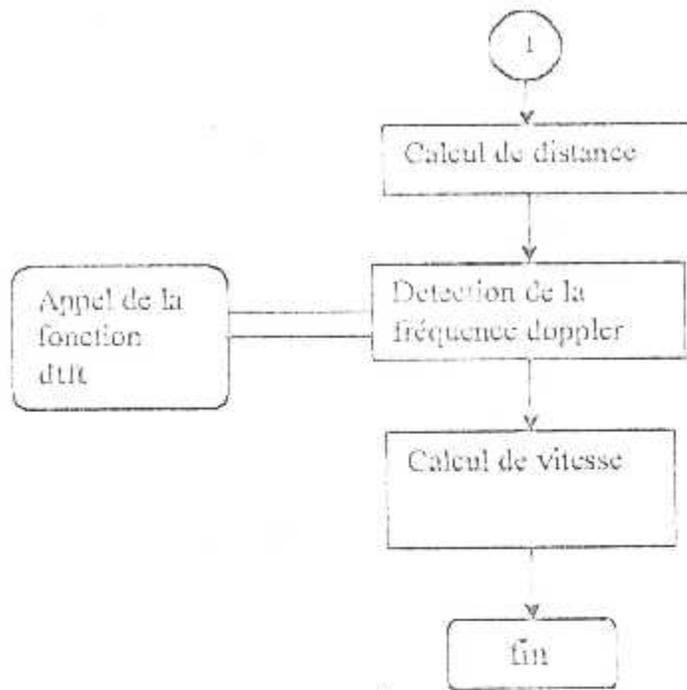
L'objectif final de notre projet est la réalisation d'un processeur de signal radar en Matlab qui prendrait un signal de retour contaminé par un bruit contenant des échos réfléchés de plusieurs cibles. La distance et la vitesse de ces cibles seront déterminées. En outre, le processeur de radar doit tenir compte de plusieurs paramètres avec lesquels les vrais systèmes de radar doivent traiter. Ce sont le moment de début de transmission et la longueur de la fenêtre de réception, ainsi que la période d'interimpulsions, et la fréquence centrale du radar.

Le système de radar que nous avons modélisé a une antenne simple pour envoyer et recevoir le signal radar. Le système alterne des modes, transmettant d'abord une impulsion, et attend alors un écho. Puisqu'il n'y a aucune manière simple de déterminer quand une impulsion reçue a été transmise, le système suppose que n'importe quelle impulsion reçue a été transmise juste avant le début de la fenêtre de réception. Les points de commencement et finals de la fenêtre de réception déterminent à quelle distance les cibles détectables doivent être. En outre, une impulsion qui a été envoyée doit retourner complètement avant la fin de la fenêtre de réception pour assurer la détection.

### VI-1 Développement

Une fois que la connaissance de la théorie de radar avait été assimilée, nous avons commencé la tâche de concevoir un processeur de signal radar. Pour établir le programme il fallait écrire et employer plusieurs fonctions, le cheminement de notre travail est présenté dans l'organigramme suivant et qui présente le déroulement du programme principal.





## VI-2 Génération de l'impulsion chirp

Le type de forme d'onde à employer dans le système a dû être choisi, Il s'est avéré qu'une impulsion modulée linéairement en fréquence offre une résolution acceptable en distance. Un programme, dtchirp, a été écrit pour produire un chirp discret pour un rapport de compression donné ( $TW$ ) et un rapport d'échantillonnage ( $p$ ). Ainsi le rendement était essentiellement un chirp de temps continu échantillonné à une fréquence  $p*W$ , avec une amplitude constante égale à 1, et une phase qui varie quadratiquement en ce qui concerne sa variation dans l'axe du temps.

### VI-21 Application sur le signal LFM

L'impulsion chirp discrète est une exponentielle complexe définie par :

$$S(t) = \exp[j*\pi*W/T*t^2] \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

La représentation du signal Chirp en temps discret doit être causal et doit avoir un facteur d'échantillonnage qui satisfait le théorème de NYQUIST. Donc le signal est décalé de  $T/2$  et échantillonné avec une fréquence d'échantillonnage

$$f_s = pW$$

L'impulsion discrète sera définie par le vecteur :

$$S(n) = \exp(j 2 \pi a (n-N/2)) \quad 0 \leq n \leq N$$

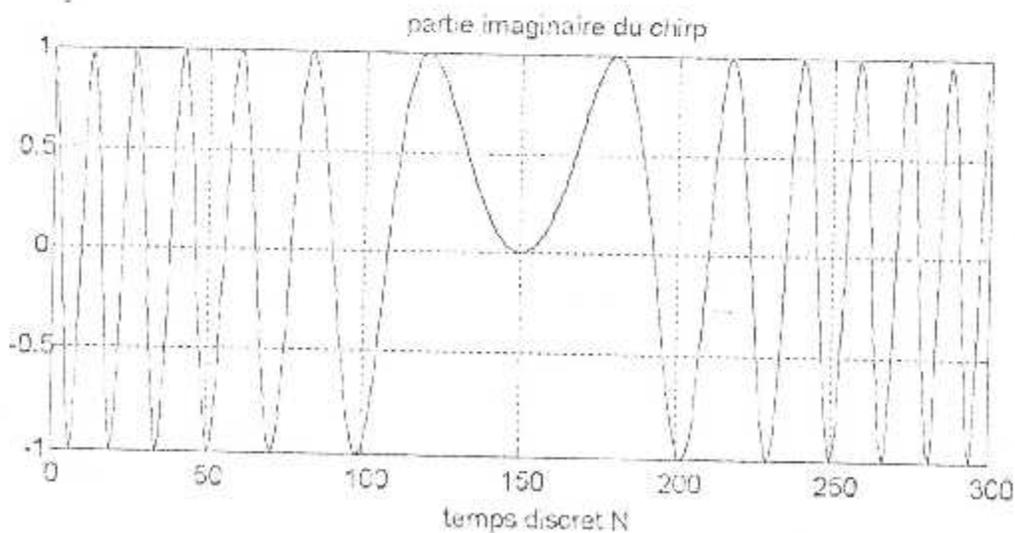
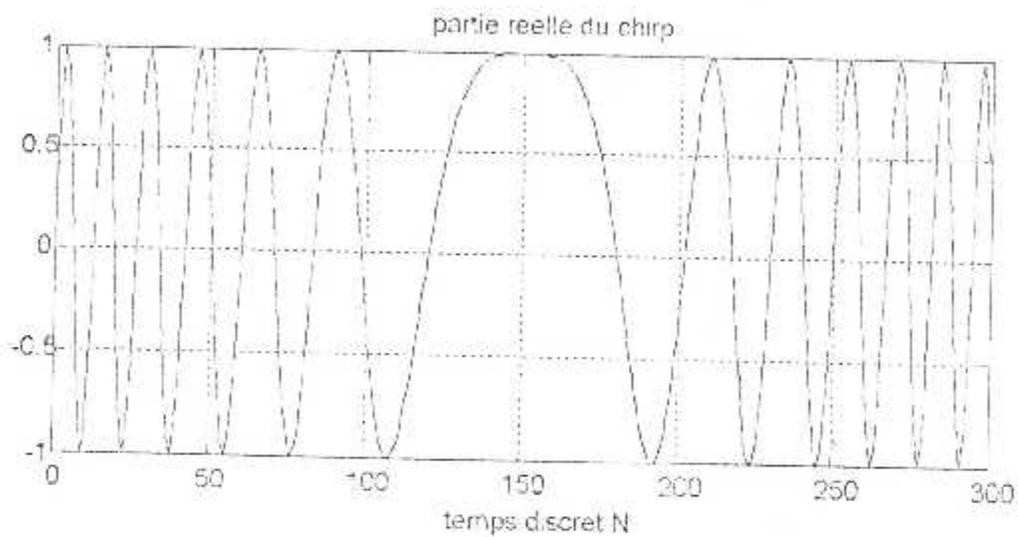
$$N = P * TW \quad (N \text{ nombre d'échantillon})$$

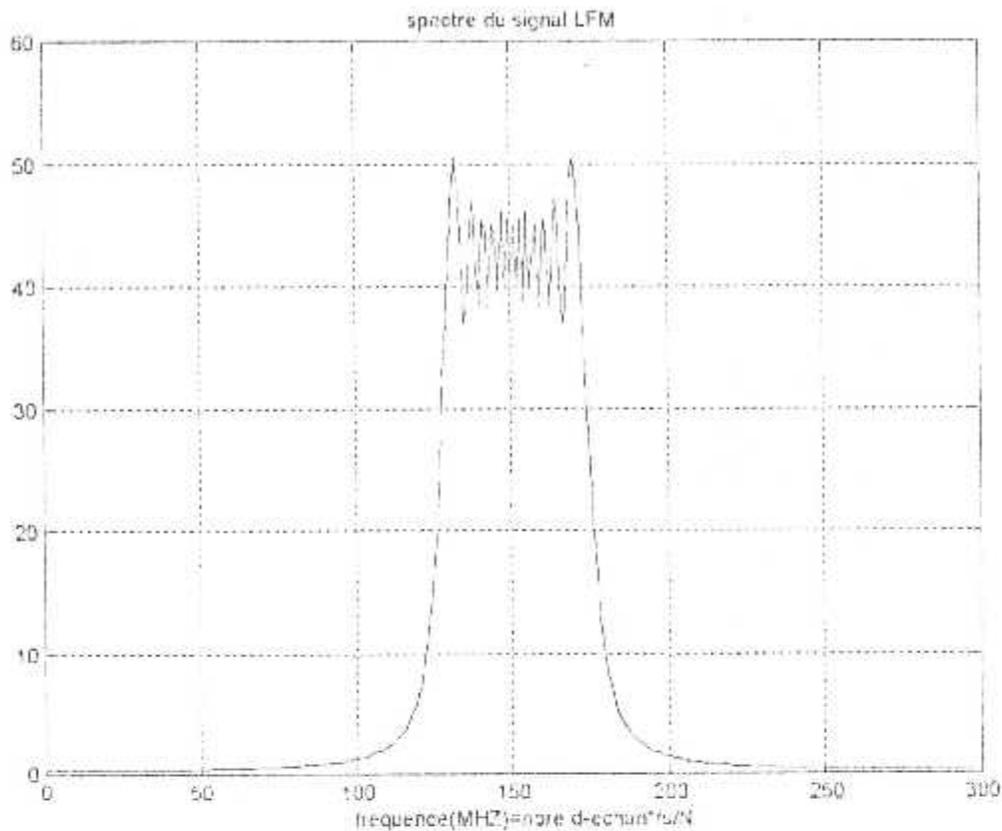
$$a = 1/(2 * TW * p^2)$$

Les figures suivantes présentent successivement la partie réelle et imaginaire de l'impulsion chirp ainsi que son spectre tel que :

Rapport de compression = 50

Facteur d'échantillonnage = 6





### VI-3 Génération du signal de retour radar

Une fois que nous étions satisfaits de l'exécution de cet algorithme, il était temps d'essayer et analyser un signal qui n'a pas été arbitrairement produit.

Pour cela une routine radar.m a été employée pour générer un signal de retour radar. La fonction de radar a plusieurs paramètres d'entrée :

- L'impulsion utilisée (la nature ou la forme d'onde utilisée par le radar) comme un vecteur ;
- fréquence d'échantillonnage de l'impulsion ;
- temps de référence (qui est considéré toujours comme 0) ;
- facteur de gain pour chaque burst (garder comme un toujours) ;
- temps du début et de la fin de la fenêtre de réception comme un vecteur de deux éléments ;
- fréquence centrale du radar en mégahertz ;
- distance des cibles en kilomètre comme un vecteur ;

- gain du signal pour chaque cible comme un vecteur (qui est gardé comme 1 toujours) ;
- les vitesses des cibles en mètre/seconde.

Le mot burst désigne l'ensemble des échos reçu pendant un tour d'antenne.

La fonction renvoie une matrice contenant tous les signaux détectés pendant la durée de la fenêtre de réception dans une colonne particulière. Les échos de chaque cible ont été placés selon la distance et modifiés selon la vitesse.

#### VI-4 Bruit et filtrage

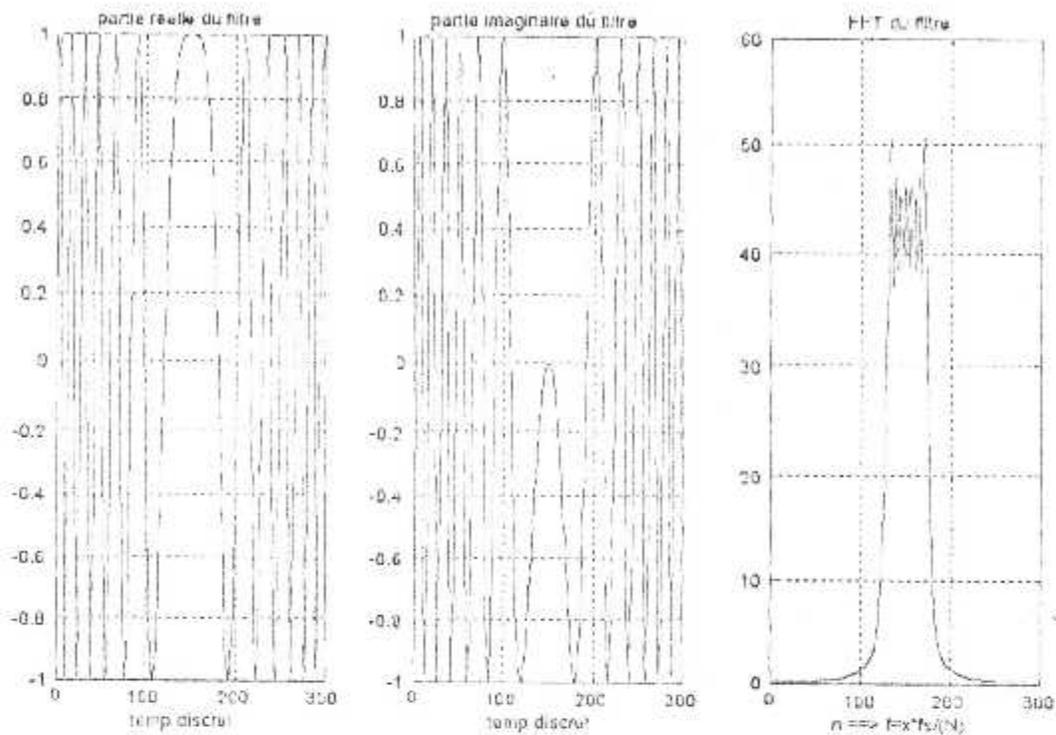
Pour voir la capacité de détecter (résoudre) notre signal dans le bruit, un bruit Gaussien a été ajouté au signal de retour radar. Il a un écart type de 2 relativement à l'amplitude du signal avec un facteur d'amplitude afin de jouer sur son niveau.

Il est clair que pour obtenir une bonne résolution en distance, un rapport signal/bruit élevé est nécessaire. Ainsi, un grand rapport de compression a été employé pour augmenter l'énergie au commencement du signal. Mais pour rendre la détection de cible possible. Le filtrage du signal doit également être fait. En examinant l'équation pour le rapport signal/bruit, il est clair que pour maximiser ce rapport (Signal/bruit), le numérateur doit être maximisé. Pour cela un filtre adapté au signal LFM (chapitre V) est employé et on va voir pratiquement que l'impulsion sera compresser (principe du radar a compression d'impulsion).

Le filtre adapté (matched filter) est le conjugué de l'impulsion chirp avec un axe de temps renversé, défini par :

$$\text{Filtre} = s^*(-t) \quad \text{avec} \quad s(t) = \exp[j\pi W/T * t^2] \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

Les figures suivantes présentes successivement la partie réelle et imaginaire du filtre ainsi que son spectre. Les valeurs employées sont les mêmes pour l'exemple précédent (impulsion chirp).



### VI-5 Détection des cibles

Afin de manipuler les cibles multiples, des modifications ont été faites. Ceci exige la capacité de localiser les crêtes multiples dans le signal filtré (la crête présente la cible compressée par le filtre). Pour ceci, un programme `pkpicker` a été employé. Donné un signal, un seuil, et un nombre maximum de crêtes, le `pkpicker` renvoie deux vecteurs, un contenant les valeurs des crêtes et l'autre contient les indices correspondants à ces crêtes.

### VI-6 Calcul de distance

Les capacités de traitement de la distance de notre système de radar sont données par les expressions suivantes:

$$\text{distance} = c/2 * \text{délai}$$

$$\text{délai} = (\text{Rloes} - \text{longueur du chirp}) / (p * W) + T_{\text{fenêtre}}(l)$$

Rloes : l'indice sur l'axe des temps qui correspond à l'endroit maximale de la crête (`pkpicker`).

$T_{\text{fenêtre}}(l)$ : le début de la fenêtre de réception

La longueur du chirp doit être soustraite de l'endroit maximal afin d'obtenir le retard entre l'envoi et la réception du signal puisque l'endroit maximal indique le temps où le signal entier a été reçu, pas le temps auquel il a commencé la première fois à arriver, 'c' est la vitesse de la lumière et des périodes sont mesurés relativement à 'c' quand l'impulsion a été transmise.

### VI-7 Détection de l'effet doppler

Après avoir établi une détection et un calcul précis de la distance, nous étions prêts à essayer le traitement de vitesse. A moins que la cible soit mobile avec une grande vitesse relativement à la vitesse de la lumière, l'effet Doppler d'une impulsion sera petit et très difficile à détecter. La solution à ce problème est de transmettre des bursts contenant des impulsions répétées.

Une fonction dtft a été employée pour mesurer la fréquence Doppler des cibles. La théorie était d'employer l'autocorrélation entre le signal filtré et le signal original. La fonction dtft prend deux vecteurs. Le premier contient des échantillons du signal filtré correspondant aux valeurs localisées par le pkpicker afin de diminuer les calculs, et un vecteur qui contient le nombre de fréquence entre  $[-\pi, \pi]$ . Elle renvoie deux vecteurs un contenant les valeurs de la transformée de fourier des échantillons et l'autre les fréquences correspondants, dans une auto-corrélation la fréquence correspondant à l'endroit maximale de la transformé de fourier est la fréquence doppler.

### VI-8 Calcul de vitesse

Les limites sur la gamme des vitesses détectables sont déterminées principalement par deux facteurs, la période d'interimpulsion et la fréquence porteuse du radar. Après avoir déterminé la fréquence doppler des cibles, nous sommes passés au traitement de vitesse qui est donnée par l'expression suivante :

$$\text{Vitesse de cible} = fd * c / (4 * \pi * z * f_0)$$

$fd$  : la fréquence détecté par la dtft

$\tau$  : période entre impulsion

$f_c$  : fréquence centrale du radar

il est clair dans cette équation que si  $f_c$  est diminué de plus grandes vitesses peuvent être calculées. Ainsi on verra après que l'exactitude sur le calcul des vitesses va dépendre d'autres facteurs.

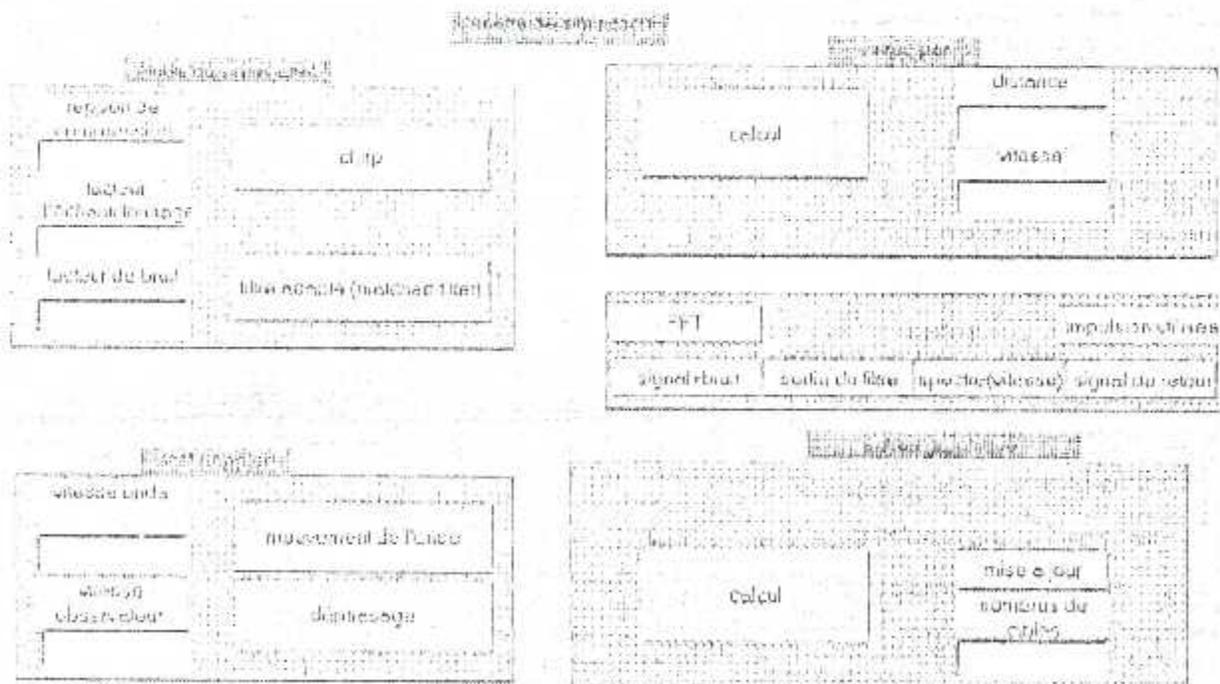
### VI-9 Exécution du processeur de signal de radar

Pour nos simulations on a créé un interface (appelé simulation) afin de faciliter l'exécution aux utilisateurs.

L'interface comprend :

- deux sortes d'entrées pour les vitesses et les distances pour l'exécution du processeur (entrée par vecteur et une entrée graphique).
- une partie pour l'étude du signal LFM ainsi que son filtre adapté
- une partie pour voir et comprendre le principe de l'effet doppler.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de l'interface, des explications plus détaillées sont données en annexes.



### Exemple d'exécution

Pour nos simulations nous avons employé une série de 5 impulsions LFM(chirp), chaque impulsion ayant une durée de 7 microsecondes et une largeur de bande de 7MHz. La période entre impulsions était de 105 microsecondes, la fenêtre de réception à commencer pendant 25 microsecondes après transmission d'impulsion et a finir après 175 microsecondes. La fréquence d'échantillonnage était 14MHz et la fréquence porteuse ( $f_c$ ) était 7GHz.

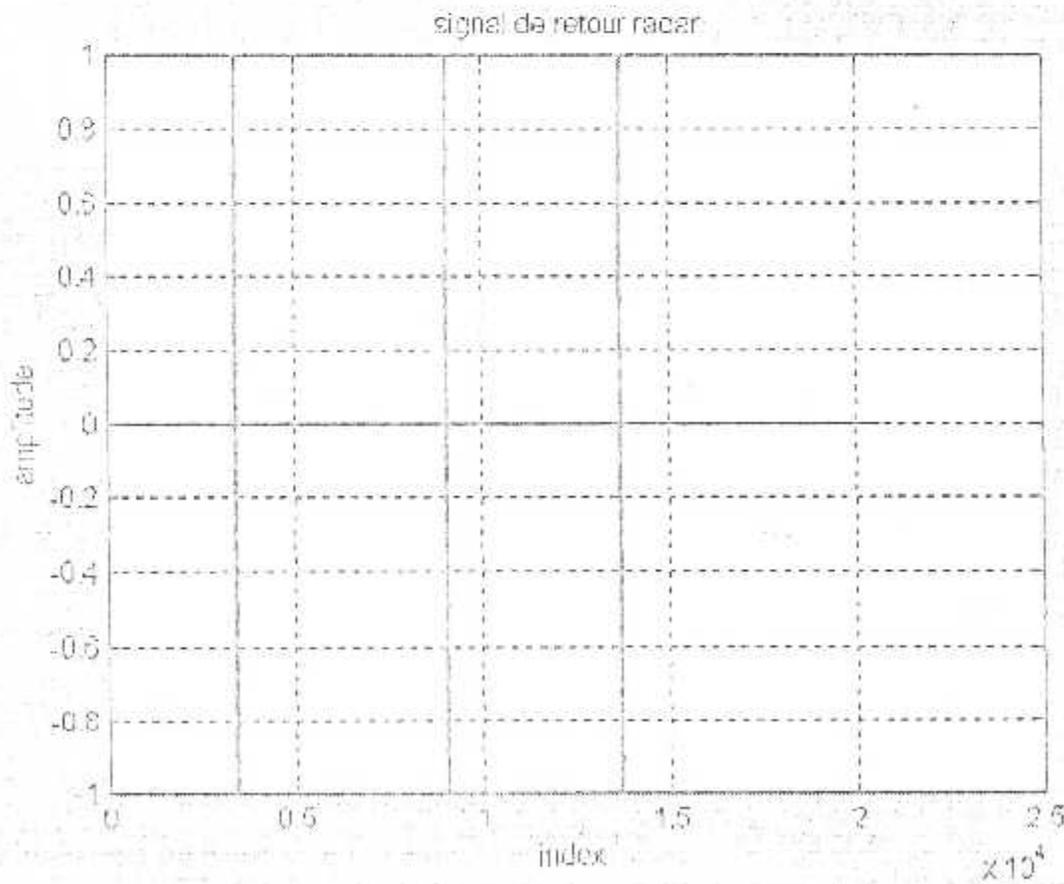
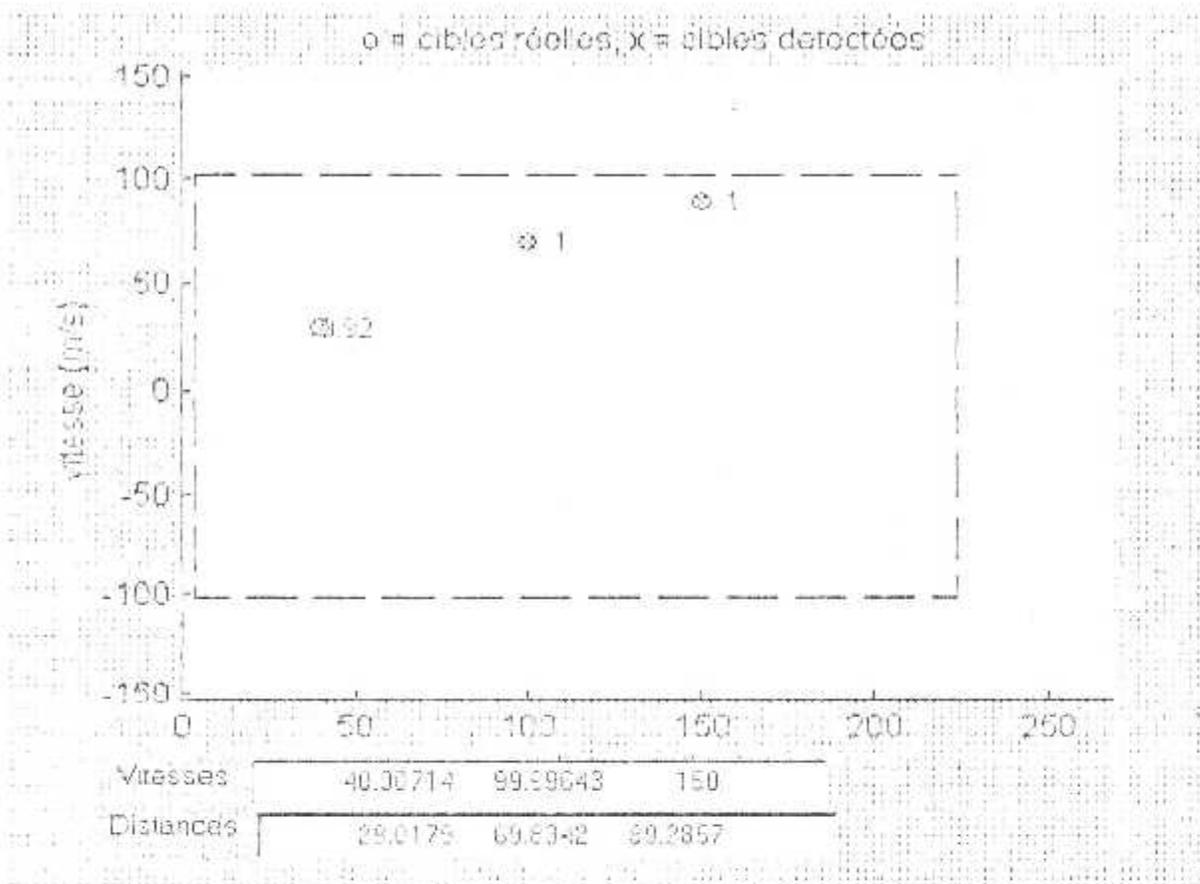
Le bruit était gaussien et a eu un écart type de 2 relativement à l'amplitude du signal. Avec ces paramètres les cibles détectables s'étendent entre 3,7 kilomètres et 223.95 kilomètres de distance, et se déplacent avec une vitesse au-dessous de 102.0408 m/s.

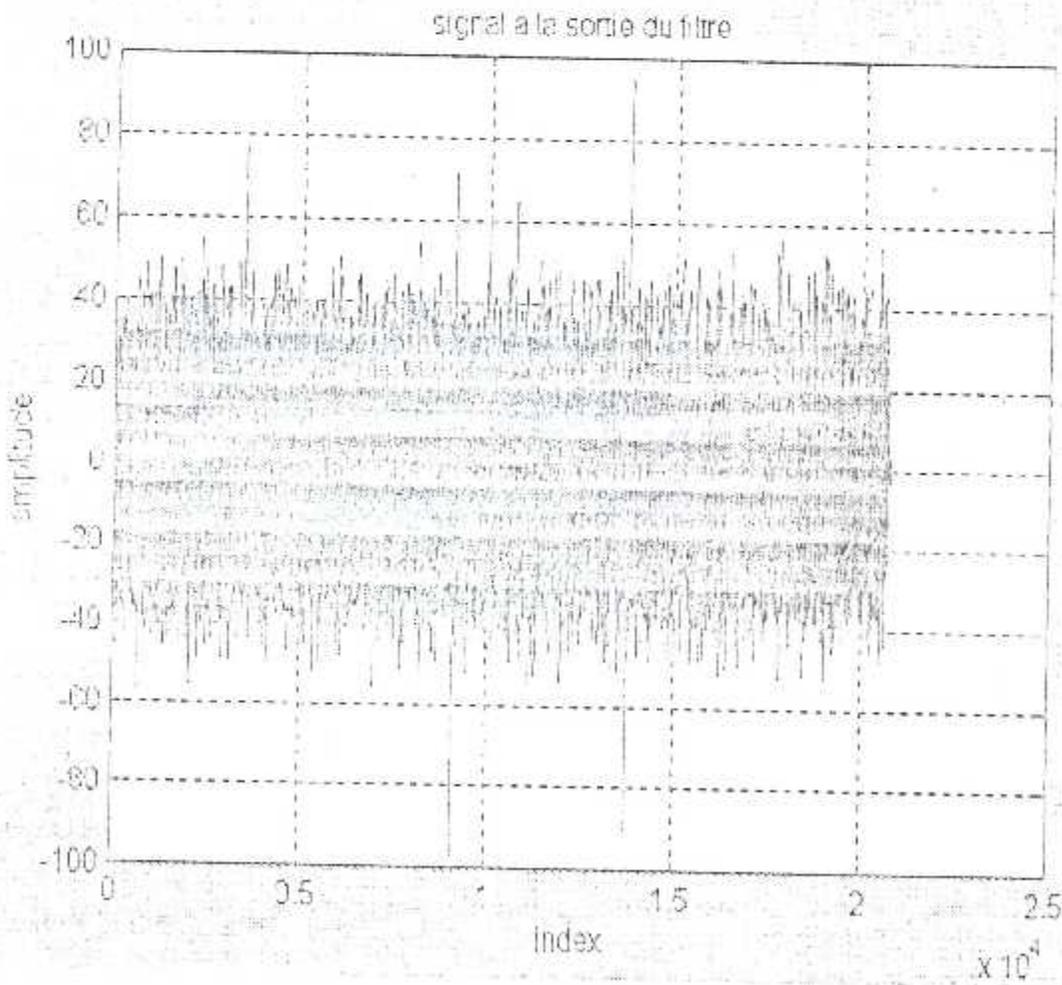
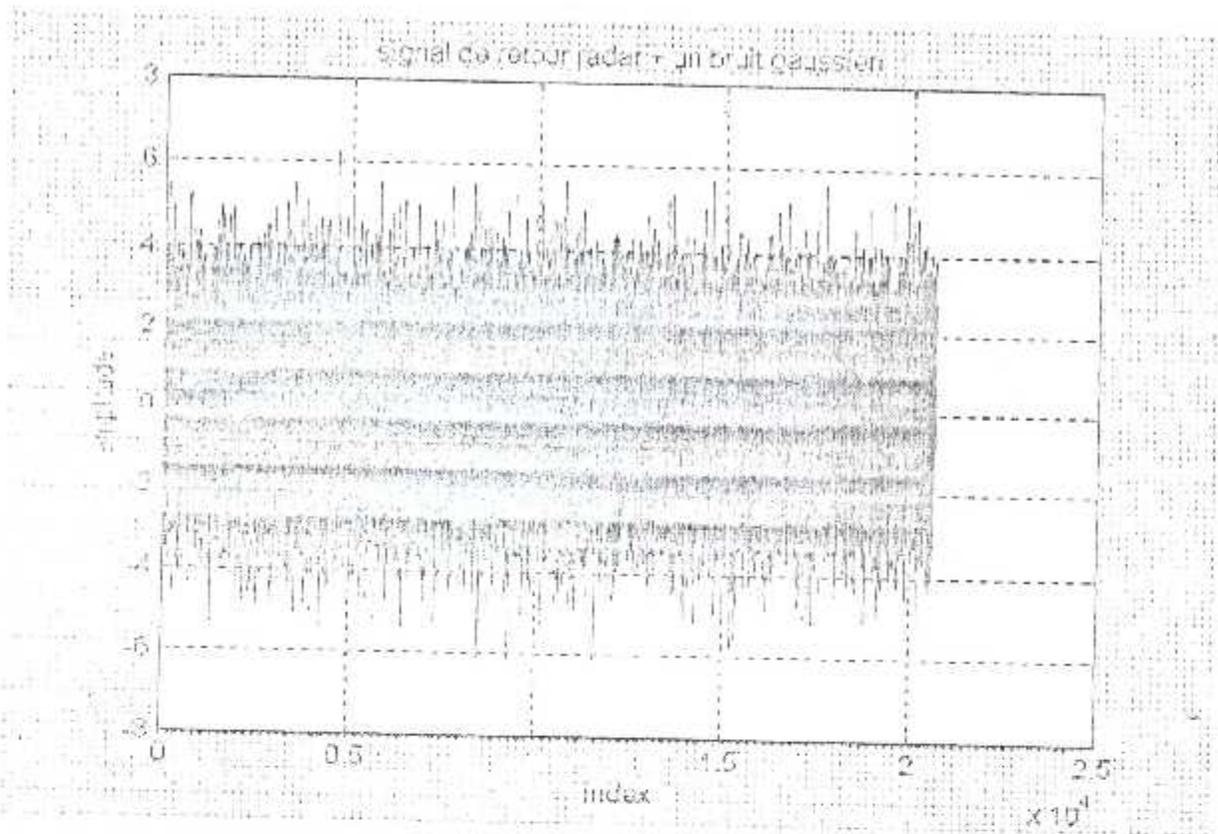
Dans ce qui va suivre on va exécuter notre processeur pour trois cibles ayant les valeurs suivantes :

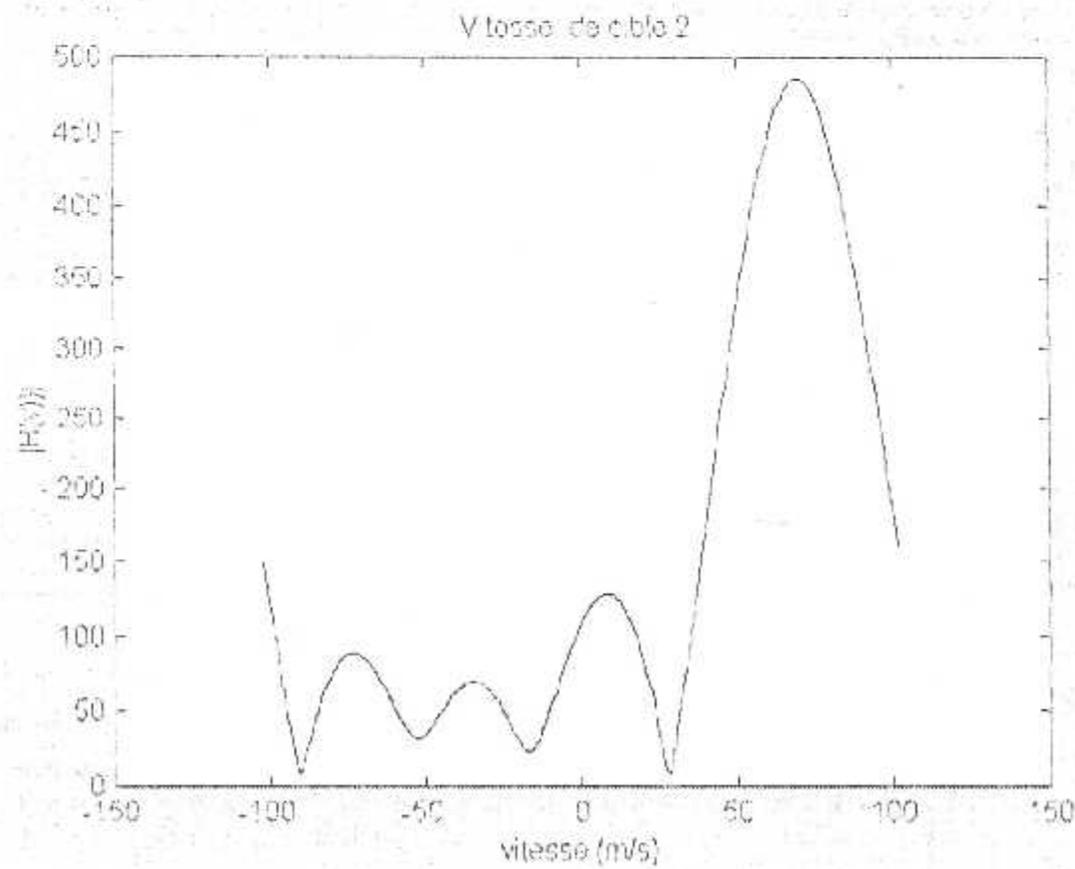
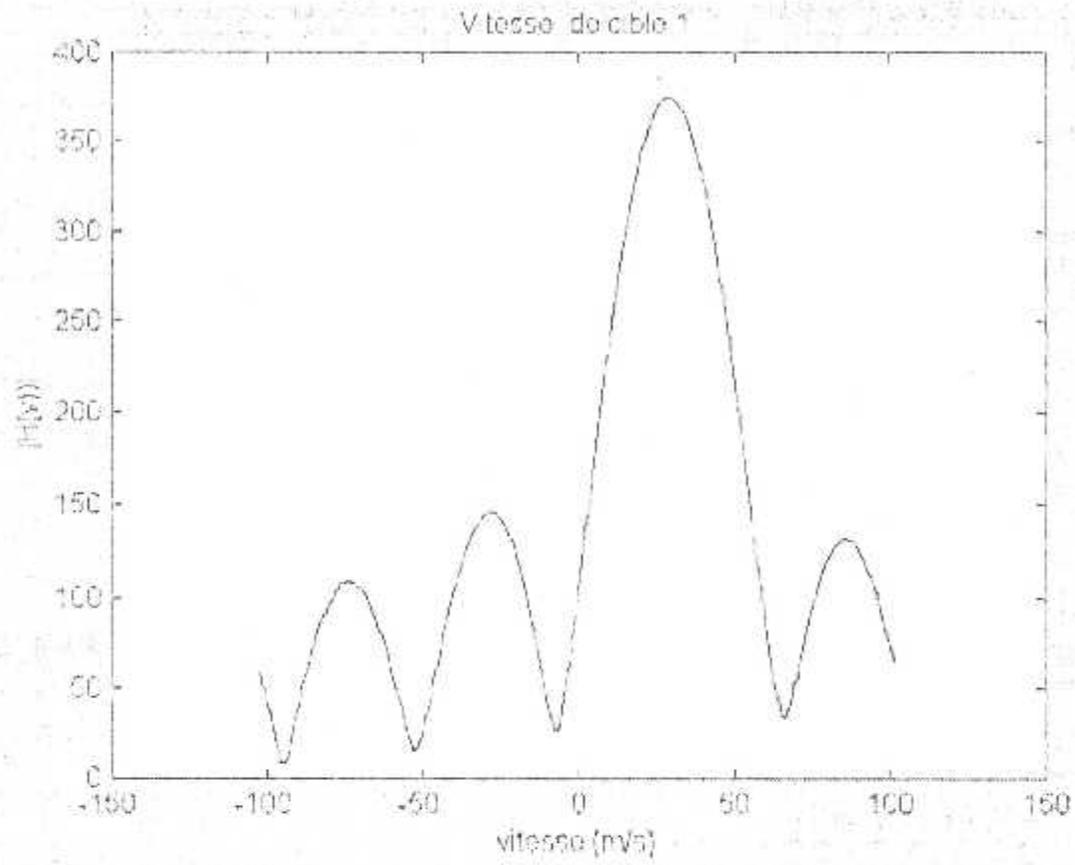
	distance	vitesse
Cible 1	40 km	30 m/s
Cible 2	100 km	70 m/s
Cible 3	150 km	90 m/s

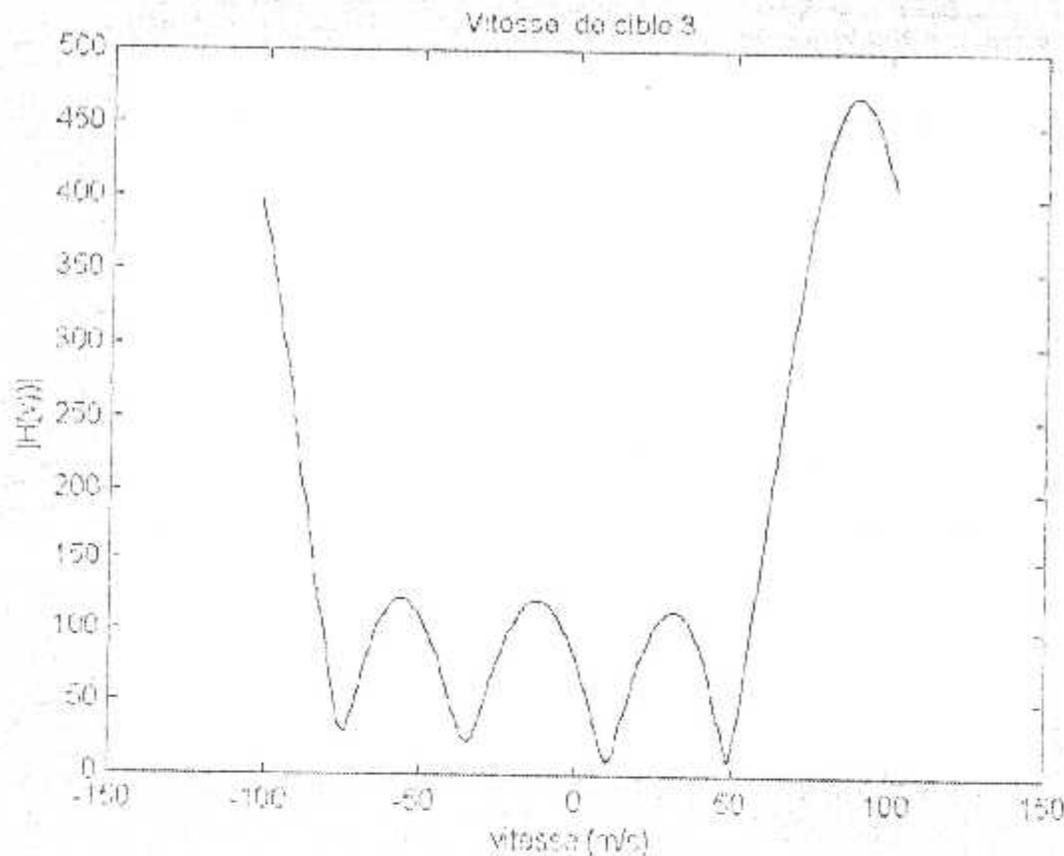
### Étapes à suivre

- écrire les valeurs des distances des trois cibles dans la fenêtre distance.
- écrire les valeurs des vitesses des trois cibles dans la fenêtre vitesse.
- cliquer sur le bouton *calcul* (en haut entrée par vecteur) pour voir l'estimation de notre processeur
- cliquer sur le bouton *signal de retour* pour voir la forme du signal de retour radar reçu des trois cibles.
- cliquer sur le bouton *signal+bruit* pour voir le signal affecté par le bruit.
- cliquer sur le bouton *sortie du filtre* pour voir le signal à la sortie du filtre (matched filter).
- cliquer sur le bouton *spectre (vitesse)* pour voir le calcul des vitesses aux niveau de la dtft.









## Résultats

L'analyse de l'exécution du processeur de signal radar d'une façon systématique est en général une tâche difficile. Il y a des variables multiples à traiter même sans addition du bruit aléatoire. Cependant, il y a certaines caractéristiques d'exécution importantes qui doivent être discutées. Celles-ci incluent l'exactitude sur la détermination de distance et de vitesse, la résolution multiple de cible, vitesse fantôme et variation d'erreur, et les effets du niveau de bruit.

Nous nous sommes également rendus compte qu'il y a un certain nombre de différences impliquées dans des paramètres de choix de radar. La période d'interimpulsions détermine la longueur de la fenêtre de réception, ainsi elle limite la gamme du système de radar. En outre une plus grande fréquence porteuse abaisse la gamme de la mesure de vitesse. Cependant, elle améliore la résolution du système depuis l'effets Doppler sera grand même à des petites vitesses. Par conséquent il y a une compensation entre détermination de vitesse

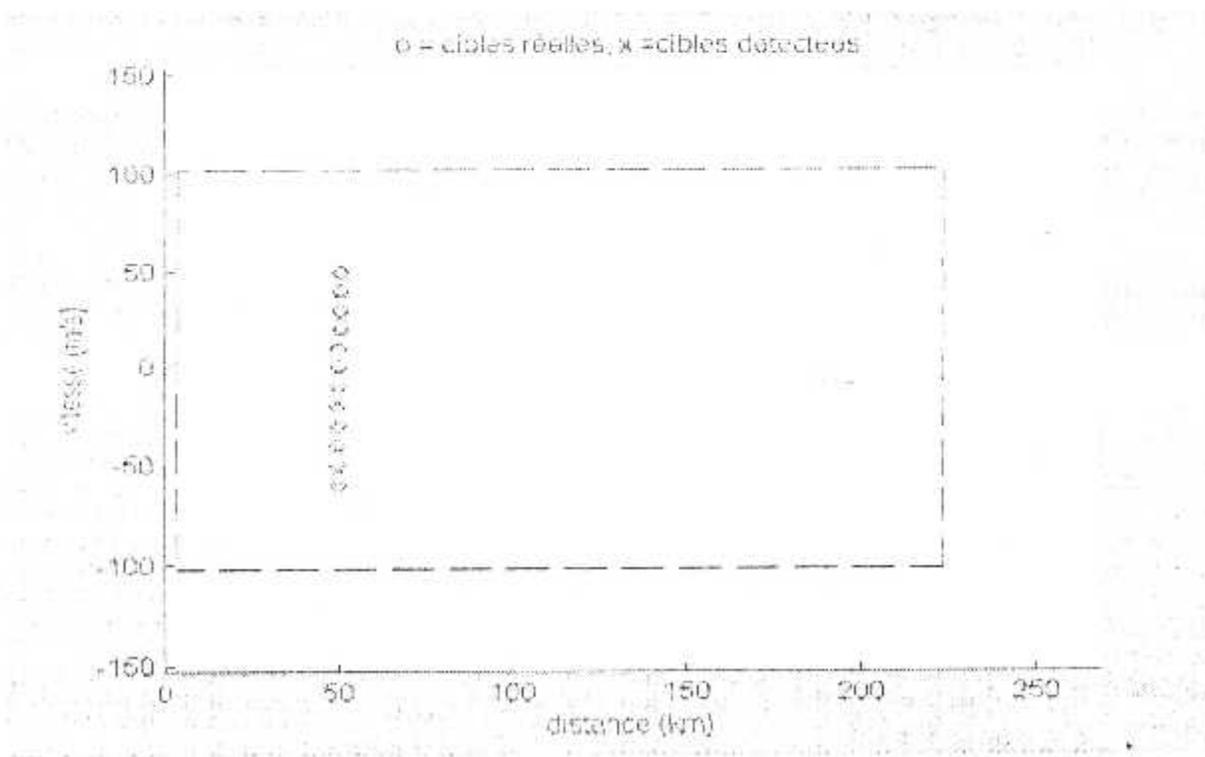
de gamme et résolution de vitesse. Il y a également une différence impliquée en choisissant la durée de l'impulsion du signal. Une plus grande impulsion, augmente le rapport signal/bruit après filtrage, mais lui réduit la capacité de résoudre les cibles proche les unes des autres.

### Résolution des cibles multiples

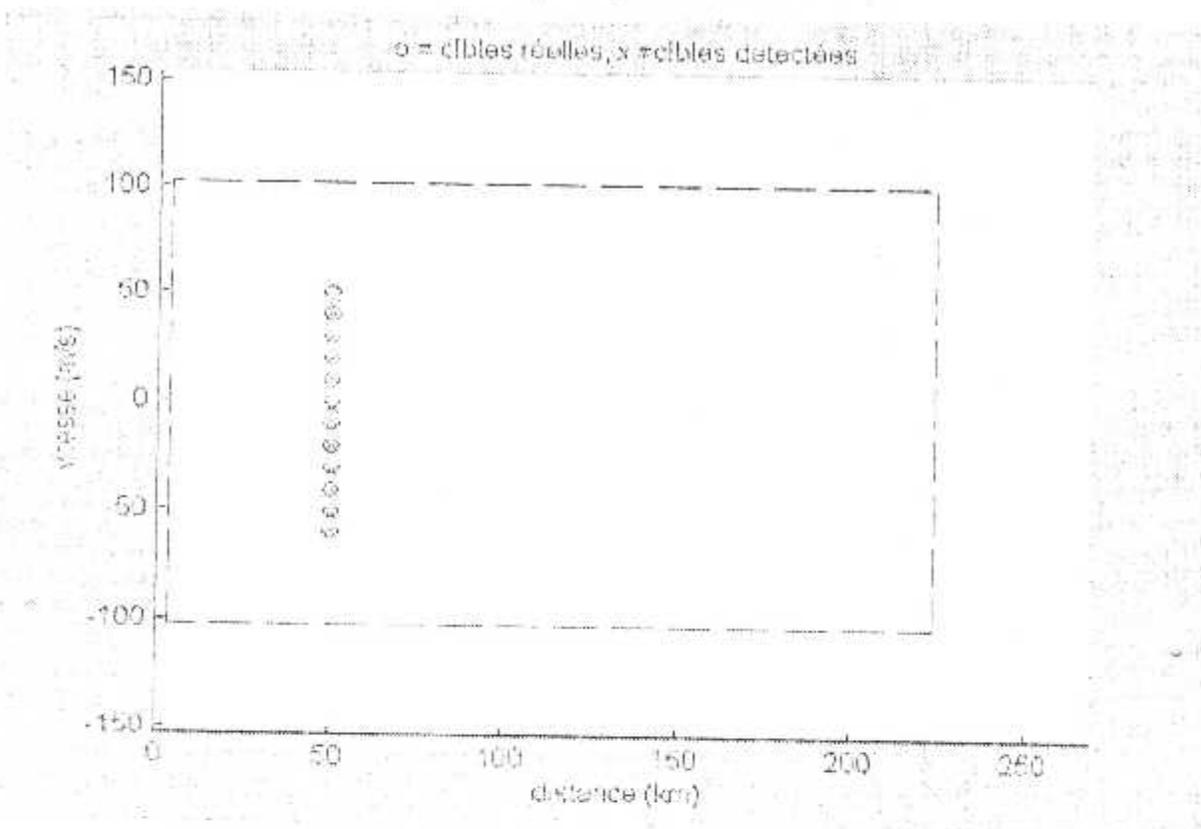
Essayant d'analyser l'exécution de notre système, on a déterminé que la faille la plus évidente dans la détermination du couple distance/vitesse était un problème distinguant les cibles qui sont très proche les unes des autres. Après avoir changé l'espacement entre un ensemble de cibles, on a noté qu'il y a erreur considérable dans l'exécution du processeur quand l'espacement entre les cibles était moins de cinquante mètres. En dehors de cinquante mètres, l'erreur était assez petite et assez peu fréquente.

On a remarqué après avoir exécuté le programme pour des cibles distantes de 50m, 25m et 12.5m que pendant que l'espacement diminue, le processeur commence à fusionner plusieurs des cibles dans d'autres et donne quelques cibles fantôme.

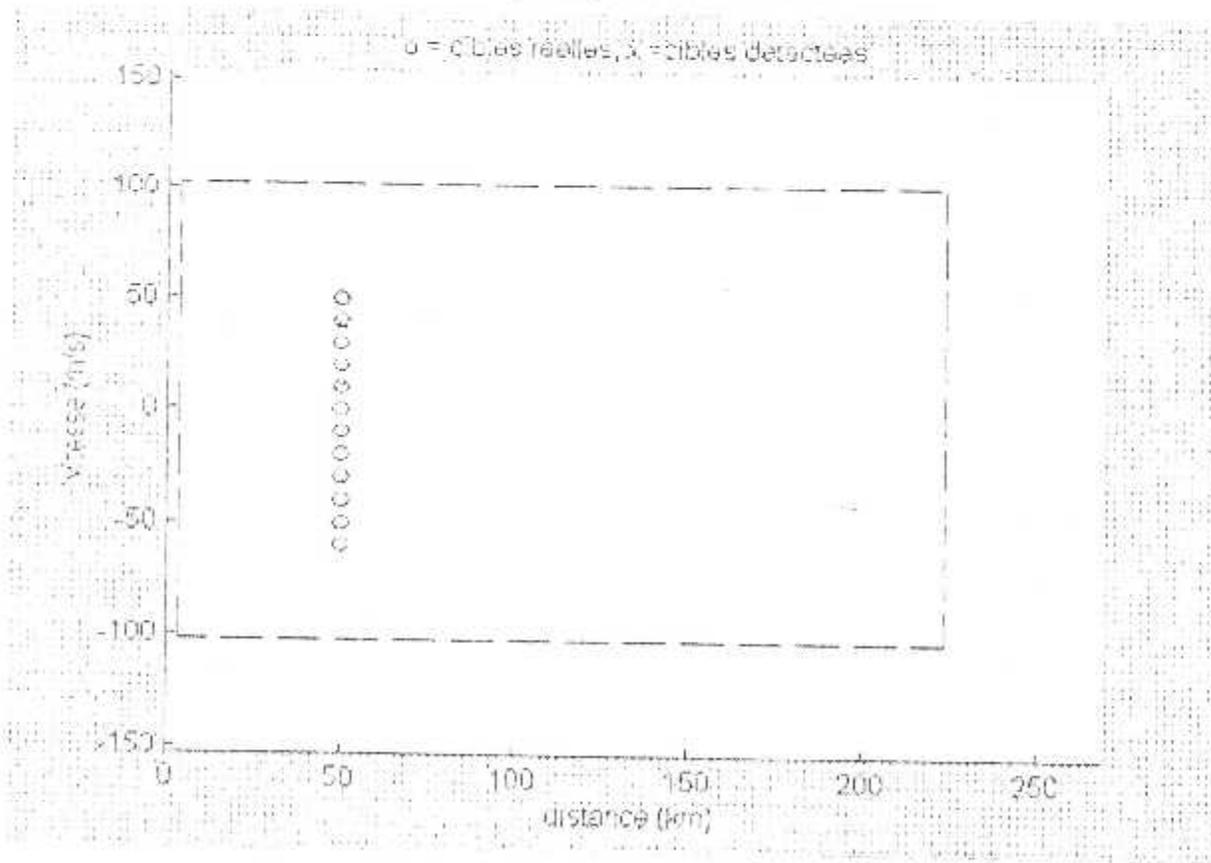
Cibles séparé par 50 mètres



cibles séparé par 25 mètres



cibles séparé par 12.5 mètres

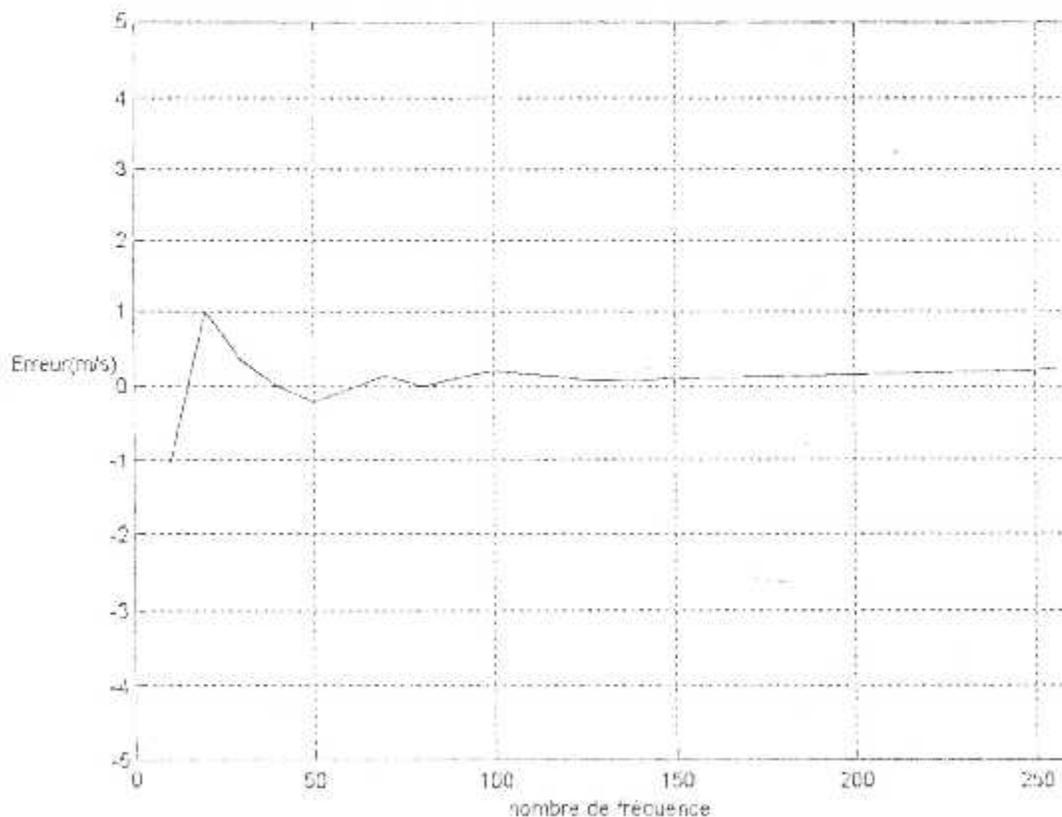


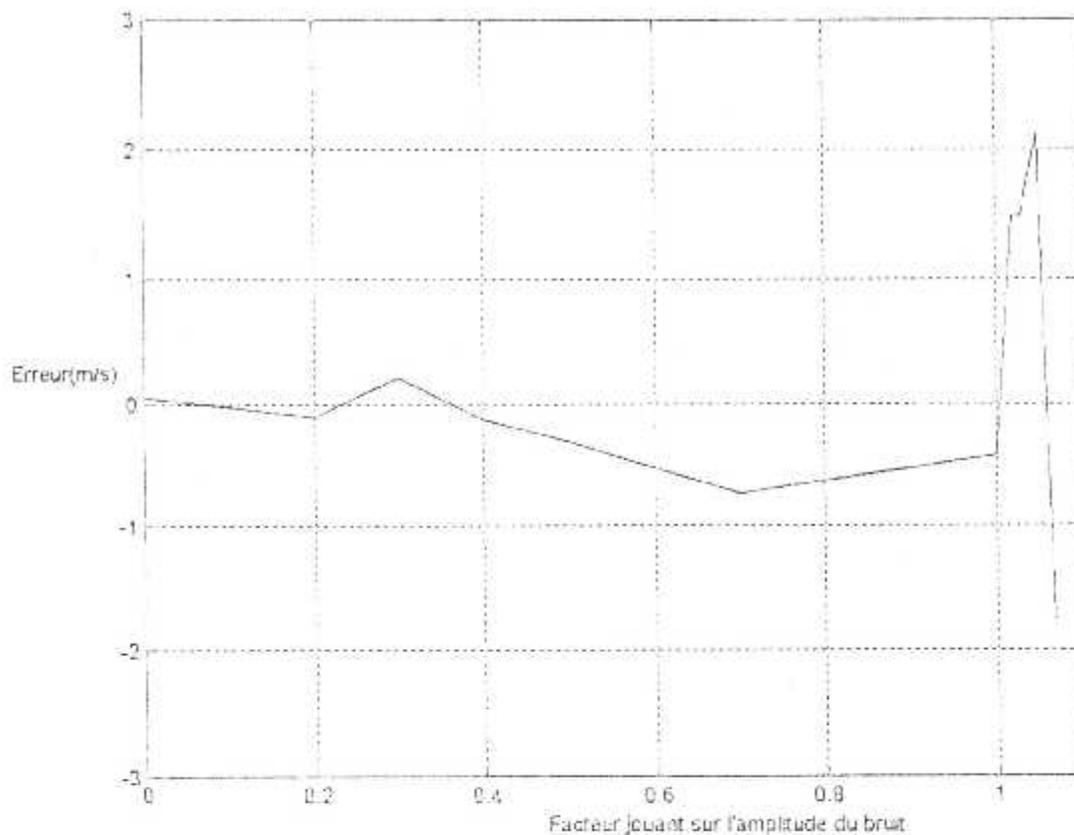
### Vitesse fantôme et variation d'erreur

Quand la vitesse d'une cible excède la vitesse maximum détectable, le processeur commence à donner des vitesses fantôme. La variation de l'erreur dans le calcul de la vitesse dépend essentiellement de deux facteurs le nombre de fréquence employées dans la dtff (les figures données par le bouton spectre(vitesse) explique bien ce problème), et le bruit.

Les deux figures suivantes interprètent bien ces variations, elles représentent successivement

- la variation de l'erreur sur le calcul de Vitesse en fonction du nombre des Fréquences employées dans la dtff.
- la variation de cette même erreur en fonction du facteur de bruit.

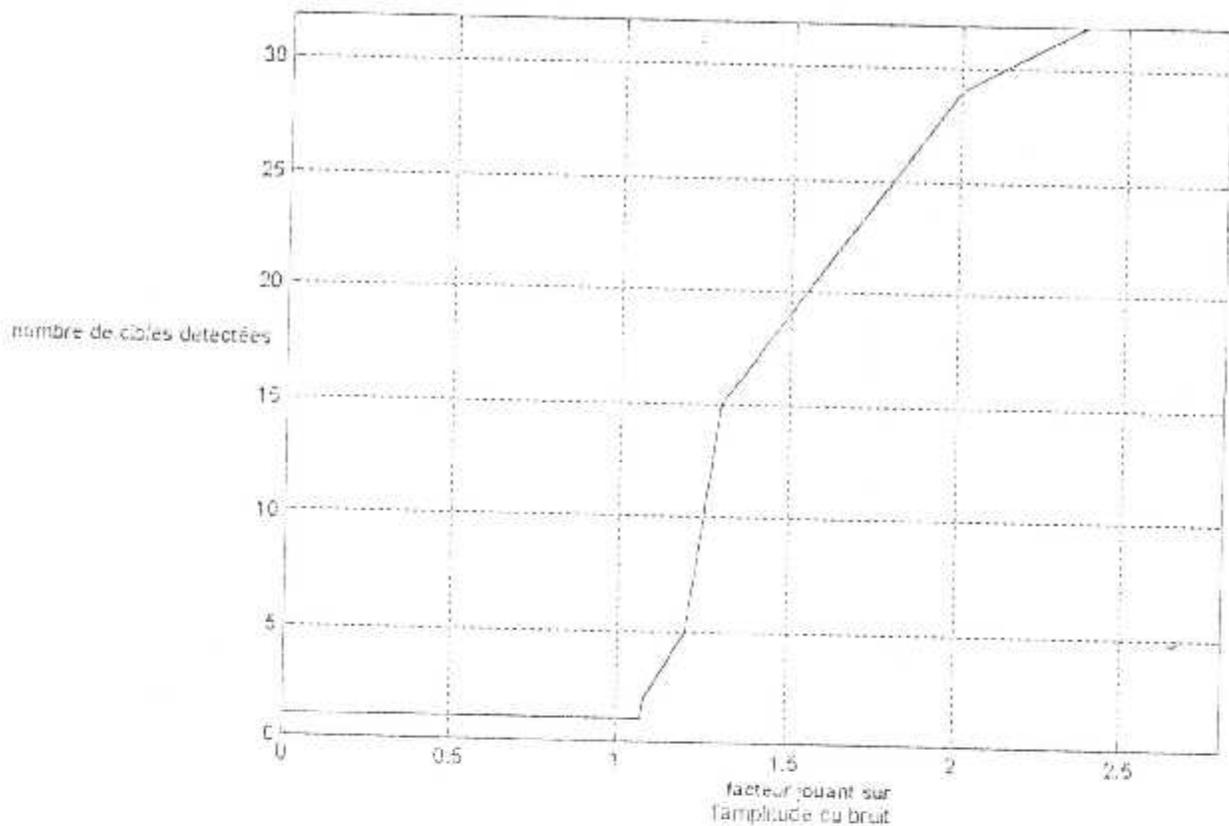




### Interférence De Bruit

On a vu que l'effet du bruit sur l'exactitude du calcul de la vitesse était considérable, il est important de savoir les effets que le bruit aura sur le système en générale. Dans la figure précédente qui présente la variation de l'erreur en fonction du facteur de bruit on s'est arrêté pour un facteur de bruit  $AN=1.07$ , au delà de cette valeur le processeur commence à donné des fausses alarmes. C.a.d que pour une cible simple au fur et à mesure que le bruit augmente le nombre de cibles détecté augmente.

La figure suivante présente le nombre de cibles détectées en fonction d'un facteur qui joue sur l'amplitude du bruit :



### *Exactitude sur la détermination du couple distance/vitesse*

Afin de déterminer l'exactitude sur le calcul du couple distance/vitesse on a exécuté le programme pour quinze cibles différentes, l'erreur moyenne sur le calcul de la distance est de 3.6 mètres. L'erreur moyenne sur le calcul de vitesse est de 0.86m/s.

### **VI-10 Remarque de conclusion**

Dans ce chapitre, on a donné une présentation générale de l'application, en outre on a développé les différentes fonctions avec lesquelles notre processeur traite. Ainsi, pour analyser les résultats du processeur, on a étudié les caractéristiques importantes d'exécution, incluant l'exactitude sur la détermination de distance et de vitesse, la résolution multiple de cible, vitesse fantôme et variation d'erreur, et les effets du niveau de bruit.

## Conclusion générale

De nos jours, le radar est utilisé dans une grande variété d'applications comprenant la défense, la commande du trafic aérien, la météorologie. La détection par radio comporte l'interprétation d'un signal pour déterminer les caractéristiques des cibles. Avec la présence inévitable de divers types d'interférences, le traitement des signaux est naturellement une partie importante de n'importe quel système de radar mais reste que c'est un système trop cher pour le concevoir.

Dans notre projet, on a essayé de développer sur micro-ordinateur (simuler) un système de radar dont la fonction primaire est d'extraire la distance et la vitesse de plusieurs cibles ponctuelles, en traitant la fonction onde retour, le retard temporel et la fréquence doppler.

Deux autres programmes ont été ajoutés afin de comprendre l'effet doppler et la technique de la compression d'impulsion. Ainsi le résultat était une simulation de plusieurs blocs constitutifs d'un radar à usage didactique.

Notre projet peut être combiné avec une visualisation des cibles dans une aire, cette dernière peut être considérée comme un projet complémentaire de notre projet. Grâce à ce projet, on a pu bénéficier d'un certain degré de compréhension des radars ainsi que l'outil d'informatique et le traitement de signal.

## Conclusion générale

De nos jours, le radar est utilisé dans une grande variété d'applications comprenant la défense, la commande du trafic aérien, la météorologie. La détection par radio comporte l'interprétation d'un signal pour déterminer les caractéristiques des cibles. Avec la présence inévitable de divers types d'interférences, le traitement des signaux est naturellement une partie importante de n'importe quel système de radar mais reste que c'est un système trop cher pour le concevoir.

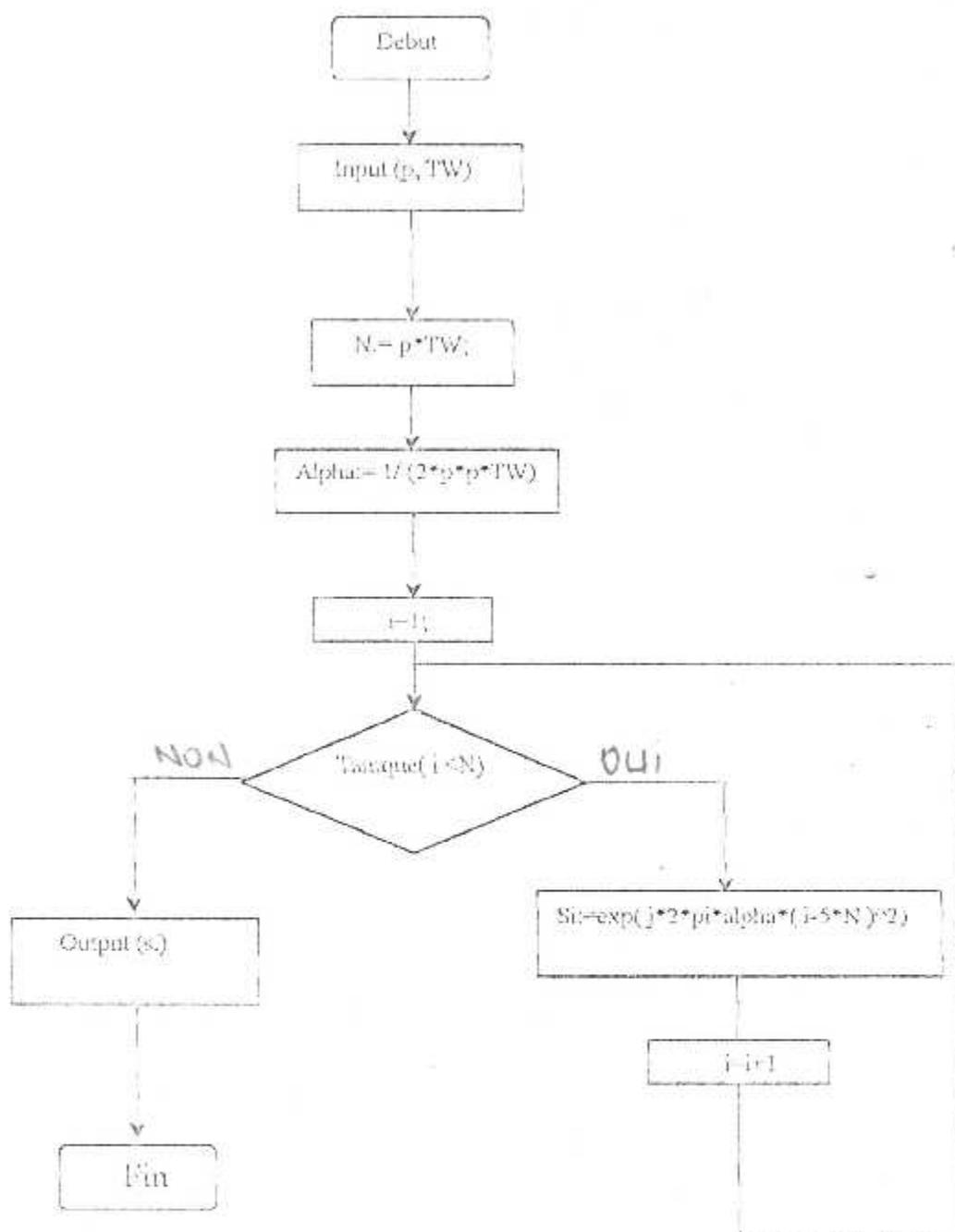
Dans notre projet, on a essayé de développer sur micro-ordinateur (simuler) un système de radar dont la fonction primaire est d'extraire la distance et la vitesse de plusieurs cibles ponctuelles, en traitant la fonction onde retour, le retard temporel et la fréquence doppler.

Deux autres programmes ont été ajoutés afin de comprendre l'effet doppler et la technique de la compression d'impulsion. Ainsi le résultat était une simulation de plusieurs blocs constitutifs d'un radar à usage didactique.

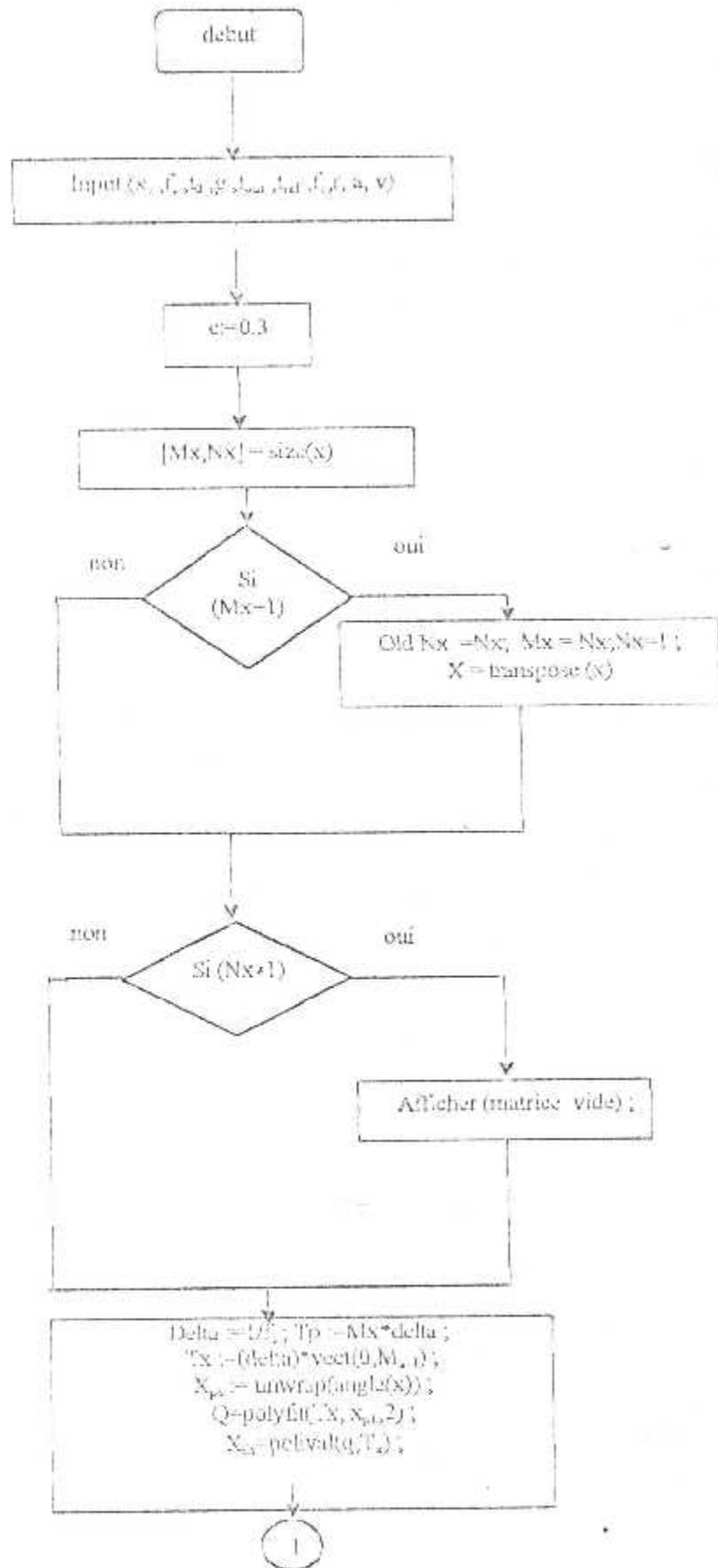
Notre projet peut être combiné avec une visualisation des cibles dans une aire, cette dernière peut être considérée comme un projet complémentaire de notre projet. Grâce à ce projet, on a pu bénéficier d'un certain degré de compréhension des radars ainsi que l'outil d'informatique et le traitement de signal.

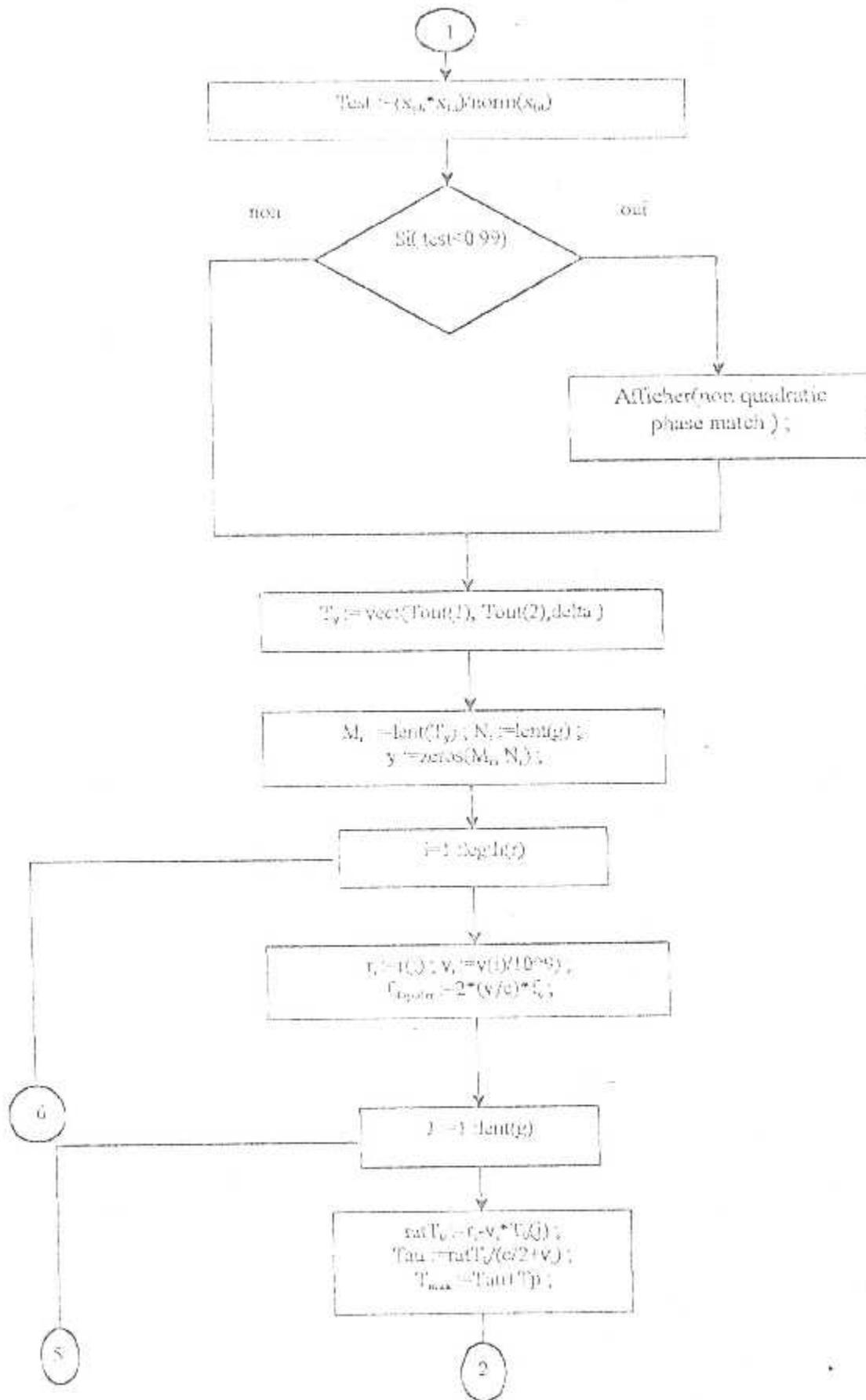
# Annexes

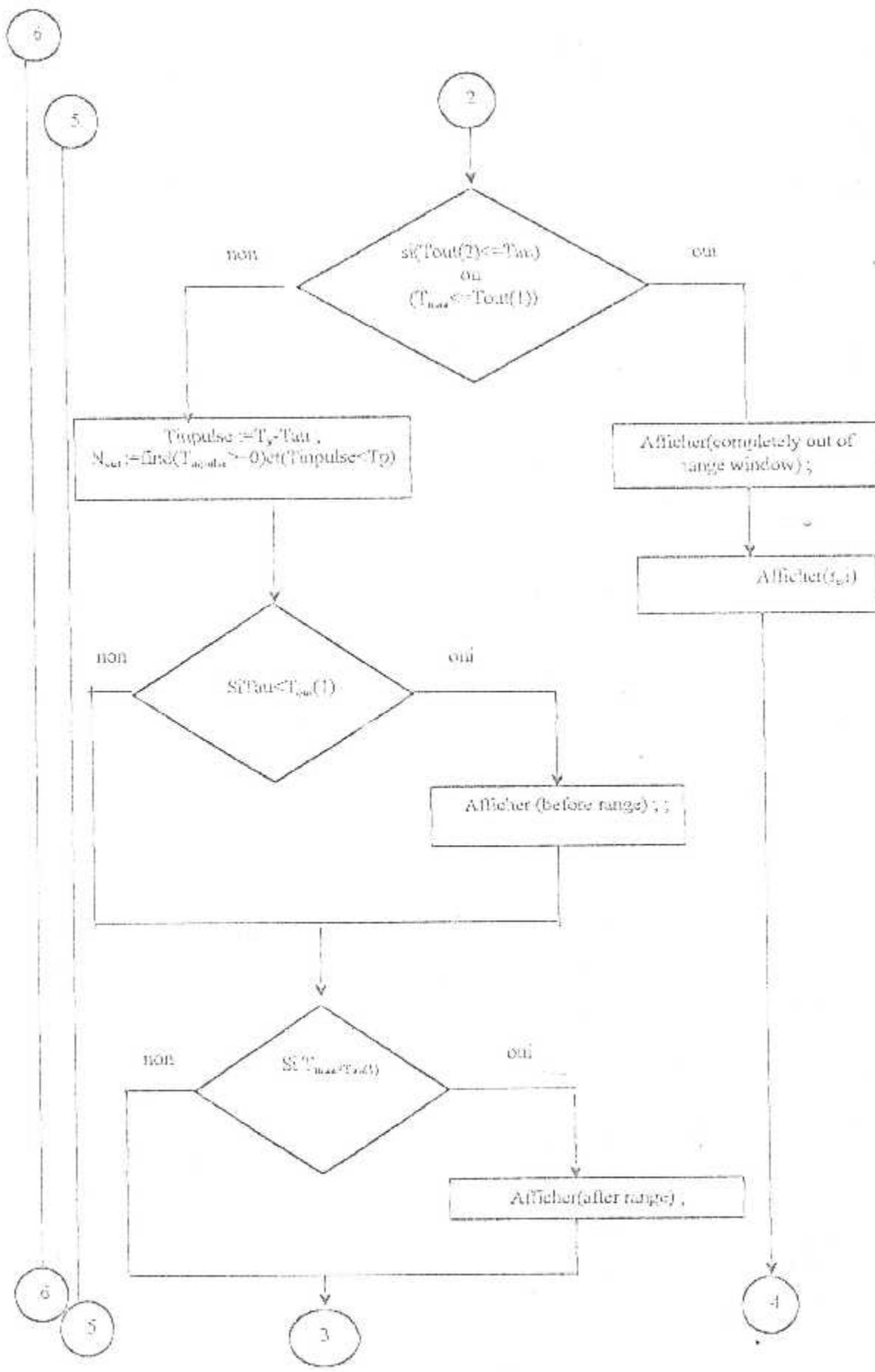
### Organigramme de la fonction dtFMchirp

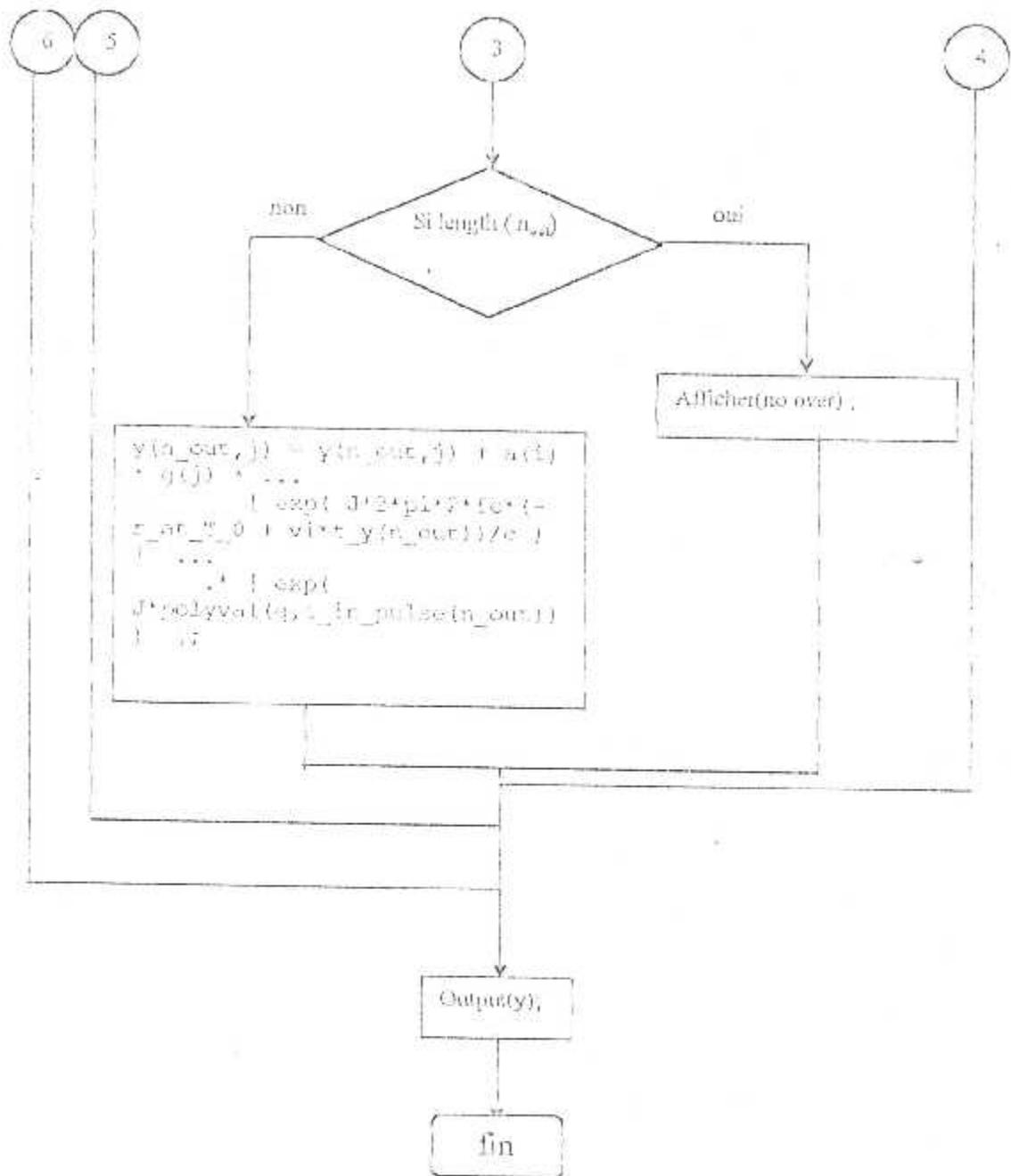


### Organigramme de la fonction radar

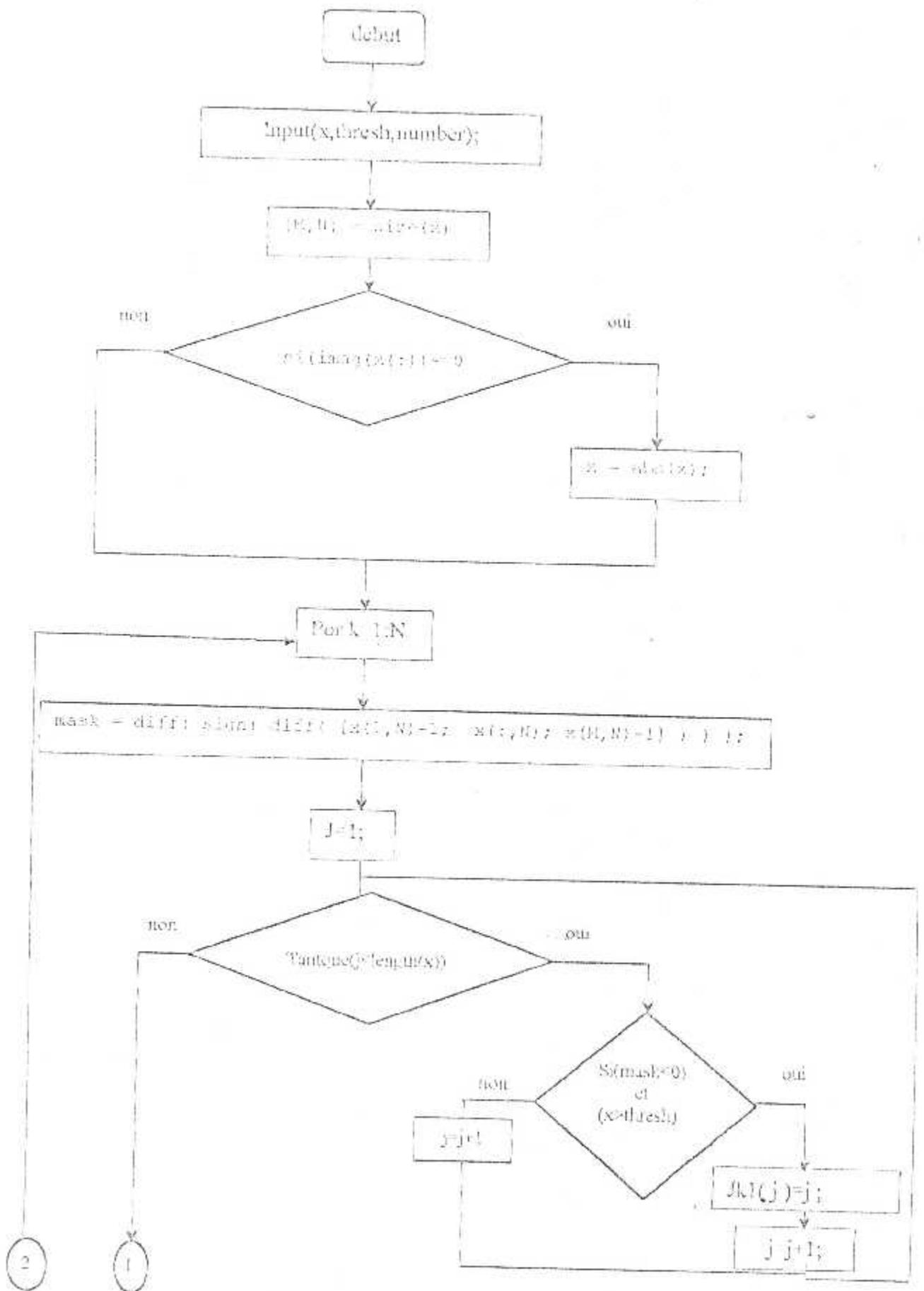


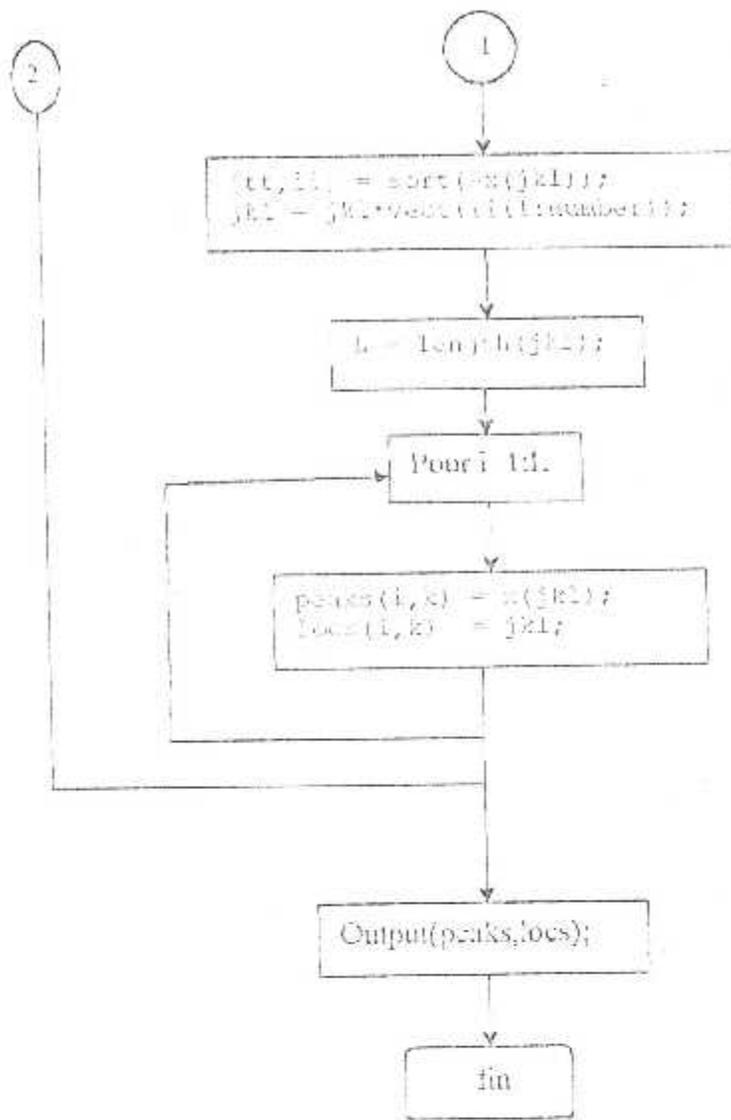




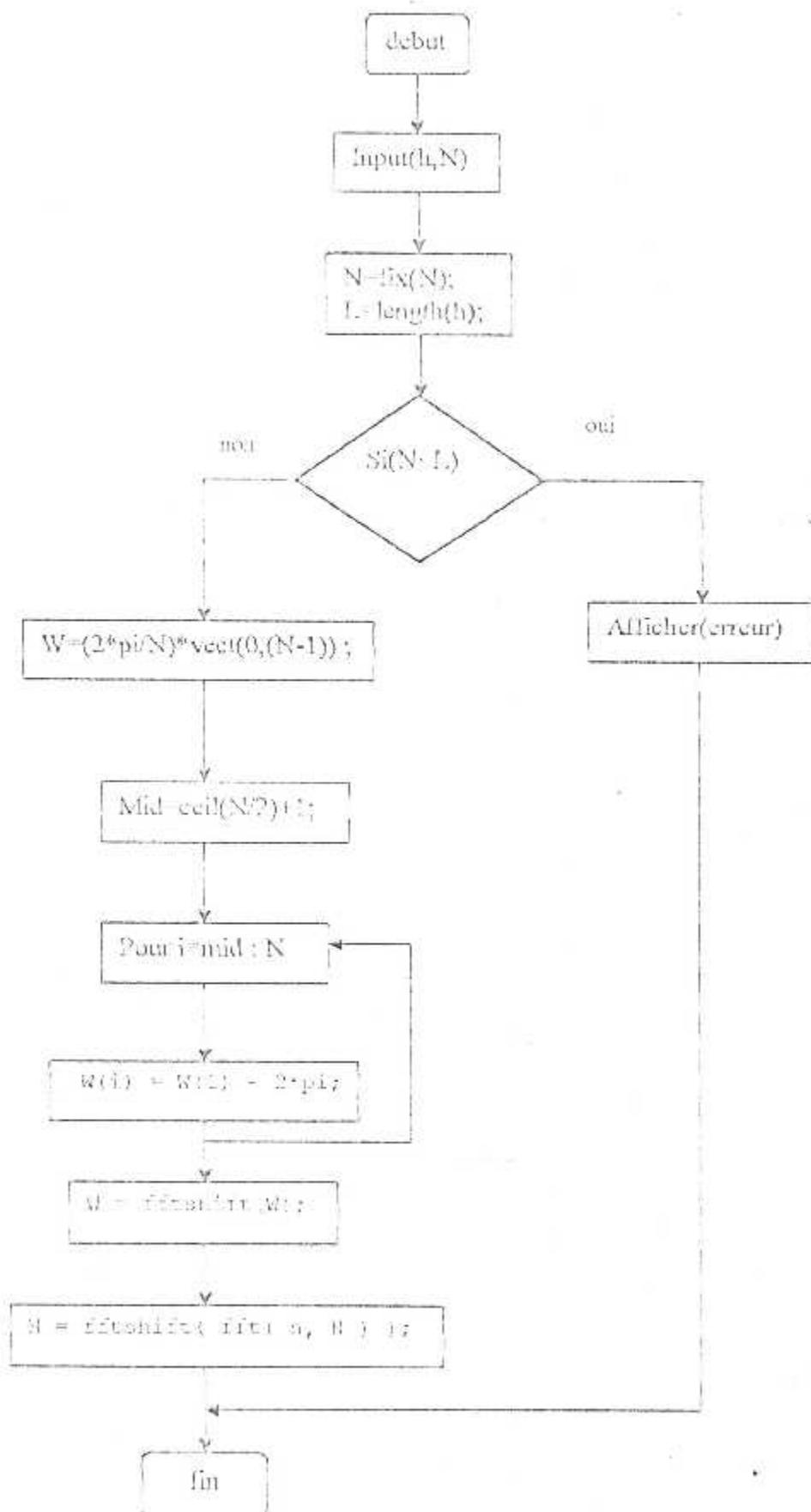


Organigramme de la fonction pkpicker

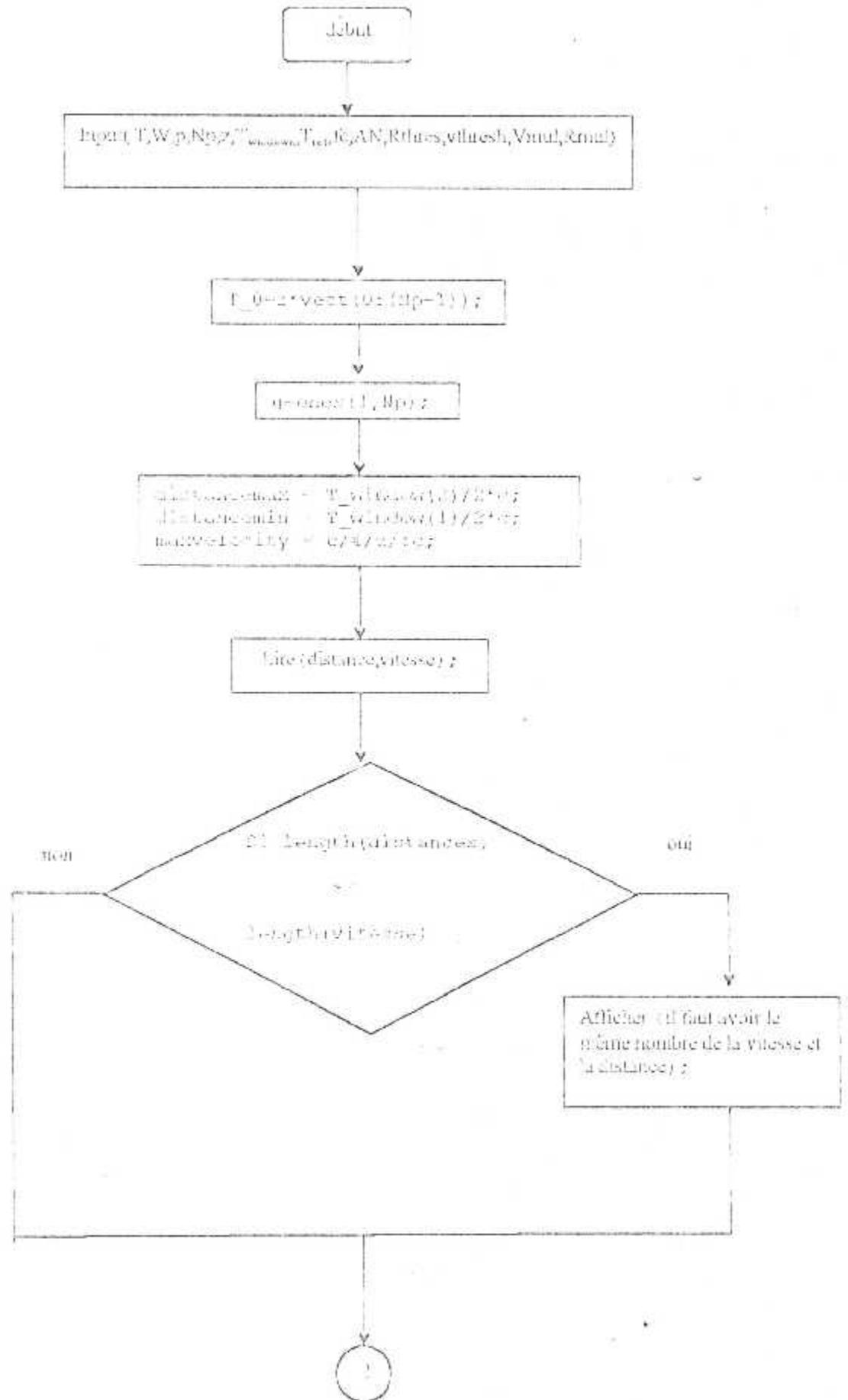


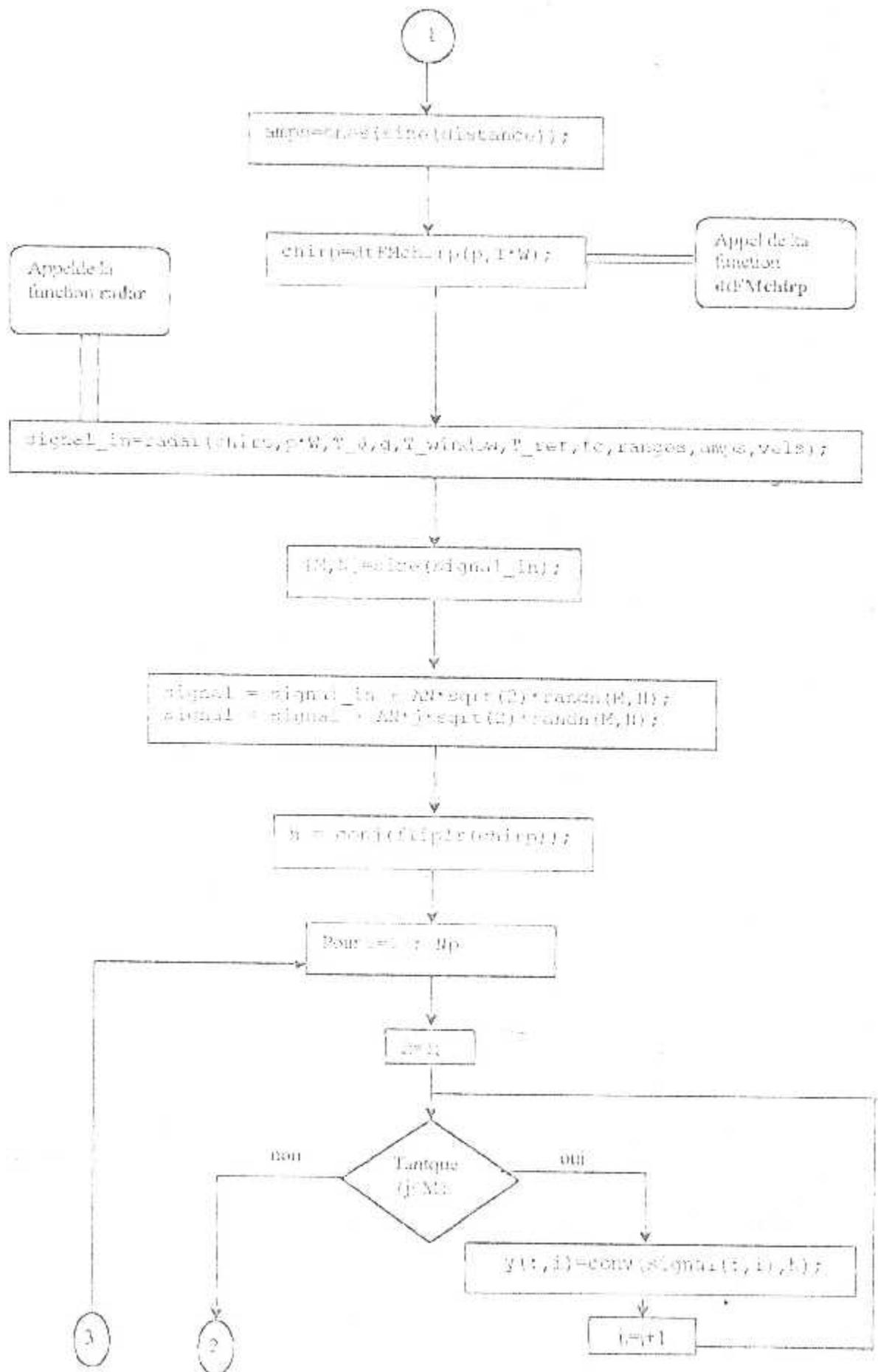


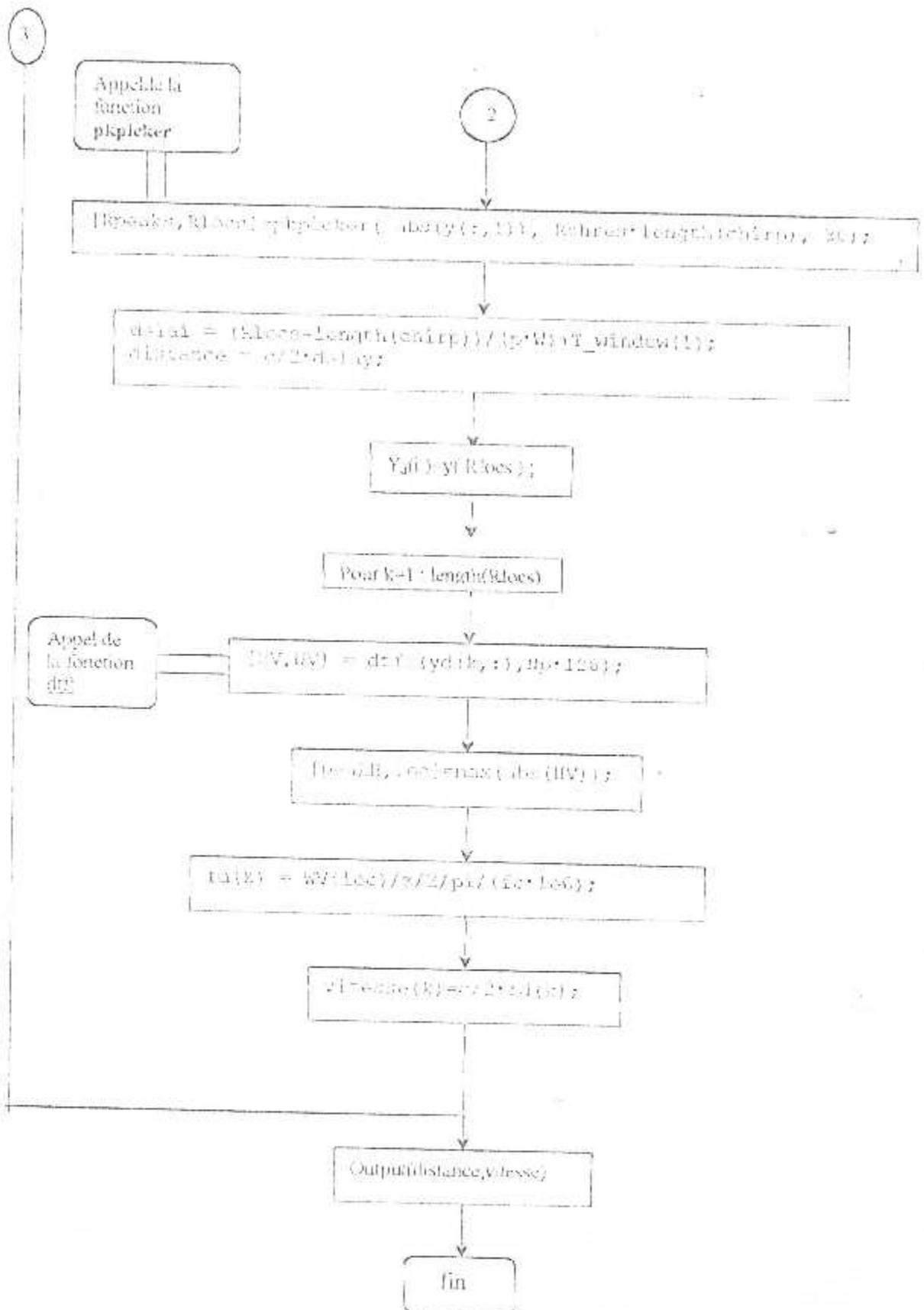
### Organigramme de la fonction dtft



Organigramme du programme principal



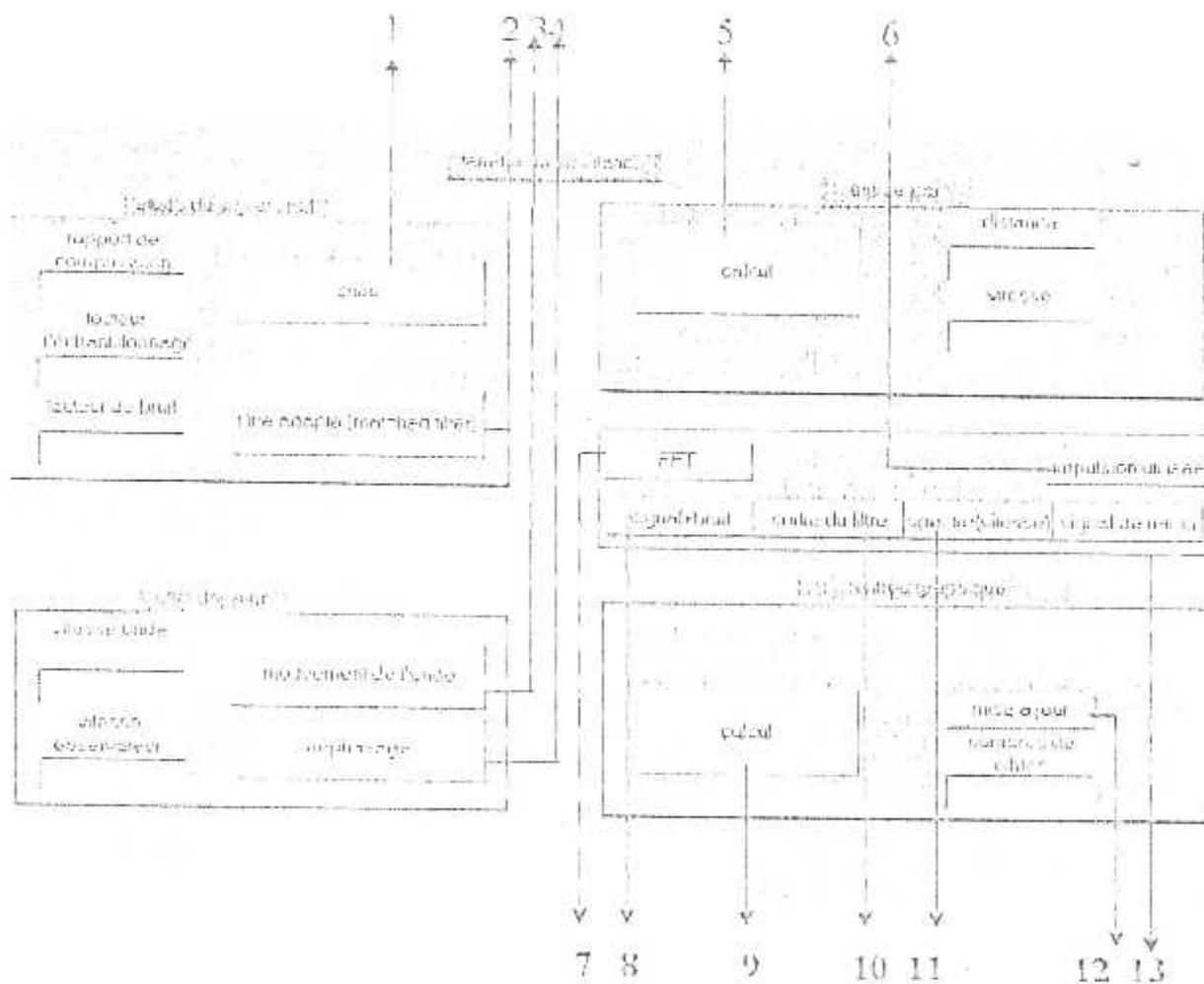




## Mode de fonctionnement de l'interface

L'intérêt de l'interface est de faciliter aux utilisateurs l'exécution des programmes établis et la visualisation des résultats, il comporte trois programmes différents :

- partie pour l'exécution du processeur du signal radar.
- une application sur le chirp et son filtre adapté.
- une application sur l'effet doppler.



## Exécution du processeur

Pour l'exécution du processeur il existe deux façons de faire rentrer les valeurs de la vitesse et de la distance

-1-1 Une entrée par vecteur c.a.d faire rentrer les valeurs sous forme de vecteur un contenant les valeurs des distances (écrit dans la fenêtre distance) et l'autre contient les valeurs des vitesses des cibles ( écrit dans la fenêtre vitesse).

Dans l'exemple d'exécution on a choisie cette façon.

-1-2 Une entrée graphique c.a.d faire rentrer les valeur d'une manière graphique(une méthode plus rapide), taper le nombre de cibles désiré dans la fenêtre nombre de cibles et cliquer sur le bouton (12) après sur le bouton (9) une fenêtre graphique s'affiche comportant deux axes, le premier des vitesses et le deuxième des distances, placer le curseur sur le point désiré qui correspond a une vitesse et a une distance d'une cible sur les deux axes, puis cliquer, quand vous atteignez le nombre de cibles noter le programme s'exécute automatiquement.

### Application sur le signal LFM :

Dans cette partie vous pouvez voir :

- la forme de l'impulsion chirp.
- la forme de cette même impulsion en présence du bruit.
- la forme du filtre adapté (matched filter).
- impulsion affecte par le bruit après filtrage.

Cette partie de l'interface comporte trois fenêtres deux boutons.

Pour voir une exécution de ce programme taper:

- la valeur du rapport de compression dans la fenêtre rapport de compression.
- La valeur du facteur d'échantillonnage dans la fenêtre facteur d'échantillonnage.
- La valeur du facteur de bruit dans la fenêtre facteur de bruit .

-Cliquer sur le bouton (1) pour voir la partie imaginaire et réelle du chirp ainsi que le spectre au même temps vous verrez ces même figure mais en présence du bruit.

-cliquer sur le bouton (2) pour voir la partie imaginaire et réelle du filtre, son spectre ainsi que l'impulsion à la sortie du filtre.

### Application sur l'effet doppler

Cette partie est ajoutée afin de comprendre l'effet doppler, la théorie est expliquée dans le chapitre1, pour exécuter ce programme :

-Taper la valeur de la vitesse de l'onde de la source dans la fenêtre vitesse onde.

-Taper la valeur de la vitesse de l'observateur dans la fenêtre vitesse observateur.

Cliquer sur le bouton (3) pour voir le mouvement de l'onde.

Cliquer sur le bouton (4) pour voir le déphasage entre l'onde reçu par un observateur en mouvement et un autre fixe.

Bouton (6) : donne l'impulsion utilisée dans la simulation.

Bouton (7) : spectre de l'impulsion utilisée.

Bouton (8) : donne le signal de retour radar avec bruit.

Bouton (10) : le signal radar à la sortie du filtre.

Bouton (11) : calcul de la vitesse à partir de la dtft.

Bouton (13) : signal de retour radar original.

### Calculs détaillés des formules de l'effet doppler

Formule de la variation de la fréquence pour une source en mouvement

$$\lambda' = \lambda \pm vT$$

$$\lambda' = cT \pm vT \text{ car } \lambda = cT$$

$$c/f' = cT \pm vT \text{ car } \lambda = c/f$$

$$c/f' = T(c \pm v)$$

$$c/f' = (c \pm v)/f \text{ car } T = 1/f$$

$$f'(c \pm v) = fc$$

$$f' = fc / (c \pm v)$$

$$f' = f / (1 \pm v/c)$$

Formule de la variation de la fréquence pour un récepteur en mouvement

$$\lambda' = \lambda \pm vT'$$

$$c/f' = c/f \pm v/f' \text{ car } \lambda = c/f \text{ et } T' = 1/f'$$

$$(c \pm v)/f' = c/f$$

$$f(c \pm v) = f'c$$

$$f' = f(c \pm v)/c$$

$$f' = f(1 \pm v/c)$$

Formule relativiste de l'effet Doppler

Partons de la formule pour une source en mouvement. La source (galaxie) s'éloigne du récepteur (nous), d'où l'emploi du signe + :

$$f' = f / (1 + v/c)$$

$$T' = T(1 + v/c) \text{ car } f = 1/T$$

$$T' = T(1 + v/c) / (1 - (v/c)^2)^{1/2}$$

en introduisant le facteur  $(1 - (v/c)^2)^{1/2}$

$$\lambda'/c = \lambda(1 + v/c)/c(1 - (v/c)^2)^{1/2} \text{ car } T = \lambda/c$$

$$\lambda' = \lambda(1 + v/c) / (1 - (v/c)^2)^{1/2}$$

$$\lambda' = \lambda(1 + v/c) / ((1 + v/c)(1 - v/c))^{1/2}$$

$$\lambda' = \lambda(1 + v/c) / (1 + v/c)^{1/2} (1 - v/c)^{1/2}$$

$$\lambda' = \lambda(1 + v/c)(1 + v/c)^{1/2} / (1 + v/c)^{1/2} (1 - v/c)^{1/2} (1 + v/c)^{1/2}$$

$$\lambda' = \lambda(1 + v/c)(1 + v/c)^{1/2} / (1 + v/c)(1 - v/c)^{1/2}$$

$$\lambda' = \lambda(1 + v/c)^{1/2} / (1 - v/c)^{1/2}$$

$$\lambda' = \lambda((1 + v/c) / (1 - v/c))^{1/2}$$

Formule de la vitesse d'un obstacle en mouvement

$$f' = f(1 + v/c)$$

$$f'/f = 1 + v/c$$

$$+ v/c = f'/f - 1$$

$$+ v = c(f'/f - 1)$$

$$v = c(1 - f'/f)$$

## Proposition TP

Dans cette partie, on va proposer une série de TP pour le module radar, les étudiants pourront voir l'estimation de la distance et de la vitesse par le système radar, la technique de la compression d'impulsion (chirp), l'effet du bruit sur le signal retour et sur le système en général, ainsi que le filtrage approprié et le rôle de ce dernier, en outre les étudiants vont voir les différents blocs constitutifs d'un radar. Le TP en général, va se faire en 5 séances.

### Propriétés du Signal LFM

Dans ce TP, on va investir les caractéristique du signal LFM (chirp), les étudiants vont voir l'allure de l'impulsion LFM, sa partie imaginaire et réelle ainsi que son spectre, qui vont dépendre des paramètres choisis.

- le rapport de compression, l'effet de ce dernier sur le spectre et sur l'impulsion en général.
- Le facteur d'échantillonnage (théorème de Nyquist).

Le filtre adapté (matched filter) est un filtre qui maximise le rapport signal sur bruit et qui comprime l'impulsion LFM (technique de la compression d'impulsion). Pour voir l'effet du filtrage, on génère un bruit gaussien et on l'ajoute à l'impulsion (chirp), les étudiants vont voir la partie imaginaire et réelle du filtre, son spectre, l'impulsion LFM contaminée par le bruit gaussien, et le signal à la sortie du filtre.

### Signal de retour radar

Dans les parties précédentes on a étudié l'effet du bruit et du filtrage sur une impulsion, le même travail va être fait, mais cette fois-ci avec un signal de retour radar qui n'est pas arbitrairement produit, les étudiants vont voir les différents paramètres qui construisent le signal, ce dernier va être reçu dans une fenêtre de réception, il va être construit par des impulsions LFM, ces impulsions seront espacées selon la distance et modifiées selon la vitesse.

L'ajout du bruit au signal nécessite le filtrage, mais ceci n'est pas assez suffisant car il existe plusieurs cibles d'où l'utilité de la détection de ces dernières. Les étudiants vont voir aussi l'effet du choix du seuil sur le nombre de cibles détectées.

### Calcul de distance

Après la détection des cibles, les étudiants vont voir l'estimation de distance. La formule générale du calcul de distance :  $R = ct/2$ .

Le problème dans l'estimation de distance c'est la détermination du temps qui s'est écoulé entre l'envoi et la réception du signal, l'erreur va dépendre essentiellement de la capacité de localiser les crêtes dans le signal filtré.

La formule générale utilisée est la suivante :

$$\text{Distance} = c/2 * \text{délai}$$

$$\text{Délai} = (R_{\text{locs-longueur du chirp}}) / (p * W) + T_{\text{fenêtre}(1)}$$

$R_{\text{locs}}$  : l'indice sur l'axe des temps qui correspond à l'endroit maximal de la crête dans le signal filtré

$T_{\text{fenêtre}(1)}$  : le début de la fenêtre de réception.

Ce qui est aussi tentant de voir c'est l'effet du choix des différents paramètres radar comme la longueur d'impulsion, fréquence centrale bruit ect...

### Calcul de vitesse

Le calcul de vitesse est associé à l'effet Doppler, pour la détection de l'effet Doppler on a employé une autocorrélation entre le signal filtré et le signal original, les étudiants vont voir et comprendre cette méthode (expliquer dans le chapitre VI), ils vont voir aussi les différents paramètres qui influent sur la précision du calcul de vitesse tel que le bruit la fréquence centrale du radar, le nombre de fréquence employé dans la dtf ect...

La formule générale de la vitesse est la suivante :

$$\text{Vitesse de cible} = fd * c / (4 * pi * z * f_0)$$

$fd$  : la fréquence détecté par la dtf

$\tau$  : période entre impulsion

$f_c$  : fréquence centrale du radar.

### Systeme radar

Dans cette partie les étudiants vont construire un système radar à partir des parties précédentes, la somme des parties va donner une simulation d'un radar, après ils vont discuter les résultats donnés ainsi que l'influence du choix des paramètres, car il existe un certain nombre de différences impliquées dans des paramètres de choix de radar, c.a.d choisir les meilleurs paramètres possibles (une plus grande fréquence porteuse abaisse la gamme de la mesure de vitesse. Cependant, elle améliore la résolution du système, depuis l'effets Doppler sera grand même à des petites vitesses).

## BIBLIOGRAPHIE

- Technique d'ingénieur : Radars
  - Principes et éléments de base (E 6650)
  - Paramètres de détection (E 6655)
  - Traitement du signal (E 6660)Réalisé par Jacques DARRICAU
  
- Introduction to AIRBORNE RADAR ( Second Edition)  
Réalisé par : George W. STIMSON.
  
- Les radars au sol dans l'aviation civile (3<sup>ème</sup> Edition 1984)  
Réalisé par : L. CADORET.,
  
- Encarta 2000
  
- Universalis 5 année 2000.
  
- Radars Aéroportés et spatiaux  
Réalisé par : - Jean-Philippe HARDANGE.  
- Philippe LACOMME.  
- Jean-Claude MARCHAIS.