

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ DE BLIDA

057 / 01

INSTITUT D'AÉRONAUTIQUE

EX 1

DÉPARTEMENT NAVIGATION AÉRIENNE

OPTION : INSTALLATION AÉRONAUTIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGÉNIEUR D'ÉTAT EN AÉRONAUTIQUE

Thème



PRÉSENTÉ PAR :
MELLE SAADI HAKIMA

DIRIGÉ PAR :
M. A. BENOUARED

Promotion 2000/2001

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mes :

Parents qui m'ont aider beaucoup et que le dieu les protèges pour moi

À tous mes frères et sœurs

À toute la famille SAADI

À toute la famille Boulafrade

À toute la famille Tahraoui

À toute la famille Sedratti, Karima, tante Zohra, Zola, Lyna

À toute la famille Ben Taleb, Naïma, Mazou

À toute la famille AZOUAOU

À toute la famille ALLOUCHE, AMINA et la petite RYME

À toute la famille MOKHTARI, Wahida, Nessrine, Tante Hassiba

À toute la famille Belkacem, Cherifa, Nawel, Widadet et Tmeriem

À toute la famille Mohamedi, Karima, Farida et Tante Fadila

À toute la famille Fenny, Radia et Tante Hafida

À toute la famille Kheïlil

À toute la promotion 2001

Remerciement

*Je remercie le dieu qui ma donné la force et la foie de
réaliser ce travail.*

Je remercie mon promoteur M. BENOUARFED

Je remercie M. LAGHA

Je remercie Mlle MOKHTARJ WAHIDA

Je remercie Mme BOULATRAD HAMIDA

Je remercie M. AZOUAOU HAMID

Je remercie beaucoup M. BOUCHEKIR

Je remercie M. BENALIOUCHE

Je remercie tous ceux qui m'ont aide de loin ou de prés



PLAN DE TRAVAIL

Le travail effectué dans ce projet se présente selon le plan suivant :

Nous présenterons dans le premier chapitre une étude sur le principe de fonctionnement d'un système radar, les différents types de radar et leurs domaines d'utilisation.

Dans le second chapitre, consiste à étudier l'effet Doppler et les différents parasites (Clutter) qui peuvent se trouver et leurs caractéristiques.

Le troisième chapitre présente une étude générale sur les différents filtres utilisés dans le radar qu'on l'utilise pour l'effet Doppler.

Dans le quatrième chapitre nous établirons une étude comparative entre la VCM (Visualisation des Cibles Mobiles) analogique et digitale.

Dans le cinquième chapitre nous étudions le filtre MTI (Moving Target Indicator) simple et double annulation qui est la base de notre étude et les critères de choix de radar utilisé.

Le sixième chapitre est consacré à la simulation de VCM à simple annulation ainsi les interprétations des résultats.

Enfin nous terminerons par une conclusion générale qui peut se dégager à partir de cette étude.





RÉSUMÉ

Le but de ce projet est d'étudier et de développer un système de visualisation de cibles mobiles, réalisé à base d'une simulation en Matlab, cette dernière est conçue pour réaliser d'une manière assez précise la détection des cibles utiles dans un environnement renfermant des cibles parasites (mobiles ou fixes).

La simulation a été réalisée sur le fonctionnement du filtre MTI qui consiste à détecter la cible mobile et annule les échos parasites en utilisant la différence de phases entre le premier et le deuxième balayage. À la fin on interprète les différents résultats et présente les organigrammes qui sont effectués pour réaliser ce travail, et montrer l'utilité du filtre MTI dans le domaine de la détection.



Sommaire

Introduction générale

Historique

Chapitre I : Généralité sur les radars

- 1.1 introduction
- 1.2 principe
- 1.3 domaine d'utilisation
- 1.4 fonctionnement simplifié d'un radar
- 1.5 équation du radar en espace libre
- 1.6 nature du signal dans un radar à impulsions
 - 1.6.1 détection fausse alarme
 - 1.6.2 critère de performance
 - 1.6.3 amélioration de la résolution radar
- 1.7 type de radar
 - 1.7.1 radar classique
 - 1.7.2 radar de veille
 - 1.7.3 radar de poursuite
 - 1.7.4 radar moderne
 - 1.7.5 radar pulse Doppler

Chapitre II Effet Doppler

- II.1 Lutte contre les échos parasites
 - II.1.1 Spectre des échos parasites
 - II.1.2 Spectre des échos fixes
- II.2 effet de la fluctuation du clutter
- II.3 Utilisation de l'hyperfréquence par le radar
 - II.3.1 Introduction
 - II.3.2 générateurs d'hyperfréquences
 - a) le magnétron
 - b) le klystron
 - c) effet du doppler sur un train d'impulsions hyperfréquences
- II.4 Effet doppler

- II.5 Détection des cibles
 - II.5.1 Problèmes de la détection
 - II.5.2 Exemple de détecteur
 - II.5.3 Élimination des échos fixes
 - II.5.4 Systèmes d'élimination du clutter
 - II.5.4.1 Le clutter
 - II.5.4.2 Cellule de résolution
 - II.5.4.3 Élimination des échos de pluie
 - II.5.4.4 Couverture basse et couverture haute
- II.6 Caractéristiques du clutter
 - II.6.1 Clutter ponctuel
 - II.6.2 Clutter provenant de la mer
 - II.6.3 Clutter d'origine météorologique
 - II.6.4 Clutter sporadique
 - II.6.5 Clutter uniformément réparti
- II.7 Notion sur le traitement du signal
 - II.7.1 Signal traité
 - II.7.2 Conditions d'échantillonnage
 - II.7.3 Principe du traitement

Chapitre III Les filtres

- III.1 Introduction
- III.2 La fonction filtrage
- III.3 Le filtrage analogique
 - III.3.1 Introduction
 - III.3.2 Filtre Idéal
 - III.3.3 Le Filtre réel (gabarit)
 - a) Temps de propagation
 - b) Fonction caractéristique
 - III.3.4 Les filtres analogiques classiques
 - III.3.4.1 Les filtres du 1^{er} et du 2^{ème} ordre
 - a) Le filtre du premier ordre
 - b) Le filtre du second ordre
 - III.3.5 La conversion analogique numérique
 - a) Précision
 - b) Nombre de conversions par seconde ou fréquence d'échantillonnage
 - c) Rapport signal sur bruit
 - d) Gamme du signal d'entrée
 - e) Précision d'échantillonnage
- III.4.1 Filtre Numériques
 - III.4.1.1 Introduction
 - a) Filtres à structures récursive

- b) Filtrage à structures transversales
- III. 4.2 Aspects théoriques des filtres numériques
- III. 4.3 Le filtre à Réponse Impulsionnelle Infinie RII
- III. 4.4 Etude de la stabilité du filtre RII

Chapitre IV visualisations des cibles mobiles VCM

- IV.1 Introduction
- IV.2 élimination des échos fixes
 - IV.2.1 Introduction
- IV.3 Comment l'effet Doppler est utilisé dans la VCM
 - IV.3.1 l'effet Doppler
 - IV.3.2 l'expression de la fréquence Doppler
- IV.4 La vcm analogique
 - IV.4.1 principe : système d'élimination des échos fixe
 - a) phase aveugle
 - b) Vitesse aveugle
 - c) L'ambiguïté de vitesses
 - d) Gain MTI
 - IV.4.2 la vcm simple annulation
 - IV.4.3 limitation de la vcm analogique
 - IV.4.4 la vcm digitale
- IV.5 Traitement MTI simple annulation

Chapitre V Le filtre MTI

- V-1-Introduction
- V-2 Synoptique d'un radar cohérent MTI
- V.3 MTI Linéaire
 - V.3.1 MTI linéaire analogique
 - V.3.2 MTI simple annulation
 - V.3.3 MTI Double annulation
 - V.3.4 Filtre MTI à contre réaction
 - V.3.5 MTI linéaire digital
 - V.3.6 MTI à porte Distances
- V.4 Performances des filtres MTI
- V.5 Vitesse de l'échos mobile
- V.6 Élimination des vitesses aveugles

Chapitre VI Simulation

Chapitre VII Conclusion générale

Bibliographie

En 1887, le physicien allemand Heinrich Hertz découvre les ondes électromagnétiques et montre qu'elle possède les propriétés de la lumière. Le principe du RADAR (Radio Detection And Ranging) basé sur la propagation des ondes électromagnétique fut énoncé dès 1911 par l'américain Hugo Gernsback. En 1934, le français Pierre David mena avec succès les premières expériences de détection d'avions.

Lors de la seconde guerre mondiale, la technique radar pris un essor considérable. Ainsi dès 1940, les Britanniques développèrent un important réseau de radar au sol qui leur permit de gagner "LA BATAILLE D'ANGLETAIRE". De leur coté, les Allemand développèrent également un réseau de radar au sol des 1942.

Le premier avion d'armes à être équipé d'un radar aéroporté fut, dès 1941, le Messerschmitt qui avait une antenne encombrante constituée de plusieurs dipôles implantés à l'extérieur sur le nez de l'avion d'une portée de 5 Km

EN 25 juillet 1943, la RAF effectua avec 800 bombardiers un raid sur Hambourg; c'est lors de ce raid que fut le premier lancer opérationnel de Chaffs (paillettes métalliques de dimensions adaptées à la longueur d'onde des radars)

Ce lancé rendit les radars sol et aéroportés allemands totalement inopérants; ils étaient aveuglés par l'excès de détections.

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

INTRODUCTION GENERALE

Un demi-siècle après son apparition, le radar s'est imposé comme le capteur universel des installations de surveillance implantées sur aéronef et sur satellite, en particulier il est le cœur du système d'armes de tous les avions de combats modernes.

Tout au long de cette période, il a été l'objet de progrès considérable, c'est l'une des inventions la plus compliqué mais il a aidé beaucoup dans le domaine civil quoique sa première utilisation était dans la défense aérienne contre les attaques d'ennemies, les moyens utilisés pour se protéger dépendent au genre de menace à laquelle on veut faire face, des appareils de guet basé sur la détection électromagnétique par radar doivent être toujours perfectionnés pour la détection et la visualisation.

Le problème de la visualisation radar restera toujours une des préoccupations permanentes des contrôleurs des opérations aériennes. Où la plus part de ces radars travaillent dans un milieu encombré par les échos fixe ou de vitesses lentes (sol, mer, nuages, pluie, neige... etc....). On cherche à éliminer ces échos indésirables, normalement perçus par le radar et dont la présence constitue un gêne pour la détection des cibles intéressantes.

Un autre aspect du problème est de tenter de séparer les échos fixes et les mobiles, en se basant sur le fait que leurs vitesses radiales, et donc qu'ils se distinguent par leur effet d'appeler.

Dans le cadre de ce projet, notre travail consiste à concevoir et à simuler un système de visualisation de cibles mobiles.

I.1 INTRODUCTION

On définit le Radar (Radio Detection And Ranging) par la détection et localisation par ondes radio, c'est un système de mesure de distance et l'angle utilisant la détection électromagnétique ainsi a pour but de déterminer la position, la vitesse et identifier les caractéristiques des cibles. Ceci est accompli en illuminant l'espace avec une énergie électromagnétique qui se réfléchit sur un obstacle (cible ou Target) ces données permettent au radar de renseigner l'utilisateur.

L'écho fixe est recueilli par un récepteur, la présence d'un écho caractérise l'existence d'un objet à une distance R.

Les radars travaillent dans le domaine microns [0.5 → 10]GHZ.

Schéma synoptique du radar ... voir figure I-1

I.2 PRINCIPE

Le principe de radar consiste à émettre une onde électromagnétique dans une direction donnée et à détecter en retour cette onde réfléchi par un obstacle à cette onde.

I.3 DOMAINE D'UTILISATION

Les radars sont utilisés dans un très grand nombre de domaine soit civil ou militaire comme:

- ⊕ La détection et localisation de navires pour éviter les collisions.
- ⊕ Navigation d'avions et de bateaux par mauvais temps ou la nuit.
- ⊕ Détection, localiser et identifier les avions dans le contrôle du trafic aérien.
- ⊕ Détection météorologique.
- ⊕ Cartographie.
- ⊕ Mesure de distances et de vitesses dans le domaine spatial.

1.4 FONCTIONNEMENT SIMPLIFIE D'UN RADAR

La majorité des radars émettent périodiquement de brèves impulsions de signaux de très hautes fréquences et entre deux impulsions le récepteur détecte les signaux réfléchis par les cibles éventuelles. Ces types de radar sont connus sous le nom de radars à impulsion (pulsed radar) à la différence de certains radars qui travaillent en continu (cw).

La figure I-1 est un schéma bloc d'un radar à impulsion. C'est un radar mono statique en ce sens que l'émetteur et le récepteur sont installés au même endroit. L'émetteur et le récepteur partagent ici la même antenne.

Fonction des différents blocs

- **L'émetteur:** c'est l'élément qui génère le signal sinusoïdal haute fréquence qui sera rayonné dans l'espace. Il peut être constitué par des amplificateurs dans lesquels le signal est généré à bas niveau puis amplifié par des amplificateurs de grande puissance.
- **Le modulateur:** sa fonction est de commander l'émetteur pour délivrer des impulsions, il joue le rôle d'un commutateur. Il délivre des tensions de commande allant de quelques centaines de volts à quelques dizaines de milliers de volts pendant des durées très brèves.
- **Le générateur des signaux de synchronisation:** il délivre les signaux de synchronisation utilisés par le radar pour la gestion du système tel par exemple les instants d'émission des impulsions.
- **Le duplexeur:** c'est l'élément qui permet de connecter l'antenne à l'émetteur en phase d'émission ou au récepteur en phase de réception. C'est un circuit hyperfréquence appelé aussi circulateur qui doit posséder un temps de commutation très court (quelques nanosecondes) et un bon découplage.
- **L'antenne:** c'est l'élément qui concentre l'énergie rayonnée dans un faisceau très étroit et qui intercepte les échos réfléchis par les cibles balayées par le faisceau. Elle est orientable de façon à permettre la recherche ou la poursuite d'objectifs.

- **La commande d'antenne:** elle positionne le faisceau d'antenne dans la direction désirée et fournit la position de l'antenne. Dans certains systèmes, elle intervient dans la polarisation de l'onde.
- **Le récepteur:** il amplifie le signal à un niveau acceptable. Il filtre les signaux indésirables et optimise le rapport signal/bruit.
- **Traitement de signal:** sa fonction est la détection, c'est-à-dire la décision de la présence ou non d'une cible. Il délivre les informations sur la distance, la vitesse de la cible.
- **Traitement de données:** il conserve en mémoire les données sur les cibles détectées et effectue un certain nombre de traitements sur ces données qui dépendent du type de radar : changement de coordonnées, poursuite automatique des cibles.
- **Visualisation:** délivre l'information sous une forme exploitable par les contrôleurs radar.

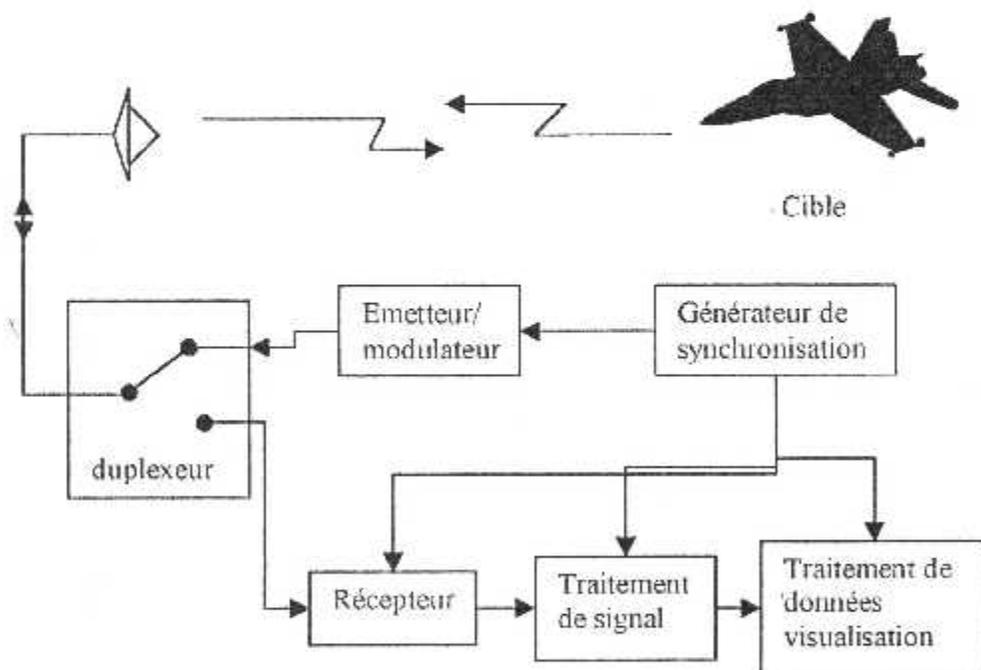


Figure 1.1 Schéma bloc simplifié d'un radar

Les paramètres des impulsions qui sont émises dépendent du type du radar. Leur puissance peut varier du milliwatt à des mégawatts, leur largeur de la nanoseconde à des millisecondes et leur fréquence de répétition (PRF) de quelques impulsions par seconde à des centaines de milliers par seconde.

Les signaux rayonnés par l'antenne se propagent à une vitesse très proche de celle de la lumière dans le vide ($c \approx 300000 \text{ km/s}$).

Le radar reçoit non seulement les signaux réfléchis par les cibles mais aussi des signaux parasites d'interférence qui complique la détection et les mesures. Si ces interférences ont un niveau assez élevé, ils vont masquer les échos des cibles utiles et provoquer des erreurs sur les mesures. Un des principaux rôles des circuits de traitement du signal est de diminuer l'effet de ces interférences. On distingue principalement deux types d'interférences:

- **Le bruit:** signaux parasites générés dans le radar par l'agitation thermique des électrons dans les circuits électriques mais aussi signaux parasites recueillis par l'antenne provenant principalement du soleil.

- **Le clutter:** mot anglais signifiant en français fouillis comprenant tous les divers obstacles autres que les obstacles utiles, par exemple le sol, la mer, l'atmosphère.

1.5 EQUATION DU RADAR EN ESPACE LIBRE

La relation qui associe la portée maximum aux caractéristiques du radar et aux conditions de détection imposées est appelée équation générale du radar. Nous allons établir cette équation.

Considérons un radar émettant un signal de longueur d'onde λ de puissance crête P_e à l'aide d'une antenne de gain G et une cible de surface équivalente σ (SER) qui réfléchit omnidirectionnellement toute la puissance captée et calculons la puissance P captée par l'antenne du radar.

à la distance où est située la cible, on recueille une densité de puissance dp_1 , égale à :

$$dp_1 = \frac{P_e}{4\pi R^2} G \quad (\text{w/m}^2) \dots\dots\dots (1.1)$$

La puissance totale P_1 reçue par la cible de surface σ est égale au produit de cette surface par la densité dp_1 , soit :

$$P_1 = dp_1 \sigma \text{ (W)} \dots\dots\dots (1.2)$$

Cette puissance est réfléchié omnidirectionnellement, on trouve au niveau du radar, une densité de puissance dp égale à :

$$dp = \frac{P_1}{4\pi R^2} \text{ (W/m}^2\text{)} \dots\dots\dots (1.3)$$

La puissance totale P captée par l'antenne est égale au produit de cette densité dp par la surface équivalente A_e de l'antenne, qui on le sait est reliée au gain par la relation , On a donc

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2$$

$$P = dp A_e = \frac{P_1}{4\pi R^2} \frac{G \lambda^2}{4\pi} = \frac{dp_1 \sigma G \lambda^2}{4\pi R^2 4\pi} = \frac{P_c G \sigma G \lambda^2}{4\pi R^2 4\pi R^2 4\pi} \dots\dots\dots (1.4)$$

Et on finalement:

$$P = \frac{P_c G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \text{ (W)} \dots\dots\dots (1.5)$$

- G: gain d'antenne
- P_c : puissance crête.
- P: puissance captée par l'antenne du radar
- dp_1 : densité de puissance
- P_1 : la puissance totale reçue par la cible
- dp : densité de puissance après réflexion
- A_e : la surface équivalente de l'antenne
- R_{max} : la portée maximum du radar
- P_{min} : signal minimum détectable par le récepteur
- λ : longueur d'onde du signal émis
- σ : la surface de la cible

La porte maximum R_{Max} du radar correspond au signal minimum P_{min} détectable par le récepteur, d'où l'équation générale du radar en espace libre:

$$R_{\text{max}} = \sqrt[3]{\frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{\text{min}}}} (m) \dots\dots\dots (1.6)$$

• Discussion de l'équation

Cette équation n'est pas simple en réalité. Si l'on veut améliorer la portée du radar, il faudrait :

- Soit augmenter la puissance de l'émetteur sans dépasser les limites des tubes. Par exemple, si on veut doubler la portée, il faudrait multiplier la puissance par 16, il existe cependant d'autres méthodes comme la (compression d'impulsion) pour augmenter la portée sans augmentation de la puissance crête.
- Soit augmenter le gain G de l'antenne, ce qui se traduirait par des dimensions trop grandes.
- Soit augmenter la surface σ et diminuer le signal minimum détectable P_{min} . ces deux paramètres sont en fait des paramètres fluctuants

Le choix des caractéristiques du radar est un ensemble de compromis et l'étude du rapport signal sur bruit va permettre de mieux situer le problème.

1-6 NATURE DU SIGNAL DANS UN RADAR A IMPULSIONS

Les radars à impulsions sont équipés d'un émetteur envoyant des impulsions brèves (quelques nanosecondes à quelques centièmes de seconde) séparées par des durées variables suivant le cas (fig. 1.2).

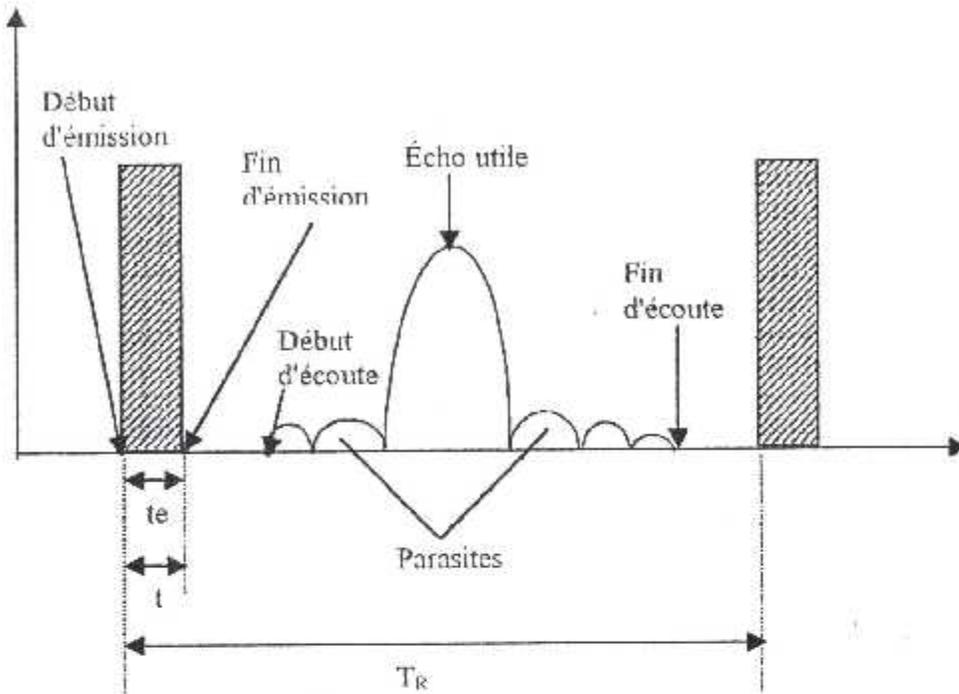


Figure 1.2 Illustration de l'émission- réception radar.

t_e : durée d'émission

T_r : période de récurrence, le temps séparant deux impulsions successives qui sont émises avec une fréquence de répétition $f_r = \frac{1}{T_r}$ (I.7)

Si R est la distance entre l'antenne du radar et la cible, t l'intervalle de temps entre le début d'émission et le début de la réception est donc :

$$t = \frac{2R}{C} \quad C: \text{vitesse de la lumière} \dots \dots \dots (I.8)$$

D'après la formule ci-dessus, une mesure de distance revient toujours à une mesure de temps.

REMARQUE

1- par construction, un radar à impulsion est, sauf cas particulier, conçu pour détecter les cibles situées à une distance R tel que le temps de parcours de l'onde aller-retour soit inférieur à la période de récurrence T_r .

$$R_{max} < \frac{CT_r}{2} \dots\dots\dots(1.9)$$

2- Le fait que le radar émette pendant la durée t_e l'empêche de ne faire aucune mesure pendant cette durée, vu que le récepteur est isolé; on peut dire que pendant la durée t_e , le radar à impulsions est "aveugle".

$$D_{aveugle} = C \cdot \frac{t_e}{2} \dots\dots\dots(1.10)$$

I-6-1 DÉTECTION – FAUSSE ALARME

La qualité d'un radar s'exprime en terme de probabilité de détection P_d et de probabilité fausse alarme P.F.A.

La probabilité de détection est la probabilité de trouver une cible utile quand elle est réellement présente.

La probabilité de fausse-alarme est la probabilité de dire qu'il y a une cible utile quand on est en présence d'échos favorable. On désigne par (R_0) le rapport puissance du signal à puissance moyenne du bruit.

S : puissance du signal

N : puissance du bruit

Comme le signal utile de puissance moyenne S, la probabilité de voir ce signal est d'autant plus élevée que le rapport $\frac{S}{N}$ est grand.

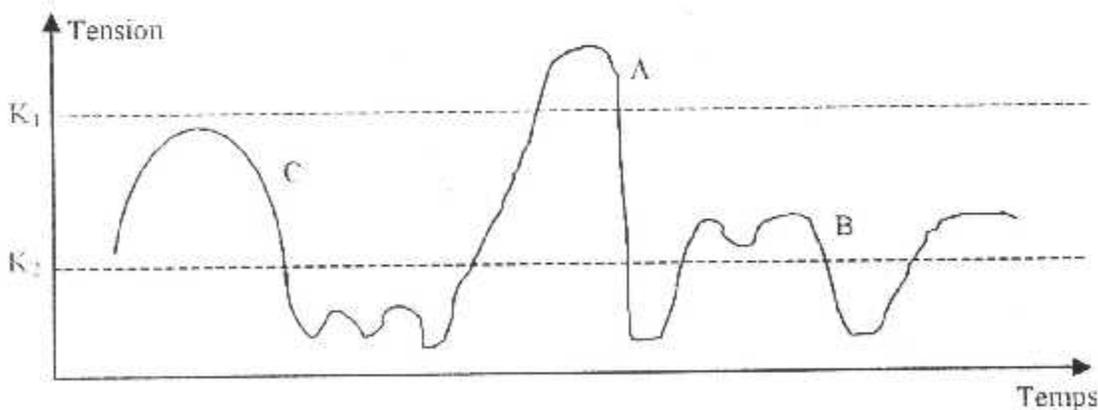


Figure 1.3 courbe d'un signal après détection vue sur oscillographe

La figure 1.3 représente une courbe d'oscillographe, pour laquelle on ne sait pas, a priori, si la pointe de tension A est un signal utile, ou une pointe de bruit.

Pour effectuer une sélection entre signal et bruit, le seul moyen est de fixer un seuil d'ébasage K en décidant que toute tension supérieure à K est un signal utile.

Dans la figure, la pointe A sera un signal considéré comme un signal mais on risque alors de perdre des signaux utiles plus faibles: ainsi, dans la figure, si C est un signal utile, il est perdu si le seuil d'ébasage K est K₁; en abaissant le seuil à K₂, on récupère le signal C (s'il s'agit d'un signal utile), mais on prendra aussi comme signal la pointe B qui peut être un bruit. Si cela est le cas, cette pointe B constituera une fausse alarme, puisqu'on ne peut pas effectuer de discrimination entre les différentes tensions.

Il apparaît donc qu'une augmentation de Pd entraînera une augmentation de PFA.

Ces deux termes sont liés et dépendent tous les deux de R₀.

Avant la détection on considère que le bruit a une distribution gaussienne et sa densité de probabilité est:

$$N = \frac{1}{S\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{X^2}{2S^2}\right) \dots\dots\dots (1.11)$$

X: variable gaussienne

S: l'écart type auquel correspond la valeur quadratique moyenne il n'est autre que la puissance moyenne du bruit

Si K est le seuil de d'ébasage, la PFA s'écrit:

$$PFA = \int_K^{\infty} f(v) dv \dots\dots\dots (1.12)$$

La probabilité de détection: $Pd = \int_K^{\infty} f1(v) dv \dots\dots\dots (1.13)$

Où f1(v) dépend de K et de R₀

On pourra utiliser les résultats de DARRICAU. Dans le cas pratique d'une SER (surface équivalente radar) fluctuante, il donne

$$PFA = \exp(-K) \dots\dots\dots (1.14)$$

$$Pd = \exp(-K/R_0 + 1) \dots\dots\dots (1.15)$$

I-6-2 CRITERES DE PERFORMANCE

Les critères de performance des radars sont nombreux mais nous retiendrons essentiellement:

- La précision avec laquelle l'observation radar permet de localiser une cible isolée.
- Le pouvoir discriminatoire ou pouvoir que l'on a de séparer deux cibles voisines.

Par ailleurs, un radar est caractérisé par son "volume d'observation" ce qui nous ramène à calculer la portée des radars.

-la précision : elle est liée à deux caractéristiques du radar :

- nature du lobe d'antenne (et du traitement associé),
- nature du signal radar utilisé.

-Le pouvoir discriminatoire : c'est la distance ou l'angle minimal séparant deux fils dans des conditions telles que le radar puisse associer une réponse à chaque cible.

• **Pouvoir discriminatoire en distance (résolution en distance)**

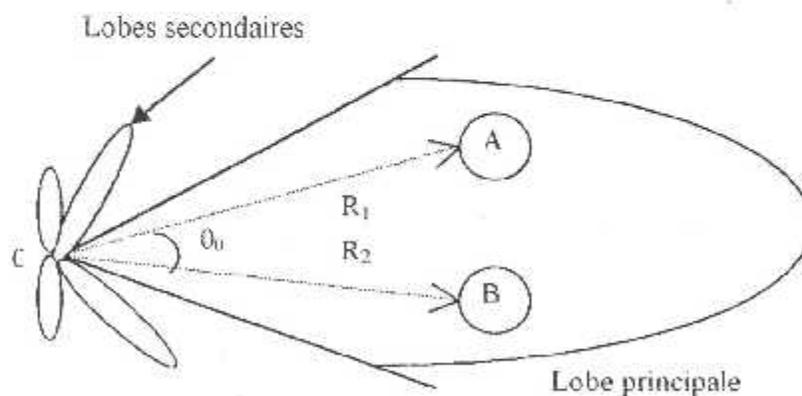


FIG1.4 diagramme d'antenne radar.

Soit un radar émettant des impulsions de fréquence constante et de durée t_e .
Si deux cibles A et B sont placées simultanément dans le champ du radar, l'instant de retour des échos en provenance de A et de B ne dépend que des distances les séparant du radar.

1. Si la distance radar-cible A est R_1 , le temps de trajet correspondant sera : $t_1 = 2 R_1 / c$.
2. de même si la distance radar cible est R_2 le temps trajet correspondant sera: $t_2 = 2 R_2 / c$.

Le radar recevra donc en provenance des cibles A et B deux échos de durée t_e espacés d'un intervalle de temps:

$$\delta t = |t_1 - t_2| = 2 \frac{|R_1 - R_2|}{c} = 2 \delta R / c \dots \dots \dots (15)$$

Si $\delta t < t_e$, les deux échos vont se chevaucher, ce qui donne un signal unique; Pour qu'elle soit distinctement vue, il faut que $\delta t > t_e$.

Il en résulte le pouvoir séparateur en distance radar :

$$\delta R = c t_e / 2$$

• **Pouvoir discriminateur en direction:**

Comme A et B se trouvent simultanément dans le faisceau au même moment, il sera possible de les séparer en direction si la condition suivante est vérifiée :

$$\Delta \theta \approx 1,2 \lambda / R \approx \lambda / R \quad (\text{rd})$$

λ : longueur d'onde.

$\Delta \theta$: correspondant à la plus petite valeur de θ_0 que l'on sache réaliser.

I-6-3 AMELIORATION DE LA RESOLUTION RADAR

Pour améliorer le pouvoir séparateur en distance, il faut diminuer t_e , ce qui aura pour effet également de diminuer les échos parasites (nuages, retours de mer par exemple).

Une diminution de t_e sera donc toujours intéressante de ce point de vue, mais nous savons que la portée du radar dépend de $(R_0 \cdot t_e)$ et il faudra alors travailler avec de grandes puissances dans l'impulsion. Si la portée doit être grande, ce problème peut être résolu avec l'emploi de radar à compression d'impulsions.

I-6-4 REMARQUE

Lorsqu'une cible, éclairée par un émetteur radar, est mobile par rapport à ce dernier, soit parce qu'elle se déplace, ou soit parce que le radar se déplace, l'onde qu'elle renvoie vers ce dernier est affectée d'effet doppler ; il consiste en une dérive de la fréquence du signal reçu par rapport à celle du signal émis. Cette dérive de fréquence peut être utilisée pour calculer la vitesse relative de la cible par rapport au radar.

I-7 TYPE DE RADAR

Il existe de nombreuses façons de classer les radars dont la plus simple et de les regrouper en classiques et modernes.

a) Radars classiques qui utilisent une émission en impulsions sans modulation

exp.

SRE → Radar de surveillance (Radar primaire).

PAR → Radar d'approche et d'aide à l'atterrissage.

b) Radars modernes qui utilisent des impulsions modulées et effet Doppler (Radar de poursuite)

exp.

- Pulse-Doppler

- A compression d'impulsion

- Continue Doppler

I-7-1 RADAR CLASSIQUE

Un radar classique est essentiellement constitué par un émetteur, une antenne et un récepteur muni d'un système de visualisations.

Le récepteur du radar classique traite une impulsion unique de fréquence constante, d'amplitude constante A et de durée connue τ . Toute l'information utile est donc contenue dans l'enveloppe du signal dont le spectre (figure 1) a pour expression:

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

Ce spectre est à bande d'autant plus large que τ est faible. Nous retiendrons que la largeur de spectre Δf du signal émis par le radar classique est de l'ordre de: $\Delta f = 1/\tau$. Il en résulte que:

Le pouvoir discriminatoire en distance du radar classique est fixé par τ .

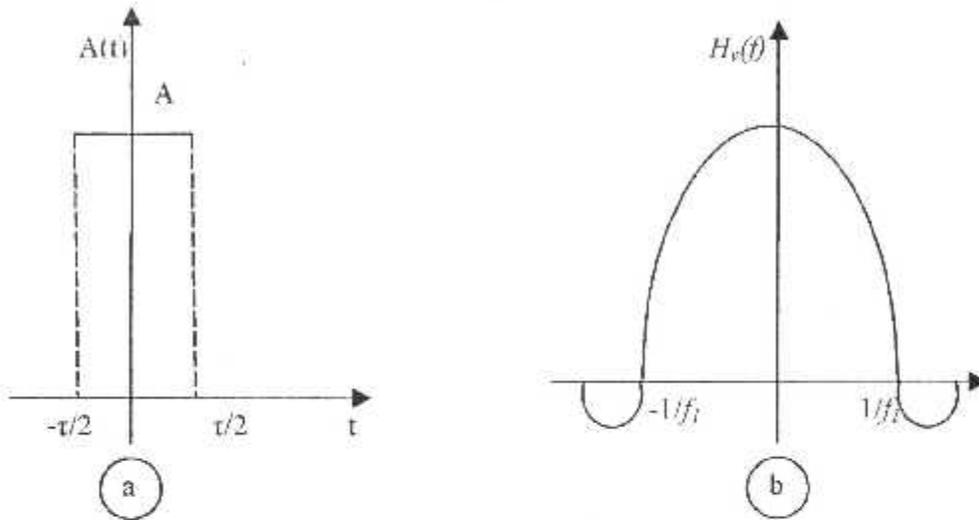


Figure 1.5 Enveloppe a et b du signal d'un radar classique

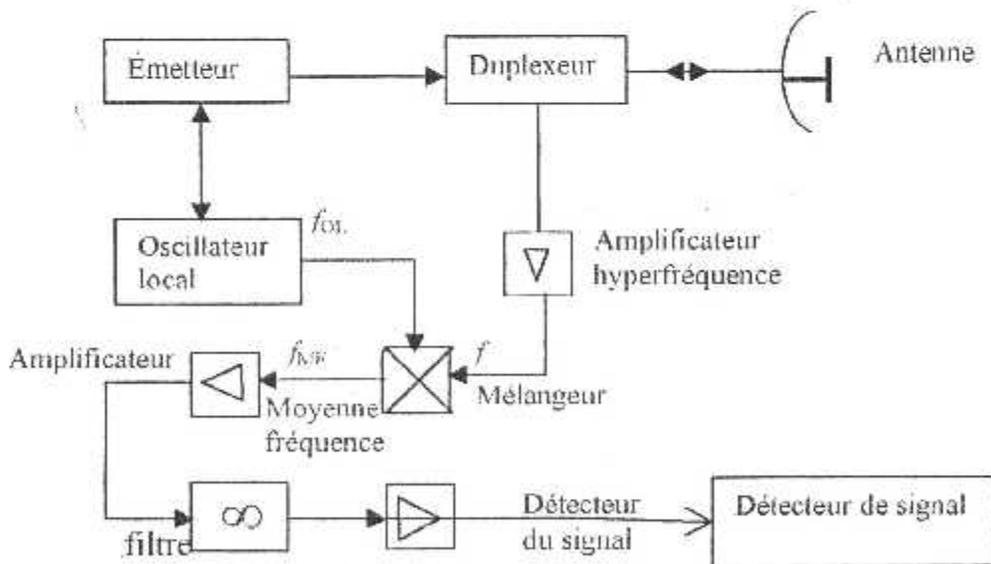


Figure 1.6 Récepteur du radar classique

- a) L'énergie est rayonnée par l'antenne
- b) Le signal de retour recueilli par la même antenne
- c) Le duplexeur fait diriger le signal vers le récepteur
- d) Amplificateur fait amplifier le signal
- e) Le signal est transposé en moyenne fréquence f par battement avec un oscillateur local

- f) Mélangeur 
- g) Le signal est à nouveau amplifié en moyenne fréquence (f/MF)  amplificateur
- h) le signal est filtré par le filtre
- i) le signal doit être adapté au signal de spectre du signal reçu
- j) détection du signal par le détecteur

I-7-1-1 PRINCIPE

Le schéma type du récepteur classique est représenté par la figure I.6.

L'énergie émise pendant la durée de l'impulsion est rayonnée par l'antenne. Le signal de retour, recueilli par la même antenne, est dirigé par le duplexeur vers le récepteur. Il est généralement amplifié par l'amplificateur hyperfréquence, puis il est ensuite transposé en moyenne fréquence par battement avec un oscillateur local puis filtré par le filtre qui doit être adapté (ou proche de l'adaptation) au spectre du signal reçu. La fin du traitement consiste dans la détection du signal par le détecteur.

L'oscillateur local est lié à l'émetteur, de sorte que la fréquence $f_{loc} = |f_{ca} - f|$ soit constante, de telle manière que le filtre soit convenablement centré.

Cette liaison peut prendre différentes formes:

- Si l'émetteur est un oscillateur de puissance (triode, magnétron), l'oscillateur est asservi à l'émetteur par un dispositif de contrôle automatique de fréquence (CAF);
- Si l'émetteur est amplificateur de puissance (klystron, TPO, TPOM...), c'est l'oscillateur local qui pilote l'émetteur en fréquence à travers un changement de fréquence convenable (addition de la MF).

Le filtre MF a pour but de normaliser le rapport S/B avant détection et exploitation du signal. Dans le cas théorique de l'adaptation parfaite, sa transmission devra être (à la porteuse de traitement près) de la forme:

$$F(f) = \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \dots \dots \dots (16)$$

La transformée de Fourier d'une impulsion $i(t)$ rectangulaire de durée τ et de hauteur $1/\tau$ est égale à (16)

I-7-2 RADAR DE VEILLE

Pour les quels l'antenne a un mouvement déterminé à priori et qui a pour fonction de détecter toutes les cibles situées dans un volume donné autour du radar.

Un radar de veille utilise une antenne qui tourne régulièrement autour d'un axe vertical et illumine à un instant donné un dièdre d'arête vert c.à.d une faible zone en Azimut autour de l'antenne, ce qui permet de mesurer la distance radiale des objectifs, on en déduit la position géographique du point à la verticale duquel il se trouve. Les objectifs sont visualisés sur une circulaire sous forme des points lumineux.

Le radar de veille est constitué:

- D'un tube d'émission de type auto oscillant (magnétron) où la phase du signal émis n'est pas contrôlée d'une récurrence à l'antenne (ou n'exploite pas l'effet Doppler)
- Il comporte aussi un duplexeur
- L'émetteur qui utilise en général un magnétron dont la fréquence d'oscillation est relativement imprécise
- Le signal reçu est amplifié dans un préamplificateur faible bruit suivi d'un filtre pour éliminer la fréquence image
- Un mélangeur hyperfréquence qui ramène le signal reçu dans une bande de fréquence centrée sur une fréquence f_0 plus basse où il peut être facilement amplifié et détecté
- Un oscillateur local qui fournit l'onde locale du récepteur cet oscillateur est asservi en fréquence à la fréquence de l'émetteur par une commande automatique de fréquence (CAF) qui permet au signal reçu de rester centré indépendamment des dérives de fréquence de l'émetteur

- L'ampli FI et le filtre adapté: l'ampli FI permet d'amplifier le signal reçu jusqu'à un niveau permettant la détection d'enveloppe, en général, l'ampli FI joue le rôle de filtre "adapté" à l'impulsion émise (largeur $\Delta f = 1/\tau$)
- La détection d'enveloppe qui élimine la porteuse et fournit le signal vidéo
- Un écran panoramique ou PPI (Plan Position Indicator) reçoit, le signal détecté et les signaux de balayage et visualisé les plots

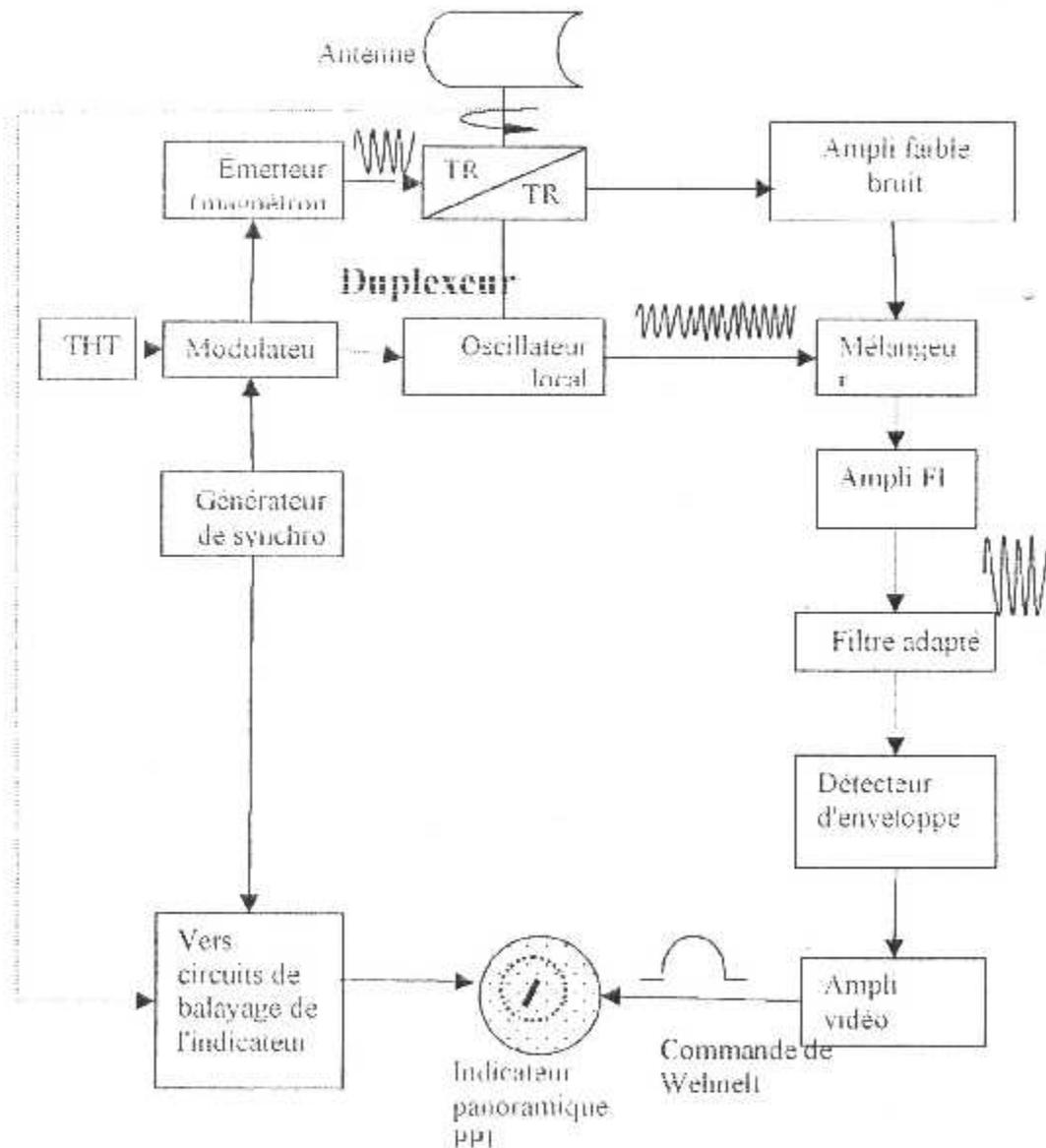


Figure I.7 Structure générale d'un radar de veille classique

on peut citer des exemples des radars de veille :

- Les radars d'alerte
- Les radars d'alerte d'aéroportés
- Les radars d'alerte antimissile balistique
- Les radars d'alerte de veille aérodrome

I-7-3 RADAR DE POURSUITE

En générale on ne s'intéresse qu'à une cible, et cette cible est constamment suivie par l'antenne radar qui permettra de recevoir un signal comprenant certaines caractéristiques de la cible. Le radar de poursuite est équipé d'un mécanisme qui lui permet de maintenir l'axe de l'antenne dans la direction d'un objectif donné et donc de suivre cet objectif, ils sont utilisés dans le domaine militaire et parmi ces radars on peut citer:

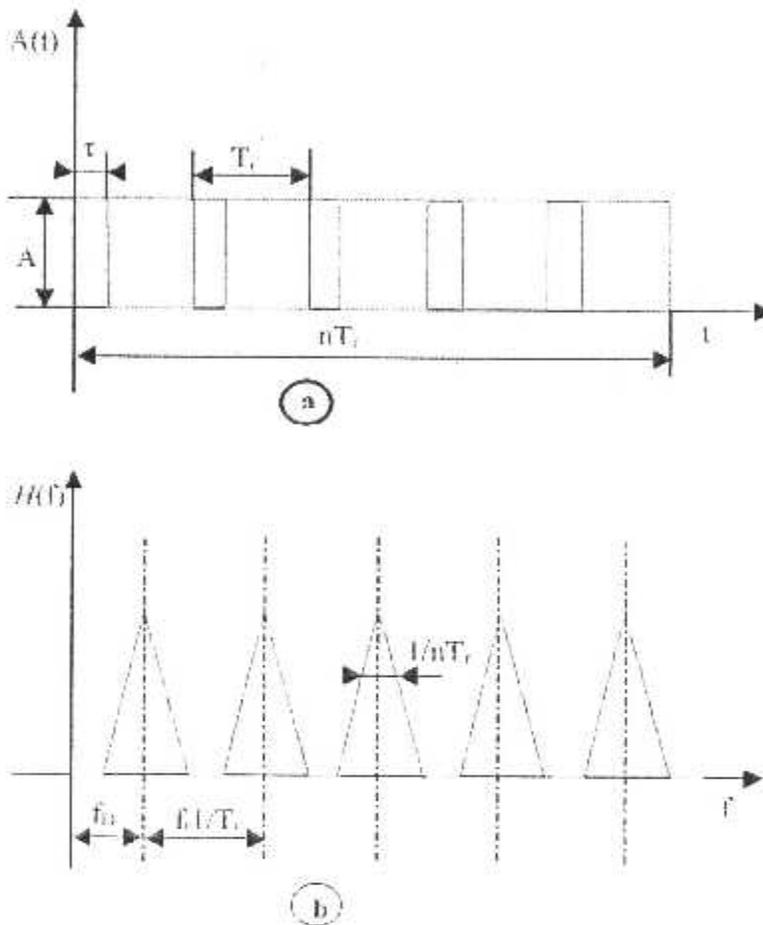
- Les radars de tir aéroporté ou non aéroporté
- Les radars de trajectographie
- Les radars de rendez-vous satellites
- Les radars autodirecteurs d'engins

I-7-4 RADARS MODERNES

Après une longue étude par les chercheurs scientifiques et vu l'inconvénient du radar classique, et surtout dans le domaine militaire, où toutes les recherches étaient basées sur la plate-forme et révolution du radar ou on peut émettre un signal plus riche modulé en fréquence, donc il faut disposer d'émetteurs capables de lancer à des niveaux de puissance élevés, un signal richement modulé en fréquence cela était difficile mais cela grâce aux prodigieux développements des tubes capables d'émettre des ondes courtes et très courtes, cela ne l'est plus.

I-7-5 RADAR PULSE DOPPLER

Pour avoir accès à la fréquence Doppler des cibles, il est nécessaire d'augmenter les durées de la mesure. C'est ce qui fait dans les radars pulse Doppler où le traitement concerne un train complet de n impulsions cohérentes qui peuvent être considérées comme figure 1.8 l'échantillonnage de toutes les périodes de répétition T_r d'un signal de durée nT_r par un signal de durée $\tau \ll T_r$.



f_r : fréquence de répétition
 T_r : période de répétition

Figure 1.8 enveloppe a et spectre b d'un train d'impulsions cohérentes

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 le radar pulse Doppler où le traitement concerne un train complet de n impulsions cohérentes qui peuvent être considérées comme (figure 1.8.) l'échantillonnage de toutes les périodes de réception T_r , d'un signal de durée nT_r par un signal de durée $\tau \ll T_r$.

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 δf de chaque raie étant reliée à la durée totale du signal par la relation:

$$\delta f = \frac{V}{\lambda T}$$

La fréquence Doppler des cibles n'est plus alors négligeable devant la largeur des raies

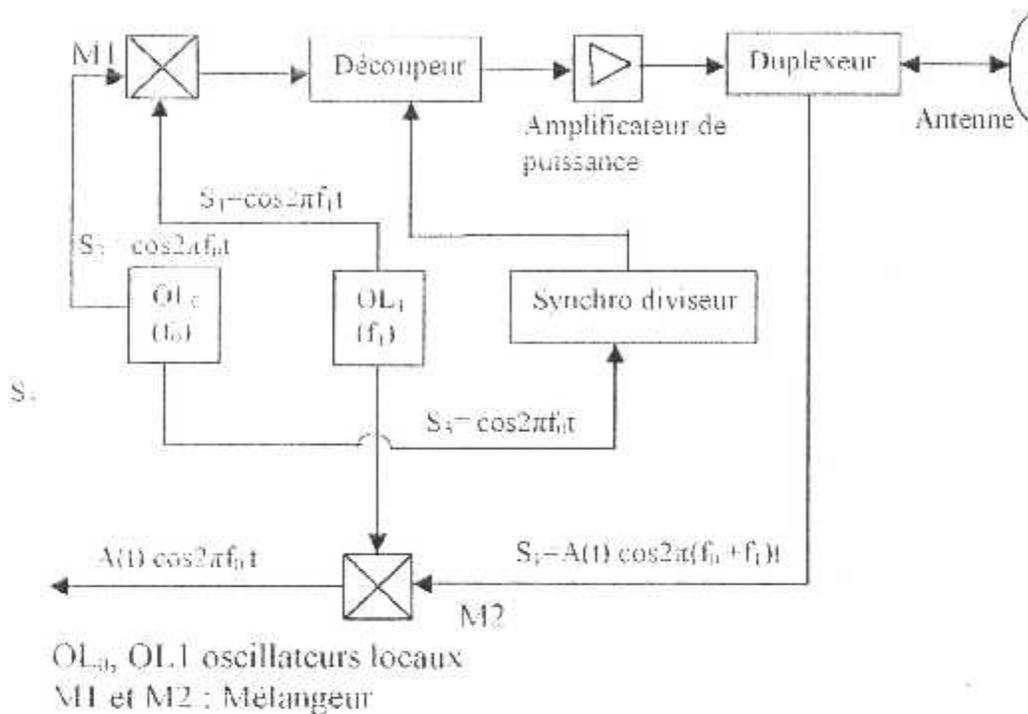


Figure 1.9 schéma pulse Doppler

f_0 et f_1 sont mélangés et découplés en synchronisme avec un sous-multiple exact de f_0 de manière que:

$A(t)\cos 2\pi f_0 t$ soit un signal périodique

Après amplification, le signal de fréquence $f_0 + f_1$ est dirigé vers l'antenne

Il suffit à la réception de faire la transposition inverse pour se retrouver à la fréquence f_0 , et que le signal issu de distance D a subi un retard

Le temps de retard d'une cible à une distance D

$$t_r = \frac{2D}{C} \dots \dots \dots (16)$$

Où C : vitesse de la lumière

Fréquence Doppler d'une cible de vitesse radiale V_r

$$f_D = \frac{2V_r}{\lambda} \dots \dots \dots (17)$$

λ : longueur d'onde

I-7-6 RADAR A COMPRESSION D'IMPULSION

Dans le radar à compression on cherche à conserver l'indépendance entre la durée T et la bande Δf du signal, en utilisant des filtres adaptés pour le traitement, de manière à aboutir à un schéma beaucoup plus simple que celui du radar à corrélation.

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

La relation donnant la portée maximum du radar en fonction de la puissance émise et la durée de l'impulsion s'écrit

$$R_{max} = K \sqrt{P_c \tau}$$

Où:

- P_c : puissance crête
- τ : temps de l'impulsion

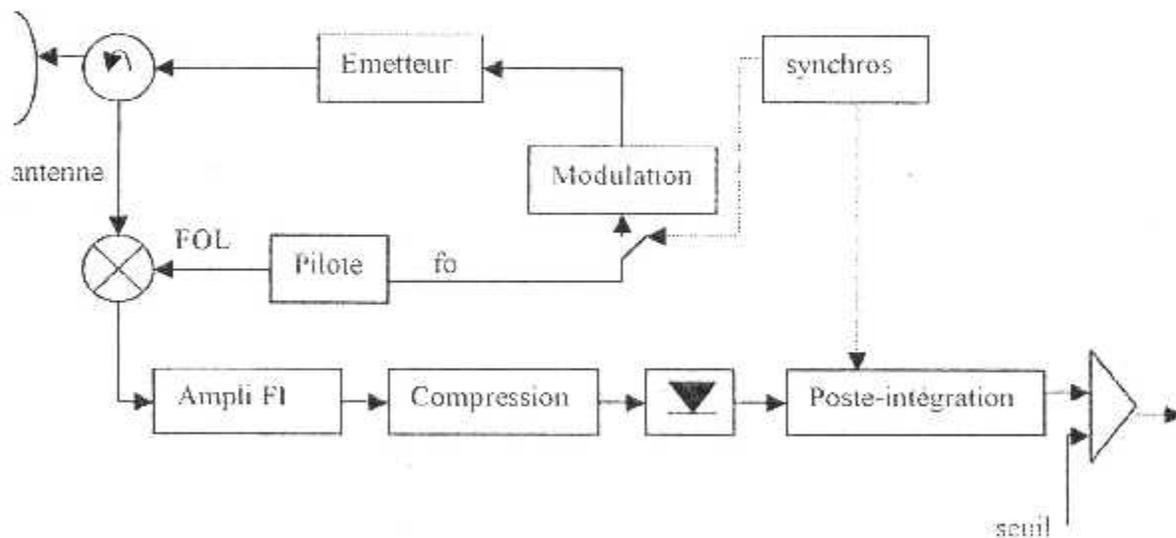


FIGURE I-10 représente le schéma synoptique d'un radar à compression d'impulsion.

I-7-7 PRINCIPE DU RADAR A COMPRESSION D'IMPULSION

I-7-7-1 INTRODUCTION

Pour obtenir une meilleure détection des impulsions assez larges doivent être transmises, on utilise la compression d'impulsion c.à.d une transmission d'impulsion modulée de largeur suffisante pour fournir la puissance moyenne nécessaire à un niveau raisonnable de puissance maximale, puis les comprimer en décodant leur modulation

I-7-7-2 PRINCIPE

Le principe général de la compression des impulsions peut être exprimé à partir du raisonnement suivant la figure 1.11 Soit un radar classique à amplification de puissance, il comprend:

- Un oscillateur local OL_1 découpé par un découpeur pour former un train d'impulsions
- Un filtre adapté et un détecteur.

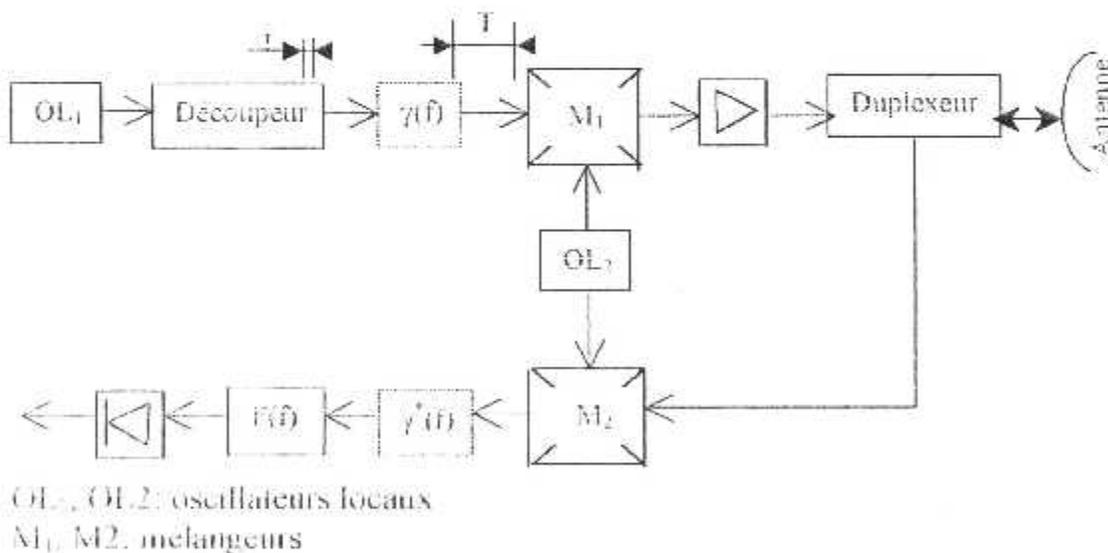


Figure 1.11 schéma de principe du radar à compression des impulsions

- On place un filtre $\gamma(f)$ après le découpeur du signal le filtre n'apporte pas de modifications aux amplitudes du signal ($|\gamma(f)|=1$) ce filtre déphase les diverses fréquences de spectre du signal émis
- Ces déphasages ont pour effet de déformer le signal émis dans le sens de l'allongement du signal avec une durée T que l'on peut choisir indépendamment de la bande Δf et tel que :

$$P=T\Delta f > 1$$

- À la réception on place le filtre $\gamma^*(f)$, a pour but de compenser les déphasages apportés par le filtre $\gamma(f)$
- À la sortie 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
- Les filtres $\gamma(f)$ et $\gamma^*(f)$ n'ont pas 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 de compression des impulsions donné au procédé
- Si on pose $K(f)$ le spectre du signal issu du découpeur donc le spectre global émis est:

$$K_e(f) = K(f) \gamma(f)$$

- Alors: la transmittance du filtre est:

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

(* quantité conjuguée du spectre émis)

1-7-8 PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DE LA COMPRESSION D'IMPULSION

1-7-8-1 AMÉLIORATION DU RAPPORT SIGNAL / BRUIT

Le signal long (comme le signal court) occupe un spectre de largeur Δf et il a une puissance $P = E / T$.

G : étant son énergie.

Avant compression, le rapport signal / bruit en puissance est donc égal à $P / B \Delta f$.

Après compression, le rapport signal / bruit en puissance est égal à E / B .

REMARQUE

On voit que l'opération de compression a multiplié le rapport signal / bruit en puissance par $T \cdot Af$ (on obtient évidemment le même résultat que dans la réception par corrélation).

I-7-8-2 LOBES SECONDAIRES

On a vu dans l'exemple choisi de génération active, que le signal comprimé était constitué d'un lobe principal entouré de lobes secondaires.

Le signal (en puissance) du signal émis sera triangulaire et le signal comprimé sera cette fois composé,

- d'un lobe principal de largeur totale égale à $1/Af$ (largeur doublée) et de largeur à -3db égale à $1,3 / Af$.
- de lobes secondaire dont le premier a un niveau de -27db au dessous du principal. Mais alors le signal émis aura également une forme triangulaire en puissance ç-a-d arrondie en tension,

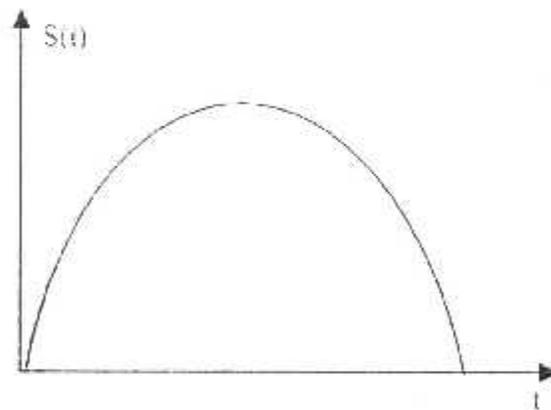


FIGURE I-12 signal émis en fonction de tension

1-8 Dispositif de compression d'impulsion

les deux principaux dispositifs sont la compression par modulation linéaire de fréquence et la compression par codage de phase.

1-8-1 Compression par modulation linéaire de fréquence

Ce procédé consiste à moduler linéairement la fréquence émise pendant la durée T de l'impulsion (figure I-13)

La modulation peut être obtenue en utilisant une ligne dispersiv^e qui retarde différemment les ondes en fonction de leur fréquence, la fréquence instantanée varie de f_0 à $f_0 + \Delta f$ et la largeur de bande de l'impulsion de durée T est alors $B \approx \Delta f$.
A la réception, le signal est envoyé dans une ligne à retard dispersive dont la caractéristique retard-fréquence est inverse de celle utilisée à l'émission.

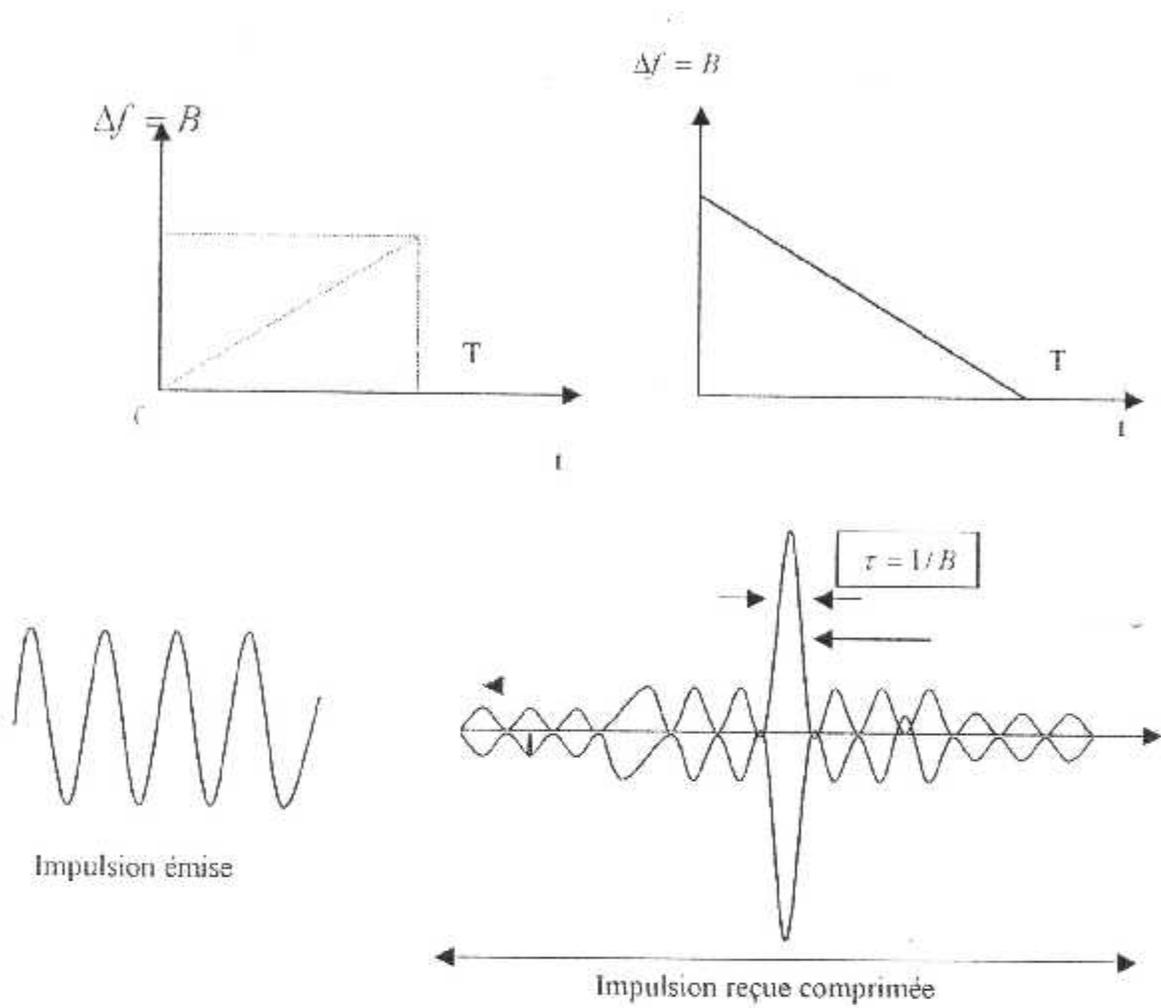
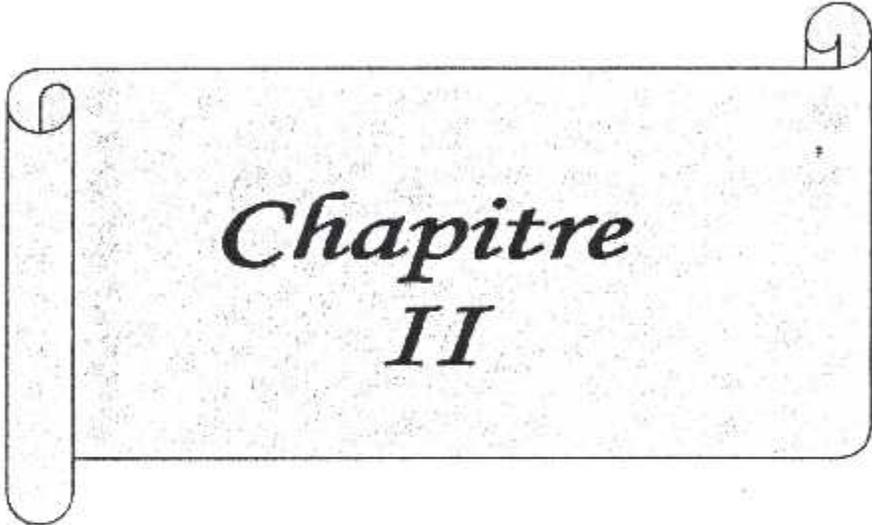


FIGURE 1-13 compression par modulation de fréquence



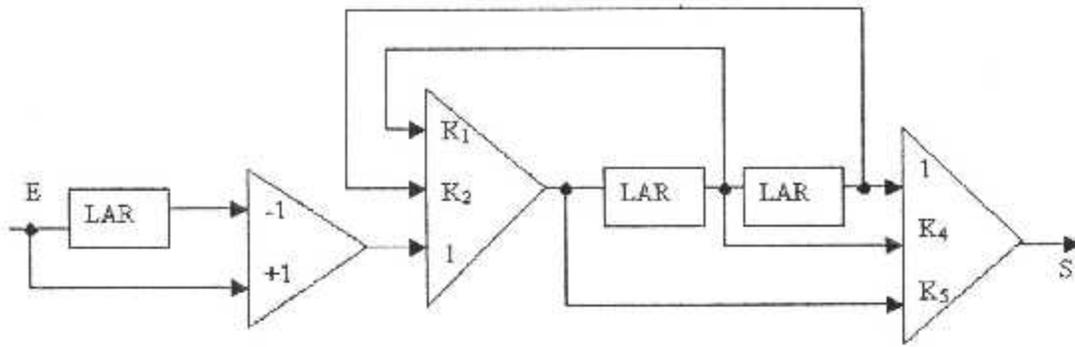
Chapitre
II

II.1 LUTTE CONTRE LES ECHOS PARASITES

Les objectifs intéressant le radar sont le plus souvent des cibles mobiles, tels que des véhicules terrestres, ou des objets volant. Ces derniers sont appelés cibles mobile 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 parasites (ou d'échos de clutter, d'un mot anglais signifiant une accumulation d'objet 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 les échos terrestres comme (arbres, rochers, immeubles, etc.). 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.

Le radar fait lui-même le tri entre tous ces échos. Pour ne conserver que ceux qui sont utiles, plusieurs procédés sont utilisés parmi eux

- a) 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 le transformer en une onde polarisée linéairement en la filtrant par un système approprié. Cette lumière polarisée est constituée de vibrations parallèles entre elles et perpendiculaires à la direction de propagation.
 - La lumière est éteinte par passage dans un plan de polarisation est perpendiculaire à celui du premier filtre.
 - L'association de deux lumières identique, polarisées chacune dans deux directions perpendiculaires, fournit une lumière polarisée circulairement. 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 transmis par les avions sont constitués de deux ondes circulaires, il est donc possible d'atténuer considérablement les échos de pluie, de nuages et de brouillard.



LAR ligne à retard de période de récurrence T_R
Figure II.1 filtre linéaire à trois retards

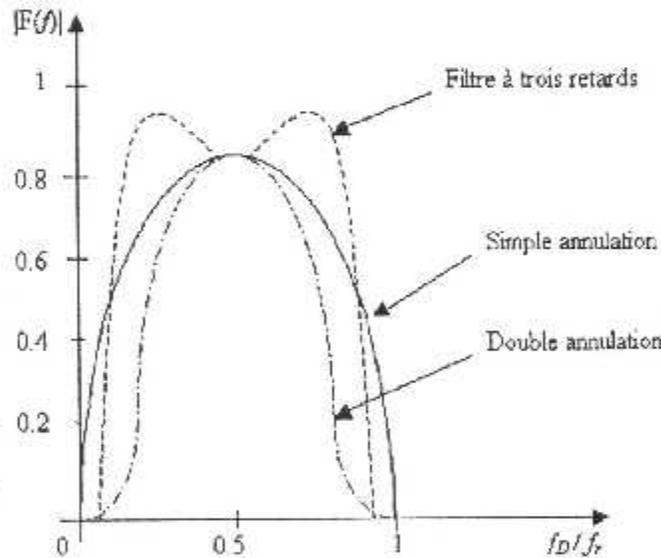


Figure II.2 transmittances comparées des filtres

C'est donc un spectre de raies. Chaque raie ayant une densité spectrale de la forme $\phi(f) = \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_{fa}^2}\right)$ (II.3)

Avec :

$$\sigma_{fa} = 0.27 f_r / n_0$$

f : écart de fréquence

f_r : fréquence de répétition du radar

n_0 : nombre de récurrences dans le lobe à 3dB de l'antenne

-le spectre des échos fixes est donc bien centré sur les zones d'annulation des filtres réjecteurs

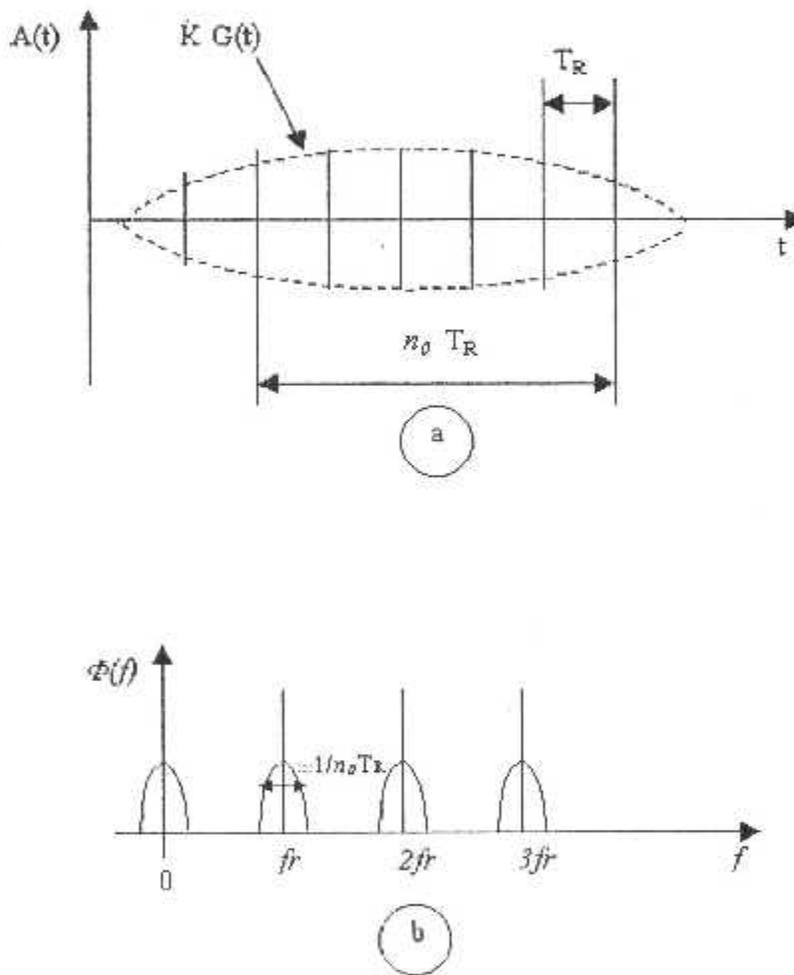


Figure II.3 -a- amplitude et spectre
 -b- amplitude des échos fixes

II.2 EFFET DE LA FLUCTUATION DU CLUTTER

-les échos parasites autres que les échos fixes : mer, clutter atmosphérique, possédant une certaine mobilité, il en résulte deux phénomènes principaux

-une dérive Doppler moyenne liée à la vitesse du vent V_r :

$$f_D = \frac{2V_r}{\lambda} \text{ pour la pluie ; } \dots\dots\dots (II.4)$$

$$f_D = \frac{V_r}{4\lambda} \text{ pour la mer ; } \dots\dots\dots (II.5)$$

-un élargissement du spectre Doppler qui se cumule avec celui lié à la rotation de l'aérien avec un écart type σ_{fc} égal à :

$$\sigma_{fc} = \frac{1}{\lambda} \hat{a} \frac{3}{\lambda} \text{ pour la mer ; } \dots\dots\dots (II.6)$$

$$\sigma_{fc} = \frac{3}{\lambda} \hat{a} \frac{10}{\lambda} \text{ pour le clutter atmosphérique } \dots\dots\dots (II.7)$$

Avec λ longueur d'onde en m.

Le spectre du clutter devient alors de la forme :

$$\phi(f) = \exp \left[-\frac{(f-f_0)^2}{2\sigma_f^2} \right] \dots\dots\dots (II.8) \quad \text{avec } \sigma_f^2 = \sigma_{fa}^2 + \sigma_{fk}^2 \dots\dots\dots (II.9)$$

-l'action des filtres MTI sur ces types de clutters s'avérera donc moins efficace que sur les échos de sol.

II.3 UTILISATION DE L'HYPERFREQUENCE PAR LE RADAR

II.3.1 INTRODUCTION

Les hyperfréquences représentent des ondes électromagnétiques dont la longueur d'onde est de l'ordre du centimètre, et que l'on utilise notamment en technique radar et en transmission hertzienne, en fait, les hyperfréquences (appelées encore ondes UHF, initiales d'ultra high fréquences) débordent largement les longueurs d'onde, les utilisateurs ont pris coutume de caractériser par des symboles alphanumériques certaines "bandes" de fréquences particulièrement utilisées (bandes P,L,S,C,X,K,K1,KU,Q,V et W, centrées respectivement autour des fréquences 0,3,1,3,5,8,23,20,16,41,51 et 78 GHz)

-le radar a beaucoup contribué au développement des hyperfréquences par la suite, de nouveaux domaines d'utilisation sont apparus, par exemple dans les télécommunication spatiales ou terrestres par faisceau hertzien et dans les appareils de contre-mesure (capable de détecter une émission UHF)

II.3.2 GÉNÉRATEURS D'HYPERFRÉQUENCES

a) LE MAGNETRON

C'est un générateur d'hyperfréquence, sa structure est celle d'une diode en forme de cylindre, après les stades successifs d'anodes pleines, puis fendues, les anodes possédant actuellement des cavités cylindriques. Un champ magnétron de plusieurs dixième de tesla est appliqué parallèlement à l'axe de symétrie ; les électrons issus de la cathode se déplacent dans le vide et sont soumis à l'action d'un champ magnétique qui lui est perpendiculaire.

La théorie complète de la trajectoire des électrons (soit ralentis, soit accélérés) compte tenu de la charge d'espace et des vitesses initiale, est complexe, la puissance de l'onde hyperfréquence émise peut atteindre quelques kilowatts, en fonctionnement impulsif, les magnétrons peuvent produire une puissance de crête de plusieurs mégawatts (rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne émise varie de 500 à 2000) sur une bande de 10 à 15% de la fréquence radar depuis la bande L jusqu'à la bande W.

Les émetteurs radars sont excellents car le temps de communication d'une fréquence d'émission à une autre est beaucoup trop long, ce qui rend les émetteurs radar à magnétron beaucoup trop sensibles aux brouilleurs.

b) LE KLYSTRON

Le klystron à deux cavités a fait son apparition en 1939 son fonctionnement est basé sur la modulation de vitesse des électrons. Un faisceau électronique passe successivement dans un "premier espace de modulation" d'un volume résonnant, en forme de tore et délimité par les grilles G1 et G2, puis dans "un espace de glissement" équipotentiel où les électrons se groupent par paquets.

Enfin dans un second rhumbatron (grille G3 et G4) accordé sur la fréquence du premier où les électrons induisent un champ électromagnétique d'intensité très supérieure à l'intensité du champ dans le premier, le système décrit fonctionne en amplificateur : le gain en puissance peut atteindre quelques dizaines d'unités. En mettant en cascade plusieurs mégawatts de puissance de crête

- pour qu'un klystron à deux cavités fonctionne en oscillateur, il suffit d'obtenir une boucle de réaction entre les deux rhumbatron à l'aide d'un tronçon de ligne coaxiale de longueur déterminée, ou bien on utilise un klystron reflex

- Le klystron reflex ne comprend qu'un seul rhumbatron le faisceau d'électrons pénètre dans un espace où règne un champ retardateur produit par le réflecteur, électrode portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode d'émission, on annule ainsi la vitesse des électrons, qui repartent vers le rhumbatron, le traversent en sens inverse et y laissent une partie de leur énergie. En faisant varier la tension du réflecteur on peut faire osciller un klystron suivant divers régimes appelés "modes" la fréquence est rendue réglable par

déformation de la cavité du rhumbatron ; La largeur de la bande peut atteindre 15% de la fréquence centrale de fonctionnement la puissance fournie en onde entretenue pure est comprise entre le miliwatt et quelques watts, le rendement est faible (10%). Il existe des klystrons reflex entre 1 et 40GHz ils sont très utilisés comme oscillateurs d'hyperfréquences en laboratoire et comme oscillateurs locaux dans les récepteurs radars

b) EFFET DU DOPPLER SUR UN TRAIN D'IMPULSIONS HYPERFREQUENCES

- La chaîne d'émission présentée sur la figure II.4 permet d'engendrer un train d'impulsions périodiques par découpe du signal d'un oscillateur local, et de restituer un signal vidéo complexe en utilisant ce même oscillateur local pour démoduler le signal de retour.

Examinons la K^e récurrence d'un train d'impulsions de période TR. A l'instant de l'émission : KTR , le signal de période a pour expression :

$$S_{ek}(t) = Ae \cos[2\pi f(t + KTR)] = A \cos(2\pi ft) \dots \dots (II.10)$$

Car, le signal étant période, $2\pi fTR$ est un multiple entier de 2π . Après un trajet aller et retour de durée t_k , ce signal revient translaté de la fréquence Doppler f_D . son expression est alors :

$$S_{ek}(t) = A \cos[2\pi(f + f_D)t] \dots \dots \dots (II.11)$$

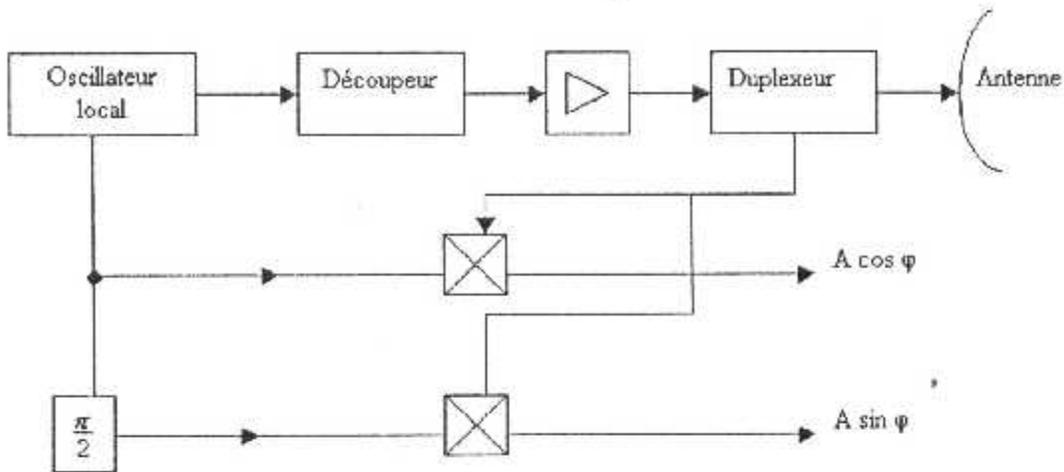


figure II.4 chaînes cohérentes de base

- au même instant, le signal d'oscillateur local a pour expression :

$$S_{osc}(t) = \cos[2\pi f(t+t_k)] \dots \dots \dots (II.12)$$

- la phase φ_k issue du battement aura donc pour expression :

$$\varphi_k = 2\pi f_D t + 2\pi f t_k \dots \dots \dots (II.13)$$

t_k : dépend de la distance de la cible à la K^e récurrence qui s'écrit :

$$D_k = D_0 - K V_r T_R \dots \dots \dots (II.14)$$

Avec V_r : vitesse de rapprochement de la cible

D_0 : sa distance initiale.

D'où, comme

$$t_k = 2D_k/c$$

et $f_D = 2V_r/\lambda = 2V_r f/c$

$$\text{on a } \varphi_k = 2\pi f_D t + 2\pi f \left(\frac{2K V_r T_R}{c} \right) \frac{4\pi f D_0}{c} \dots \dots \dots (II.15)$$

$$\varphi_k = 2\pi f_D (t + K T_R) + \varphi_0 \dots \dots \dots (II.16)$$

En général, compte tenu de la faible durée des impulsions, le terme $2\pi f_D t$ est négligeable. L'effet principal du Doppler sur un train d'impulsions hyperfréquences est donc un déphasage relatif entre une impulsion et la suivante :

$$\Delta\varphi = 2\pi f_D T_R = 2\pi f_D / f_r \dots \dots \dots (II.17)$$

Pour un écho fixe, $\Delta\varphi = 0$ et il en est de même pour les échos de fréquence Doppler $f_r, 2f_r, \dots, n f_r$.

Pour un écho mobile, $\Delta\varphi$ est en général différent de zéro, sauf dans les cas cités ci-avant

- il existe donc une possibilité de mettre en évidence la fréquence Doppler des cibles par l'analyse de $\Delta\varphi$, à une ambiguïté Doppler près égale à la fréquence de répétition du radar.

II.4 EFFET DOPPLER

II.4.1 INTRODUCTION

Considérons un radar qui émet une onde électromagnétique de fréquence f_e que l'on supposera constante. S'il y a une cible à une distance R_0 , celle-ci renvoie un écho qui donne à la sortie du récepteur un signal de la forme :

$$S_0(t) = \cos\left(2\pi f_e t - \frac{2\pi}{\lambda} 2R_0\right) \dots\dots\dots (II.18)$$

Le terme $\frac{2\pi}{\lambda} 2R_0$ correspond au déphasage dû à la propagation des ondes le long du trajet aller-retour.

Au bout d'un temps t_1 la cible se trouve à une distance R_1 et le signal reçu est maintenant de la forme :

$$S_1(t) = \cos\left(2\pi f_e t - \frac{2\pi}{\lambda} 2R_1\right) \dots\dots\dots (II.19)$$

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

$$R_1 - R_0 = vt_1 \dots\dots\dots (II.20)$$

on voit que $S_1(t)$ et $S_0(t)$ sont déphasés l'un par rapport à l'autre d'une quantité :

$$\phi_1 = 2\pi \cdot 2(R_0 - R_1) = 2\pi \cdot 2vt_1 \dots\dots\dots (II.21)$$

une mesure de f_d après détection permet donc de connaître la vitesse radiale $v = \frac{\lambda}{2} f_d$

II.4.2 RESOLUTION EN VITESSE

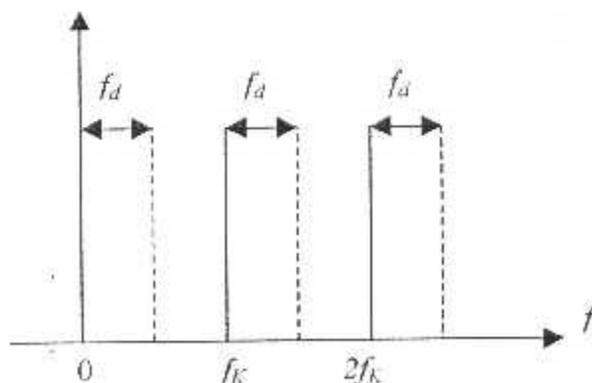


Figure II.5 Spectre d'une cible mobile

Si f_d est supérieur à f_r : dans ce cas on ne saura pas à quelle raie du spectre il faut se référer Figure II.4, il apparaîtra ainsi une ambiguïté sur la mesure de la vitesse ; pour éviter cela, il faut :

$$f_r > \frac{2v_{\max}}{\lambda} \rightarrow f_r > f_{d\max}$$

Pour que les raies du spectre ne se chevauchent pas.

Quand le radar s'intéresse simultanément à plusieurs cibles, il y aura plusieurs fréquences Doppler et la mesure de la vitesse radiale de ces cibles nécessitera la mesure de la fréquence Doppler correspondante.

Ce qui nous conduit à définir un pouvoir séparateur en vitesse.

Si B est la largeur de la bande, deux échos dont la différence Doppler est Δf_d :

Si $\Delta f_d < B \Rightarrow$ les deux échos pourront se trouver simultanément dans le même filtre de largeur B . Donc les vitesses des deux cibles pourront être séparées à condition que $\Delta f_d > B$, d'où pouvoir séparateur ou résolution en vitesse :

$$\Delta v = \frac{\lambda}{2} B \dots \dots \dots (II.22)$$

dans le cas d'un radar à impulsions $\Delta v = \frac{\lambda}{2te} \dots \dots \dots (II.23)$

Pour avoir une bonne résolution en vitesse, on utilise des radars "pulse Doppler". Ils utilisent des impulsions à une cadence f_r élevée, avec une durée te qui fixe le pouvoir en distance et permet une mesure très fine de la vitesse.

Remarque

L'effet Doppler permet de détecter de manière assez précise les cibles mobiles, celui-ci mettra en évidence les informations utiles parmi tous les échos indésirables qui polluent l'image d'une situation aérienne.

II.5 DETECTION DES CIBLES

II.5.1 PROBLEMES DE LA DETECTION

Le problème général de la détection d'une cible noyée dans le bruit peut être vu de deux manières

- ❖ Le filtrage visant à éliminer au maximum le bruit parasite masquant le signal utile, tout en minimisant celui-ci, c'est le rôle du filtre adapté du récepteur.
- ❖ La détection proprement dite qui à partir du signal filtré permet de décider si une cible est présente. Cette prise est

effectuée en comparant le signal détecté à un seuil S qui dépendra des probabilités de fausses alarmes (P_{fa}) et de détection (P_d) que se fixe l'utilisateur.

On peut déclarer qu'un seuil S_1 trop bas provoque un nombre élevé de pics (fausses alarmes), alors que un seuil S_2 plus élevé va diminuer le taux de fausses alarmes mais entraîne une probabilité de détection plus faible - le choix du seuil S est le résultant d'un compromis entre les deux probabilités. En radar, connaissant la densité de puissance de bruit et en fixant une probabilité de fausses alarmes tolérables, on détermine le seuil S étant déterminé. On fixe la probabilité de détection P_d ce qui permet de trouver le rapport signal sur bruit nécessaire pour la P_{fa} et P_d choisites. Ainsi la connaissance du bruit va permettre de calculer la puissance minimale P_{min} et d'en déduire la portée maximale du radar.

II.5.2 EXEMPLE DE DETECTEUR

Lors du passage du faisceau du radar sur la cible, celle-ci reçoit n impulsions qui sont réfléchies ce nombre n dépend de la vitesse de rotation de l'antenne V_r , de la période de récurrence T_R du radar, et de l'ouverture θ_{-3dB} du faisceau. Dans les radars modernes, une intégration des n échos est appelée post-intégration. La détection de la cible est obtenue en comprenant le signal en sortie de post-intégration au seuil S fixé par la probabilité de fausse alarme imposée figure II.6

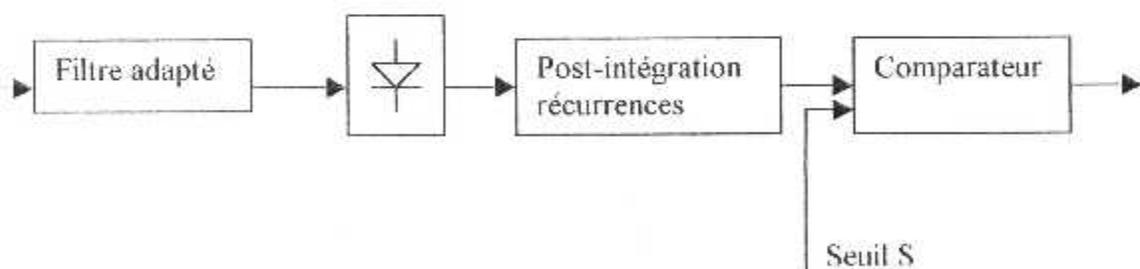


Figure II.6 post-intégration

II.5.3 ÉLIMINATION DES ECHOS FIXES

Le récepteur non cohérent qui utilise un détecteur d'enveloppe donne des résultats satisfaisants tant que les échos parasites (clutter) provenant des réflexions sur les obstacles autres que les cibles utiles restent faible c'est à dire à grande distance. A courte et moyenne distance, les échos parasites deviennent prédominants et masquent les échos de cibles

- Le radar cohérent permet d'éliminer par filtrage Doppler les échos de sol. Ce principe d'élimination est connu sous le nom anglo-saxon MTI (Moving Target Indicator).

II.5.4 SYSTEMES D'ELIMINATION DU CLUTTER

II.5.4.1 LE CLUTTER

Un radar est destiné à détecter des échos mobiles de petites dimensions souvent noyés dans de puissants échos parasites appelé "clutter" le clutter est constitué soit d'échos météorologiques (pluie, nuages). Soit d'échos situés sur la surface de la terre (sol, mer, forêts, bâtiments). Il est toujours souhaitable de limiter la puissance du clutter entrant dans le radar. Cela implique un certain nombre d'actions.

II.5.4.2 CELLULE DE RESOLUTION

Les échos parasites qui gênent la détection d'une cible utile sont ceux qui ne peuvent en être séparés ni en distance radiale ni angulairement. S'il s'agit du sol ou de la mer, ces échos parasites sont renvoyés par la surface S_{cl} interceptée par le faisceau radar qui est située à la même distance que la cible c'est la cellule de résolution figure II.7

$$S_d = R_{\theta-3} \frac{C_r}{2} (m^2) \dots \dots \dots (II.24)$$

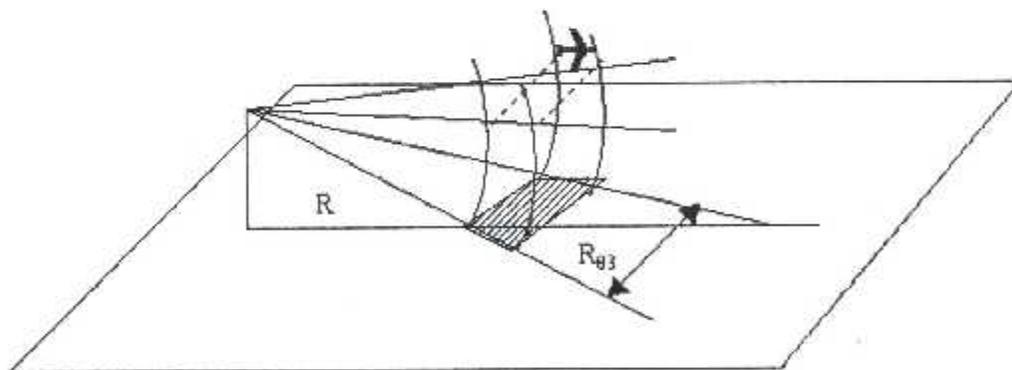


Figure II.7 cellule de résolution du radar

On définit une surface équivalente de clutter σ_{cl} par :

$$\sigma_{cl} = \sigma^0 S_d (m^2) \dots \dots \dots (II.25)$$

où σ^0 est un coefficient (m^2/m^2) dont la valeur dépend de beaucoup de choses (nature du clutter, angle d'incidence) on constate une dépendance de

type $\sigma^0 = \gamma \sin(\alpha)$ où α est l'angle sous lequel est vu le sol et γ une constante (par exemple $\gamma=0.15$)

Un moyen de diminuer la puissance du clutter est de diminuer le gain en direction du sol ou de diminuer la dimension de la cellule de résolution.

II.5.4.3 ÉLIMINATION DES ECHOS DE PLUIE

Contre les échos de pluie ou de nuages il faut émettre et recevoir en polarisation circulaire mais dans l'autre sens ce qui permet de réduire de façon considérable le clutter de pluie (20dB). A la sortie du cornet, un polariseur quart-d'onde avance de $\frac{\lambda}{4}$ la composante parallèle aux plaques, on obtient à la sortie une onde polarisée circulairement. Après réflexion sur les gouttelettes de pluie, la polarisation ne change pas, le polariseur effectue une nouvelle avance de $\frac{\lambda}{4}$ de la même composante parallèle et on obtient à l'entrée du guide une onde polarisée horizontalement qui sera éliminée.

II.5.4.4 COUVERTURE BASSE ET COUVERTURE HAUTE

La puissance du clutter sol est surtout prédominante en zone proche du radar. Cette considération permet l'utilisation de deux faisceaux : l'un, dit de couverture basse, illumine le sol avec un gain grand pour la détection des cibles à site bas et à grande distance. Le second faisceau, dit de couverture haute, présente une chute au sol importante et sera utilisé pour la détection des cibles à site élevé (les cibles proches ou les cibles éloignées à haute altitude) l'antenne comporte deux cornets, l'un en couverture basse et servant à l'émission et à la réception des échos lointains, l'autre à la réception des échos proches en couverture haute.

Cette solution qui nécessite deux récepteurs évite une commutation à l'émission sur les couvertures. Une programmation aussi judicieuse que possible est effectuée sur la distance réservée à chaque couverture

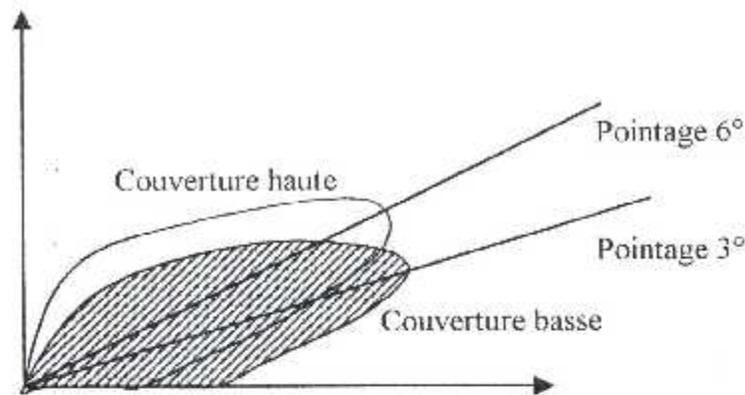


Figure II.8 de couverture haute et couverture basse

II.6 CARACTERISTIQUES DU CLUTTER

La diversité des origines du clutter, sa possibilité de chargement en fonction de la distance et de la direction observée, l'influence des conditions atmosphériques, conduisent à le représenter par un processus aléatoire caractérisé par la loi de distribution en amplitude et son spectre Doppler de puissance.

Il existe plusieurs sources de clutter

a) CLUTTER PONCTUEL

Il est généralement constitué par des constructions.

b) CLUTTER PROVENANT DE LA MER

Les caractéristiques du clutter de mer dépend pour un radar donné de l'état de la mer, car le clutter est d'autant plus important que la mer est agitée, de l'angle d'incidence et de l'orientation du faisceau par rapport de la mer.

c) CLUTTER D'ORIGINE METEOROLOGIQUE

Nuages et pluies, il est utilisé dans les radars météorologiques

d) CLUTTER SPORADIQUE

Il est d'origine diverse ; Il est vrai que les oiseaux et les insectes pris individuellement présentent des surfaces équivalentes radar faibles, mais

les vols groupés peuvent présenter des surfaces équivalentes radar notables.

e) CLUTTER UNIFORMEMENT REPARTI

Quelle que soit l'origine du clutter un cas est intéressant, c'est celui où les échos parasites sont uniformément répartis sur une surface (ou dans un volume) de grande dimension dépassant les résolutions du radar. On pourra alors définir une SER par une unité de surface que l'on appellera Réflectivité, il sera ainsi plus facile de calculer la SER du clutter, en Multipliant par la surface (volume) du milieu réfléchissant intercepté. Pour le calcul du clutter uniformément réparti en surface avec la

réflectivité n , la SER sera proportionnelle à $\left(n \frac{\theta_0}{\sqrt{2}} \right)$ tandis que pour un

clutter uniformément réparti en volume elle sera proportionnelle à $\left(n \frac{\theta_s \theta_g}{\sqrt{2}} \right)$

Si on considère un radar émettant des impulsions t_e , pour lequel la résolution est $C t_e/2$

La SER pour clutter en surface est

$$SER = n \left(\frac{cte}{2} \right) \frac{R \theta_0}{\sqrt{2}} \dots \dots \dots (II.26)$$

la SER pour un clutter en volume est

$$SER = n \left(\frac{cte}{2} \right) \frac{R \theta_s \theta_g}{\sqrt{2}} \dots \dots \dots (II.27)$$

La relation (II.26) est utilisé pour le calcul des échos de sol ou encore pour le calcul du clutter mer tandis que la relation (II.27) est employée pour le clutter météorologique pour les échos de brouillage par des éléments passifs.

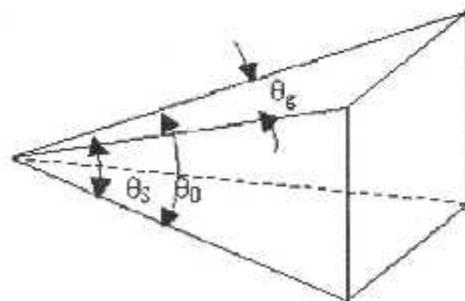


Figure II.9 domaine d'espace associé au radar

Remarque

La SER du clutter est proportionnelle à la durée de l'impulsion t_e d'où l'intérêt d'utilisation des impulsions de très courte durée pour diminuer le clutter

Plusieurs procédés sont utilisés simultanément ou séparés pour l'élimination du clutter, un premier procédé, très efficace contre les échos météorologiques polarisées circulairement le deuxième procédé est un système d'élimination d'échos fixes et de visualisation des cibles mobiles qui est en fait un système de filtrage Doppler consistant à éliminer les échos parasites fixes.

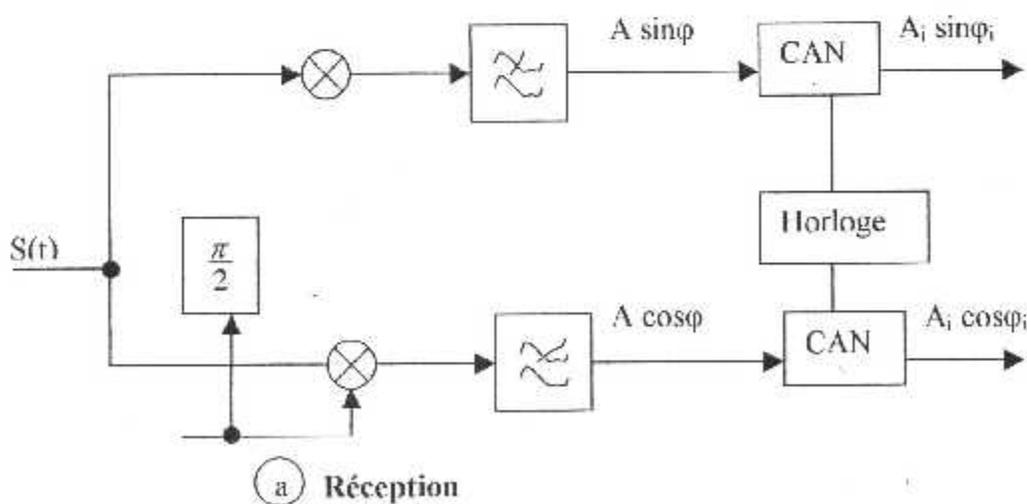
II.7 NOTION SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL

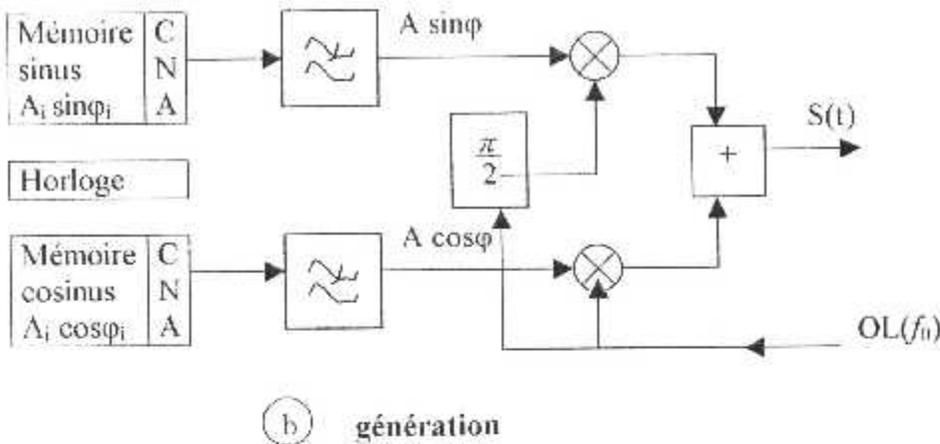
L'apparition des techniques modernes de calcul numériquement d'envisager de réaliser des filtres adaptés par le calcul.

Pour ce faire, on transpose le signal à la fréquence zéro en conservant toute l'information utile qui pour un signal de la forme :

$$S(t) = A(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \dots\dots\dots (II.28)$$

est entièrement contenue dans $A(t)$ et $\varphi(t)$, on est donc amené à effectuer une double démodulation du signal $A(t)$ comme présenté à la **figure 15** ce signal est ensuite échantillonné à une cadence suffisante pour ne pas perdre d'informations et mémorisé en attente de traitement par le calcul. Le processus inverse peut être utilisé pour engendrer le signal à émettre à partir d'information pré-mémorisées. On dispose ainsi d'une interface permettant de coupler la chaîne d'émission réception à l'ensemble numérique





CAN: convertisseur analogique-numérique
 CNA : convertisseur numérique-analogique
 OL : oscillateur local

Figure II.10 réception et génération numérique du signal

Dans les grandes lignes, les propriétés à retenir des traitements numériques sont les suivantes :

II.7.1 SIGNAL TRAITE

Le signal reçu a pour expression

$$S(t) = A \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)]$$

$$= A \cos(2\pi f_0 t) \cos(\varphi(t)) + A \cos(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2}) \sin(\varphi(t)) \dots \dots \dots (II.29)$$

Après double démodulation, on obtient les deux composantes

$$X(t) = A \cos(\varphi(t))$$

$$Y(t) = A \sin(\varphi(t))$$

du signal vidéo complexe :

$$Z(t) = X(t) + jY(t) = A \exp[j\varphi(t)] \dots \dots \dots (II.30)$$

ce signal vidéo complexe possède les propriétés suivantes :

- Z(t) contient toute l'information utile contenue dans le signal réel S(t) ; sa puissance est $S_z = A^2$
- Son spectre $K_v(f)$ se déduit du spectre $K(f)$ de S(t) par la relation

$$K_v(f) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \{2K(f + \epsilon)\} \dots \dots \dots (II.31)$$

- Le bruit en signal vidéo complexe s'écrit

$$h_z(t) = \alpha(t) + j\beta(t) \dots \dots \dots (II.32)$$

son amplitude est donc $\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$ et sa puissance

$$B_z = \overline{\alpha^2} + \overline{\beta^2} = 2\overline{\beta^2}$$

le rapport signal sur bruit en vidéo complexe s'écrit donc

$$\frac{S_z}{B_z} = \frac{A^2}{2B} = \frac{S}{B}$$

comme en moyenne fréquence, on peut définir sur le signal vidéo complexe le filtre adapté $F_v(t) = K_v^*(f)$, et on démontre que B peut se calculer directement à partir de $F_v(f)$ par l'expression

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

II.7.2 CONDITIONS D'ÉCHANTILLONNAGE

Les règles suivantes sont à retenir

- 1) Le spectre obtenu en échantillonnant, tout les Δt , un signal $S(t)$ est la répétition, tout les $\Delta f = \frac{1}{\Delta t}$, du spectre du signal $S(f)$;
- 2) Si la fréquence la plus élevée du spectre du signal est $f/2$, il suffit pour connaître parfaitement ce signal de l'échantillonnage tous les $\Delta t = \frac{1}{f}$;
- 3) Dans ce cas, tous les échantillons pris sur le signal sont indépendants

Les points 2 et 3 constituent le théorème de shanon appliqué au signal $Z(t)$ dont le spectre a une largeur Δf et dont la durée est T , ce théorème revient à prendre $T \Delta f$ échantillons sur le signal à traiter en l'échantillon tous les $\Delta t = \frac{1}{\Delta f}$. En théorie, Δf devrait être la bande totale du signal $Z(t)$. Nous admettrons qu'en pratique la perte d'informations reste faible

$$N_f = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \frac{|K_v(f)|^2 df}{|K_{vmax}|^2} \dots \dots \dots (II.33)$$

qui était celle implicitement admise dans les raisonnements précédents

II.7.3 PRINCIPE DU TRAITEMENT

D'après le théorème de corrélation on peut directement réaliser un filtre adapté en effectuant l'opération

$$S(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(t)Z^*(t-\tau)dt$$

Pour différentes valeurs de τ couvrant toute la portée utile du radar.

- Dans le cas présent, on dispose d'échantillons du signal définis aux

instants $S(K\Delta t) = \sum_{i=1}^{i=N} Z_i R_i$

avec :

$Z \rightarrow$ signal reçu.

$R \rightarrow$ réplique, quantité conjuguée du signal émis.

$\Delta t = \frac{1}{\Delta f}$ Cadence d'échantillonnage.

Cette réplique est généralement de la forme .

$$R_k = \exp(j\psi_k) \dots \dots \dots (II.34)$$

ψ dépendant du code émission

- En modulation linéaire de fréquence de pente K :

$$\psi_k = \frac{-2\pi(K \cdot \Delta t)^2}{K} \dots \dots \dots (II.35)$$

- Dans le cas du radar pulse Doppler de période Tr ;

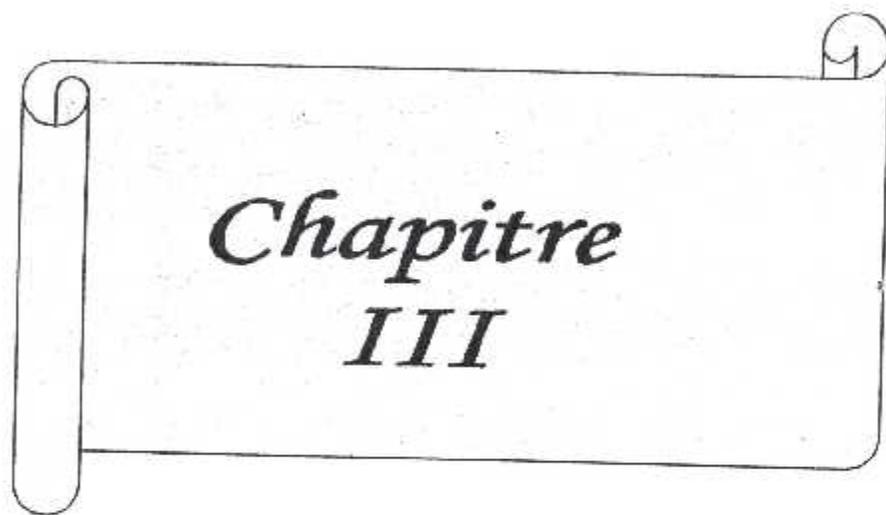
$$\psi_k = -2\pi f_D K \cdot Tr \dots \dots \dots (II.36)$$

- En code $0-\pi$

$$\psi_k = 0 \text{ ou } \pi + (-2\pi f_D K \cdot \Delta t) \dots \dots \dots (II.37)$$

CONCLUSION

Le traitement numérique c'est l'une des technologies modernes correspond à un très haut degré de performance.



Chapitre
III

III.1 INTRODUCTION

Il est bon de rappeler que le filtrage est d'abord apparu, en optique, puis plus tard l'observation de la terre par satellite s'est faite à travers des filtres de bande, et ce sont généralisés tous les domaines des ondes électromagnétiques.

Quel que soit son domaine d'application le principe reste le même qui est celui de traiter de l'information et des signaux tout en éliminant une partie de celui-ci.

Dans ce chapitre on va décrire la fonction filtrage et son utilisation dans l'identification des paramètres dynamiques. Ensuite nous aborderons les filtres analogiques.

III.2 LA FONCTION FILTRAGE

Pendant longtemps le filtrage a été utilisé surtout dans l'élimination de bruits qui s'ajoutent aux signaux utiles et avec l'avènement des calculateurs numériques le filtrage est devenu un outil fondamental pour l'extraction d'informations utiles, pour la reconnaissance, pour la reconnaissance des formes et dans l'élaboration de lois de commande de systèmes industriels.

Il y a plusieurs utilisations de filtrage et parmi eux on a :

III.3 LE FILTRAGE ANALOGIQUE

III.3.1 INTRODUCTION

Le filtrage analogique demeure un élément indispensable non seulement en tant que guide dans la synthèse des filtres numériques mais aussi comme seul moyen de réduction de la bande passante pour le codage des signaux continus.

En effet, pour que l'information numérique soit représentative de l'information analogique, il est nécessaire que la bande utile du signal continu soit limitée.

Le rôle des filtres consiste donc à transmettre sans déformation, toutes les composantes utiles du signal.

III.3.2 FILTRE IDEAL

Le filtre idéal (passe-bas) transmet toutes les composantes utiles (appartenant à la bande de fréquence 0-Fc) du signal sans atténuation ni déphasage tout en éliminant les autres fréquences.

Les réponses en fréquences du module $|F(\omega)|$ et de la phase $\varphi(\omega)$ ainsi que la réponse Impulsionnelle $h(t)$ sont sur la fig.III.1.

III.3.3 LE FILTRE REEL (GABARIT)

Le gabarit d'un filtre est l'ensemble de paramètres d'un filtre pour effectuer une réalisation réelle, parmi ces paramètres on cite :

- L'atténuation en bande passante A_{min} , A_{max} .
- La Transition vers la fréquence de coupure F_c qui doit être progressive d'où (F_p, F_a) .

A partir du gabarit on mesure la raideur K du filtre par la sélectivité avec :

$$K = F_p / F_a \quad \text{où} \quad F_p : \text{Fréquence progressive} \\ F_a : \text{Fréquence d'atténuation}$$

a) TEMPS DE PROPAGATION

$T_p = d\varphi(\omega) / d\omega$ avec $\varphi(\omega)$ = phase de filtre réel.

b) FONCTION CARACTERISTIQUE

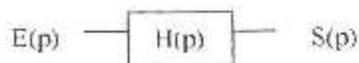
Si $F(\omega)$ désigne la fonction de transfert du filtre, $|F(\omega)|$ son module $\varphi(\omega)$ sa phase et $A(\omega)$ son atténuation, on a :

$$F(\omega) = |F(\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \\ \Lambda^2(\omega) = 1/M^2(\omega) = 1/|F(\omega)|^2 = \Lambda^2(0) (1+k(\omega^2)).$$

Et $f(\omega)$ désigne la fonction caractéristique du filtre. La qualité d'un filtre se mesure alors par le fait que sa fonction caractéristique soit voisine de zéro dans la bande passante et très grande à l'extérieur.

III.3.4 LES FILTRES ANALOGIQUES CLASSIQUES

L'approximation des caractéristiques du filtre idéal par un filtre réel montre qu'en matière de réalisation, il convient de fixer un compromis entre les différentes performances du filtre.



III.3.4.1 LES FILTRES DU 1^{ER} ET DU 2^{EME} ORDRE

Les filtres du 1^{er} et 2^{eme} ordre sont les plus simples à mettre en œuvre ces filtres sont des filtres de références.

a) LE FILTRE DU PREMIER ORDRE

Il s'agit d'un filtre ayant une fonction de transfert $H(p) = S(p) / E(p)$, de la forme dans le domaine de la place

$$H(p) = K / (1 + 2Zp)$$

Où k : le gain statique

z : la constante de temps.

b) LE FILTRE DU SECOND ORDRE

Il s'agit d'un filtre ayant une fonction de transfert de la forme.

$$H(p) = K / (1 + (2p/\omega_n) + (p^2/\omega_n^2)) = K \cdot \omega_n^2 / (p^2 + 2\zeta \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2)$$

ω_n : la pulsation propre non amortie

ζ : facteur d'amortissement

III.3.5 LA CONVERSION ANALOGIQUE NUMERIQUE

Avant de procéder à l'opération de filtrage numérique on est obligé de passer par une étape importante qui repose sur le choix de la conversion et de l'échantillonnage.

Dans ce paragraphe, on va énumérer les caractéristiques principales des convertisseurs. Ces caractéristiques sont données par les constructeurs et permettent à l'utilisateur de faire son choix. Parmi ces critères sont :

a) PRECISION

C'est le nombre de bits fournis par un CAN (analogique – numérique) ou acceptés en entrée par un CNA (Numérique – analogique). La notion des bits effectifs est introduite pour chiffrer la dégradation des performances du convertisseur quand la fréquence du signal analogique d'entrée augmente.

b) NOMBRE DE CONVERSIONS PAR SECONDE OU FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE

Pour un CAN, c'est le nombre maximum de conversions par seconde. La règle de SHANNON impose alors au signal d'entrée d'avoir une fréquence maximale inférieure à la moitié de cette fréquence maximum utile. Cette fréquence limite est appelée fréquence de NYQUIST pour un CNA, on définit la fréquence maximale des variations des bits en entrée.

c) RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT

C'est le rapport entre la valeur efficace du signal et l'écart type, du bruit de quantification. Quand la fréquence du signal analogique d'entrée augmente, le rapport diminue quand le nombre de Bits est plus faible.

d) GAMME DU SIGNAL D'ENTREE

C'est la tension à l'intérieure de laquelle le signal d'entrée doit être compris. Elle s'étend généralement de 0 à 10 V ou de -5 à 5V.

e) PRECISION D'ECHANTILLONNAGE

C'est l'écart type de la distribution, ainsi elle représente l'incertitude sur l'instant d'échantillonnage, cette caractéristique n'est donné que si l'échantillonnage Bloquer est inclus dans le convertisseur.

III. 4.1 FILTRE NUMERIQUES**III.4.1.1 INTRODUCTION**

La fonction de filtrage est utilisée dans tous les domaines du traitement du signal et peu être réalisé en exploitant la technique analogique ou numérique. Le filtre analogique fait intervenir des composants passifs

(condensateur, résistance, etc...) et actifs (amplificateur opérationnel, transistor, etc...) dont les caractéristiques électriques ne sont pas uniformes ainsi qu'elles varient en fonction de la température, de la tension d'alimentation et du temps (vieillessement de l'appareil), le seul inconvénient du filtre analogique c'est que la réponse en fréquence qui présente une modification. Par contre la technique numérique permet de concevoir des filtres constants avec une stabilité grande. On peut citer comme avantage la souplesse d'utilisation qui offre la possibilité de modifier facilement par programmation la réponse en fréquence du filtre numérique sans changement de système de calcul.

Deux catégories de filtres sont généralement utilisés en traitement numérique du signal.

a) FILTRES A STRUCTURES RECURSIVE

Appelés filtres RII (Réponse impulsionnelle infinie)

Dont le comportement fréquentielle est très proche des filtres analogiques.

b) FILTRES A STRUCTURES TRANSVERSALE

Appelés filtres RIF (Réponse Impulsionnelle Finie).

III. 4.2 ASPECTS THEORIQUES DES FILTRES NUMERIQUES

Soit un filtre numérique sa fonction de transfert en Z et $H(Z)=S(Z)/E(Z)$.

Où $E(Z)$: transformée en Z du signal en $e(n)$ à l'entrée du filtre.

$S(Z)$ = transformée en Z du signal $S(n)$ à la sortie du filtre.

l et k représentent l'ordre du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert.

La valeur la plus élevée impose l'ordre ou le degré du filtre.

La forme 1 désigne la fonction de transfert RII si $a_l \rightarrow a_0$ on dit que le filtre est purement récursif.

La forme 1 définit aussi la fonction de transfert du filtre transversal RIF lorsque les coefficients b_k du dénominateur sont nuls.

III. 4. 3 LE FILTRE A REPOSE IMPULSIONNELLE INFINIE RII

L'implantation d'un filtre RII sur un processeur spécialisé nécessite quelques développements afin d'établir l'équation aux différences finies permettant le calcul du filtre. Reprenons la fonction de transfert $H(Z)$ du filtre RII, qui peut encore s'écrire.

$$S(Z) \cdot [1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + \dots + b_k Z^{-k}] = E(Z) [a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + \dots + a_L Z^{-L}]$$

Z^{-1} : opérateur du retard

Si on applique la transformée en Z inverse $[Z^{-1}]$, sur cette équation, on obtient :

$$Z^{-1} \{S(Z) + b_1 S(Z) Z^{-1} + \dots + b_k S(Z) Z^{-k}\} = Z^{-1} \{a_0 E(Z) + a_1 E(Z) Z^{-1} + \dots + a_L E(Z) Z^{-L}\}$$

L'utilisation de la transformée en Z inverse définie telle que

$$Z^{-1} \{a E(Z) Z^{-1}\} = a_e [n - 1] E + Z^{-1} \{b \cdot S(Z) Z^{-k}\} = b \cdot S [n - k]$$

Conduit à l'équation aux différences.

$$S(n) = a_0 e(n) + a_1 e(n-1) + a_2 e(n-2) + \dots + a_L e(n-L) - b_1 S(n-1) + \dots + b_k S(n-k)$$

Le signal filtré $S(n)$ est obtenu en calculant l'équation fréquente à chaque période d'échantillon T_e , si l'échantillon $e(n)$ en provenance du convertisseur analogique – numérique est disponible.

Cette équation fait intervenir les échantillons retardés du signal d'entrée et de sortie qu'il faudra sauvegarder en mémoire. Pour minimiser l'effet du décalage de la réponse fréquentielle, ainsi la stabilité du filtre on utilise la structure dite " cascade ".

Cette structure permet de concevoir un filtre d'ordre N par la mise en cascade de filtres d'ordre 2 et 1.

Cette structure met en œuvre des filtres élémentaires dont les coefficients peuvent présenter des valeurs numériques élevées donc sensibles à leur quantification.

Cette caractéristique offre l'avantage de réduire le risque d'instabilité du filtre global tout en augmentant la précision de ses caractéristiques fréquentielle.

La fonction de transfert $H(Z)$ d'un filtre d'ordre pair peut être définie comme le produit de fonctions de transfert de filtres élémentaires d'ordre 2, $H(Z)$ est alors définie par l'expression suivante dans laquelle N est l'ordre du filtre global :

$$H(Z) = S(Z)/E(Z)$$

EXEMPLE

Un filtre d'ordre 6 de fonction de transfert $H(Z)$ est composé de trois filtres d'ordre 2, tel que

$$H(Z) = H_1(Z) \cdot H_2(Z) \cdot H_3(Z)$$

- Filtre d'ordre 6 à structure en cascade
- L'exposant sur a_n et b_n correspondant à l'indice du filtre

III. 4.4 ETUDE DE LA STABILITE DU FILTRE RII

Considérons la fonction de transfert d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie d'ordre 2, il vient.

$$H(Z) = S(Z)/E(Z)$$

Où bien :

$$H(Z) = a_0 Z^2 + a_1 Z + a_2 / (Z^2 + b_1 Z + b_2) \quad (\text{en multipliant par } Z^2/Z^2)$$

REMARQUE

Il est nécessaire de vérifier la stabilité du filtre afin qu'il conserve un comportement normal à long et à court terme.

Dans une réalisation sous la forme d'une cascade de filtre la stabilité du filtre global est assurée si toutes les cellules élémentaires de la structure sont stables l'étude de la stabilité revient donc à étudier la stabilité d'une cellule du second ordre qui est assurée. Si les pôles de sa fonction de transfert sont à l'intérieur de cercle unité. Autrement dit, il faut que les racines (réelles ou complexes) du dénominateur de la fonction de transfert présentent un module inférieur à 1. Le module des deux pôles ($Z_{1/2}$) de la fonction de transfert $H(Z)$ du filtre RII montre que la stabilité est vérifiée lorsque les coefficients b_1 et b_2 respectent les conditions suivantes .

$$Z_{1/2} = (-b_1 \pm \sqrt{b_1^2 - 4b_2})/2 \quad 0 \leq b_2 < 1$$

a)- Le filtre global avec une structure en cascade sera stable si ces deux conditions sont vraies pour chacune des cellules RII d'ordre deux .

Quant aux valeurs des coefficients a_n et b_n qui déterminent les caractéristiques en fréquences du filtre. Elles peuvent être calculées en appliquant la méthode de synthèse proposée ci-après .

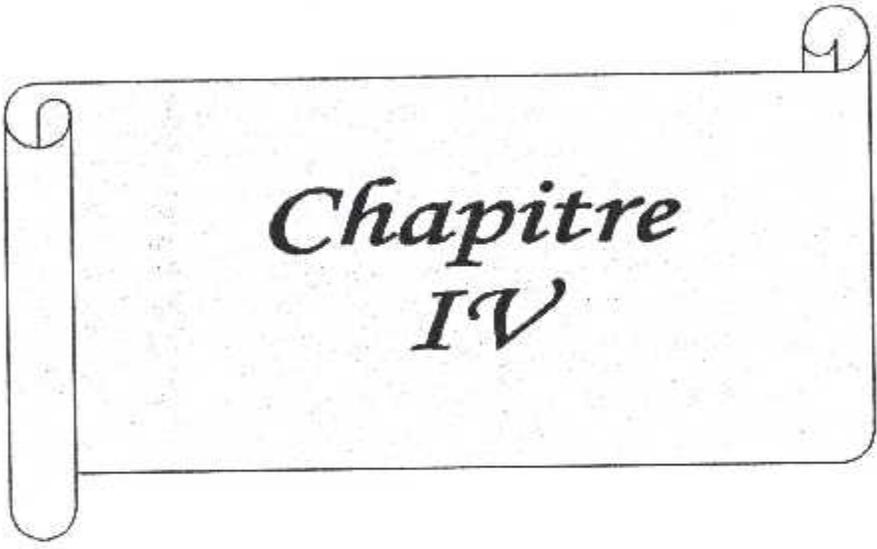
b)- Calcul des coefficients d'un filtre RII d'ordre 2. La technique de synthèse consiste à calculer les coefficients du filtre numérique en utilisant la fonction de transfert d'un filtre analogique $H(p)$.

Cette technique revient à transposer la fonction de transfert analogique dans le domaine des signaux échantillonnés à l'aide de la transformation Tustin qui permet d'exprimer la fonction de transfert $H(Z)$ du filtre numérique désiré, en remplaçant dans la transmittance $H(p)$, la variable de la place P par l'équation suivante.

$$P = (2/T_c) \cdot (1 - Z^{-1}/1 + Z^{-1})$$

Ou $T_c = 1/F_c$

T_c est la période d'échantillonnage du système numérique.



*Chapitre
IV*

IV.1 INTRODUCTION

La plupart des radars travaillent dans un milieu encombré par les échos fixes ou de vitesse lente (sol, mer, nuages, pluies, neige ...), on cherche alors à éliminer ces échos indésirables, normalement perçus par le radar et dont la présence constitue une gêne pour la détection des cibles intéressantes.

Pour réaliser cette fonction, on peut utiliser plusieurs procédés basés sur les propriétés naturelles des échos fixes : forme, distance, site, évolution dans le temps.

Ces procédés, nous les classerons sous la rubrique élimination des échos fixes (EEF).

Un autre aspect du problème et de tenter de séparer les échos fixes et les échos mobiles en se basant sur le fait que leurs vitesses radiales sont différentes et donc qu'ils se distinguent par leur effet Doppler permettent de distinguer une cible mobile dans un milieu d'échos fixes, même si la cible mobile est de surface équivalente plus faible que les échos fixes qui lui sont superposés. Ces procédés possèdent donc une qualité supplémentaire à l'élimination des échos fixes qui est la faculté de visualiser le mobile.

Nous les classerons sous la rubrique visualisation des cibles mobile (VCM). La qualité d'un circuit VCM est liée au pouvoir séparateur en fréquence Doppler du radar ; elle sera d'autant meilleure que la durée de la mesure sera grande. En particulier, tout radar émettant des impulsions très longues aurait un pouvoir séparateur élevé.

En définitive, les systèmes VCM utilisés seront définis en fonction de critères pratiques et dans l'optique d'une simplicité adaptée aux performances recherchées, soit :

Pour les radars de veille classiques, en s'adaptant aux formes d'ondes émises par ces radars, et avec des performances limitées par le radar lui-même autant que le circuit utilisé.

Dans les cas spéciaux, en recherchant des circuits à hautes performances, et en construisant le radar du VCM de manière à pouvoir en retirer tout le bénéfice.

IV.2 ÉLIMINATION DES ÉCHOS FIXES

IV.2.1 INTRODUCTION

Un système d'élimination d'échos fixes permet de détecter et d'indiquer les échos mobiles utiles auxquels superposant des échos parasites.

Au cours de cette étude on va essayer de montrer comment le problème de la visualisation des cibles mobiles peut être résolu et comment contourner l'effet parasites due à la présence de Clutter dans l'échos reçu. La sélection des échos des cibles noyés dans un ensemble de signaux parasites correspondant à des cibles fixes en utilisant les propriétés de l'effet Doppler.

IV.3 COMMENT L'EFFET DOPPLER EST UTILISÉ DANS LA VCM

L'effet DOPPLER peut être utilisé avec un radar opérant en régime impulsionnel, si l'on satisfait les trois conditions suivantes :

- 1^{ère} condition :
mise en mémoire de la fréquence de la phase de signal émis.
Un moyen très pratique est d'utiliser comme mémoire un oscillateur extrêmement stable conserve la fréquence et la phase de l'onde émise.
- 2^{ème} condition :
détection de l'amplitude et de la phase de l'échos.
l'exploitation en temps réel de l'information radar nécessite la connaissance de la phase du signal reçu (écho) à chaque période de répétition.
- 3^{ème} condition utilisation des réponses correspondant à plusieurs récurrences successives pour mettre en évidence la variation de la phase.

IV.3.1 L'EFFET DOPPLER

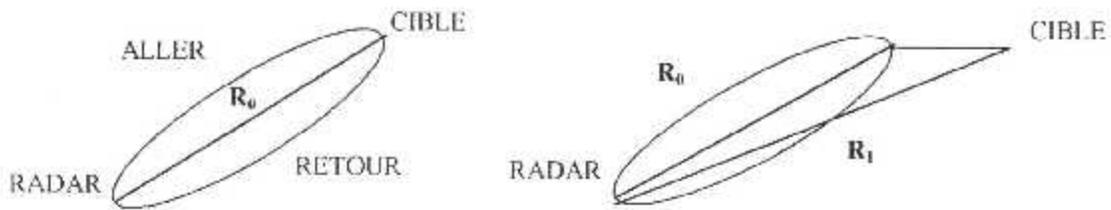
soit : $s(t) = \cos 2\pi f_0 t$ (IV.1)

signal continu émis vers une cible

le signal reçu $y(t)$ après réflexion et de la forme :

$$y(t) = K \cdot \cos 2\pi \cdot f_0 \left(t + \frac{2R}{C} \right) \dots\dots\dots(IV.2)$$

où : $\frac{2R}{C}$ déphasage de l'onde après trajet et retour



si la cible est mobile est fonction de temps

$$R = R_0 + R_1$$

où : R_1 déplacement de la cible

$R_1 = V_r \cdot t \rightarrow$ déplacement en fonction du temps.

Donc : $R = R_0 + V_r \cdot t$

On remplace

$$\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2 = 2\pi \cdot f_0 \cdot (2r, t) = 2\pi \cdot f_0 \cdot (2 \cdot (R_0 + V_r \cdot t)/C)$$

on dérive par rapport au temps.

$$d\theta/dt = 2\pi \cdot f_0 \cdot (2/C) \cdot V_r$$

si on note $d\theta/dt = \omega_d$

$$\omega_d = (f_0 / C) \cdot 2V_r \cdot 2\pi \Rightarrow \omega_d / 2\pi = (f_0 / C) \cdot 2V_r$$

où : V_r : vitesse radiale ; f_0 : fréquence émise

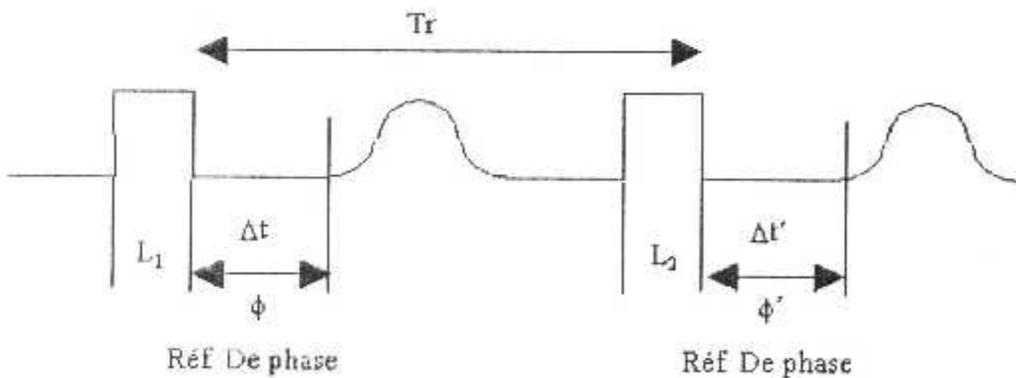
IV.3.2 L'EXPRESSION DE LA FRÉQUENCE DOPPLER

$$f_d = 2V_r / \lambda_0$$

où $f_0 / C = 1 / \lambda_0$

$$T_0 = 1 / f_0$$

l'effet DOPPLER sur un signalé impulsionnel



$$\theta = 2\pi \frac{2R}{\lambda}$$

$$R = R_0 + V_r t$$

$$\text{après } I_1 = \phi = 2\pi \frac{2R_0}{\lambda}$$

$$\text{après } I_2 = \phi = 2\pi \frac{2R_0 + 2V_r T_r}{\lambda}$$

$$\text{soit : } \Delta\phi = \phi - \phi = 2\pi \frac{2V_r T_r}{\lambda}$$

si $\Delta\phi = 0 \rightarrow V_r = 0 \Rightarrow$ la cible est immobile

si $\Delta\phi \neq 0 \rightarrow V_r \neq 0 \Rightarrow$ la cible est mobile.

Le DAP est un dispositif qui permet de détecter l'amplitude et la phase du signal reçu.

Soit A le signal fourni par l'oscillateur local, ce signal est à la fréquence f_c :

$$A = a \cdot \cos(2\pi f_c t)$$

Soit B le signal reçu provenant de la cible à une distance R et provoquant un effet DOPPLER de fréquence $f_c + f_d$, pourvu d'un déphasage dû au temps de parcours ; il est en fonction de la distance (radar - cible) .

$$B = b \cos(2\pi(f_c + f_d)t - (2\pi/\lambda)2R)$$

Effectuant le produit de A et B, c'est la première opération du DAP

$$A \cdot B = ab \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi(f_c + f_d)t - (2\pi/\lambda)2R)$$

$$A \cdot B = \left(\frac{ab}{2}\right) \cos(2\pi(2f_c + f_d)t - (2\pi/\lambda)2R)$$

Ne conservant alors que le second terme, c'est à dire à la basse fréquence, ce filtrage est la seconde opération du DAP, qui fournit un signal différence.

$$SDAP = \frac{ab}{2} \cos(2f_d t - \frac{2\pi}{\lambda}2R)$$

$$SDPA = \frac{ab}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_0)$$

Le signal B reçu était : $B = b \cos(2\pi f_r t + \phi(t))$

Où le déphasage ϕ inclut l'effet DOPPLER et le déphasage de parcours. Le résultat S DAP est donc proportionnel à l'amplitude b du signal reçu et au cosinus de la phase d'où son nom de détecteur amplitude phase.

Pour mémoriser une différence de phase entre deux échos successifs il fait :

- Mémoriser le signal d'une récurrence n, faire la différence entre signal de récurrence n, avec celui de récurrence (n+1) à la suite de cette

différence, on obtient une vidéo traitée qui contient plus en principe que des échos de cibles mobiles.

Ce procédé de mesure avec mise en mémoire d'une récurrence est nécessaire du fait que le nombre de réponse maximum à chaque rotation est d'antenne est inférieure à 10 pour pouvoir effectuer une sommation et reconstituer la sinusoïde de DOPPLER.

IV.4 LA VCM ANALOGIQUE

Examinons à présent comment nous allons utiliser le signal sortant du DAP, pour éliminer les échos fixes et conserver les échos mobiles.

Dans ce procédé utilisé, le signal sortant est envoyé dans une ligne à retard (L.R.) dont le retard correspond exactement à la période de récurrence. Le signal sortant de (L.R.) est soustrait du signal direct issu du DAP.

Le dispositif du système d'élimination d'écho fixe est schématisé par figure IV-1.

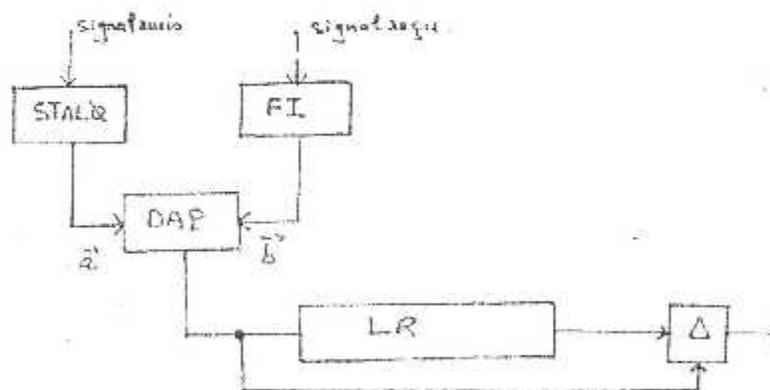


Figure IV.1 schéma SYSTÈME D'ÉLIMINATION DES ÉCHOS FIXE

Considérons un échos comportant n impulsions.

La 1^{ère} impulsion arrive par rapport à b avec un déphasage ϕ_0 qui dépend de la distance de la cible. La tension V_1 délivrée par le DAP pour cette impulsion :

$$V_1 = |ab| \cos \phi_0$$

à la deuxième impulsion arrive au bout d'un temps $T_r = 1/f_r$.

Il apparaît un déphasage supplémentaire $\phi_r = 2\pi f_c / f_d$, la tension V_2 correspondant devient :

$$V_1 = |ab| \cos(\phi_0 + \phi_r) \dots\dots\dots(IV.3)$$

à la n^{ème} impulsion :

$$V_n = |ab| \cos(\phi_0 + (n-1)\phi_r) \dots\dots\dots(IV.4)$$

Soit plus généralement pour $K^{ème}$ après la 1^{ère} impulsion :

$$V_K = |ab| \cos(\phi_0 + K\phi_r) \dots\dots\dots(IV.5)$$

Envoyant cette tension V_K dans la ligne à retard L.R. détection vidéo on obtient :

$$SDPA = \frac{ah}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \dots\dots\dots(IV.6)$$

$$|Y_K| = |\cos(\phi_0 + 2\pi f_d (k+1)T_r) - \cos(\phi_0 + 2\pi f_d KT_r)| \dots\dots\dots(IV.7)$$

$$= A \cdot B = ab \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi(f_c + f_d) \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) KR)$$

En posant : $\phi_1 = 2\pi \cdot f_d / f_c \phi_0$

$$Y_K = |2 \sin \pi \cdot f_d \sin(2\pi K \cdot f_d / f_c \phi_1)| \dots\dots\dots(IV.8)$$

si $f_d = 0 \Rightarrow |Y_K| = |S_{k+1} - S_k| = 0$

Ce qui est d'ailleurs évident puisque $\phi_r = 0$ et tous les signaux V_1, \dots, V_K sont de même amplitude ; les signaux fixes sans effet DOPPLER sont éliminés.

La relation (IV.8) fait apparaître deux inconvénient :

a) PHASE AVEUGLE

le terme $\sin(\phi_0 + 2\pi(K+1)f_d \cdot T_r)$ est fonction de K rand du coup au but traité donc la fonction du temps. Cette modulation peut pour une valeur de K annuler le signal en sortie de traitement : c'est le phénomène de phase aveugle.

$$\sin(2\pi K \cdot f_d / f_c \phi_0) = 0 \Rightarrow |S_{K+1} - S_K| = 0$$

S_{K+1} et S_K peuvent être deux cosinus égaux avec des sinus opposés ce qui se traduirait par l'élimination d'un écho mobile. Il est nécessaire de traiter les deux lignes trigonométriques dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

On peut traiter ce problème en voie quadrature deux sinus opposés

$$S_c = \cos(2\pi K \cdot f_d / f_r \phi_0) ; \quad \text{signal d'entrée}$$

$$S_s = \sin(2\pi K \cdot f_d / f_r \phi_0) ; \quad \text{signal de sortie}$$

$$|C_{K+1} - C_K| = 2 \sin(\pi \cdot f_d / f_r) \cdot \sin(2\pi K \cdot f_d / f_r \phi_0)$$

$$|S_{K+1} - S_K| = 2 \sin(\pi \cdot f_d / f_r) \cdot \cos(2\pi K \cdot f_d / f_r \phi_0)$$

La détection vidéo de la figure IV-3 est quadratique, il suffit pour cela que les signaux soit suffisamment faibles.

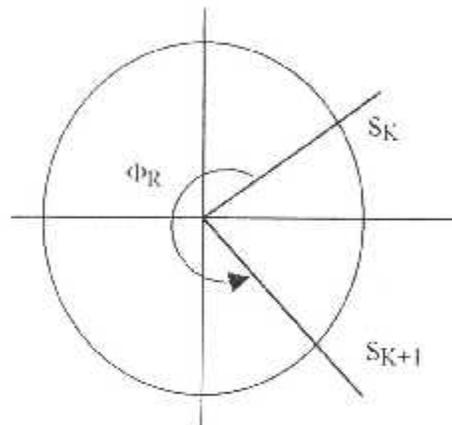


Figure IV.2 Détection vidéo en quadrature

$$|V_c| = |C_{K+1} - C_K|^2$$

$$|V_s| = |S_{K+1} - S_K|^2$$

$$\sqrt{(S_{K+1} - S_K)^2 + (C_{K+1} - C_K)^2} = 2 \sin \pi f_d / f_r = 2 \left| \sin \pi f_d / f_r \right|$$

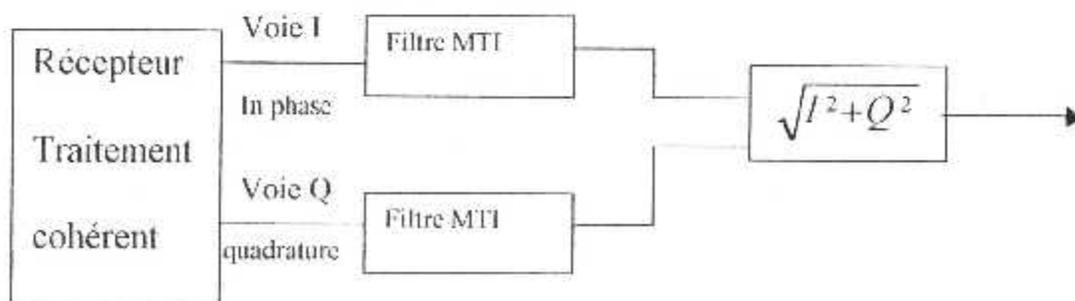


Figure IV.3 schéma synoptique d'un filtre MTI en quadrature

b) VITESSE AVEUGLE

si f_d est multiple de f_r : $\sin(\pi \cdot f_d / f_r) = 0 \Rightarrow f_d = 0$

mais aussi pour : $f_d = n / T_r$, soit pour $V_r = n\lambda / 2T_r = \tilde{n}\lambda F_r / 2$

les valeurs de vitesse non nulles, éliminés par le MTI sont dites vitesses aveugles.

c) L'AMBIGUÏTÉ DE VITESSES

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que l'évolution de la phase de signal reçu lors de la sollicitation d'une cible mobile était de la forme.

$$\Delta\Phi = 2\pi V_r T_r / \lambda$$

$$\text{d'où : } V_r = (\Delta\Phi \lambda / 2\pi \cdot 2T_r) \Rightarrow V_r = (\Delta\Phi \lambda / 2\pi \cdot 2T_r) + (n\lambda / 2T_r)$$



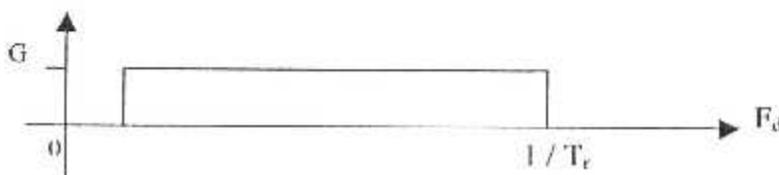
la fréquence DOPPLER réelle est f_d , la vitesse assurée est représentée par f_d ce que l'on appelle l'ambiguïté de vitesse.

d) GAIN MTI

Le gain MTI est représenté par sa fonction de transfert qui en simple simulation vaut : $2\sin \pi \cdot f_d \cdot T_r$ en MTI double simulation la fonction de transfert est :

$$Z_K = 4 \sin^2 \pi \cdot f_d \cdot T_r$$

La fonction de transfert idéal serait de la forme



REMARQUE

La sortie d'un traitement MTI se présente sous la forme d'un signal au format incident, impulsionnel, périodique T_r le traitement. Peuvent de type visualisation P.P.I.

IV.4.2 LA VCM SIMPLE ANNULATION

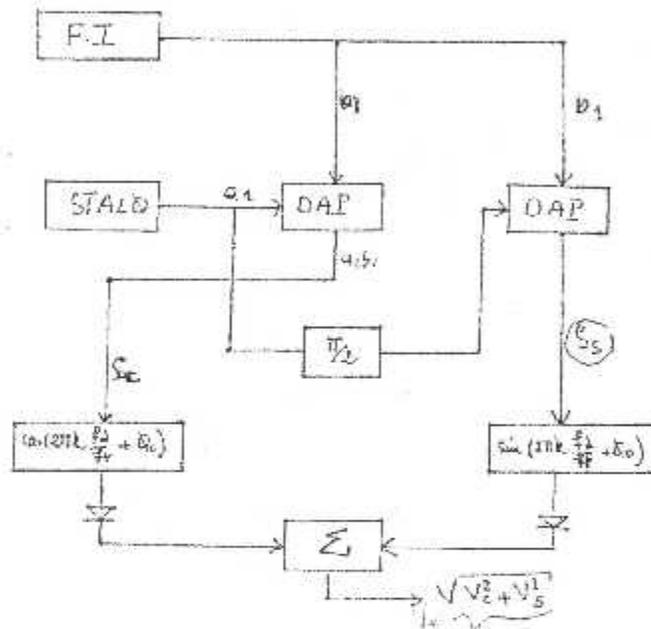


Figure IV-3 dispositif VCM à simple annulation

L'amplificateur à fréquence intermédiaire du récepteur attaque deux DAP. L'un des deux est directement attaqué par oscillateur local et dérive de ce fait un signal :

$$S_c = \cos (2\pi K \cdot f_d / f_r \phi_0)$$

L'autre est attaqué par le STALO à travers un déphaseur 90° , il s'en suit un signal de sortie de la forme :

$$S_s = \sin (2\pi K \cdot f_d / f_r \phi_0)$$

Chacun des deux signaux est ensuite traité dans un dispositif de soustraction, ce qui fait d'après la relation (2) le signal S_c devient :

$$Y_{kc} = 2 \sin \pi \cdot f_d / \tilde{f}_r \cos (2\pi K \cdot f_d / f_r \phi_1)$$

La détection vidéo de la figure IV-3 est quadratique, il suffit pour cela que les signaux soient suffisamment faibles.

$$|V_d| = |Y_{Kd}|^2 = |Y_K|; \quad |V_s| = |Y_{Ks}|^2$$

$$|Z_K| = 2 |\sin \pi \cdot f_d / f_i|$$

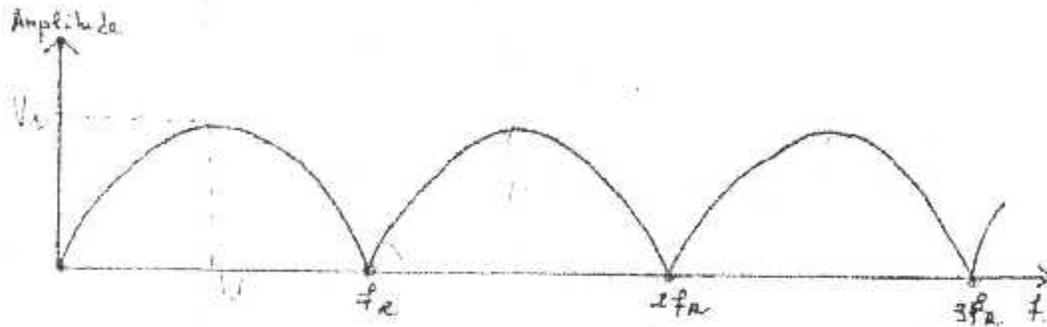


Figure IV-4 signal en sortie d'une VCM à simple annulation

Pour une vitesse radiale constante, cette amplitude est constante et le dispositif délivre ces impulsions d'amplitudes fixes ;
 l'effet de phase aveugle mais en fait la variation SIN^2 améliore l'élimination des échos Clutter.

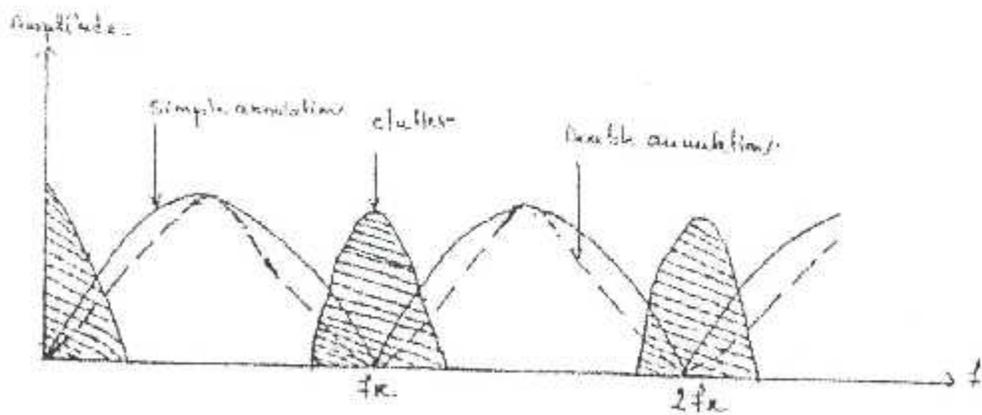


Figure IV-5 représentation du spectre de fréquences

REMARQUE

on peut donc imaginer d'améliorer la forme de la réponse en fréquence pour la forme idéale de la figure IV-6 en utilisant des VCM analogiques à triple, quadruple annulation.

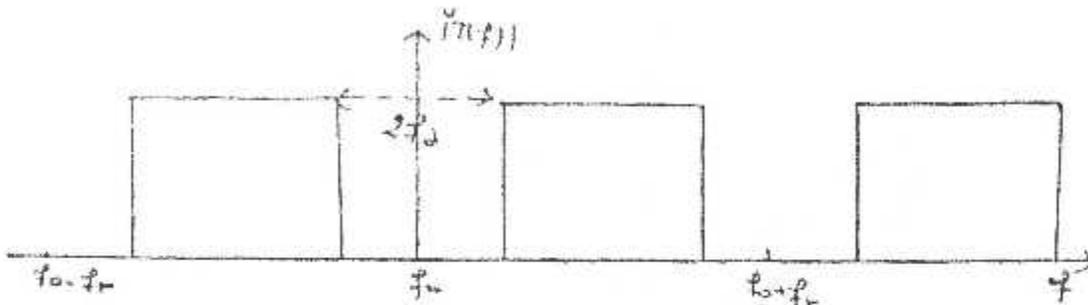


Figure IV-6 filtre idéal

V.4.3 LIMITATION DE LA VCM ANALOGIQUE

En fait, la gain serait généralement utopique, car la qualité de calcul analogique utilisé étant suffisante. Donc lorsque l'on veut obtenir des qualités extrêmes de la VCM on est conduit à effectuer un traitement numérique (généralement du type câble, construit spécialement pour les besoins de la cause).

L'introduction du traitement digital dans le radar a permis une amélioration considérable dans la conception des systèmes de détection. Le traitement digital a l'avantage d'être facilement réalisable, il est d'un fonctionnement fiable et digne de confiance, car il demande moins de réglage et d'attention. L'un des plus grands avantages de la VCM digitale est dû à l'utilisation des registres à décalages comme ligne à retard. Et l'une des plus grandes qualités du traitement numérique est sans doute la modulation de fréquences de répétition, qui est très commode dans ses dispositifs car pour changer le retard d'un registre à décalage, il suffit de changer la fréquence de l'horloge qui le commande et ce qui n'est pas le cas pour l'analogique.

IV.4.4 LA VCM DIGITALE

Les dispositifs de VCM digital présente des caractéristiques très amélioré par rapport des équipements analogiques de point de vue opérationnel leur caractéristiques essentielles sont :

- Absence pratiquement totale de résidus d'échos fixes le Clutter est (indirect) et non pas atténué comme c'est le cas avec des équipements analogiques.
- Insensibilité de matériel aux variations des vitesse des avions, car les amplitudes des signaux de sortie ne sont pas pondérés par une loi en \sin ou en \sin^2 bien que les vitesses aveugle subsistent.
- Suppressions complète des effet de phase aveugle permanente ou occasionné.
- Très grande facilité pour s'accommoder de toute les formes de variations de F_r pour supprimer les effets de vitesses aveugles.
- Commandes permettant de choisir les paramètres optimaux de la VCM pour un rôle opérationnel donné.

IV.5 TRAITEMENT MTI SIMPLE ANNULATION

Considérant un échos important K impulsion la 1^{ère} impulsion arrive par rapport à b avec un déphasage φ_0 qui dépend de la distance de la cible on a :

$$S_1 = |ab| \cos \varphi_0$$

A la deuxième impulsion arrive au bout d'un temps $T_r = 1 / f_r$

Il apparaît un déphasage supplémentaire

$$\varphi_r = 2\pi f_d / f_r = 2\pi f_d \cdot T_r$$

$$S_2 = |ab| \cos (\varphi_0 + \varphi_r)$$

A la K^{ème} impulsion :

$$S_K = |ab| \cos (\varphi_0 + K\varphi_r)$$

Après passage par la ligne à retard L.R. après détection vidéo on obtient

$$\begin{aligned} |S_{K+1} - S_K| &= |\cos(\varphi_0 + 2\pi f_d(K+1)T_r) - \cos(\varphi_0 + 2\pi f_d K T_r)| \\ &= |-2\sin(\varphi_0 + (2K+1)\pi f_d T_r) \sin(\pi f_d T_r)| \end{aligned}$$

$$\text{si } f_d = 0 \Rightarrow Y_K = |S_{K+1} - S_K| = 0$$

ce qui est d'ailleurs évident puisque $\varphi_r = 0$ et tout les signaux S_1, \dots, S_K sont de même amplitude : les effets fixes sans effet DOPLLER sont donc éliminés. La relation (2) fait apparaître deux inconvénient :

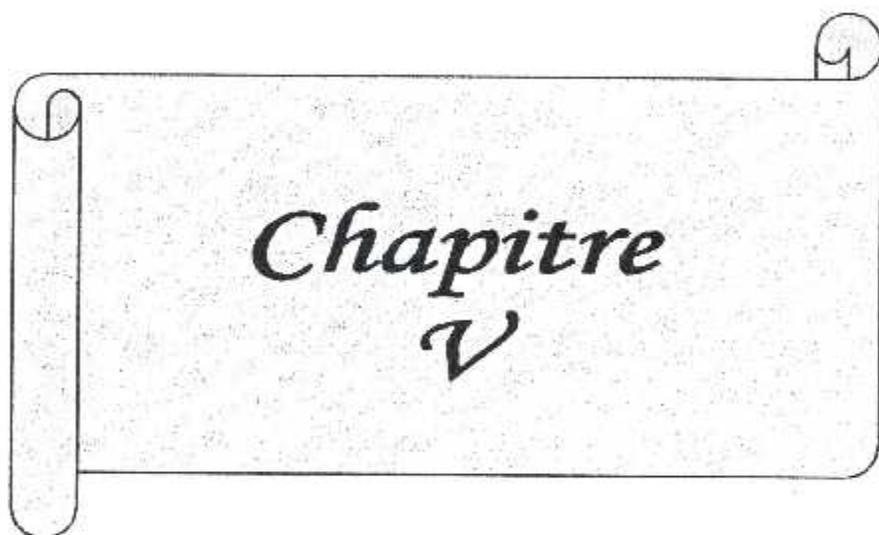
CONCLUSION

On remarque que la VCM reste toujours basée sur deux opérations essentielles retarder l'écho d'une certaine durée T (mémorisation) puis le soustraire de l'échos suivant. Toutefois, le problème de la VCM n'est pas aussi simple et il y a d'autres paramètres auxquels il faudra inévitablement tenir compte.

Nous avons examiner deux versions de résolutions analogiques et numériques.

On insistera la deuxième version qui est actuellement la plus utilisée et qui permet des améliorations considérables dans le domaine de la visualisation des cibles mobiles.

Avec la technique numérique, il est possible d'obtenir une grande stabilité et précision donc la fiabilité et meilleur que pour la technique analogique. D'autre part, avec la technologie digital les bruits dus à la températures ne nécessite pas un contrôle sévère de température, et la dynamique du dispositif digital est plus grande que dans les lignes acoustiques à retard utilisées dans les dispositifs analogiques. Dans une VCM analogique, le retard doit être égal à la période de récurrence. Cette contrainte n'existe plus dans la VCM digital du fait que la durée de la vidéo échantillonne est aisément mesurée grâce à la mesure de la durée d'impulsion d'émission, donc il y a une grande facilité pour s'accommoder de toutes les formes de variations de fréquences répétitions F_r pour supprimer les effets des vitesses aveugles.



Chapitre
V

V-1-INTRODUCTION

Le filtre Doppler MTI (morning Target Indicator) c'est un dispositif d'élimination d'échos fixes ou d'échos lentement mobiles qui mesure l'évolution de la phase du signal reçu d'impulsion à impulsion, si la variation de cette phase est nulle, l'échos est fixe et il sera par éliminé par le filtre.

V-2 SYNOPTIQUE D'UN RADAR COHÉRENT MTI

Pour pouvoir comparer la phase des impulsions de récurrence, il faut disposer d'une référence très stable, il existe différentes solutions dont celle (figure) de disposer de deux oscillateurs stables, le STALO (Stable local oscillator) et le COHO (Coherent oxillator).

Ce dernier servant de fréquence intermédiaire pour la démodulation du signal.

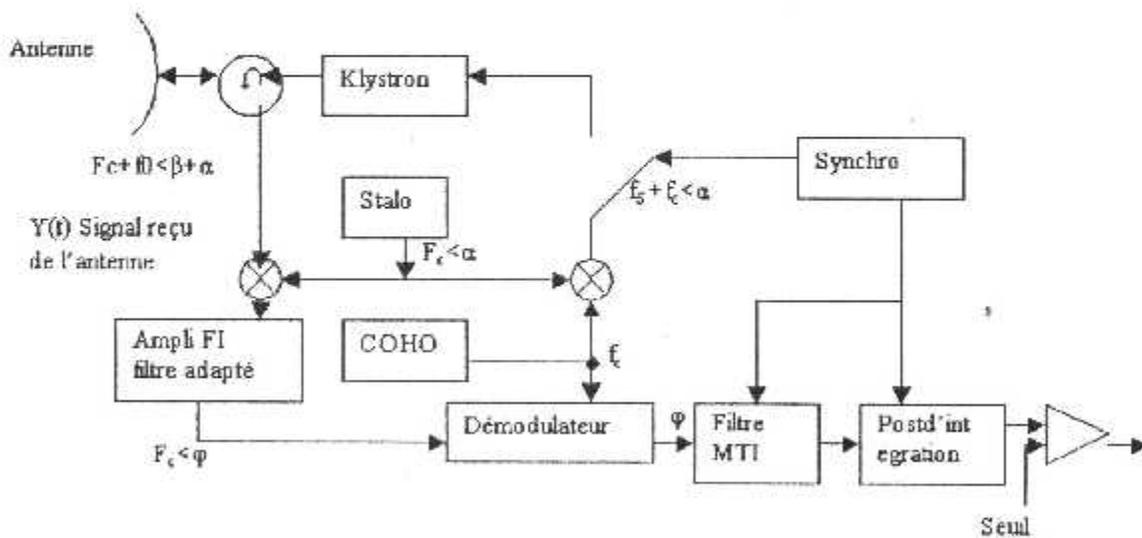


Figure V.1 Schéma synoptique d'un radar cohérent MTI

Un échantillon de la fréquence f_0 d'émission produite par le klystron est, lors de l'émission de chaque impulsion, mélangé à la fréquence d'oscillation local, fourni par un oscillateur hyperfréquence très stable (dit STALO, pour STABLE local local oscillator), et l'impulsion aussi obtenue recalcule sur sa phase la fréquence (intermédiaire) fournie par un oscillateur, ainsi Cohéré (cohérent oscillator, COHO).

Ce COHO conservant la même phase (de référence) pendant toute la période de répétition suivante, c'est alors la fréquence intermédiaire fournie par le COHO qui sert à démoduler le signal à fréquence intermédiaire de la voie normal radar.

L'inconvénient de ce système est évident, seul les signaux reçus dans un intervalle de temps inférieur à la période de répétition, cela signifie que les échos fixes très puissants situés à une distance supérieure à la distance correspondante à la période de répétition. Ne pourront être éliminés par filtrage Doppler. On dit que les échos fixes de 2 Balayage ne sont pas éliminés.

Le filtre MTI, a un rôle d'éliminer les signaux à faible fréquence Doppler (faibles vitesses).

Après démodulation du signal reçu correspondant à la récurrence $\{i\}$, on obtient un signal de la forme :

$$\tilde{\alpha}(t) = A \cos(2\pi f_a T r + \varphi_0) \dots \dots \dots (V.1)$$

Où

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} \text{ la fréquence Doppler}$$

et v_r : vitesse radial de la cible.

Il existe essentiellement deux races de systèmes de MTI

- Les MTI linéaire analogique
- Les MTI linéaires digital.

V.3 MTI LINÉAIRE

V.3.1 MTI LINÉAIRE ANALOGIQUE

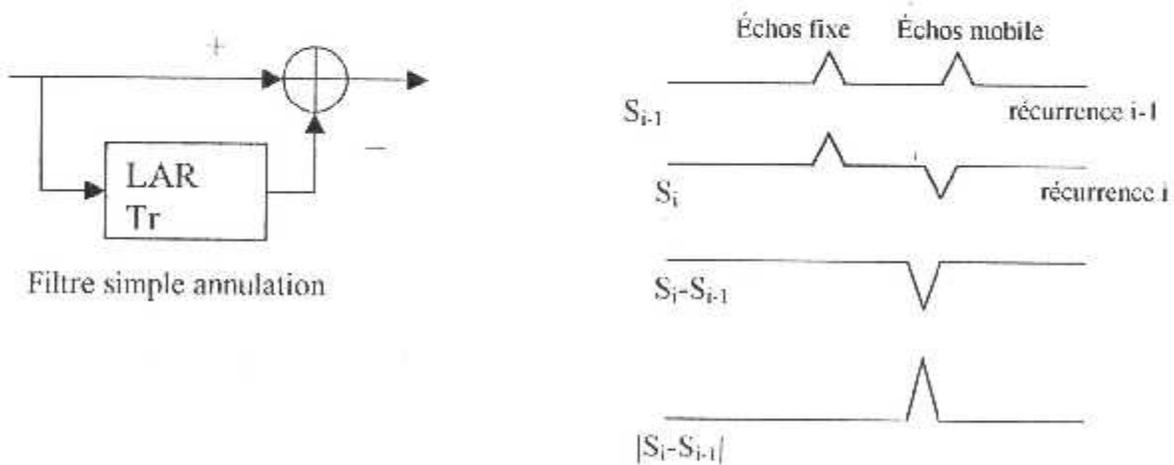
Historiquement les premiers MTI utilisaient comme ligne à retard ultrasonique fournissant un retard fixe presque constant. En pratique, très souvent le signal à retard était modulé par une porteuse, le signal ainsi modulé étant retardé sous forme d'ultrasons, puis reconverti en signal électrique, puis démodulé pour éliminer la porteuse.

Les filtres MTI à simple et double annulation utilisent des lignes de retard, un seul ennui d'utiliser ces lignes à retard c'est que le retard qu'elles fournissant sont bien fixe est égale à la période de répétition.

Et pour éviter ce problème on utilise un organe de retard constitué par un tube à mémoire fournissant un temps de retard contrôlable à volonté

V.3.2 MTI SIMPLE ANNULATION

C'est le filtre le plus simple qui consiste à extraire le signal $s_{i+1}(t)$ de $s_i(t)$, le signal en sortie du démodulateur est envoyé sur une ligne à retard (LAR) de durée T_r , En sortie les signaux des récurrences i et $i-1$ sont soustraits



FigureV-2 Forme des signaux

La fonction de transfert est donnée par la transformée en z.

$$S(z) = (1 - z^{-1}) \cdot E(z)$$

En remplaçant z par $e^{(j2\pi f)T_r}$ on obtient le module :

$$|H(f_d)| = 2 \sin(\pi f_d T_r)$$

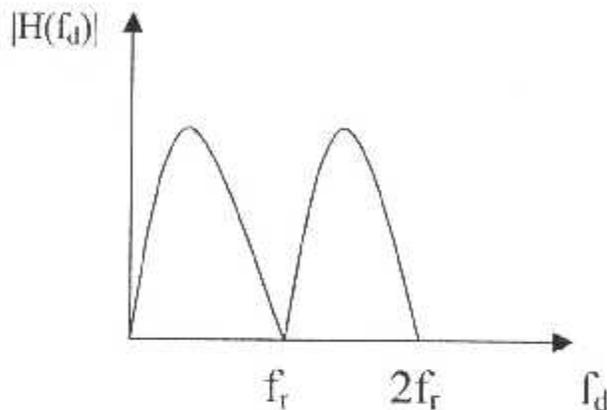


Figure V.3 la fonction de transfert du filtre à simple annulation

Représente la variation de $|H(f_d)|$ en fonction de la fréquence Doppler f_d .

T_r : Temps de retard.

- La transmittance $T(f)$ est donné par l'équation :

$$T(f) = 1 - e^{-2\pi / T_r f} \text{ avec } T_r = \frac{1}{f_r}$$

$$|T(f)| = \sqrt{\left(1 - \cos\left(2\pi \frac{f}{f_r}\right)\right)^2 + \sin^2\left(\frac{2\pi f}{f_r}\right)} \dots\dots\dots (V.2)$$

$$|T(f)| = 2 \left| \sin\left(\frac{\pi f}{f_r}\right) \right| \dots\dots\dots (V.3)$$

REMARQUE

ce filtre n'élimine pas efficacement les échos de sol qui ont une certaine largeur spectrale (Mouvement du au vent , rotation de l'antenne).

V.3.3 MTI DOUBLE ANNULATION

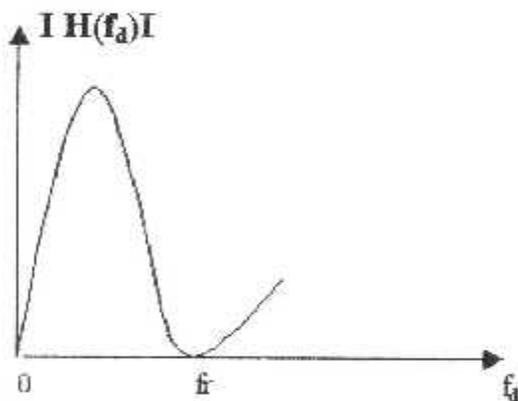
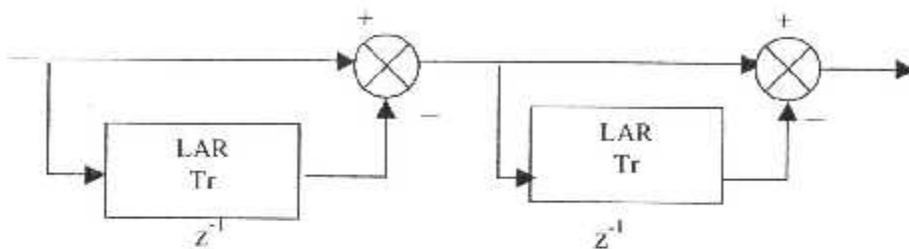
Il utilise deux MTI simple annulation en cascade, il présente une meilleur réjection des échos de sol.

Sa fonction de transfert s'écrit

$$F(p) = (1 - z^{-1})^2, |H(f)| = 4 \sin^2(\pi f_d T_r) \dots\dots\dots (V.4)$$

Et sa transmittance

$$T(f) = 4 \sin^2\left(\pi \frac{f}{f_r}\right) \dots\dots\dots (V.5)$$



Fonction de transfert du MTI double annulation

Figure V.4 Filtre MTI Double Annulation à deux retards

Ce filtre présente encore des défauts qu'on peut corriger en introduisant des contre-réactions.

V.3.4 FILTRE MTI À CONTRE RÉACTION

On peut améliorer les inconvénients des filtres précédents (mauvaise élimination du clutter, atténuation des cibles mobiles), en introduisant des contre-réactions pour modifier la courbe de réponse de ces filtres.

La fonction de transfert du filtre avec contre-réactions possédera des zéros et des pôles.

En utilisant les coefficients multiplicatifs α et β .

si α et β sont bien choisis, à obtenir une courbe $|T(f)|$ la fonction de transfert du filtre devient alors :

$$H(Z) = \frac{(1-Z^{-1})^2}{(1+\alpha+\beta) - Z^{-1}(\alpha+2\beta) + \beta Z^{-2}} \dots \dots \dots (V.6)$$

la fonction (V.6) à 2 zéros c.a.d $z^{-1} = 1 \Leftrightarrow$ Zéro double et 2 pôles

$$z^{-1} = 2 + \frac{\alpha}{\beta} \pm \sqrt{\frac{\alpha^2}{\beta^2} - \frac{4}{\beta}}$$

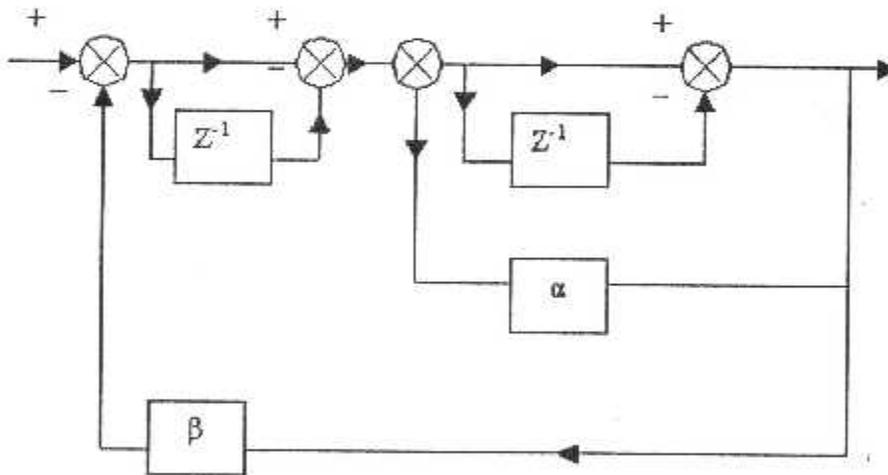
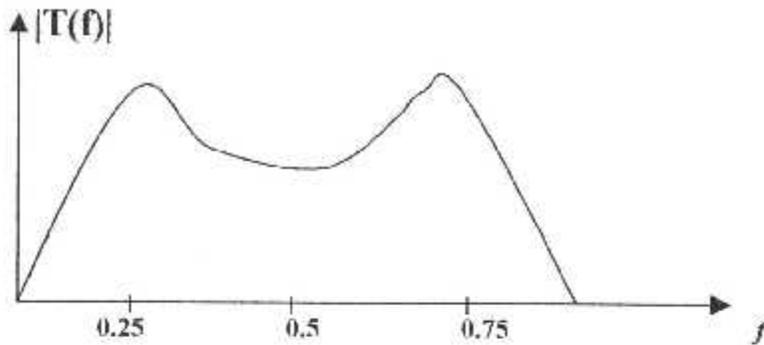


Figure V.5 filtre MTI à contre réaction

Les zéros sont des vrais zéros rendant nul $|T(f)|$ l'existence des pôles contribue à introduire 2 maximums dans la courbe $|T(f)|$ et donc à la redresser plus



$$T(z^{-1}) = \frac{(1-z^{-1})^2}{1-0,5(z^{-1})+0,5(z^{-2})} \dots\dots\dots(V.7)$$

$\alpha = -0,5$
 $\beta = 0,5$

V.3.5 MTI LINÉAIRE DIGITAL

Pour améliorer la forme de $|T(f)|$ pour la rapprocher de la forme idéale en utilisant des MTI analogiques à triple, quadruple annulation (avec contre réactions) . Donc lorsqu'on veut obtenir des qualités extrêmes d'un MTI c.a.d lorsqu'on veut que le calcul du filtrage soit très précis on effectue le traitement dans un calculateur arithmétique ou il transforme le signal analogique en un signal arithmétique dans codeur analogique/digital et les lignes à retard sont remplacé par des registres a décalage.

La fonction de transfert du MTI digital est de la forme:

$$\frac{V_s}{V_0} = \frac{1-a_1 Z^{-1}-a_2 Z^{-2} \dots -a_n Z^{-n}}{1-b_1 Z^{-1}-b_2 Z^{-2} \dots -b_n Z^{-n}} \dots\dots\dots(V.8)$$

Elle a n zéros et n pôles.

si les coefficients a (qui sont réels) sont bien choisis les zéros, les zéros seront :

ou bien de la forme $z^{-1} = 1 \rightarrow 1^{ere}$ famille

ou bien de la forme $z^{-1} = \exp(\pm j\psi) \rightarrow 2^{eme}$ famille

les zéros de la première famille feront que $|T(f)|$ s'annulera en $f = f_i$ ou f_i étant la fréquence intermédiaire les zéros de la deuxième famille feront que $T(f)$ s'annulera en $f = f_i \pm \frac{4}{2\pi} f_i$ *f, Modulo*

V.3.6 MTI À PORTE DISTANCES

Dans un MTI (à porte distance) au lieu d'utiliser un filtre dont la transmittance est périodique en f (de période f_r), on utilisera un filtre dont la transmittance soit tel que représentée à la figure V-6. c.a.d à dire qu'elle est nulle pour $f > f_i + f_r$. le filtre du MTI ne laisse passer qu'une seule raie du spectre reçu d'un écho utile. Ceci à deux effets.

- le filtre est facile à réaliser (et donc de faible prise). même pour obtenir des taux de rejections très bons sur les échos fixes.
- La mesure de distance est perdue l'ors du filtrage puisqu'on ne reçoit qu'une seule raie, alors qu'il faut recevoir un grand nombre pour avoir une mesure de distance valable

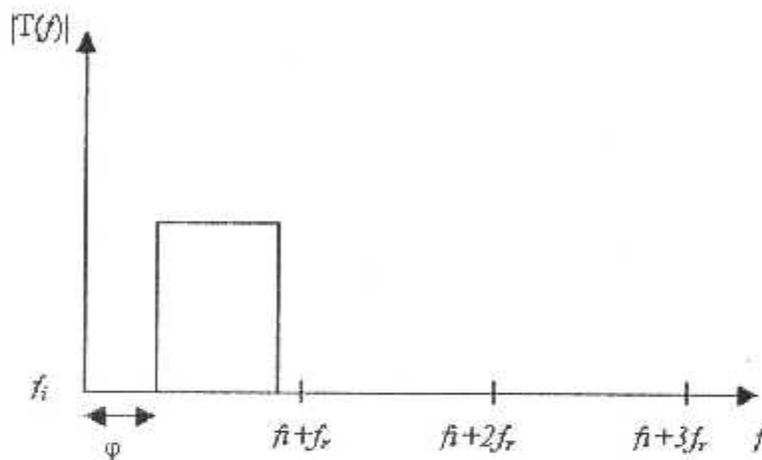


Figure V.6 mesure de distance avant filtrage

V.4 PERFORMANCES DES FILTRES MTI

La qualité d'un filtre MTI dépend de plusieurs paramètres, essentiellement.

- de la vitesse de la cible.
- De la nature du MTI (Simple et Double annulation avec ou sans contre-réaction).
- De la largeur du spectre des échos fixes.
- De la stabilité de l'émetteur - récepteur.

Pour mesurer cette qualité on a définie un rapport appelé taux de contraste T_c par :

$T_c = (\text{rapport signal / bruit à la sortie du MTI}) / (\text{rapport signal / bruit à l'entrée du MTI})$

$T_c = (P_s / P_{cl})_s / (P_s / P_{cl})_e$

On utilise un autre rapport plus pratique qui est le taux de visibilité TV OU SCV (Sub-clutter Visibility) définit par :

$Scv = [Pcl / Ps]_{P_{max}}$ au dela du quel la cible n'est plus visible la sortie du MTI

On aura donc :

$Scv = [Tc / (Ps/Pcl)_{Smin}]$ ou $Scv (dB) = T_0 (dB) = T_0 (dB) = (Ps / Pcl)_{Smin}$

Une valeur minimum de $(Ps / Pcl)_s$ jugée bonne pour l'exploitation (visibilité) est 6 dB.

Par exemple , si on choisi cette valeur de 6 DB, alors un MTI possédant un $SCV = 26dB$ sera capable de détecter une cible au milieu d'un cluteur dont la puissance est 10 fois (20dB) supérieure à celle de la cible .

Il est désigné aussi par taux de rejection

$Tc = (\text{gain sur échos mobiles}) / (\text{gain sur échos fixes})$, que l'on exprimera en décibels.

- Le taux de rejections dépend de beaucoup de paramètres, essentiellement :
- de la vitesse de l'échos mobile.
- De la nature du MTI (Simple annulation, double annulation avec ou contre- réaction., MTI linéaire digital plus ou moins complexe) et du type de clutter.
- De la largeur du spectre des échos fixes.
- De la stabilité de l'émetteur – récepteur.

V.5 VITESSE DE L'ÉCHOS MOBILE

On a vu que la réponse d'un MTI variait avec la fréquence Doppler et qu'avec un MTI simple annulation ou double annulation sans contre-réaction.

La réponse la meilleure était obtenir pour les fréquences Doppler égales à f (dites fréquence optimales).

V.6 ÉLIMINATION DES VITESSES AVEUGLES

Les filtres MTI (Simple et double annulation) éliminent non seulement les échos de fréquence Doppler nulle (échos fixes) mais aussi les cibles de fréquences Doppler multiples de f_r qui correspondent à des vitesses appelées vitesses aveugles.

Pour pallier cet inconvénient , on change périodiquement la valeur de fréquence de répétition f_r

REMARQUE

En simple annulation la transformé en Z

$$|Z_k| = 2A \left| \sin \frac{\Delta\varphi}{2} \right|$$

et en double annulation on a :

$$|Z_k| = 4A \sin^2 \frac{\Delta\varphi}{2}$$

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi f_D}{f_c}$$

L'idée de base de MTI vient de l'examen des propriétés de $\Delta\varphi$. Pour les échos fixes $\Delta\varphi=0$, les signaux reçus sont donc d'amplitude et de phase constantes, il suffit alors de les opposer deux à deux pour les annuler, en préservant les mobiles pour lesquels $\Delta\varphi \neq 0$.

A decorative scroll graphic with a black outline and a light gray fill. The scroll is oriented horizontally and has a rolled-up appearance on the left side. The text is centered within the scroll.

Chapitre
VI

Considérons un radar primaire à balayage électrique qui surveille un angle de 180° avec un rayon maximum de 300 Km

R : rayon en m

C : vitesse de la lumière

❖ Angle d'ouverture du lobe (-3dB) = $1^\circ \rightarrow 180$ angles de surveillance, dans notre cas on a pris un seul écho

❖ Caractéristique du radar on choisit un radar primaire panoramique TRAC2000

❖ La durée entre deux impulsions $t_0 = 3\mu s$

❖ Le temps de réception $t_r = 3\mu s$

❖ La puissance crête $P_c = 2 \cdot 3 Mw$

$$\text{Où } P_c = 4\pi PR^2$$

P : densité de puissance

R : rayon de 100 Km

❖ Vitesse de rotation $V_R = 8$ tours/min de l'antenne

❖ Fréquence d'émission $f_e = 1$ MHz

❖ Vitesse de lumière $C = 3 \cdot 10^8$

❖ Amplitude d'émission $a = 1$

❖ Amplitude de répétition $a_r = 0.01$

❖ Longueur d'onde $\lambda_c = \frac{C}{f_e}$

❖ Période de récurrence $T_r = 3 \cdot 10^{-3}$

❖ Fréquence de répétition $f_r = \frac{1}{T_r}$

❖ Angle d'ouverture (lobe principal) = 2°

❖ Le temps ou la cible reste dans le faisceau à 3dB $T = \frac{\theta\pi}{Vr \cdot 2\pi} = \frac{\theta}{Vr}$

❖ Le nombre de coup $N = \frac{\theta}{6VrTr}$

VI-1 CARACTÉRISTIQUE DU SIGNAL

Dans cette simulation nous utilisons le signal radar avec les caractéristiques suivantes

- $T_0 = 3\mu s$ durée entre 2 impulsions
- Fréquence d'émission $f_e = 1$ Mhz
- Amplitude d'émission $a = 1$
- Longueur de l'impulsion $\lambda_c = \frac{C}{f_e}$

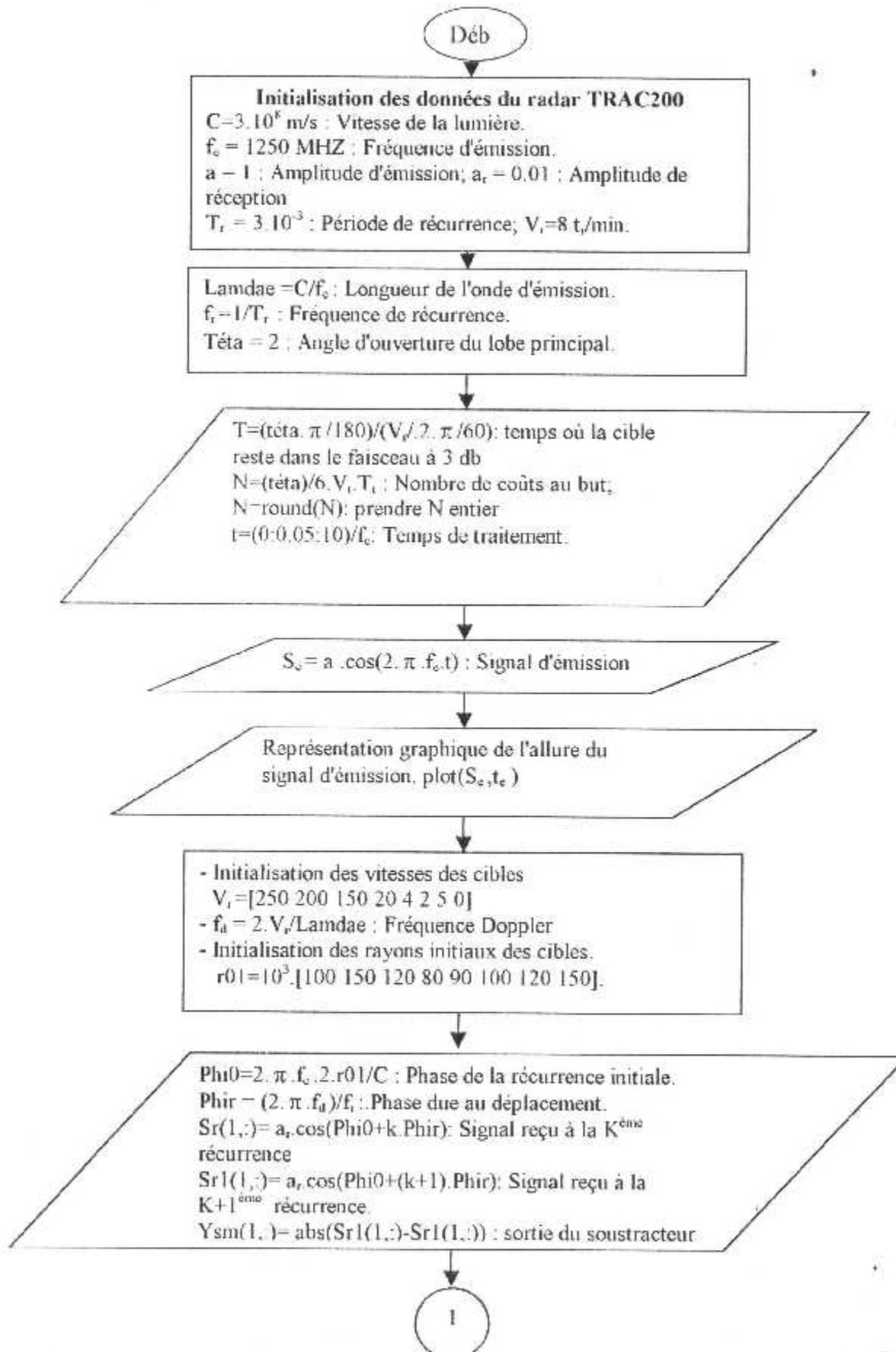
- Fréquence de répétition $f_r = \frac{1}{T_r} \cdot 10^3$
- Le signal d'émission $S_e = a \cos(2\pi f_e t)$
- Phase de récurrence initiale $\phi_0 = \frac{2\pi f_e \cdot 2V_0}{c}$
- Phase de déplacement (récurrence) $B_r = \frac{2\pi f_d}{f_r}$ fréquence Doppler
 $f_d = \frac{2V_r}{\lambda}$
- Signal de réception à la Kième récurrence $S_r = a_r \cos(\Phi_0 + K \Phi_r)$

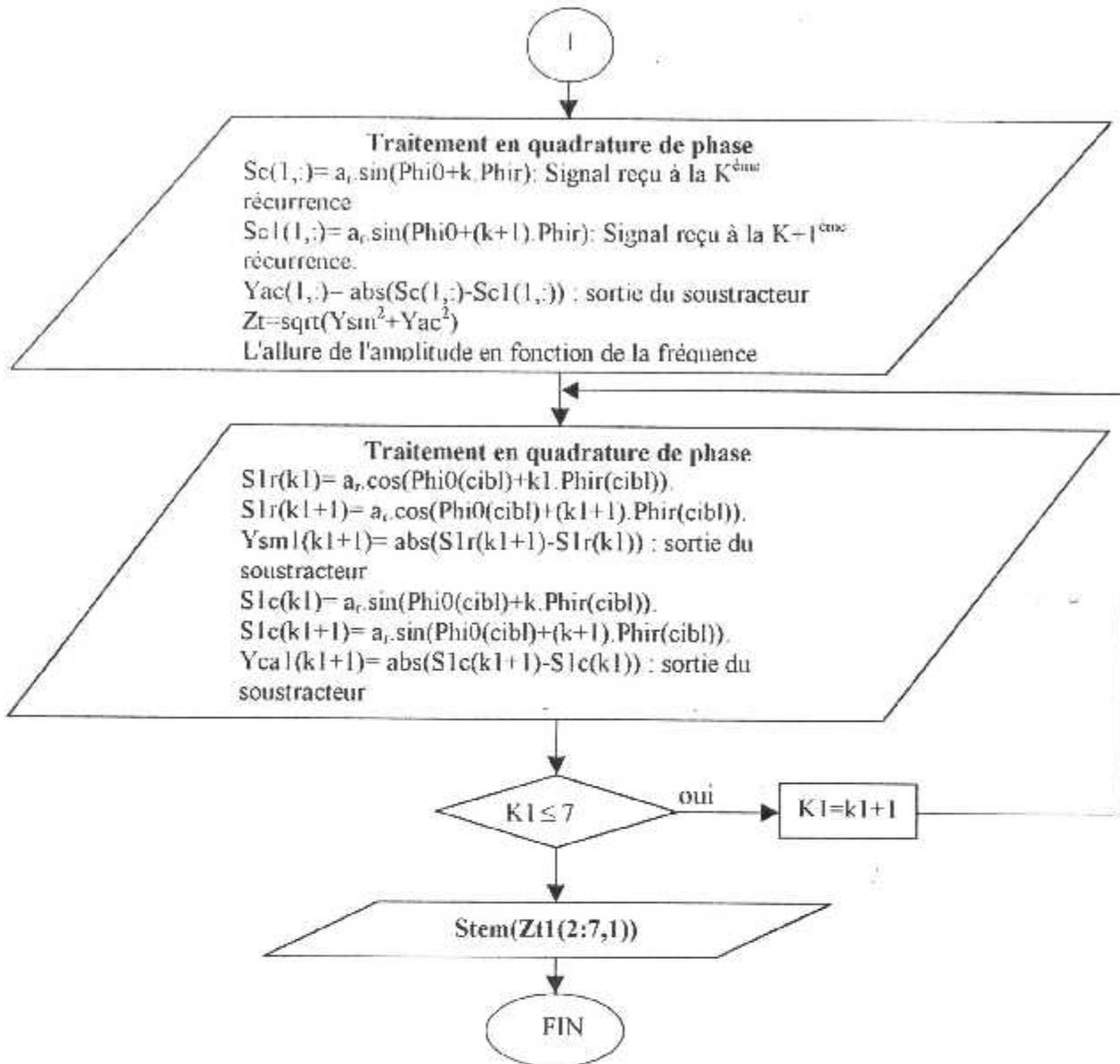
VI-2 L'ORGANIGRAMME

On a effectué un programme en langage MATLAB pour deux cas d'effet Doppler

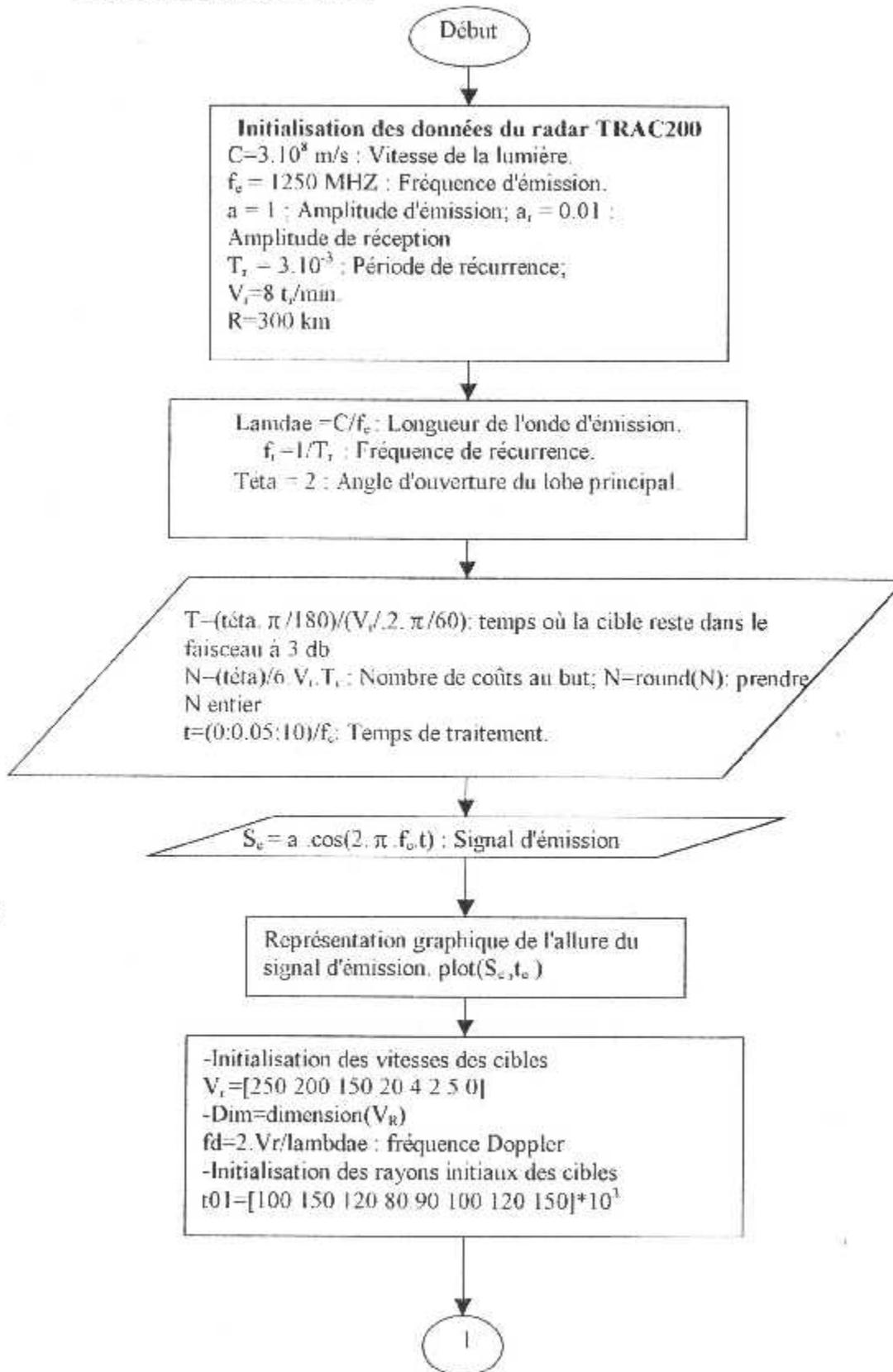
- le premier est pour le cas d'une simple annulation, cela en suivant l'organigramme n°1 présenter dans la page
- le second est pour le cas de double annulation, en suivant l'organigramme n°2 présenter dans la page

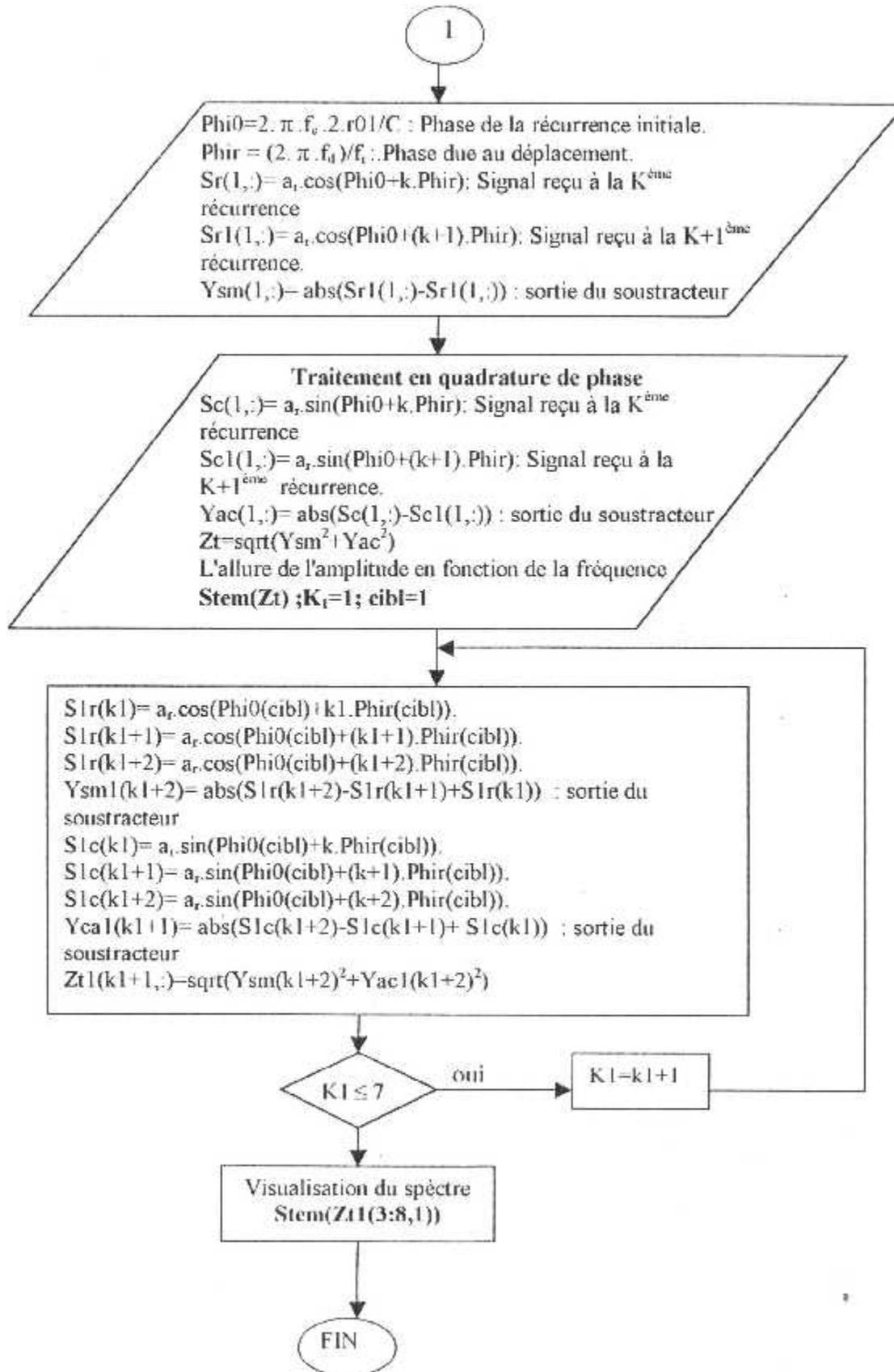
I. ORGANIGRAMME N°1





L'ORGANIGRAMME N°2





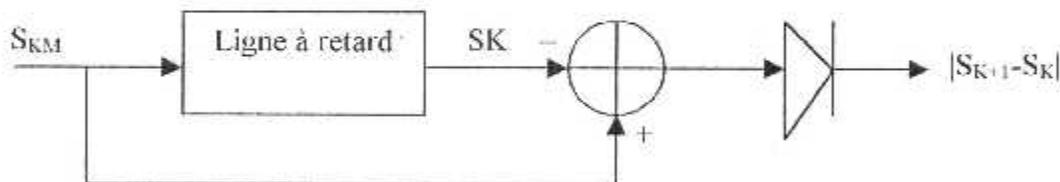
VI.3 SIMULATION

considérons 8 échos radar

- 7 échos des cibles mobiles de rayon et vitesses radiales différentes
- échos de cible fixe de rayon 150 Km et de vitesse radiale nulle
- caractéristiques des cibles

Cible	1	2	3	4	5	6	7	8
Vitesse radiale m/s	250	200	150	20	4	2	5	0
Rayon (Km)	100	150	120	80	90	100	120	150

On utilisant le filtre MTI à simple annulation



Les 8 échos sont passé par le signal par le filtre

$$|S_{K+1} - S_K| = |2 \sin(\phi_0 + (2K+1)\pi f_d T_r) \sin(\pi f_d T_r)|$$

on a une cible fixer de $f=15$ Km et vitesse radiale $V_r=0$ m/s

signal d'émission $S_e = a \cos(2\pi f_e t)$

fréquence Doppler $f_d = \frac{2V_r}{\lambda c}$

$\phi_0 = \frac{2\pi f_e \cdot 2r}{c}$, phase à la récurrence initiale

$\phi_r = \frac{2\pi f_d}{f_r}$, phase de déplacement

le signal à réception à la Kième récurrence

$$S_r = a \cos(\phi_0 + K\phi_r)$$

$$S_{r+1} = a \cos(\phi_0 + (K+1)\phi_r)$$

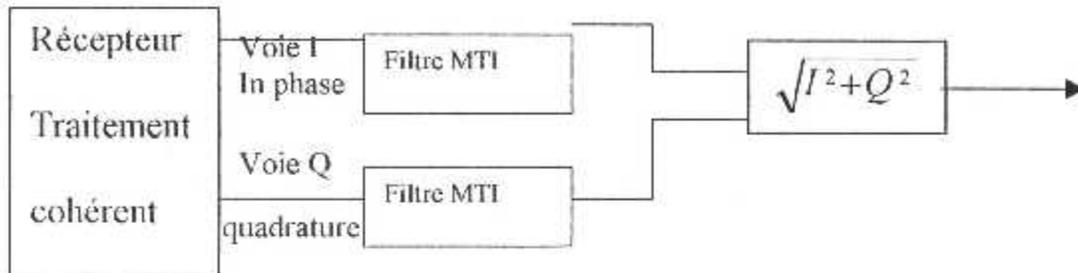
à la sortie du soustracteur

$$I_S = |S_{r+1} - S_r|$$

Pour éliminer les phases aveugles

$$\sin(\Phi_0 + (2K+1)\pi f_d T_r) = 0$$

On utilise la quadrature



$$S_c = a_r \sin(\Phi_0 + K \Phi_r)$$

$$S_{c+1} = a_r \sin(\Phi_0 + (K+1) \Phi_r)$$

$$Q_c = |S_{c+1} - S_c|$$

$$ZI = \sqrt{I^2 + Q^2} = \sqrt{(S_{c+1} - S_c)^2 + (S_{r+1} - S_r)^2} = |2 \sin \pi f_d T_r|$$

À la sortie d'un traitement MTI simple annulation est donc un train d'impulsions d'amplitude.

$|2 \sin \pi f_d T_r|$ ce signal est nul pour $f_d = 0$ mais aussi pour $f_d = \frac{n}{T_r} = n f_r$ (double f_r)

évolution du filtre pour la cible du au fréquence de récurrence

cas de 6 récurrences

passage du filtre

Cible 1 : cas d'une cible mobile

Cible 2 : Cas d'une cible fixe ou multiple de f_r : $n = f_d / f_r$ où $f_d = n_0 f_r$

$$S_1 K_1 = a_r \cos(\phi_0(\text{cible}) + K_1 \phi_r(\text{cible})) \text{ signal reçu}$$

$$S_1 K_1 = a_r \cos(\phi_0(\text{cible}) + (K_1 + 1) \phi_r(\text{cible})) \text{ signal reçu}$$

À la sortie du soustracteur

$$Y_s = |S_1(K_1 + 1) - S_1 K_1|$$

le signal reçu en quadrature

$$S_{1c}(K_1) = a_r \sin(\phi_0(\text{cible}) + K_1 \phi_r(\text{cible}))$$

$$S_{1c}(K_1 + 1) = a_r \sin(\phi_0(\text{cible}) + (K_1 + 1) \phi_r(\text{cible}))$$

$$Y_c(K+1) = |S_{1c}(K_1 + 1) - S_{1c} K_1| \text{ à la sortie du soustracteur}$$

à la sortie du dispositif

$$Z(K_1 + 1) = \sqrt{Y_s^2 + Y_c^2}$$

$$Z(K_1 + 1) = a_r \left| \frac{2 \sin \pi f_d(\text{cible})}{f_r} \right|$$

et pour éliminer plusieurs cibles on utilise un filtre MTI à double annulation on garde toujours les même caractéristiques du radar à balayage électronique

Cible	1	2	3	4	5	6	7	8
Vitesse radiale m/s	250	200	150	20	4	2	5	0
Rayon (Km)	10	15	12	8	9	10	12	15

$$\text{Phase de récurrence } \phi_0 = \frac{2\pi f_c \cdot 2R}{c}$$

$$\text{Phase de déplacement } \left(\phi_r = \frac{2\pi f_d}{f_r} \right)$$

Le filtre MTI à double annulation il utilise deux lignes de retard

$$S_r = a_r \cos(\phi_0 + K\phi_r)$$

a_r : amplitude de récurrence

$$S_{r1} = a_r \cos(\phi_0 + (K+1)\phi_r)$$

$$S_{r2} = a_r \cos(\phi_0 + (K+2)\phi_r)$$

où la sortie du soustracteur

$$Y_s = |S_{r2} - 2S_{r1} + S_r|$$

on traitant la quadrature de phase on a la phase aveugle

$$S_c = a_r \sin(\phi_0 + K\phi_r)$$

$$S_{c1} = a_r \sin(\phi_0 + (K+1)\phi_r)$$

$$S_{c2} = a_r \sin(\phi_0 + (K+2)\phi_r)$$

$$Y_c = |S_{c2} - 2S_{c1} + S_c|$$

$$Z_t = \sqrt{Y_s^2 + Y_c^2} \text{ à la sortie finale du dispositif}$$

$$ZK = a_r \left| 4 \sin \frac{\pi f_d}{f_r} \right| \text{ en transformé de } Z$$

$$\text{le rapport entre } f_d \text{ et } f_r = N_0 = \frac{f_d}{f_r}$$

on prend une cible fixe ou multiple de f_r $f_r = n f_d$

Cible 2 : cas d'une cible mobile on a le signal reçu

$$S_1(K+1) = a_r \cos(\phi_{0cible} + K_1 \phi_r(cible))$$

$$S_1(K+1) = a_r \cos(\phi_{0c} + (K_1 + 1)\phi_{rc})$$

$$S_{21}(K+1) = a_r \cos(\phi_{0r} + (K_1 + 2)\phi_{rc})$$

à la sortie du soustracteur

$$Y_s = |S_1(K+2) - 2S_1(K+1) + S_1(K)|$$

le signal reçu en quadrature

$$S_{1c}(K) = a_r \sin(\phi_{0cible} + K\phi_{rcible})$$

$$S_{1c}(K+1) = a_r \sin(\phi_{0cible} + (K+1)\phi_{rcible})$$

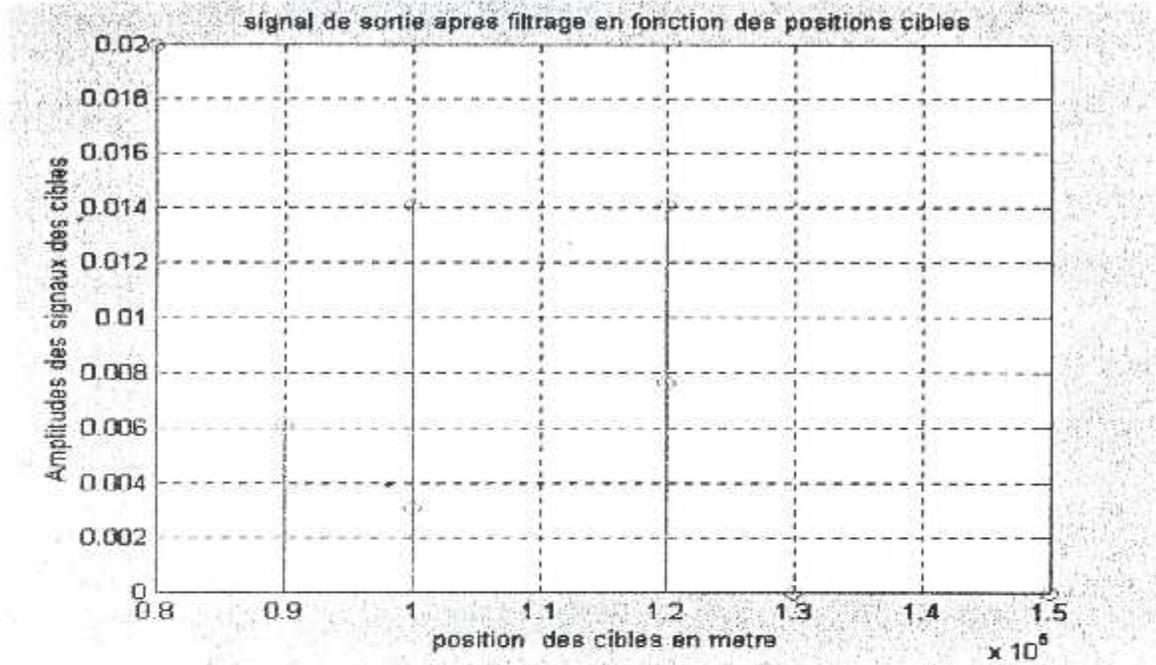
$$S_{1c}(K+2) = a_r \sin(\phi_{0cible} - (K+2)\phi_{rcible})$$

À la sortie du soustracteur $Y_c(K+2) = |S_{1c}(K+2) - 2S_{1c}(K+1) + S_{1c}(K)|$

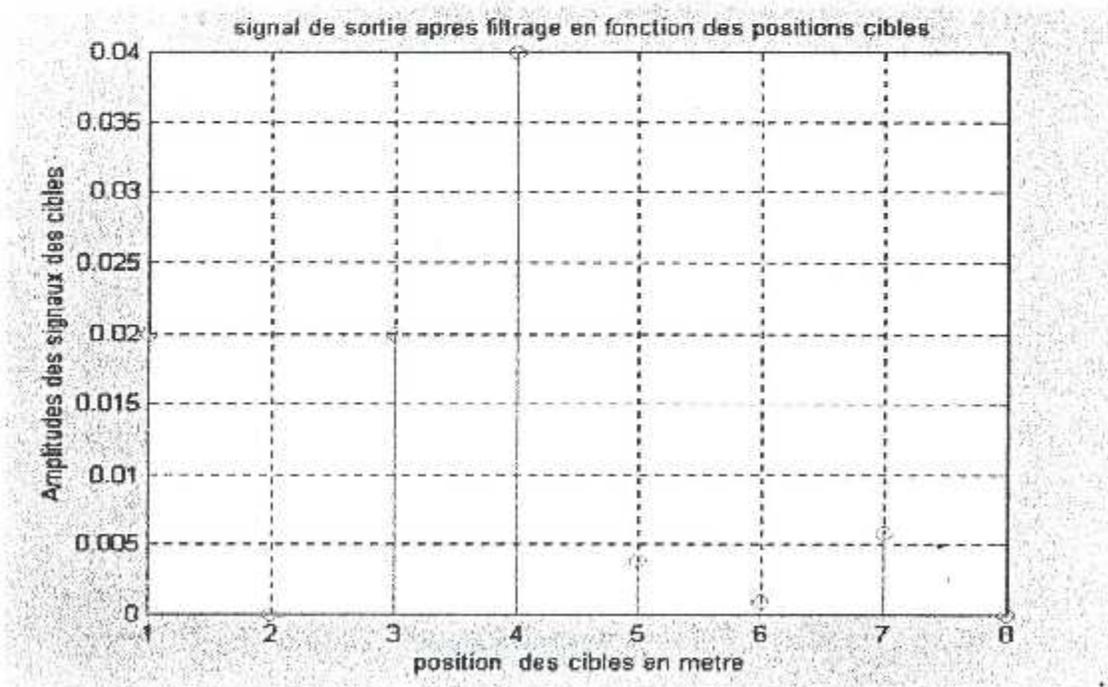
À la sortie du dispositif $Z_t(K+2) = \sqrt{Y_c^2 + Y_s^2}$

VI.3.1 RÉSULTATS DE LA SIMULATION

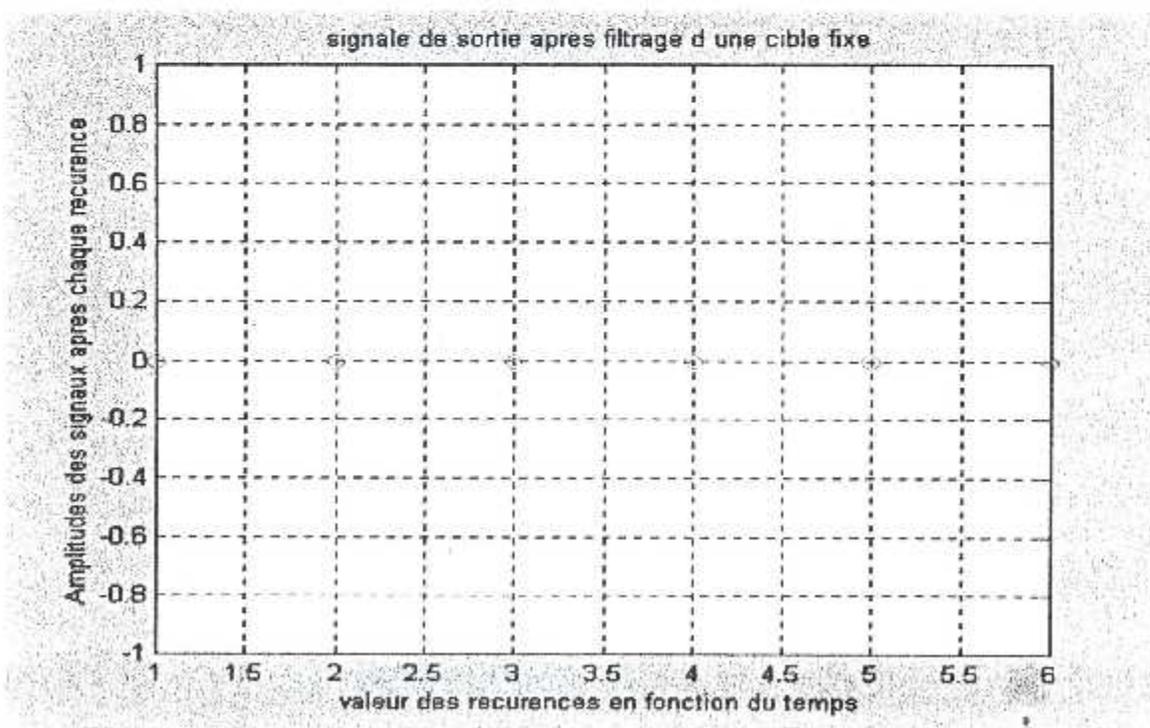
- Visualisation des signaux reçus dans le cas d'utilisation d'un filtre MTI à simple annulation



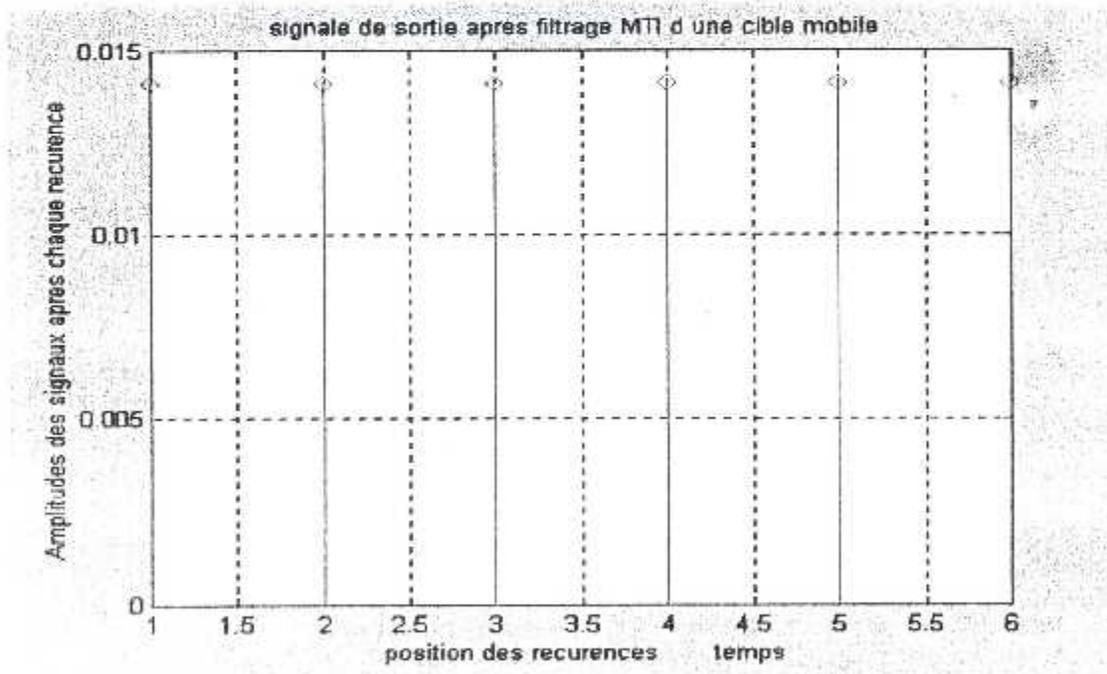
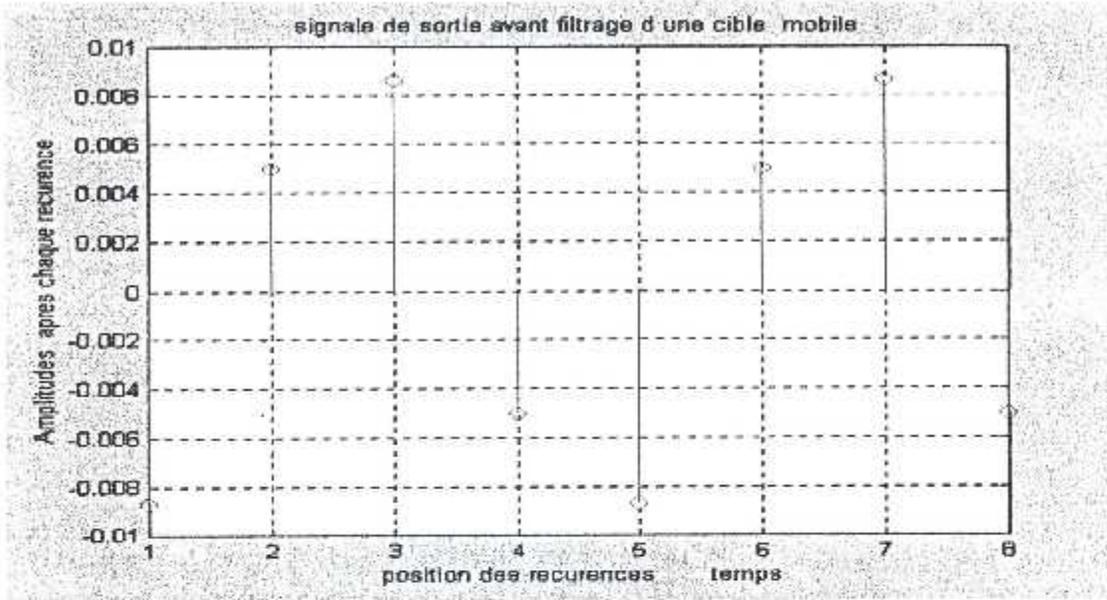
- Visualisation des signaux reçus dans le cas d'utilisation d'un filtre MTI à double annulation



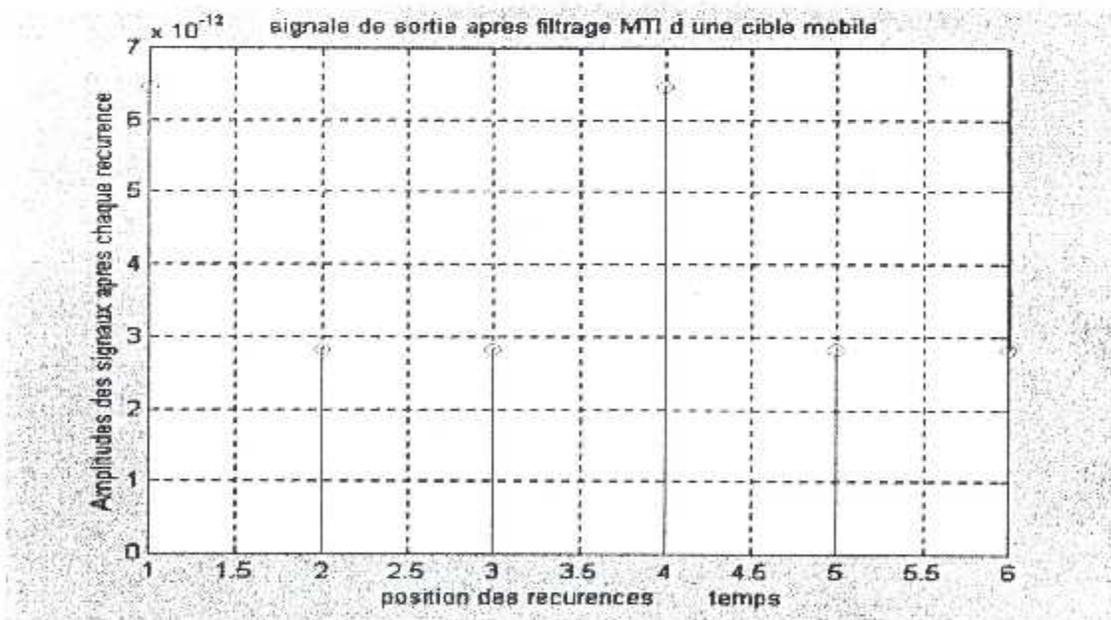
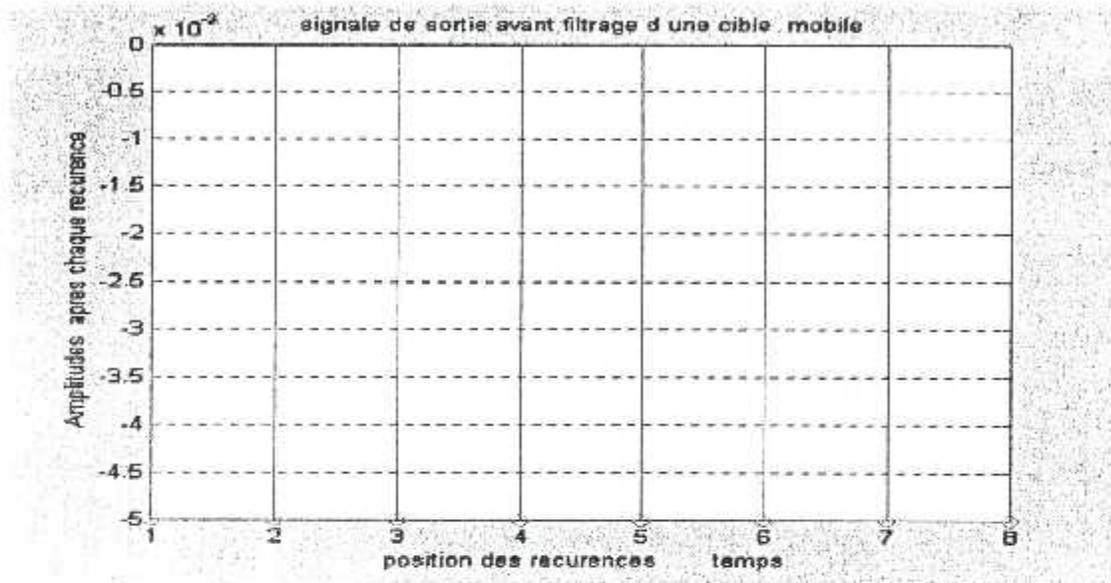
- Cas d'une cible fixe (8eme cible) simple annulation



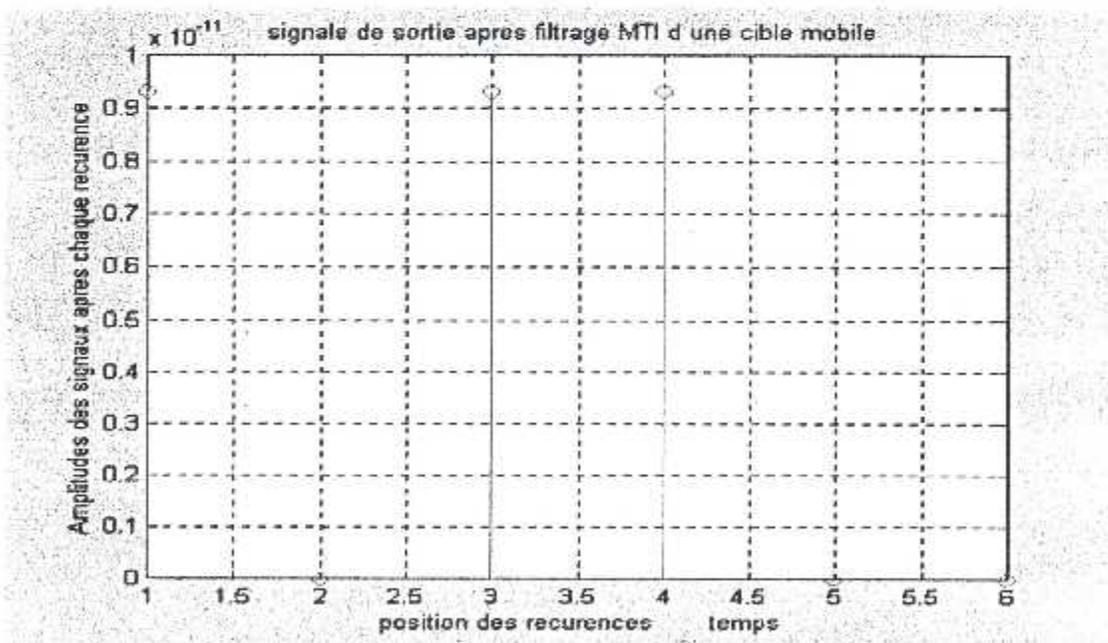
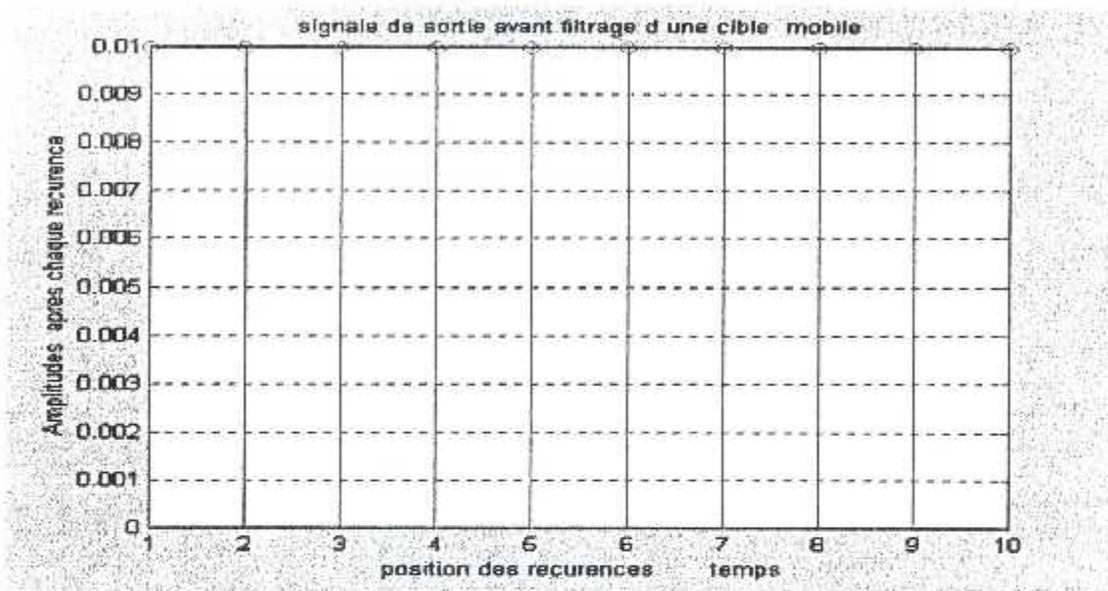
- Cas d'une cible mobile (1ere cible) simple annulation



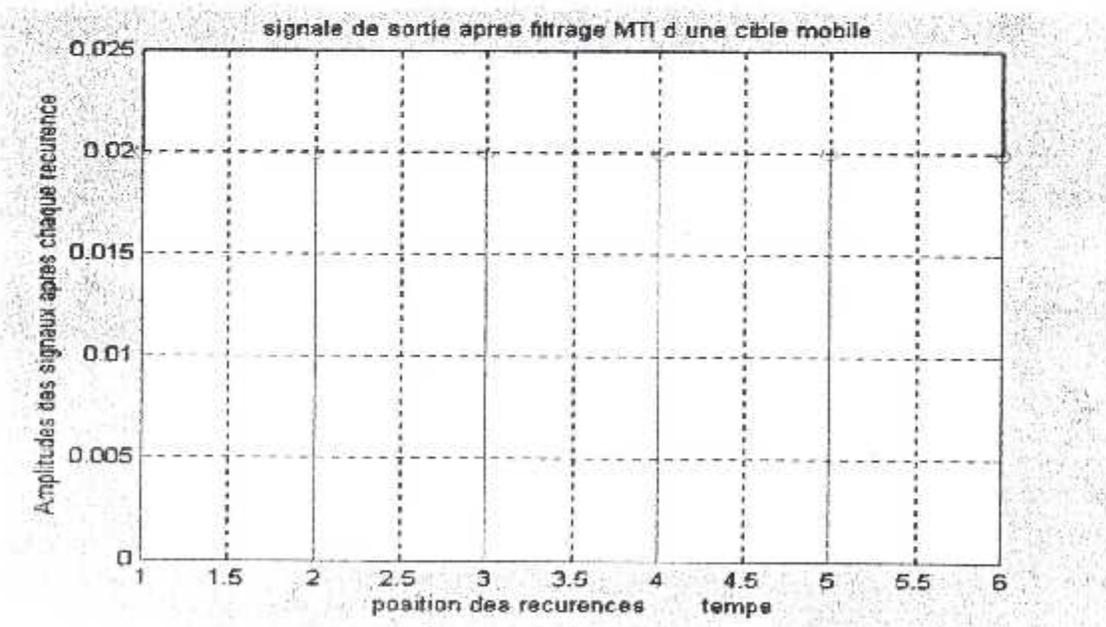
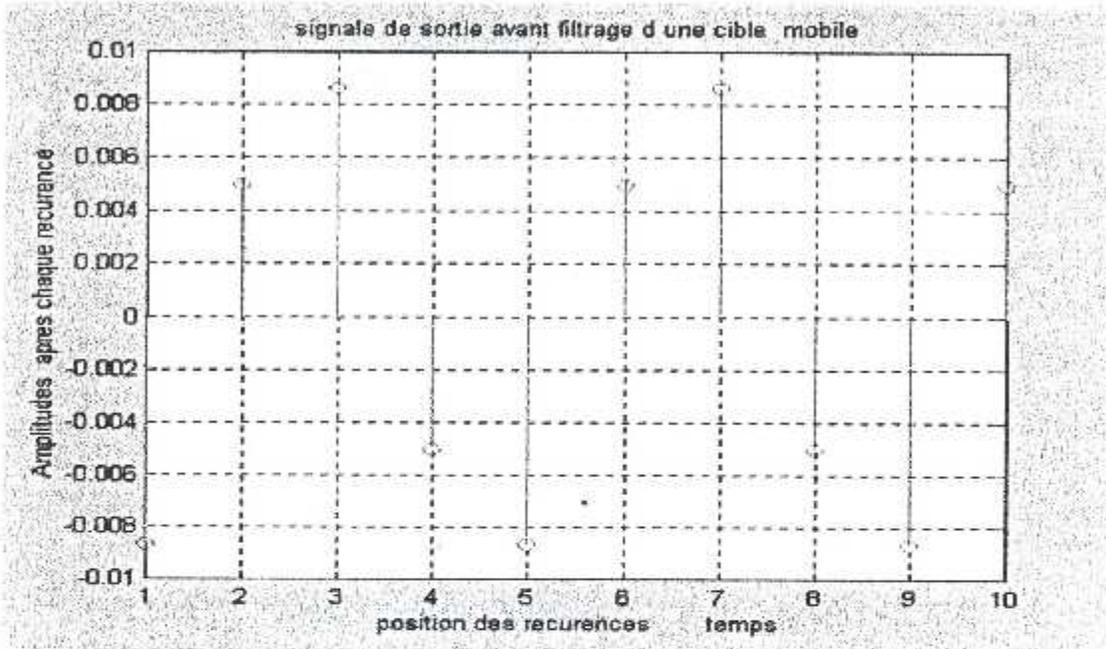
- Cas d'une cible mobile multiple de fr simple annulation ($2^{ème}$ cible) ou $fd/fr = 5$



- Visualisation des signaux reçus dans le cas d'utilisation d'un filtre MTI à double annulation
- Cas d'une cible multiple



- cas d'une cible mobile



VI.3.2 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Le nombre de coups au but

$$N = \frac{\theta}{6 \cdot Vr \cdot Tr} = \frac{2^\circ}{6 \cdot 8 \cdot 310^{-3}} = 13.9, R = \frac{ct}{2} = \frac{310^8 \cdot 310^{-3}}{2} = 300 \text{ Km} \text{ donc } N = 13 \text{ coups}$$

$$Tr = 310^{-3} \text{ s}$$

$$Vr = 8 \text{ tr/mm}$$

- À partir des graphes présentés on remarque pour

1. cas d'une simple annulation

le comportement du signal reçu lorsqu'on a deux types de cibles

a. cas d'une cible mobile avant filtrage (MTI)

on remarque que l'amplitude du signal reçu est variable en fonction de récurrence

cette variation d'amplitude est due à la variation de la phase de signal reçu lui-même, en fonction du déplacement de la cible

variation de phase → variation d'amplitude

b. cible mobile après filtrage (MTI) :

on obtient une amplitude du signal constante ou la fonction de transfert

$$|H(f_d)| = 2\pi \sin \frac{f_d}{f_r} = \text{cst} \text{ parce que la vitesse de la cible est constante}$$

c. cas d'une cible fixe avant filtrage (MTI ou simple annulation) on a

choisi la 8^{ème} cible comme cible fixe car a une vitesse radiale est nulle

on remarque qu'avant filtrage l'amplitude est constante, (voire graphe cas d'une cible fixe après filtrage)

on remarque que l'amplitude est nulle (voire graphe) donc on a éliminé l'échos fixe

d. cas d'une cible multiple de fr (cible N°2)

$$\frac{f_d}{f_r} = 5; \frac{f_d}{f_r} = K$$

On remarque qu'à la sortie du MTI, la valeur est presque nulle égale à $7 \cdot 10^{-12}$ (donc elle est éliminée; cas de vitesse aveugle)

e. dans le cas général la cible 2 est nulle (cas multiple) et on remarque que toutes les cibles ont une amplitude différente de zéro (non nul) sauf celles qui sont fixes où multiples

Exp. Cible N°8 (fixe)

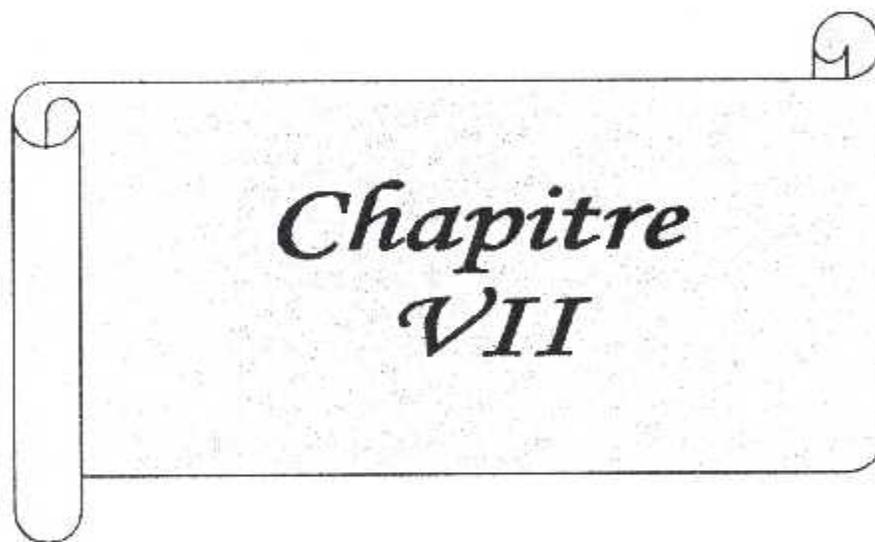
Cible N°2 (multiple)

2. cas d'une double annulation

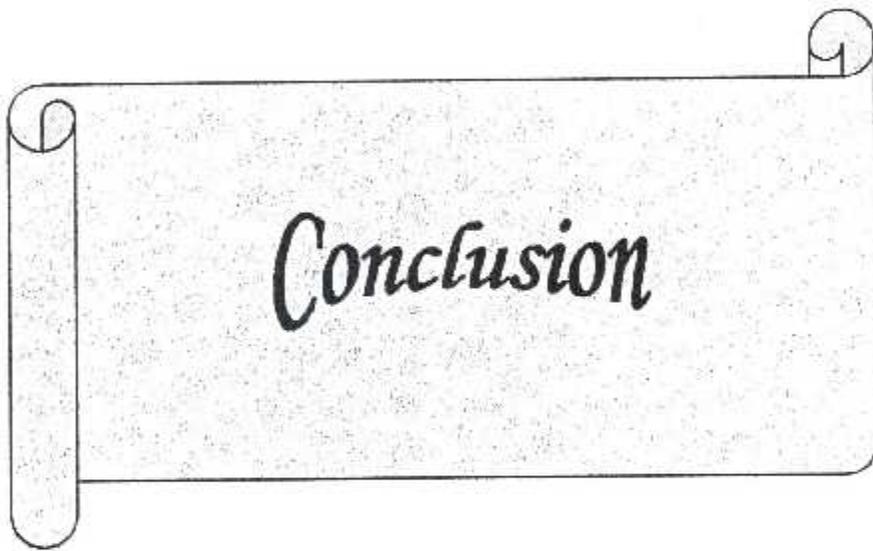
- Cas cible N°2 multiple : graphe N°1 position des cibles on remarque que la cible N°2 est nulle car elle est multiple de f_r (problème de vitesse aveugle) (après filtrage)
graphe N°2 on remarque que l'amplitude est constante avant filtrage

- cas d'une cible mobile avant filtrage le signal avant filtrage est sous forme sinusoïdal
- cas d'une cible mobile après filtrage on remarque l'amplitude est constante donc il a laissé que la cible mobile il a éliminé les cibles fixe ainsi multiple
- on remarque qu'à double annulation on a obtenu le même résultat mais avec une plus de précision

Exp. La cible multiple dans le cas d'un MTI à simple annulation, la valeur de l'amplitude égale à 710^{-12}
et dans le cas d'un MTI à double annulation, la valeur de l'amplitude égale à 0.910^{-11} une valeur plus précise

A decorative scroll graphic with a black outline and rounded corners. The scroll is oriented horizontally and has a vertical strip on the left side, suggesting it is a rolled-up document. The text is centered within the scroll.

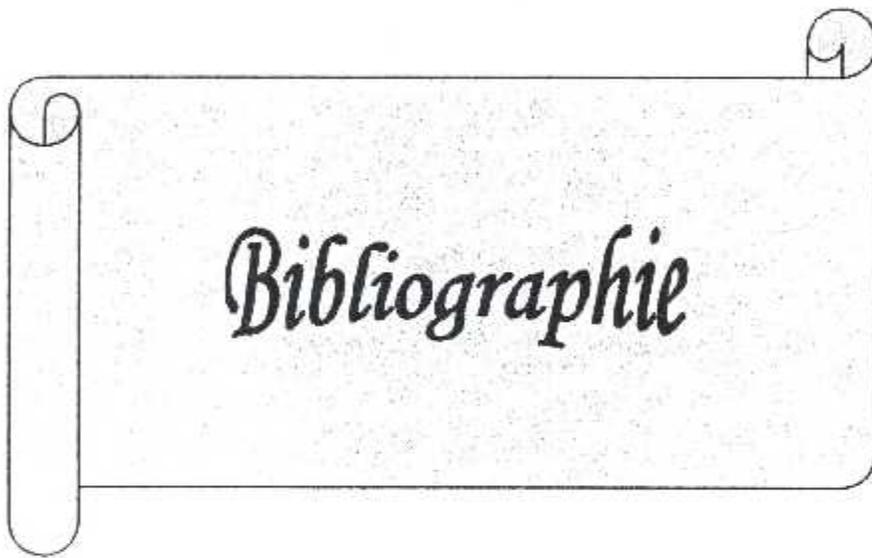
Chapitre
VII



Conclusion

Conclusion

L'objectif de notre travail consiste à réaliser un filtre MTI analogique, ceci nous a permis de comprendre les différents étages qui composent les radars, moderne et classique, et par la même occasion ceci nous a permis encore d'approfondir nos connaissances dans le domaine du traitement de signal ainsi que la programmation en langage MATLAB5.3, néanmoins nous n'avons pas traité le cas de la visualisation des vitesses aveugles et le déplacement de cible à faible vitesse, ce qui va constituer une amélioration de notre filtre et qui va faire l'objet d'une étude pour les futurs étudiants. Enfin nous espérons que ce modeste travail servira de base de réflexion pour mieux la développer dans les prochains projets



Bibliographie

- 1- Technique d'ingénieur [ex.ENITA]
- 2- Effet Doppler (thèse (ENITA))
- 3- Radars bases modernes (Michael Carpentier 1990)
- 4- Radars hand book (MSKOLNIK1970)
- 5- Radars dans l'aviation civile
- 6- Radars Aéroportés et spatiaux (J.P HARDANGE, P.H LA
COMME, J.C MARCHAIS 1992)
- 7- Initiation au techniques du radar (L.THOUREL1992)