

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE SAAD DEHLEB BLIDA**  
**Faculté des Sciences de l'Ingénieur**  
**Département : Aéronautique**



**Mémoire de fin d'études**  
**En vue d'obtention**  
**Du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique**  
**Option : installations**

---

**THEME**

**ANALYSE DES PERFORMANCES DES DETECTEURS**  
**CA ET GO - CFAR DANS UN ENVIRONNEMENT**  
**NON HOMOGENE**

---

**PRESENTE PAR :**

**M<sup>r</sup>: ARAB Abdelkarim**  
**M<sup>r</sup>: FLIFEL Farouk**

**ENCADRE PAR :**

**M<sup>elle</sup>: DOUDOU.F**

**ANNEE UNIVERSITAIRE 2008 /2009**

---

# Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	8
<b>CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES RADARS</b>	
I.1 INTRODUCTION .....	9
I.2 PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT .....	9
I.3 LES COMPOSANTES D'UN SYSTEME RADAR.....	10
I.3.1 Antenne.....	11
I.3.2 Duplexeur.....	11
I.3.3 Emetteur.....	11
I.3.4 Modulateur.....	11
I.3.5 Récepteur.....	12
I.3.6 Synchronisateur .....	12
I.3.7 Traitement et exploitation des informations .....	12
I.3.8 L'écran.....	13
I.4 LES ONDES ELECTROMAGNETIQUES.....	13
I.4.1 Forme d'ondes.....	14
I.4.2 Plage de fréquences radar.....	14
I.4.4 Les bandes.....	15
I.5 EQUATION DU RADAR.....	15
I.6 MESURES EFFECTUEES PAR LE RADAR .....	17
I.6.1 Mesure de la distance .....	17
I.6.2 Mesure de la vitesse .....	18
I.6.3 Mesure des angles.....	19
I.7 SIGNAL EMIS.....	19
I.9 EFFET DOPPLER VITESSE RADIALE .....	21
I.10 LA CIBLE DU RADAR.....	22
I.11 L'ENVIRONNEMENT RADAR .....	22
I.11.1 Le clutter.....	22
I.11.2 Interférence.....	22
I.12 FACTEURS INTERVENANT DANS LA PORTEE RADAR .....	23
I.12.1 Bruit.....	23
I.12.2 Influence de l'atmosphère .....	23
I.12.3 Influence du sol et de la hauteur d'installation d'antenne .....	23
I.13 CLASSIFICATION DES EQUIPEMENTS RADAR.....	23
I.14 Conclusion .....	26

---

---

## CHAPITRE II : LA DETECTION RADARS

II.1 INTRODUCTION .....	27
II.2 PROBABILITE DE FAUSSE ALARME.....	28
II.3 PROBABILITE DE DETECTION.....	29
II.4 DETECTION A SEUIL FIXE.....	30
II.4.1 Critères de décision.....	31
II.4.1.1 Critère de vraisemblance.....	31
II.4.1.2 Critère de Bayes.....	34
II.4.1.3 Critère de Neyman-Person.....	35
II.4.2 Réalisation.....	36
II.4.2.1 Détecteur à fenêtre glissante.....	37
II.4.2.2 Filtre intégrateur.....	37
II.4.2.3 Filtre à deux pôles.....	37
II.5 DETECTION DES SIGNAUX FLUCTUANTS.....	38
II.5.1 Les modèle de fluctuation.....	38
II.5.1.1 Les types de swerling.....	38
II.6 DETECTION A SUIIL ADAPTATIF.....	40
II.6.1 Le détecteur CFAR.....	41
II.6.2 Les différents types de détecteur CFAR.....	41
II.6.2.1 Le détecteur CA-CFAR.....	41
II.6.2.2 Le détecteur GO-CFAR.....	42
II.6.2.3 Le détecteur OS CFAR.....	43
II.6.2.4 Le détecteur CMLD.....	43
II.7 Conclusion.....	44

## CHAPITRE III : ANALYSES DES PROCESSEURS CA et GO-CFAR DANS UN ENVIRONNEMENT NON HOMOGENE

III.1 INTRODUCTION.....	45
III.2 ENVIRONNEMENT NON HOMOGENE.....	46
III.2.1 Clutter Non homogène.....	46
III.2.2 Propriétés Statistiques du clutter.....	48
III.2.3 Modèles de cibles. ....	49
III.3 HYPOTHESES ET MODELE DE BASE DESCRIPTION.....	50
III.4 ANALYSE DU NIVEAU MOYEN DE PROCESSEURS CFAR.....	55
III.4.1 Analyse du calcul des moyens processeurs CA- CFAR.....	55
III.4.2 Analyses les performances du processeur GO-CFAR.....	58
III.5 Conclusion.....	60

## CHAPITE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

IV.1 INTRODUCTION .....	61
IV.2 SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS.....	61
IV.3 ENVIRONNEMENT HOMOGENE.....	61
IV.3.1 Présence d'un bruit thermique.....	61

---

IV.4 ENVIRONNEMENT NON HOMOGENE.....	64
IV.4.1 Cible immergée dans le clutter.....	64
IV.4.2 Cellule sous test non immergé dans le clutter .....	68
IV.5 Effet de capture.....	73
III.6 CONCLUSION.....	75
CONCLUSION GENERALE.....	70
ANNEXE A	
ANNEXE B	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

---

## Table des figures

### Chapitre I :

Figure 1 : Principe de fonctionnement d'un radar. ....	8
Figure 2 : Schéma synoptique d'un radar. ....	8
Figure 3 : Onde électromagnétique.....	11
Figure 4 : Equation du radar.....	14
Figure 5 : la distance antenne- cible.....	15
Figure 6 : Mesure de la distance.....	16
Figure 7 : La relation entre $f_d$ et la vitesse radiale $v_r$ .....	16
Figure 8 : Azimut de la cible.....	17
Figure 9 : Signaux radar à impulsions .....	18
Figure 10 : signal d'emmission.....	18
Figure 11 : Forme et spectre du signal émis .....	19

### Chapitre II :

Figure 1 : Impulsions de bruit.....	27
Figure 2 : PDF du bruit et du bruit + signal.....	27
Figure 3 : Espace de décision.....	28
Figure 4 : Fenêtre glissante .....	35
Figure 5 : Filtre intégrateur .....	35
Figure 6 : Filtre à deux pôles.....	36
Figure 7 : Modèle de fluctuation Swerling I .....	37
Figure 8 : Modèle de fluctuation Swerling II .....	37
Figure 9 : Modèle de fluctuation Swerling III.....	37
Figure 10 : Modèle de fluctuation Swerling IV .....	38
Figure 11 : Effet de l'augmentation de la puissance du bruit Sur la probabilité de fausse alarme.....	39
Figure 12 : Détecteurs CA et GO – CFAR.....	41

### Chapitre III :

Figure 1 : différent situation d'environnement non homogène .....	47
Figure 2 : Schéma fonctionnelle du processeur typique de CFAR.....	50
Figure 3 : niveau moyen du processeur CFAR.....	51

### Chapitre IV:

Figure 1 : probabilité de détection en fonction du SNR $r = 0, C = 0, I = 0$ et $P_{fa} = 10^{-4}$ .....	62
Figure 2 : probabilité de détection en fonction du SNR	

$r = 0, C = 0, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	63
Figure 3 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 0, C = 0, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-8}$ .....	63
Figure 4 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 24, C = 10_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	65
Figure 5 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 36, C = 10_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	65
Figure 6 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 48, C = 10_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	66
Figure 7 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 24, C = 5_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	67
Figure 8 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 24, C = 15_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	67
Figure 9 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 24, C = 30_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	68
Figure 10 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 1, C = 10_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	69
Figure 11 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 2, C = 10_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	69
Figure 12 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 3, C = 10_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	70
Figure 13 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 3, C = 5_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	71
Figure 14 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 3, C = 15_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	71
Figure 15 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 3, C = 30_{\text{dB}}, I = 0$ et $P_{f\alpha} = 10^{-6}$ .....	72
Figure 16 : 16 probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 1, P_{f\alpha} = 10^{-6}, I/S = 1$ .....	73
Figure 17 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 1, P_{f\alpha} = 10^{-6}, I/S = 2$ .....	74
Figure 18 : probabilités de détection en fonction du SNR	
$r = 3, P_{f\alpha} = 10^{-6}, I/S = 1$ .....	74
Figure 19 : probabilité de détection en fonction du SNR	
$r = 3, P_{f\alpha} = 10^{-6}, I/S = 2$ .....	75





## 1. INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, le radar est devenu un instrument essentiel à la sécurité de la navigation aérienne et maritime. La détection du signal radar est une tâche très complexe qui requiert un matériel spécial et un énorme calcul de traitement du signal. Pour un système de détection donné, tous les objets détectables ne présentent pas la même importance et un objet digne d'intérêt pour un système peut être considéré sans intérêt et même gênant pour un autre (un radar météorologique est conçu pour détecter les précipitations, lesquelles constituent une gêne pour la détection des aéronefs par un radar de veille aérienne).

Dans les systèmes radar le signal de la cible est séparé du clutter inutile qui provient de la réflexion d'objets indésirables tels que le sol, les arbres et la mer etc. .... Pour éliminer ces perturbations, la détection classique basée sur l'utilisation de seuil fixe, provoque une augmentation considérable dans la probabilité de fausse alarme (décidé qu'un objet présent alors qu'il est absent). Des méthodes adaptatives ont été adoptées pour analyser et perfectionner la détection radar. Les dispositifs utilisant ces méthodes sont appelés les détecteurs **CFAR** (*Constant False Alarm Rate*).

Dans ce mémoire, nous proposons de traiter le problème de la détection dans un environnement non homogène avec présence de clutter et interférence distribué de façon homogène pour deux types de détecteurs le CA, GO-CFAR représenté par une distribution exponentielle. Nous proposons aussi d'établir une comparaison entre les performances du CA et GO-CFAR soit présenté.

L'avantage apporté par ces détecteurs est justifié à travers les résultats de simulation en utilisant la méthode de Monte-Carlo.

Notre travail est organisé comme suit, Dans le premier chapitre un bref rappel sur le principe de fonctionnement, les différentes composantes, les cibles et l'environnement d'un système radar sont présentés. Dans le deuxième chapitre nous avons présenté Quelques loi de probabilité et critères de détection, et les différents types des détecteurs CFAR sont exposés. Ensuite nous analysons dans le chapitre trois les détecteurs CA et GO-CFAR avec une distribution exponentielle. Nous présentons ensuite dans le chapitre 4 les résultats obtenus par programmation MATLAB en utilisant la méthode de Monté Carlo. Nous interprétons les différents graphes obtenus suivant la variation du SNR. Enfin une conclusion générale est présentée, englobant les objectifs et les résultats obtenus durant ce travail.





## I.1 INTRODUCTION

Le "**RADAR**" est par définition un appareil de "**Radio Detection And Ranging**" que l'on peut traduire par "**détection et estimation de la distance par onde radio**".

- ❖ **Radio** : le radar utilise des ondes radioélectriques.
- ❖ **Détection** : le rôle premier du RADAR est la détection, c'est-à-dire la révélation de la présence d'une cible.
- ❖ **Ranging** : indique une notion de classement de mesure.

Tout a commencé en 1886, quand le physicien allemand "**Hertz**" a réalisé les premières expériences sur les ondes électromagnétiques et a montré que les ondes "Radio" pouvait être réfléchies par les corps métalliques et diélectriques. En 1904, l'allemand "**Hulsmeyer**" dépose un brevet sur "**un détecteur d'obstacles à ondes radio-continues**" à la suite de réflexions constatées sur des navires croisant sur le Rhin [2]. L'évolution de ce domaine a permis en 1935 d'utiliser le premier réseau de radars par "**Robert Watson**".

Le radar est un dispositif opérationnel d'émission et de réception d'ondes électromagnétiques, utilisé pour localiser des objets dans l'espace et déterminer leur distance. Qui présente de nos jours un grand nombre d'applications. Après la deuxième guerre mondiale, les applications du radar ont complètement changés, car au début il était utilisé comme un appareil de guerre; mais de nos jours il est aussi utilisé en civile qu'en militaire. Dans le domaine civil on peut prendre l'exemple de la météorologie, dans laquelle le radar est utilisé pour le contrôle du trafic aérien, pour la surveillance du trafic routier ...etc.

## I.2 PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT

Les différentes façons de la détection électromagnétique des objets (cibles) permettent de trouver plusieurs types de radars, dont la plupart utilisent un principe simple.

On prend l'exemple d'un système radar à impulsion classique qui considère un émetteur capable d'émettre des signaux (impulsions) très brèves de durée  $\tau$  égale à quelques microsecondes ( $\mu s$ ) mais très puissant. Ces impulsions sont dirigées dans toutes les directions à l'aide d'une antenne omnidirectionnelle. Chaque impulsion frappe, l'objet à détecté et revient, donc par une simple mesure du temps entre l'instant d'émission et l'instant de



réception du signal réfléchi, la distance radar-cible qui est proportionnelle à ce temps peut être mesurée ainsi que la direction de la cible. L'énergie renvoyée par la cible jusqu'au radar est appelée écho [2].

Ce principe utilisé par les radars est voisin de celui de la réflexion des ondes sonores. L'évolution dans ce domaine permet aussi d'identifier la forme, la taille, la position dans l'espace et la vitesse de cible.

Nous pouvons schématiser ce principe de la façon suivante :

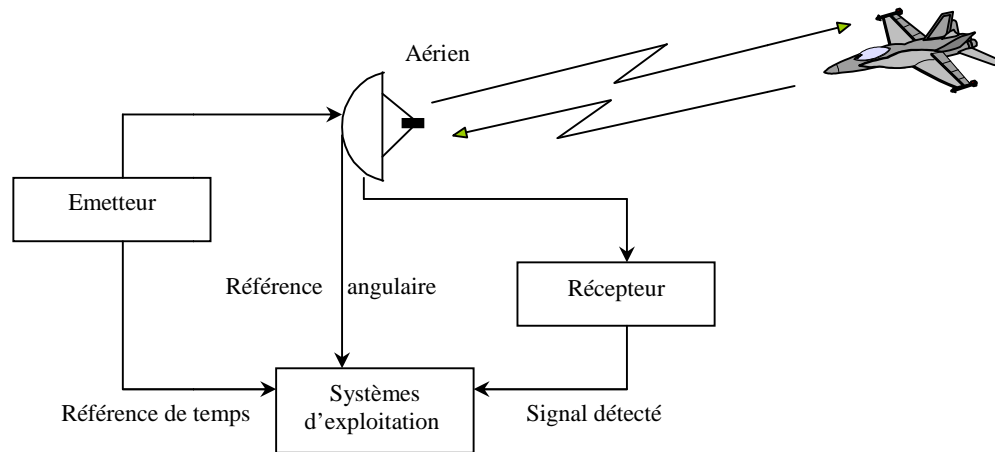


Figure I.1 Principe de fonctionnement d'un radar

### I.3 LES COMPOSANTES D'UN SYSTÈME RADAR

Le radar est un instrument capable de fournir à l'utilisateur les informations suivantes :

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

Ces deux informations peuvent être complétées suivant le cas, par d'autres portants sur la vitesse, l'étendue, voire la nature du corps détecté par le radar. Le schéma fonctionnel type d'un radar est donné ci dessous, examinons ses principaux éléments.

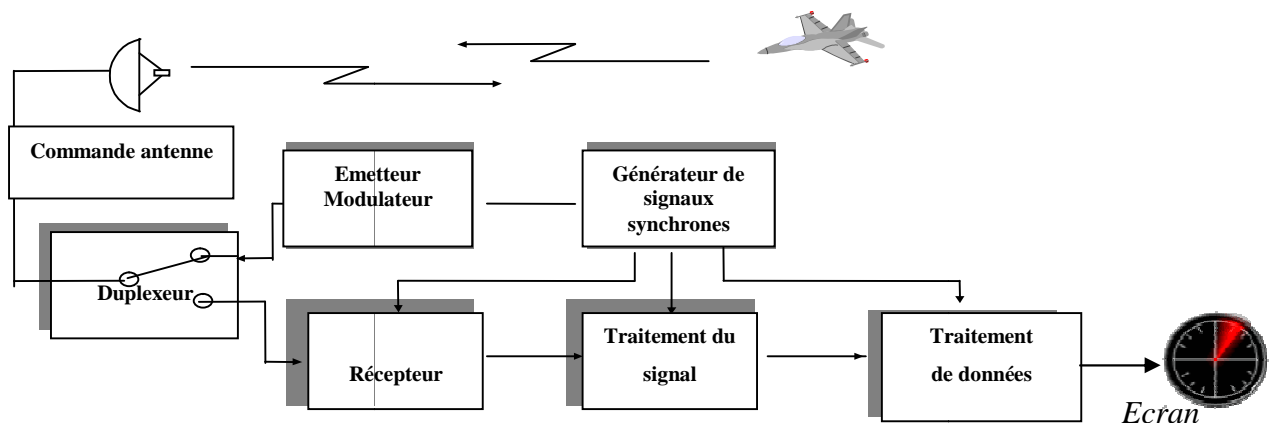


Figure I.2 Schéma synoptique d'un radar



### I.3.1 Antenne

C'est l'élément le plus visible du radar et également le plus connu. L'antenne radar est conçue de façon à concentrer l'énergie des pulsations émises en un faisceau horizontal étroit. L'antenne diffuse l'énergie de l'émetteur dans l'espace dans un volume déterminé et avec l'efficacité voulue. Le processus est identique à la réception, l'antenne captant alors l'énergie diffuse dans un volume d'espace donné et selon son efficacité.

On note aussi le joint tournant qui est un dispositif permettant de transférer l'énergie RF entre la partie fixe et la partie tournante du système [7].

### I.3.2 Duplexeur

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

### I.3.3 Emetteur

L'émetteur doit émettre des signaux de radio fréquence (RF) de grande quantité d'énergie dans un court temps. La fréquence doit être extrêmement haute pour obtenir beaucoup de cycles dans une courte impulsion.

L'émetteur peut être du type *oscillateur de puissance* : le tube utilisé est alors un magnétron, une triode oscillatrice, ou tout autre tube oscillateur. C'est le magnétron qui est le plus largement utilisé pour obtenir des niveaux de puissance élevés.

La *chaîne d'amplification* est un autre type d'émetteur dans lequel le signal est amplifié par étages successifs, d'un niveau de l'ordre de 1W à la puissance finale de sortie qui varie selon le tube utilisé et la longueur d'onde.

Les *tubes d'amplification radar* sont les *klystrons*, les *tubes à ondes progressives (TOP)*, les *tubes à champs croisés et triodes*.

### I.3.4 Modulateur

Le modulateur est un circuit électronique qui permet de fractionner le signal radio en pulsations. Ce dispositif constitue la partie active de l'émetteur qui sert à stocker l'énergie pendant le temps entre deux impulsions successives [2]. Un radar émet de 500 à 3000 pulsations par seconde et chaque pulsation a une durée de 0,1 à 0,5 microsecondes. L'opérateur peut varier le rythme et la durée des pulsations, en fonction de la zone à couvrir.



Des pulsations plus courtes produisent une image plus nette mais demande un rythme d'émission plus rapide. Puisque l'écho ne peut être reçu tant que la pulsation entière n'est pas émise, la longueur de la pulsation détermine également la portée minimale.

### **I.3.5 Récepteur**

Il est utilisé pour l'amplification et le traitement du signal. Il amplifie des signaux dans de très grandes proportions sans la moindre déformation, ainsi que le filtrage pour réduire au minimum les perturbations dues au bruit accompagnant le signal, il comporte :

- Un système de duplexage aiguillant l'énergie à émettre de l'émetteur vers l'antenne et celle reçue de l'antenne vers le récepteur en le protégeant contre les signaux trop forts.
- Un amplificateur UHF participant à la protection du récepteur.
- Un mélangeur permettant par battement du signal reçu avec la fréquence locale d'obtenir une transposition vers les fréquences basses.

### **I.3.6 Synchronisateur**

Le synchronisateur est le cœur du système radar. Il délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission, et divers signaux annexes nécessaires à des opérations en temps réel.

Son élément de base est une horloge de très grande stabilité ( $10^{-5}$  à  $10^{-8}$ ) à partir de laquelle sont engendrés les signaux de synchronisation.

Ces signaux sont distribués aux différents éléments à piloter. Leur distribution doit être assurée avec une très grande reproductibilité sur chaque voie, de manière à ne pas fausser les mesures effectuées.

### **I.3.7 Traitement et exploitation des informations**

Le traitement des informations radar est fait à partir :

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



Le traitement permet de fournir les plots radar. Les informations sont présentées, sous forme d'image RADAR à un opérateur qui les interprétera pour effectuer des opérations (identification, guidage, etc.).

### I.3.8 L'écran

L'écran est la partie utile du radar, sur lequel se font la navigation et la détection des obstacles. Les progrès de la technologie ont permis de développer des écrans (couleurs) à balayage « raster », supérieur aux écrans de types traditionnels. L'écran est balayé de gauche à droite et de bas en haut.

Le procédé est répété 60 fois par seconde, et un rayon rotatif synchronisé avec l'antenne balaie l'écran à la recherche d'objets. La représentation d'un objet sur l'écran s'appelle un spot (« blip » ou « pip »).

## I.4 LES ONDES ELECTROMAGNETIQUES

Les ondes électromagnétiques sont surtout utilisées dans trois grands domaines. La radio, la télé et le radar.

En 1865, le physicien "Michael Faraday" montre que, si un courant électrique produit des effets magnétiques, inversement un aimant peut produire un courant électrique. La transmission des informations avec une onde électromagnétique se fait par la transmission des différents signaux qui peuvent être une suite de changements de champs électromagnétiques.

Le qualificatif d'électromagnétique exprime qu'une onde radio est formée de deux composantes: un champ électrique  $E$  et un champ magnétique  $B$ . La mesure de l'amplitude du champ électrique peut être effectuée à l'aide d'un champmètre. Les deux champs sont perpendiculaires l'un à l'autre, leurs amplitudes sont en rapport constant et leurs variations sont en phase comme il est indiqué sur la figure suivante.

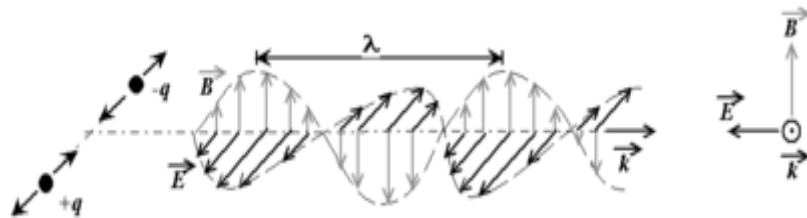


Figure I.3 Onde électromagnétiques.

$\vec{E}$  : le champ électrique.

$\vec{B}$  : le champ magnétique.



Dans l'antenne émettrice, le signal électrique porteur (modulé par le signal de base) produit une onde radioélectrique de même fréquence qui se propage dans l'espace. Plusieurs ondes émises par l'antenne sont ensuite captées par l'antenne réceptrice, qui les transforment en autant de signaux électriques.

#### I.4.1 Forme d'ondes

La forme des signaux émis est de deux types :

- Une onde continue pure ou modulée  
→ On parle alors de radar à onde continue (cw).
- L'onde émise est constituée d'impulsions périodiques à très haute fréquence  
→ On parle alors de radars à impulsions.

Ce sont les radars les plus fréquents. On conçoit aisément que la détection d'une cible est d'autant mieux assurée que l'on dispose de plus d'énergie au niveau du signal de retour. On a donc intérêt à générer le maximum de réponses élémentaires dans un temps donné.

#### I.4.2 Plage de fréquences radar

La fréquence porteuse est choisie dans le domaine des hyperfréquences de façon à favoriser la réflexion de l'onde émise. Aussi, la classification des équipements type en fonction de la fréquence. Nous rappelons ici les différentes plages utilisées.

**Tableau I.1 Plage de fréquences radar**

Nom de bande	Plage de fréquences	Longueurs d'onde	Commentaires
HF	3-30 MHz	10-100 m	Pour haute fréquence : Utilisée par les radars côtiers et les radars au-delà de l'horizon.
VHF	50-330 MHz	0.9-6 m	Pour très haute fréquence : Utilisée par les radars à très longue portée et par ceux à pénétration de sol.
UHF	300-1000 MHz	0.3-1 m	Pour ultra haute fréquence : Radars à très longue portée (ex. détection de missiles balistiques), pénétration de sol et de feuillage.
L	1-2 GHz	15-30 cm	Pour long : Utilisée pour le contrôle aérien de longue portée et la surveillance aérienne, le GPS (et donc les radars passifs se basant dessus).
S	2-4 GHz	7.5-15 cm	Pour court : Utilisée par les radars de trafic aérien local, les radars météorologiques et navals.
C	4-8 GHz	3.75-7.5 cm	Compromis entre les bandes S et X pour les transpondeurs satellitaires et les radars météorologiques.
X	8-12 GHz	2.5-3.75 cm	Pour les radars météorologiques, les autodirecteurs de missiles, les radars de navigation, les radars à résolution moyenne de cartographie et la surveillance au sol des aéroports.



Ku	12-18 GHz	1,67-2,5 cm	Fréquence juste sous K pour les radars de cartographie à haute résolution et l'altimétrie satellitaire.
K	18-27 GHz	1,11-1,67 cm	Très absorbées par la vapeur d'eau, K et K sont utilisées pour la détection des gouttelettes de nuages en météorologie et dans les radars routiers.
Ka	27-40 GHz	0.75-1.11 cm	Pour la cartographie, la courte portée, la surveillance au sol des aéroports, les radars routiers (34.300 ± 0.100 GHz)
mm	40-300 GHz	1 - 7,5 mm	Bande millimétrique subdivisée en quatre parties :Q , V, E , W

#### I.4.4 Les bande

P. L. S  $\rightarrow \lambda_{\text{moyen}}=50$  à 10 cm  $\rightarrow$  radar sol grande portée (veille)

S.C.X  $\rightarrow \lambda_{\text{moyen}}=10$  à 3 cm  $\rightarrow$  poursuite trajectographie

X.K.Ku.W  $\rightarrow \lambda_{\text{moyen}}=3$  à 0.3cm  $\rightarrow$  radar de bord d'atterrissage

#### I.5 EQUATION DU RADAR

Le radar émet dans l'atmosphère de brèves et puissantes impulsions électromagnétiques de durée  $\tau$  à la fréquence  $f_0$  et de période de répétition  $T_r$ . L'énergie émise est concentrée dans un faisceau de faible ouverture par une antenne de grande directivité.

Les cibles atmosphériques de toutes natures pénètrent dans le faisceau, interceptent une partie de l'énergie incidente qu'elles absorbent et rayonnent dans diverses directions ainsi que la cible qui nous intéresse. La fraction renvoyée vers le radar est captée par l'antenne de réception, qui est généralement la même que celle d'émission si le radar fonctionne en mono statique, puis est envoyée dans une chaîne de traitement afin d'identifier la cible diffusante.

La relation qui modélise cette image et associe la portée maximale aux caractéristiques du radar et aux conditions de détection imposées est appelée : *Equation générale du radar*, dans ce qui suit nous allons établir cette équation, pour cela considérons un radar émettant un signal de longueur d'onde  $\lambda$  de puissance crête émise  $P_c$  à l'aide d'une antenne de gain  $G$  et une cible de surface équivalente  $\sigma$  qui réfléchit d'une façon omnidirectionnelle toute la puissance captée et calculons la puissance  $P_r$  reçue au niveau de l'antenne radar.

Pour une puissance crête d'émission  $P_c$  rayonnée uniformément par une antenne omnidirectionnelle, la densité de puissance ou puissance reçue par unité de surface, à une distance  $R$  de l'antenne serait [4] :

$$\frac{P_c}{4\pi R^2}$$



La puissance se trouvant répartie sur une surface sphérique, et  $4\pi R^2$  étant la surface de la sphère de rayon  $R$ .

Mais l'antenne est directive et a un gain maximum lorsqu'elle est pointée vers la cible. Nous trouvons donc dans la direction du gain max  $G_0$  une puissance unitaire

$$P_u = \frac{P_c}{4\pi R^2} \cdot G_0$$

Cette puissance frappe la cible qui rayonne d'une façon omnidirectionnelle une nouvelle puissance  $P_u \sigma$ ,  $\sigma$  étant par définition la surface équivalente de la cible.

La puissance reçue de ce nouvel émetteur sera donc en retour, au niveau de l'antenne, et par unité de surface :

$$P_r = \frac{P_c \cdot G_0 \cdot \sigma}{4\pi R^2} \cdot \frac{1}{4\pi R^2}$$

et la puissance globale reçue par l'antenne commune émission réception de surface apparente  $A$  s'écrira :

$$P_{rt} = \frac{P_c \cdot G_0 \cdot \sigma}{4\pi R^2} \cdot \frac{A}{4\pi R^2}$$

L'expression simple du gain de l'antenne est :

$$G_0 = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

Nous permet de traduire cette surface apparente dans la relation précédente, il vient :

$$P_{rt} = \frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4}$$

Ces relation sont exprimées par :

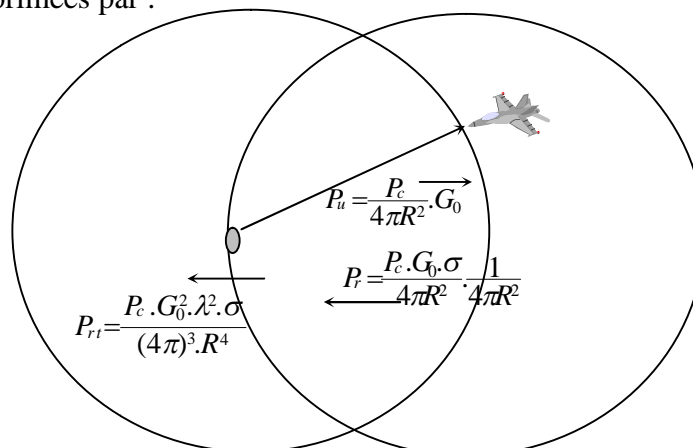


Figure 1.4 Equation du radar





Si par ailleurs, le signal reçu correspond au signal minimum perceptible ou détectable, la distance  $R$  correspond logiquement à la portée maximale du radar.

$$S_{\min} = \frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4}$$

Par conséquent la portée  $R_{\max}$  du radar correspond au signal minimum  $S_{\min}$  détectable par le récepteur, d'où l'équation générale du radar en espace libre :

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_c \cdot G^0 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot S_{\min}}} \quad (m)$$

## I.6 MESURES EFFECTUEES PAR LE RADAR

En plus de l'information de la présence de cibles (détection), le radar effectue certaines mesures dont nous citerons les plus simples.

### I.6.1 Mesure de la distance

La mesure de la distance à un objet est faite d'une façon à émettre une courte impulsion de signal radio, et de mesurer le temps d'aller-retour de l'onde émise.

La distance est la moitié du temps de retour de l'onde (car le signal doit aller à la cible puis revenir) multipliée par la vitesse du signal (qui est proche de la vitesse de la lumière dans le vide si le milieu traversé est l'atmosphère) [2].

$$D = \frac{C \cdot \Delta T}{2}$$

D: la distance antenne- cible.

C: la vitesse de lumière ( $C = 3 \times 10^8 [m/s]$ ).

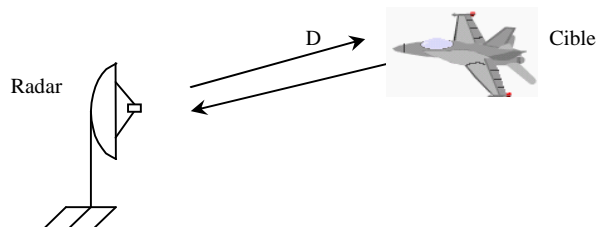


Figure I.5 la distance antenne- cible

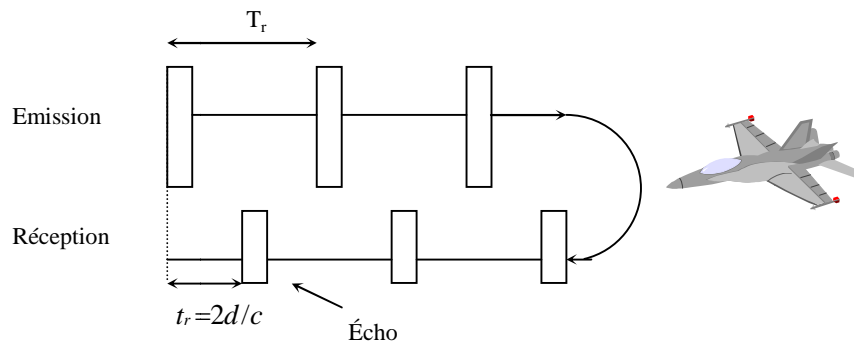


Figure I.6 Mesure de la distance

La mesure de la distance se ramène donc à celle d'un temps.

Il suffit alors de repérer l'instant  $t_0$  auquel le signal est émis, et estimer le temps  $\hat{t}_1$  auquel la réplique de la cible est reçue par le radar.

$$\hat{t} = \hat{t}_1 - t_0 \text{ Est le temps estimé trajet aller retour}$$

Ainsi, en ce qui concerne la mesure de la distance,

La précision de la mesure dépend du signal émis ainsi que du rapport signal/bruit admissible.

Il y a risque d'erreur systématique ou ambiguïté sur la mesure due à la périodicité du signal émis [1].

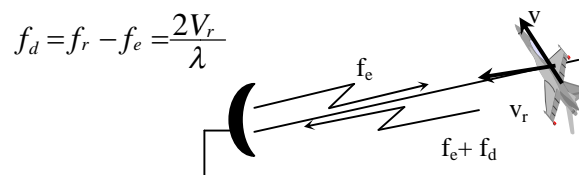
### I.6.2 Mesure de la vitesse

La mesure de la vitesse d'une cible peut être effectuée de deux façons :

- Soit par le calcul, à partir d'informations distance, l'information vitesse dépend alors des qualités des mesures successives de la distance.
- Soit directement, par mesure d'une fréquence (effet doppler), la mesure de la vitesse se ramène alors à celle d'une différence de fréquence (ou de phase)

**Remarque 1:** Certains radars peuvent déterminer la vitesse radiale  $v_r$  des cibles grâce à la mesure de la fréquence Doppler  $f_d$  qui est égale à l'écart entre la fréquence  $f_e$  du signal émis et la fréquence  $f_r$  du signal réfléchi.

La relation entre  $f_d$  et la vitesse radiale  $v_r$ , de la cible est donnée par :



$$f_d = f_r - f_e = \frac{2V_r}{\lambda}$$

Figure I.7 La relation entre  $f_d$  et la vitesse radiale  $v_r$

**Remarque2 :**

Si  $f_r < f_e \rightarrow$  éloignement de la cible

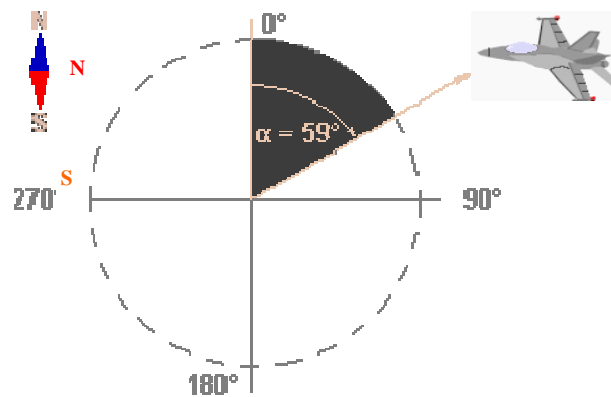
Si  $f_r > f_e \rightarrow$  rapprochement de la cible

**I.6.3 Mesure des angles**

La mesure de la position angulaire de la cible s'effectue grâce à des antennes très directives par le relevé de l'orientation du faisceau au moment de la détection

**Mesure de l'azimut seul** pour les radars panoramiques de surveillance (ou de veille)

**Mesure en azimut et en site** (faisceau en forme de pinceau ou pencil beam) pour les radars de poursuite ou de recherche



**Figure I.8 Azimut de la cible**

L'azimut d'une cible détectée par un radar est l'angle entre la direction du nord et celle de la ligne directe antenne-cible comme il est indiqué sur la figure I.8. Cet angle se mesure dans le plan horizontal, dans le sens des aiguilles d'une montre, et à partir du nord[10].

**I.7 SIGNAL EMIS**

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



- **Émission d'une impulsion** de forte puissance convertie, via l'antenne, en un front d'onde étroit qui se propage dans une direction donnée à la vitesse de la lumière (300 000 km/s).
- **Écoute des éventuels échos issus** de la réflexion de ce front d'onde sur des objets qui se trouvaient sur son parcours.



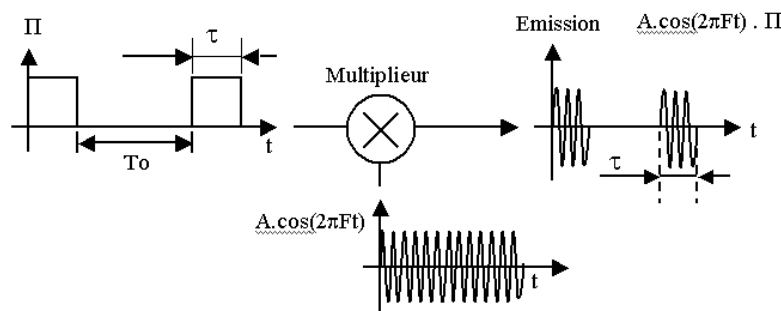
**Figure I.9 Signaux radar à impulsions**

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

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

$$S_e(t) = u(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_e \cdot t)$$

Et 
$$u(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \tau \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$



**Figure I.10 signal d'emmission**

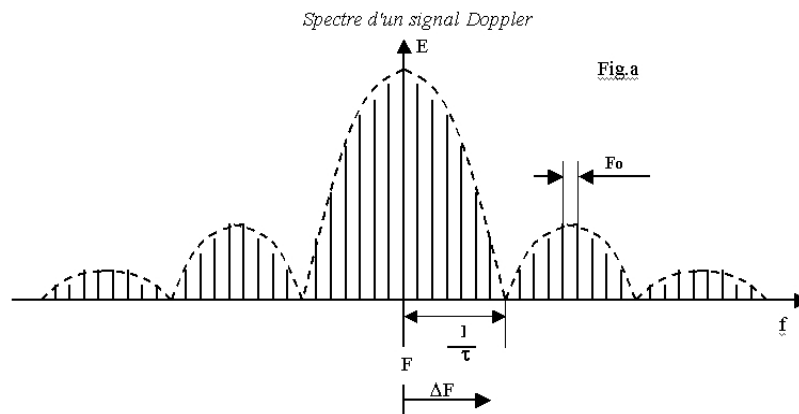


Figure I.11 Forme et spectre du signal émis

### I.9 EFFET DOPPLER VITESSE RADIALE

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

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

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

$$t_0 = 2d/c \quad \text{où } c, \text{ est la vitesse de la lumière}$$

Soit 
$$S_r(t) = k.u(t-t_0).cos(2.\pi.f_e.(t-2d/c)+\varphi_0)$$

la cibles est animée d'une vitesse radiale  $v_r$  constante, la distance parcourue  $d$  s'exprime par  $d = d_0 \pm v_r t$

D'où 
$$S_r(t) = k.u(t-t_0).cos(2.\pi.t.(f_e \mp f_e 2.v_r/c) + \varphi_0 - f_e \frac{2}{c} \pi.d_0)$$

Mais  $c / f_e = \lambda$ , le signal reçu par le récepteur est donc de la forme

$$S_r(t) = k.u(t-t_0).cos(2.\pi.t.(f_e \mp 2.v_r/\lambda) + \varphi)$$

Avec 
$$t_0 = \frac{2d}{c} \quad \text{décalage temporel dû à l'effet Doppler}$$

Et 
$$f_d = \frac{2.v_r}{\lambda} \quad \text{translation de fréquence due à l'effet Doppler}$$

En réalité le signal reçu est réel, on le rend complexe pour déterminer les paramètres de phase et d'amplitude, ceci peut se faire selon deux méthodes, soit en utilisant un filtre passe bas, ou une démodulation amplitude phase (DAP).



## I.10 LES CIBLES RADAR

Une cible se comporte donc comme une antenne de forme complexe. Elle intercepte une part de l'énergie dans laquelle elle baigne; en absorbe une certaine quantité et réfléchit le reste dans toutes les directions (de façon omnidirectionnelle). L'énergie émise dans la direction du radar est fortement fluctuante et dépend énormément de l'orientation de la cible par rapport au radar.

Dans la majorité des cas, le signal reçu n'est pas autre chose que le signal obtenu après une simple réflexion, sur la cible du signal émis. On dit alors que la *cible est passive*, elle ignore totalement que le radar la détecte, et toutes les cibles 'répondent' de façon identique.

Dans d'autres applications, on peut demander une participation *active* des cibles. Dans ce cas, le signal émis constitue une interrogation qui permettra à bord, l'élaboration d'une véritable réponse, porteuse d'informations, de façon à individualiser chacune des cibles.

## I.11 L'ENVIRONNEMENT RADAR

Il existe deux types d'environnements: l'environnement homogène et l'environnement non homogène. La différence entre les deux est que dans le premier cas, l'écho du bruit est distribuée d'une façon homogène, alors que dans le second cas, le bruit se manifeste sous forme de deux phénomènes qui sont les cibles interférentes et le "*clutter*".

### I.11.1 Clutter

Le clutter est un terme anglais, pour identifier n'importe quels retours d'objets non désirés et qui peuvent interférer les opérations normales du radar.

Le clutter peut être classifié dans deux catégories principales: Clutter de surface et clutter de volume. Le clutter de surface représente les arbres, la végétation, et la surface de mer (clutter de mer)...etc. Par contre le clutter de volume a normalement une grande ampleur représentant la pluie, le nuage, les oiseaux, ...etc. Le clutter de surface change d'une place à l'autre, alors que le clutter de volume peut être plus prévisible. Dans beaucoup de cas, le niveau du signal de clutter est beaucoup plus élevé que le niveau de bruit du récepteur.

### I.11.2 Interférences

Il existe de nombreuses sources de signaux malvenus, que les radars doivent pouvoir ignorer plus ou moins, afin de se focaliser uniquement sur les cibles intéressantes. Ces signaux malvenus peuvent avoir des origines internes et externes, passives et actives. La



capacité d'un radar à surmonter ces nuisances définit son rapport signal sur bruit (SNR) : plus le SNR est grand, plus le radar peut séparer efficacement une cible des signaux parasites alentour [6].

## I.12 FACTEURS INTERVENANT DANS LA PORTEE RADAR

### I.12.1 Bruit

Est une variable aléatoire Gaussienne dont la puissance moyenne est  $(N)$ , il est soit bruit capté par l'antenne soit bruit propre du récepteur, ce dernier à trois origines :

- bruit thermique dans les circuits
- bruit généré dans les transistors/diodes /tubes à vide
- bruit dit-en (1/f) généré dans ces mêmes dispositifs

### I.12.2 Influence de l'atmosphère

L'atmosphère intervient sur la propagation des ondes par son atténuation et sa réfraction. L'atténuation est principalement due à l'absorption des ondes par les molécules d'O<sub>2</sub> et de vapeur d'eau non condensée. Quand l'eau est condensée (nuage, pluie) la situation est moins favorable. Il s'y ajoute une diffusion de l'énergie par réflexion sur les gouttelettes d'eau entraîne le brouillage des radars.

### I.12.3 Influence du sol et de la hauteur d'installation d'antenne

L'antenne du radar est placée au-dessus du sol de la mer, deux milieux aux fréquences considérés assimilables à des diélectriques imparfaits.

## I.13 CLASSIFICATION DES EQUIPEMENTS RADAR

Une classification détaillée des équipements Radar d'après le lieu d'installation, la destination, les caractéristiques d'emploi et d'autres indices, serait trop encombrante et le développement rapide du radar ne permettrait pas d'obtenir une classification suffisamment complète.

### I.13.1 Radar panoramique

Est le plus répandu, le plus représentatif des systèmes radars. Il assure une exploitation totale par une rotation continue de l'antenne autour d'un axe vertical. Des impulsions de durée  $T$  sont émises par une antenne qui rayonne un faisceau très étroit en gisement de largeur angulaire  $\Theta$ . Des impulsions hyperfréquences se répètent à une cadence  $F_r$  chaque  $T_r$  et sont renvoyées par la cible.



L'exploitation de l'espace est effectuée de manière régulière. L'exploitation de l'information doit être adaptée à ce mode d'exploration, on utilise le procédé PPI [panoramique plane indicator] : chaque cible ponctuelle apparaîtra sur le scope comme une tache d'une certaine surface constituant le plot radar.

### **I.13.2 Radar volumique 3D**

Radar donnant simultanément la distance, le site, le gisement des aéronefs pour régler le problème de conflit d'anticollision et pour transférer des pistes d'une station à une autre.

Pour obtenir cette performance, deux procédés sont utilisés :

- radar à faisceaux étagés
- radar à double balayage de l'espace

### **I.13.3 Radar à exploration canonique**

On recherche à déterminer 3 paramètres définissant la position d'une cible [site, distance]

- la sortie du récepteur permet de visualiser le plot de la cible.
- affichage de distance.
  - balayage en spirale.

### **I.13.4 Radar de navigation**

- Météorologique pour l'évitement des nuages.
- Recalage de navigation, détermination de la vitesse au sol et la reconnaissance de points fixes au sol par mesures cartographiques.
- Détection des obstacles à développement vertical.

### **I.13.5 Radar de surveillance aérienne :**

Destiné à détecter des aéronefs évaluant à moyenne et basse altitudes capable d'une détection volumétrique. Il est en mesure de créer des pistes 3D, le plus répandu du système AWACS. La détection est assurée par des radars de surveillance à longue portée. Les plus perfectionnés donnent la position géographique et l'altitude des assaillants. Ils sont équipés de dispositifs d'antibrouillage, et leur fréquence d'émission varie constamment de façon aléatoire, et sont également équipés d'antennes paraboliques de grandes dimensions, et leur portée atteint plusieurs milliers de kilomètres.





### **I.13.6 Radar Doppler :**

Les radars à ondes continues permettent de mesurer les vitesses, on essaye le même principe dans le cas d'un radar à impulsions. Il permet d'excellentes performances VCM (visualisation de cible mobile), en présence de clutter.

### **I.13.7 Radar à scanning :**

Son rôle est de mesurer les trois coordonnées d'une cible par rapport à un trièdre de référence attachée à l'aérien du radar. Si l'objectif se trouve sur l'axe du réflecteur, le signal est reçu à une amplitude constante, sinon l'amplitude du signal reçu varie en fonction du temps.

### **I.13.8 Ground penetrating radar**

Un ground penetrating radar (GPR) est un radar dirigé vers le sol. Il émet des impulsions électromagnétiques (ondes radio) brèves de forte puissance vers une cible donnée. Il reçoit en écho des signaux permettant de « devenir » les caractéristiques de cette cible. En analysant les signaux reçus, on peut obtenir une représentation des différentes couches du sous-sol sur un écran vidéo.

Il sert surtout à détecter les objets non métalliques dans le sous-sol : conduites d'eau, études géologiques, sépultures cachées (enquête de police), recherche de souterrains.

### **I.13.9 Le Sonar**

Le sonar est capable de détecter dans l'eau la présence de tout objet (submersibles, gros poissons ou bancs de poissons, etc.) pouvant réfléchir les ondes émises par une source de vibrations. Mais ce n'est pas un appareil aussi « précis » que le radar, car des échos et des bruits parasites peuvent être produits par des irrégularités du fond marin ou par des variations de la densité de la température de l'eau.

### **I.13.10 Radar de sitométrie**

Est utilisé lorsque l'on souhaite connaître l'altitude de la cible. L'antenne utilisée est plus haute que large. La mesure de site et de la distance radiale permet le calcul de l'altitude d'une cible à un instant donné.

### **I.13.11 Autres radars**

- Radar à compression d'impulsions
- Radar à vision latérale
- Radar d'atterrissage
- Radar à conduite de tir



## CONCLUSION

Le premier chapitre a été réservé pour une introduction générale sur le radar et son principe de fonctionnement. Les progrès récents notamment les techniques utilisées ont contribué à élargir le domaine d'utilisation du radar. Son application s'est étendue à l'observation des missiles et des satellites, à l'exploitation de l'espace, etc.

La détection par le radar se fait selon un principe simple, il suffit d'émettre au moyen d'une antenne un faisceau d'ondes électromagnétiques dans une direction souhaitée. Lorsque ces ondes rencontrent un objet elles s'y réfléchissent formant un « écho radar ». L'antenne capte le signal d'écho, ce signal va donc indiquer la présence de cible.

Mais le problème qui se pose lors du fonctionnement du radar est que différents sortes d'obstacles peuvent être gênant tel que le bruit, les parasites extérieures, les phénomènes naturels (pluie, nuage, etc...).



## II.1 INTRODUCTION

L'approche statistique de la détection était étudiée pour la première fois par Marcum, il à tracer les courbes qui caractérisent la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit pour un détecteur quadratique, puis par Swerling qui a étudié les différents cas de fluctuation des cibles. Plusieurs types de détecteurs étaient proposés afin de trouver celui qui possède les meilleures performances, ils ont considéré généralement que l'environnement est homogène en plus il possède une distribution connue, l'approche de détection à seuil fixe était dominante, un inconvénient majeur apparaît car ce type de détecteur conduit à un nombre exagérer de fausse alarmes et afin de résoudre ce problème, trois méthodes sont proposées : *seuillage adaptatif*, *détection non paramétrique* et le *clutter-map*.

Dans la première, on suppose que la distribution du clutter est connue dans sa forme mais elle possède quelques paramètres à estimés à partir des cellules de références, le seuil sera fixé selon la distribution considérée, la méthode non paramétriques fixe la probabilité de fausse alarme on faisant le tri des valeurs contenues dans les cellules test sous l'hypothèse de l'indépendance des échantillons et d'une distribution identique, le clutter-map stock le signal reçu dans un ensemble de cellules distance-azimut et calcul la moyenne de chaque cellule pour un certain nombre défini de balayage, on déclare présence d'une cible si le contenu d'une cellule considérée dépasse cette moyenne.

La détection est définie comme étant l'opération qui consiste à prendre une décision sur la présence ou l'absence de cibles, il s'agit de comparer le signal reçu mélangé au bruit, après quelques traitements à un seuil, si le signal composite dépasse ce seuil, la présence de la cible est déclaré, tandis que si le signal ne dépasse pas le seuil imposé, nous déclarons qu'il y a absence de cibles.

A cause de la fluctuation de la cible et de la nature aléatoire du clutter, le problème de détection est étudié comme étant un processus stochastique, par conséquent les performances du radar sont données par les probabilités de quatre décisions possibles :



- Cible présente lorsque la cible est réellement présente.
- Cible absente lorsque la cible est présente.
- Cible présente lorsque la cible est absente.
- Cible absente lorsque la cible est absente

Le premier événement est appelé détection avec une probabilité associée appelée probabilité de détection  $P_d$ . Le deuxième événement est réalisé lorsque le premier n'est pas réalisé et donc sa probabilité est  $(1-P_d)$ , elle s'appelle la probabilité de non détection  $P_{nd}$ . L'événement trois est appelé fausse alarme, sa probabilité est la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$ . Ces types de probabilités sont utilisés pour analyser les performances du radar. Dans ce qui suit nous allons considérer deux approches de détection l'une à seuil fixe, l'autre à seuil adaptatif.

## II.2 PROBABILITE DE FAUSSE ALARME

Le seuil  $V_T$  étant fixé, on aura une fausse alarme chaque fois que le bruit seul dépasse le seuil.

L'intervalle moyen  $t_{fa}$  entre deux fausses alarmes est la valeur moyenne :

La durée d'une impulsion de bruit étant de l'ordre de  $\tau$  on a la relation suivante:

Les temps  $t_{fa}$  sont en pratique très grands, d'où des probabilités de fausses alarmes très petites ( $p_{fa} < 10^{-6}$ )[11].

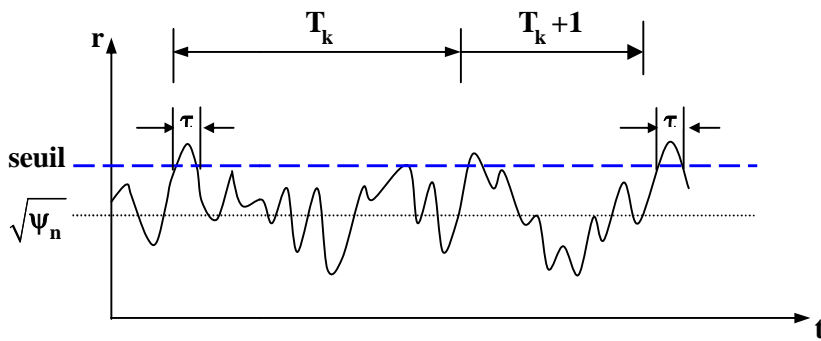


Figure II.1 Impulsions de bruit

**II.3 PROBABILITE DE DETECTION**

La cible non fluctuante renvoie des signaux déterministes d'amplitude A (SER constante).  
 On peut montrer alors que l'enveloppe du signal bruité suit alors une distribution de Rice :

$$P_{s+n}(r) = \frac{r}{\psi_n} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\psi_n}} I_0\left(\frac{rA}{\psi_n}\right)$$

$I_0$  Est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0.

La probabilité de détection s'écrit :  $P_d = \int_{r_0}^{\infty} P_{s+n}(r) dr$

Soit : 
$$P_d = \int_{r_0}^{\infty} \frac{r}{\psi_n} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\psi_n}} \left(\frac{rA}{\psi_n}\right) dr$$

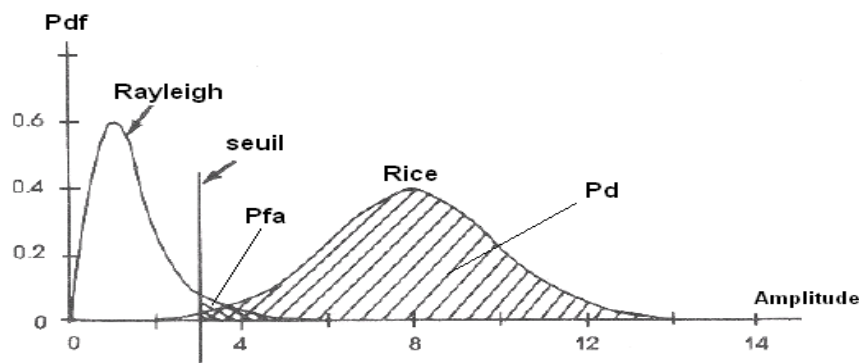


Figure II.2 PDF du bruit et du bruit + signal

Cette expression ne peut pas être évaluée exactement, mais de façon approchée par des méthodes numériques (il existe des tables ou des courbes).



Les courbes suivantes donnent les valeurs de  $P_d$  (en %) en fonction du rapport signal/bruit  $S/N$  (en dB) pour différentes valeurs de la  $P_{fa}$  [11].

#### II.4 DETECTION A SEUIL FIXE

Une source d'information produit deux signaux possible  $\mathbf{x}_0$  et  $\mathbf{x}_1$  avec les probabilités respectives  $P_0 = \text{prob}(x_0)$  et  $P_1 = \text{prob}(x_1)$ , ces signaux proviennent à l'observateur sous une former alternée ( $z = x_i + \eta$ ), donc l'observateur à deux hypothèses  $\mathbf{H}_0$  et  $\mathbf{H}_1$ , il doit faire le choix de l'hypothèse la plus vraisemblable, pour ce faire il doit appliquer un critère de décision.

Le choix entre deux hypothèses conduit aux quatre situations déjà citées :

- Choix de  $H_0$  alors que  $H_0$  est vraie.
- Choix de  $H_1$  alors que  $H_1$  est vraie.
- Choix de  $H_0$  alors que  $H_1$  est vraie.
- Choix de  $H_1$  alors que  $H_0$  est vraie.

Les deux premier cas correspondent à une prise de décision correcte, les deux cas suivants correspondent à des décisions erronées. Le critère de décision établit une stratégie destinée à réduire au minimum le risque d'une décision incorrecte, il peut être interprété comme une règle permettant de diviser l'espace d'observation  $\Omega$  en deux région mutuellement exclusive  $\Omega_0$  et  $\Omega_1$ , selon que l'observation est un élément de  $\Omega_0$  ou de  $\Omega_1$  la décision est prise d'accepter l'hypothèse  $\mathbf{H}_0$  ou  $\mathbf{H}_1$ . Supposant que le récepteur prenne une décision basée sur une seule observation du signal reçu  $\mathbf{x}$ , l'ensemble des valeurs que prend  $\mathbf{x}$  est appelé l'espace d'observation  $\Omega$ , il est réparti en deux région  $\Omega_0$  et  $\Omega_1$  de telle façon que si  $\mathbf{z}$  est dans  $\Omega_0$  le récepteur décide  $\mathbf{H}_0$  alors que si  $\mathbf{x}$  est dans  $\Omega_1$  le récepteur

décide  $\mathbf{H}_1$  comme indiqué dans la

figure II.3.

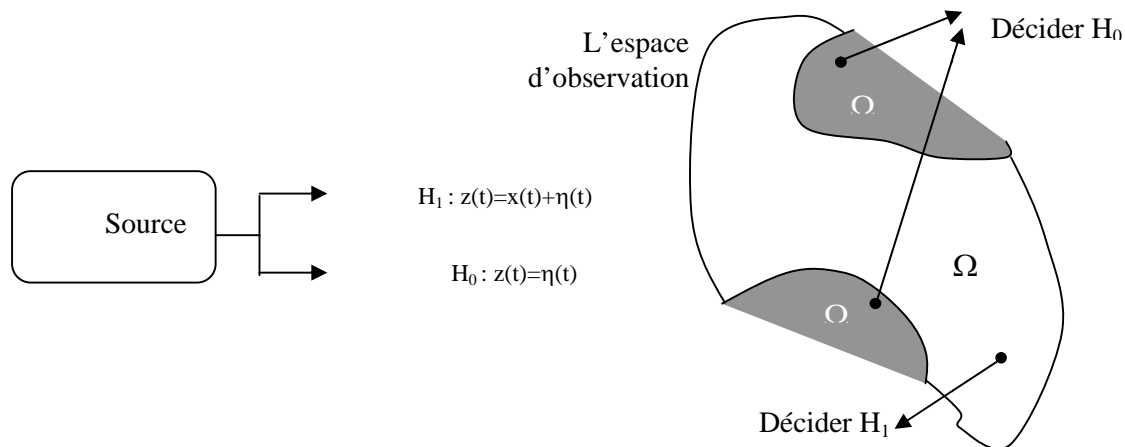


Figure II.3 Espace de décision

Le signal reçu  $z(t)$  à l'entrée s'écrit :

$$z(t) = x(t) + n(t)$$

$x(t)$  Signal utile est l'image du signal émis est donc connue dans sa fréquence

Et dans sa forme. On utilise les hypothèses suivantes :

- A chaque récurrence pendant la durée du passage du faisceau radar sur la cible, la possibilité de présence du signal  $x(t)$  doit avoir lien à une des valeurs de temps  $t_0$  fonction de la distance radar-cible.

- Le bruit inévitable  $n(t)$  qui l'accompagne va se présenter de façon continue mais tout fait aléatoire, le bruit à chaque mesure étant indépendant du bruit à la mesure précédente.

- Le signal de sortie sera également composé d'un signal parasite que nous

Recevons en l'absence de cible, et d'un signal utile que l'on aurait seul en l'absence de bruit.

On peut définir un seuil débasage. On fixe ce seuil pour qu'en l'absence de signal utile, le signal de bruit parasite ait une probabilité très faible pour le dépasser, et on ne tient compte que de valeurs de  $t_0$  pour les quelles le signal de sortie dépasse ce seuil, cependant pour diminuer la probabilité de fausse alarme, on est amené à avoir des seuils débasage à niveau élevé, on se rapproche également de la valeur crête du signal, la valeur optimale est obtenue en utilisant le critère de Neyman-Pearson basé sur un choix de probabilité de fausse alarme tolérable avec les considérations d'exploitation, on démontre que les probabilités de fausse alarme et de détection sont liées à un certain seuil  $k$ . Il devient évident que seul la connaissance de la loi de répartition d'amplitude de la variable aléatoire ne peut donner un sens



mathématique à la notion de seuil en associant concrètement  $P_{fa}$  et  $k$ , par conséquent la probabilité de détection pour un seuil établi dépendra de la densité de probabilité de la variable aléatoire signal composite.

Plusieurs critères sont proposés afin de réaliser cette démarche, tel que le critère de Bayes appelé aussi critère de vraisemblance.

## II.4.1 Critères de décision

### II.4.1.1 Critère de vraisemblance

Le signal aléatoire  $\mathbf{z}$  qui est reçu peut prendre ses valeurs sur l'ensemble  $\Omega$ , se décomposant en deux sous ensembles  $\Omega_1$  et  $\Omega_0$  complémentaires tels que :

- Si  $\mathbf{z} \in \Omega_1$  on décide que l'on se trouve dans l'hypothèse  $H_1$ .
- Si  $\mathbf{z} \in \Omega_0$  on décide que l'on se trouve dans l'hypothèse  $H_0$ .

On doit chercher la partition  $\Omega_1/\Omega_0$  qui minimise le risque moyen  $\mathfrak{R}$  ; les probabilités des quatre décisions possibles sont :

$$\begin{aligned} \square P\{D_{11}\} &= P\{z \in \Omega_1 \text{ et } H_1\} \\ \square P\{D_{01}\} &= P\{z \in \Omega_0 \text{ et } H_1\} \\ \square P\{D_{10}\} &= P\{z \in \Omega_1 \text{ et } H_0\} \\ \square P\{D_{00}\} &= P\{z \in \Omega_0 \text{ et } H_0\} \end{aligned}$$

En appliquant la formule de BAYES, on trouve :

$$\begin{aligned} \square P\{D_{11}\} &= P\{z \in \Omega_1 / H_1\} \cdot P\{H_1\} \\ \square P\{D_{01}\} &= P\{z \in \Omega_0 / H_1\} \cdot P\{H_1\} \\ \square P\{D_{10}\} &= P\{z \in \Omega_1 / H_0\} \cdot P\{H_0\} \\ \square P\{D_{00}\} &= P\{z \in \Omega_0 / H_0\} \cdot P\{H_0\} \end{aligned}$$

La probabilité  $P\{z \in \Omega_1 / H_0\}$  est appelée probabilité de fausse alarme,  $P_{fa}$  désignée par  $\alpha$ , tandis que la probabilité  $P\{z \in \Omega_0 / H_1\}$  est la probabilité de non détection  $P_{nd}$  désignée par  $\beta$  par conséquent la probabilité  $P\{z \in \Omega_1 / H_1\}$  est appelée probabilité de détection  $P_d$  elle est égale à  $1 - \beta$ .

Considérons aussi  $q_0$  et  $q_1$  les probabilités a priori d'absence et de présence de la cible liée au signal  $x$  :





$$q_0 = P\{H_0\} \quad ; \quad q_1 = P\{H_1\} \quad \text{II.1}$$

Avec :  $q_0 + q_1 = 1$  II.2

Donc on peut écrire :

$$\square P\{D_{11}\} = (1 - \beta) \cdot q_1 \quad \text{II.3}$$

$$\square P\{D_{01}\} = \beta \cdot q_1$$

$$\square P\{D_{10}\} = \alpha \cdot q_0$$

$$\square P\{D_{00}\} = (1 - \alpha) \cdot q_0$$

Alors le risque moyen s'écrit :

$$R = C_{11}(1 - \beta) q_1 + C_{01}\beta q_1 + C_{10}\alpha q_0 + C_{00}(1 - \alpha) q_0 \quad \text{II.4}$$

Soit :

$$R = C_{00} q_0 + C_{11} q_1 + (C_{10} - C_{00}) q_0 \alpha + (C_{01} - C_{11}) q_1 \beta \quad \text{II.5}$$

$C_{ij}$  : Coefficients du coût.

Sachant que :

$$\alpha = \int_{\Omega_0} P\{z/H_0\} dz \quad \text{et} \quad \beta = \int_{\Omega_1} P\{z/H_1\} dz \quad \text{II.6}$$

L'expression du risque devient :

$$\begin{aligned} R &= C_{00} \cdot q_0 + C_{11} \cdot q_1 \\ &+ (C_{10} + C_{00}) \cdot q_0 \int_{\Omega_1} P\{z/H_0\} dz + (C_{01} - C_{11}) \cdot q_1 \left(1 - \int_{\Omega_1} P\{z/H_1\} dz\right) \end{aligned} \quad \text{II.7}$$

D'où :

$$R = C_{00} q_0 + C_{01} q_1 + \int_{\Omega_1} [(C_{10} - C_{00}) q_0 P\{z/H_0\} - (C_{01} + C_{11}) q_1 P\{z/H_1\}] dz \quad \text{II.8}$$

Les deux premiers termes ne dépendent pas du domaine choisi donc minimiser le coût moyen revient donc à rechercher un domaine d'intégration tel que l'intégrale soit minimale, cette condition est remplie si on inclut dans toutes les mesures  $z$  telles que :

$$(C_{10} - C_{00}) \cdot q_0 \cdot P\{z/H_0\} - (C_{01} + C_{11}) \cdot q_1 \cdot P\{z/H_1\} \leq 0 \quad \text{II.9}$$



C'est à dire :

$$\frac{P\{z/H_1\}}{P\{z/H_0\}} \geq \frac{(C_{01} - C_{00})q_0}{(C_{01} - C_{11})q_1} \quad \text{II.10}$$

La quantité  $L(z) = \frac{P\{z/H_1\}}{P\{z/H_0\}}$  est appelée rapport de vraisemblance et le rapport

$L_0 = \frac{(C_{10} - C_{00})q_0}{(C_{01} - C_{11})q_1}$  est appelé seuil vraisemblance. Alors le seuil de décision  $z_0$  solution de

$L(z) = L_0$  détermine la limite des domaines  $\Omega_0$  et  $\Omega_1$ .

Le procédé est mis en œuvre de la façon suivante :

- Connaissant les densités de probabilité  $p\{z/H_1\}$  et  $p\{z/H_0\}$  on calcule le rapport de vraisemblance  $L(z)$ .
- Connaissant les probabilités a priori  $q_0$  et  $q_1$  on calcule le seuil de vraisemblance  $L_0$  en ajustant les coûts  $C_{ij}$  en fonction des besoins de l'utilisateur.
- On calcule ensuite le seuil de décision  $z_0$  tel que  $L(z_0) = L_0$ .
- Lorsque l'on dispose d'une mesure  $\mathbf{z}$  on la compare au seuil  $z_0$  :
  - Si  $\mathbf{z} \geq \mathbf{z}_0$  on déclare la présence d'une cible.
  - Si  $\mathbf{z} < \mathbf{z}_0$  on déclare l'absence de cible.

Afin d'appliquer ce critère qui nécessite la connaissance des densités de probabilité au niveau du détecteur, il faut analyser la variation de ces densités dans les différents blocs qui constituent le système de réception, par conséquent il faut même étudier l'influence de la méthode de démodulation sur la nature aléatoire du signal.

#### II.4.1.2 Critère de Bayes

En utilisant le critère de Bayes, deux suppositions sont faites. Premièrement, les probabilités d'occurrence des deux décisions sont a priori connues  $P(H_0)$  et  $P(H_1)$ .  $P(H_0)$  est la probabilité d'occurrence pour l'hypothèse  $H_0$ , et  $P(H_1)$  est la probabilité d'occurrence pour l'hypothèse  $H_1$ .

On peut noter les probabilités a priori  $P(H_0)$  et  $P(H_1)$  par  $P_0$  et  $P_1$  respectivement, avec:

$$P_0 + P_1 = 1 \quad \text{II.11}$$

La deuxième supposition est qu'un coût  $C_{ij}$  est assigné à chaque décision possible  $(D_i, H_j)$  avec les conditions :

$$C_{ii} < C_{ij} \quad \forall i \neq j \quad \text{II.12}$$



Le but du critère de Bayes est de déterminer la règle de décision qui mène à un coût moyen minimum.

La fonction coût de Bayes, appelé aussi fonction risque,  $R=E(c)$  est donnée par :

$$R = E(C) = \sum_{j=0}^1 \sum_{i=0}^1 C_{ij} P(D_i, H_j) \quad \text{II.13}$$

A partir de la règle de Bayes :

$$P(D_i, H_j) = P(D_i | H_j) * P(H_j) \quad \text{II.14}$$

$$R = P_0 C_{00} P(D_0 | H_0) + P_1 C_{01} P(D_0 | H_1) + P_0 C_{10} P(D_1 | H_0) + P_1 C_{11} P(D_1 | H_1) \quad \text{II.15}$$

Les probabilités conditionnelles  $P(D_i | H_j)$ ;  $i, j=0,1$  en fonction des régions d'observation sont:

$$P(D_i | H_j) = P\{\text{décider } D_i | H_j \text{ est vraie}\} = \int_{Z_i} f_{X/H_j}(x | H_j) dx \quad \text{II.16}$$

$$R = P_0 C_{10} + P_1 C_{11} + \int_{Z_0} \{P_1 (C_{01} - C_{11}) f_{X/H_1}(x | H_1) - P_0 (C_{10} - C_{00}) f_{X/H_0}(x | H_0)\} dx \quad \text{II.17}$$

Nous observons que la quantité  $P_0 C_{10} + P_1 C_{11}$  est constante, indépendamment de la façon dont nous assignons les points dans l'espace d'observation.

En conséquence, le risque est réduit au minimum en choisissant la région de décision  $Z_0$ , pour inclure seulement les points de  $Y$ , pour lesquels la deuxième limite est plus grande [3].

$$\Lambda(X) = \frac{f_{X/H_1}(x | H_1)}{f_{X/H_0}(x | H_0)} \underset{<_{H_0}}{>_{H_1}} \frac{P_0 (C_{10} - C_{00})}{P_1 (C_{01} - C_{11})} \quad \text{II.18}$$

Où :

$\Lambda(X)$  : est le rapport de vraisemblance.

$\eta = \frac{P_0 (C_{10} - C_{00})}{P_1 (C_{01} - C_{11})}$  : est le seuil de décision.

#### II.4.1.3 Critère de Neyman-Person

Pour construire le test de Bayes, à partir du coût moyen d'une décision, il est nécessaire de connaître les probabilités *a priori*  $P_i$ , qui déterminent la valeur du seuil auquel le rapport de vraisemblance sera comparé. Dans la plupart des applications, ces valeurs ne sont pas connues, et on ne peut pas appliquer l'approche de Bayes, où encore, même si elles sont connues, le critère ajusté au problème n'est pas obtenu à cause de ce qui se passe pour tout l'ensemble des



situations possibles. Les tests de Neyman-Person constituent, dans ces cas, une approche alternative.

Dans ce critère, les probabilités à priori ainsi que les coûts associés à chaque décision sont connus. Le test de Neyman-Person suppose que la  $P_{fa}$  est fixée à une valeur  $\alpha$  désirée, tandis que la probabilité de détection est maximisée. Du fait que  $P_m = (1 - P_d)$ , donc maximiser  $P_d$  revient à minimiser  $P_m$ . Alors on peut former la fonction objective  $J$  comme suit [2]:

$$J(\lambda) = P_m + \lambda(Pfa - \alpha) \quad \text{II.19}$$

Où:  $\lambda(\lambda \geq 0)$  est le multiplicateur de Lagrange. On note que pour un espace d'observation  $Z$  donné, il y a plusieurs régions de décision  $Z_1$  pour lesquelles  $P_{fa}=\alpha$ . Donc le problème est de déterminer ces régions de décision pour lesquelles  $P_m$  est minimale

En conséquence, nous récrivons la fonction objective  $J$  en termes des régions de décisions pour obtenir:

$$J(\lambda) = \int_{Z_1} f_{X/H_1}(x/H_1)dx + \lambda \left[ \int_{Z_1} f_{X/H_0}(x/H_0)dx - \alpha \right] \quad \text{II.20}$$

Puisque:

$$Z = Z_0 \cup Z_1 \quad \text{II.21}$$

Donc l'équation II.20 devient :

$$J(\lambda) = \lambda(1 - \alpha) + \int_{Z_0} [f_{X/H_1}(x/H_1) - \lambda f_{X/H_0}(x/H_0)]dx \quad \text{II.22}$$

$J$  est réduit au minimum quand les valeurs pour lesquelles  $f_{X/H_1}(x/H_1) > f_{X/H_0}(x/H_0)$  sont assigné à la région  $Z_1$  de décision [3]. La solution de l'inégalité est:

$$\frac{f_{X/H_1}(x/H_1)}{f_{X/H_0}(x/H_0)} < \lambda \quad \text{II.23}$$

Et nous pouvons donner la règle de décision :

$$\Lambda(X) = \frac{f_{X/H_1}(x/H_1)}{f_{X/H_0}(x/H_0)} \underset{H_0}{>^{H_1}} \lambda \quad \text{II.24}$$

$f_{X/H_0}(x/H_0)$  Représente la probabilité conditionnelle de  $X$  sous l'hypothèse  $H_0$ .

Où  $\lambda$  est choisie de telle façon à satisfaire la contrainte [2].

$$Pfa = \int_{\lambda}^{\infty} f_{X_0/H_0}(x/H_0)dx = \alpha \quad \text{II.25}$$



## II.4.2 Réalisation

Afin de réaliser une détection à seuil fixe plusieurs types de détecteurs ont été implémentés, l'entrée de ces détecteurs peut être linéaire, quadratique ou issue d'un démodulateur.

### II.4.2.1 Détecteur à fenêtre glissante

Ce détecteur calcule à partir des cellules distance la somme suivante :

$$S_i = S_{i-1} + x_i - x_{i-n}$$

La détection est réalisée en considérant que la cible est centrée dans la fenêtre glissante et la décision est prise à chaque impulsion, l'inconvénient est que ce type de détecteur est très sensible aux interférences, un autre inconvénient jugé mineur est qu'il nécessite un espace mémoire important.

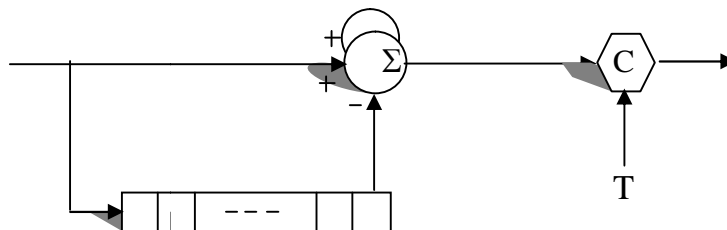


Figure II.4 fenêtre glissante

### II.4.2.2 Filtre intégrateur

Proposé pour résoudre le problème de mémorisation, le filtre intégrateur figure II.5 est constitué d'une chaîne de retour qui permet de réduire significativement l'espace de stockage, il est décrit mathématiquement par la formule de récurrence suivante :

$$S_i = K.S_{i-1} + x_i, \quad .$$

ce qui traduit un lissage exponentiel

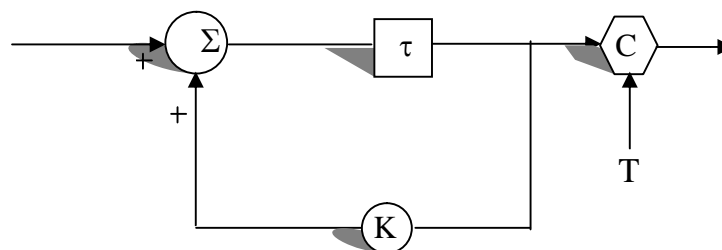


Figure II.5 Filtre intégrateur



### II.4.2.3 Filtre à deux pôles

Ce détecteur représenté par la figure II.6 nécessite une mémorisation d'un calcul intermédiaire plus une intégration de la sortie, il est décrit mathématiquement par les deux formules suivantes :

$$y_i = x_i - k_2 \cdot z_{i-1}$$

$$\text{Et : } z_i = y_{i-1} + k_1 \cdot z_{i-1}$$

Les deux valeurs  $k_1$  et  $k_2$  caractérisant la chaîne du retour et maximisent la probabilité de détection.

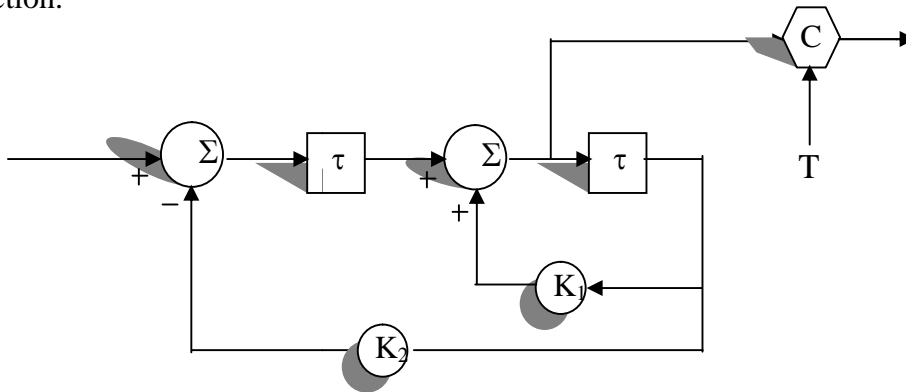


Figure II.6 Filtre à deux pôles

## II.5 DETECTION DES SIGNAUX FLUCTUANTS

Toutes les cibles mobiles (à l'exception d'une sphère) produisent des échos dont la SER varie avec le temps. En pratique, il est difficile de mesurer la SER d'une cible. Une alternative à ce problème est de choisir un modèle de fluctuations et d'analyser ses effets mathématiquement.

### II.5.1 Les modèles de fluctuation

Généralement, les modèles de *Marcum/Swerling* sont les modèles les plus utilisés pour représenter les fluctuations des cibles.

Cinq modèles proposés par Swerling sont utilisés. Ces modèles caractérisent la SER comme un processus aléatoire.

#### II.5.1.1 Les types de Swerling

##### ➤ Cible de type Swerling I

Dans ce cas, la puissance du signal retourné par impulsion à chaque balayage est supposée être constante, mais ces impulsions d'écho sont indépendantes (non corrélées) du balayage. Un signal retourné de ce type est alors (*scan to scan fluctuation*).



L'enveloppe du signal réfléchi à la sortie du détecteur quadratique, suit une loi exponentielle de la forme [2] :

$$f(s) = \frac{1}{\sigma^2} \exp(-s/\sigma^2) \quad , \quad s \geq 0 \quad \text{II.26}$$

D'où :

$\sigma^2$ , est la puissance moyenne du signal reçue.



Figure II.7 Modèle de fluctuation Swerling I

### ➤ Cible de type Swerling II

Dans ce cas, les fluctuations sont plus rapides que dans le premier cas, et sont supposées être indépendantes d'une impulsion à une autre (*pulse to pulse*) au lieu d'un balayage à un autre (*scan to scan*).

La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (II.26)

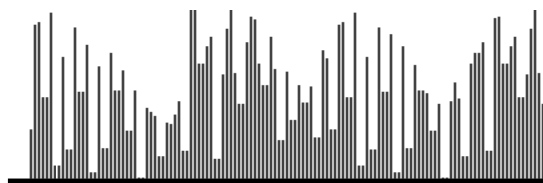


Figure II.8 Modèle de fluctuation Swerling II

### ➤ Cible de type Swerling III

Dans ce cas, les fluctuations sont considérées lentes comme dans le premier cas (*scan to scan*). La densité de probabilité de l'enveloppe du signal à la sortie du détecteur quadratique suit la loi suivante :

$$f(s) = \frac{4s}{\sigma^2} \exp(-2s/\sigma^2) \quad , \quad s \geq 0 \quad \text{II.27}$$



Figure II.9 Modèle de fluctuation Swerling III

➤ **Cible de type Swerling IV**

Comme pour le second cas, les fluctuations ici sont (*pulse to pulse*) et les cibles possèdent des fluctuations rapides avec des amplitudes indépendantes d'une impulsion à une autre.

La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (II.27).

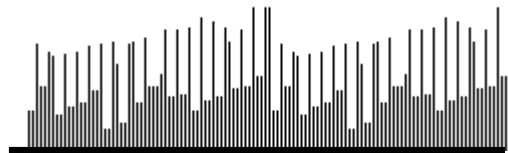


Figure II.10 Modèle de fluctuation de Swerling IV

Dans les cas *Swerling I* et *II*, on suppose que les cibles se composent de plusieurs réflecteurs élémentaires indépendants. En théorie, ce nombre tend vers l'infinie. Ce modèle est utilisé pour représenter les fluctuations des échos d'avions et la réflexion sur la plupart des terrains.

Par contre les densités de probabilité des cas *Swerling III* et *IV* sont utilisées pour modéliser des cibles composées d'un réflecteur dominant constant et des petits réflecteurs indépendants. Les missiles et les satellites par exemple répondent à cette situation.

Il est à noter que les cibles des cas *Swerling I* et *II* produisent des signaux dont les enveloppes sont Rayleigh distribuées, alors que les cibles des cas *Swerling III* et *IV* produisent des signaux dont les enveloppes sont  $(x-2)$  distribuées [3].

➤ **Cible de type Swerling VI ou 0**

Il sert à caractériser les cibles non fluctuantes. Dans ce type de cibles, l'amplitude du signal reçue est supposée inconnue, et il n'y a aucune fluctuation d'amplitude.





## II.6 DETECTION A SEUIL ADAPTATIF

L'utilisation d'un seuil fixe calculé à priori conduit à un nombre très élevé de fausses alarmes et à cause de ce problème, le détecteur à seuil fixe est de moins en moins utilisé et nous sommes conduits à adopter un seuil adaptatif afin de maintenir un *taux de fausse alarme constant TFAC*, (*CFAR*, *Constant False Alarm Rate*).

En détection radar, il est fortement souhaitable pour des raisons opérationnelles évidentes d'obtenir un taux de fausse alarme constant. Ceci signifie que la probabilité de fausse alarme doit être indépendante de la puissance moyenne des échos.

### II.6.1 Le détecteur CFAR

La probabilité de fausse alarme est très sensible aux changements de la variation de la puissance du bruit. Une augmentation de la probabilité de fausse alarme d'un facteur de l'ordre de  $10^{-4}$  est provoquée à cause d'une petite augmentation dans la puissance du bruit de l'ordre de 3 dB comme il est montré dans la figure suivante [2].

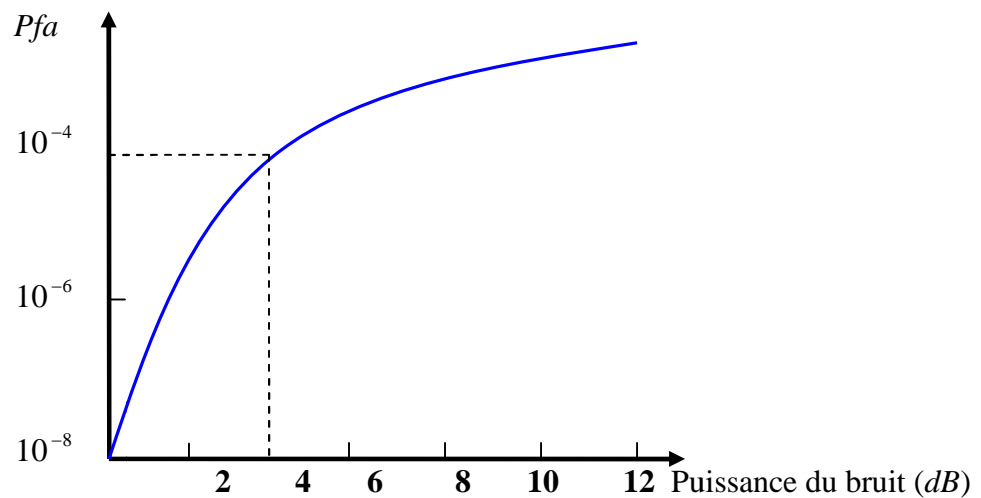


Figure II.11 Effet de l'augmentation de la puissance du bruit Sur la probabilité de fausse alarme

Le CFAR est un modèle qui se place dans la partie traitement du signal du récepteur radar; après réception et démodulation des échos radar, ceux-ci parcourent une série de cellule qui est de nombres impairs

### II.6.2 Les différents types de détecteur CFAR

IL existe plusieurs procédés de détection CFAR, dont la différence réside dans la méthode retenue pour effectuer l'estimation de la puissance du clutter selon le type d'environnement.



### II.6.2.1 Le détecteur CA-CFAR

Le premier détecteur *CA-CFAR* (*Cell Averaging*) qui a été proposé par *Finn* et *Johnson* d'après la figure II.12, le signal est échantillonné en distance à la durée  $\tau$  de l'impulsion radar émise. Le signal provenant de la cellule test est comparé à un seuil adaptatif, ce dernier, qui est une estimation du bruit  $Q$  de la cellule test est calculé à partir de la moyenne arithmétique des cellules de références.

Cette estimation est multipliée par une constante de seuillage  $T$  pour maintenir la probabilité de fausse alarme constante, la valeur  $T.Q$  représente le seuil adaptatif, alors que si la valeur de la cellule test dépasse ce seuil on déclare la présence d'une cible, autrement il y a présence du bruit seulement.

### II.6.2.2 Le détecteur GO-CFAR

Le détecteur **GO-CFAR** (*Greatest of*) a été proposé par *Hansen* et *sawyers*, pour contrôler l'augmentation de  $P_{fa}$ . Dans le GO-CFAR, la fenêtre de référence est divisée en deux fenêtres utilisées respectivement de part et d'autre de la cellule sous test. Désignons par  $U$  et  $V$  les sommes respectives de ces fenêtres. L'estimation du niveau de clutter dans la cellule sous test est le maximum de  $U$  et  $V$  comme le montre la figure II.12 une analyse détaillée des capacités de régulation de la fausse alarme du détecteur GO-CFAR nécessite une modélisation statistique de la structure correspondante.

Les études ont montré que si une ou plusieurs cibles interférentes sont présentes dans les cellules de références, le seuil est augmenté et la détection de la cible primaire est sérieusement dégradée, puisque nous prenons le maximum de  $U$  et  $V$ , la fenêtre qui contient les cibles d'interférences est toujours sélectionnée. Pour remédier à ce problème, le détecteur SO-CFAR (*Smallest Of*) a été proposé dans lequel l'estimation du niveau de clutter est prise comme étant le minimum de  $U$  et  $V$ , Ce détecteur a été proposé par *Trunk*

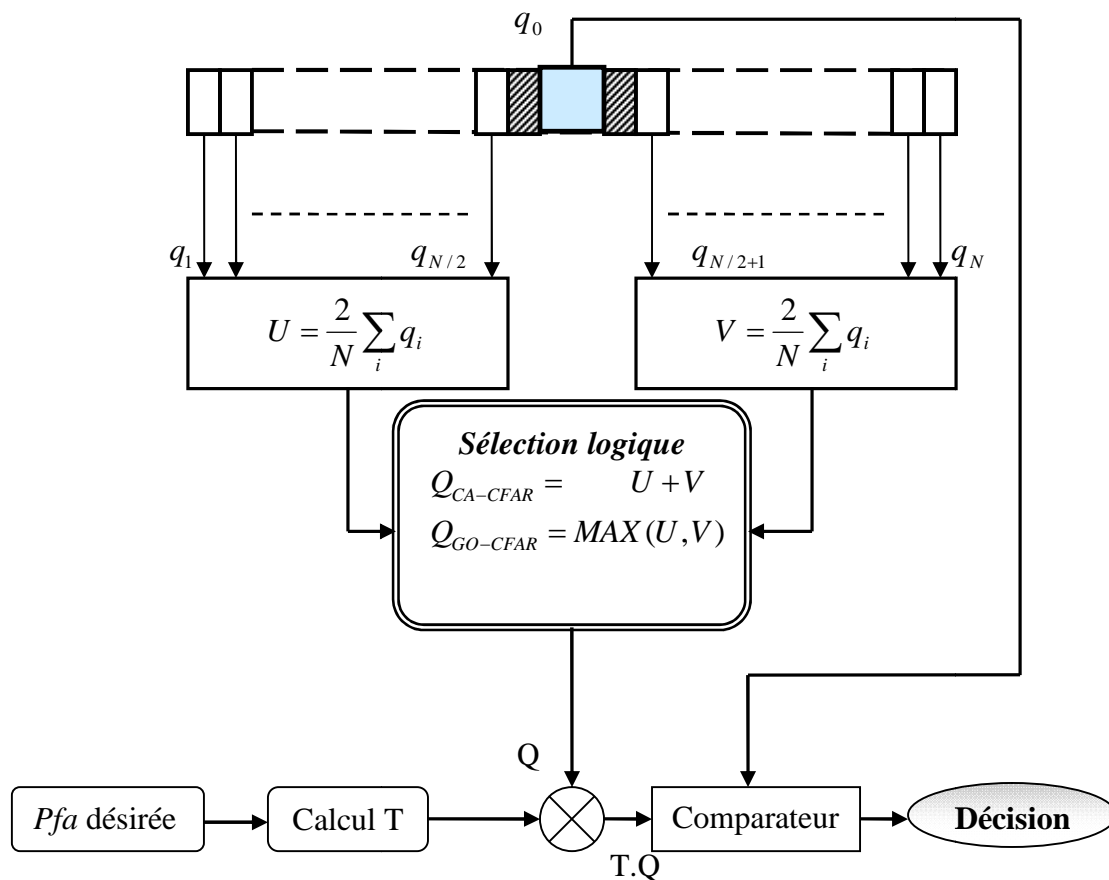


Figure II.12 Détecteurs CA et GO - CFAR

**II.6.2.4 Le détecteur OS CFAR**

Rohling a proposé le détecteur OS-CFAR (*Order static's*), pour lequel les échantillons des cellules de références sont ordonnés d'une façon croissante et la puissance du bruit est prise égale au  $K^{ième}$  échantillon. Ce rang est choisi de manière à maximiser la probabilité de détection.

**II.6.2.5 Le détecteur CMLD**

Rickard et Dillard ont proposé le CMLD (*Censored Mean Level Detector*), afin d'éliminer les échantillons supérieures à l'échantillon K et de faire l'estimation à base les échantillons restants [2].



## II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié, plusieurs méthodes de détection des cibles ont été proposées ici ainsi que les problèmes rencontrés, la fluctuation des cibles et la présence du clutter. Généralement la connaissance de l'environnement est un paramètre essentiel pour faire la détection. Il est à noter que le critère le plus utilisé est celui de Neyman-Person qui consiste à maximiser la probabilité de détection en fixant la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$  à une valeur désirée. Ce critère est lié à la détection CFAR.

Actuellement, plusieurs détecteurs ont été proposés pour estimer le niveau du bruit, qui présente un critère important pour la qualité de la détection. A la fin de ce chapitre ont été proposés plusieurs types de détecteur CFAR.



### **III.1 INTRODUCTION**

Les signaux de retour ou échos des cibles radar, sont habituellement immergés dans le bruit thermique et le clutter, qui sont considérés comme des signaux de retour indésirables réfléchis au récepteur par les bâtiments, les nuages, la mer, etc. Étant donné que le clutter et la puissance de bruit ne sont pas connus à n'importe quelle localisation, le schéma de détection à seuil fixe ne peut être appliqué. Un schéma plus intéressant est celui du CA CFAR, un processus où le seuil devient adaptatif, en se basant sur l'information locale du bruit total. Le seuil dans le détecteur CFAR est pris sur chaque cellule basée sur la puissance du bruit estimée par un traitement de groupe de cellule de référence entourant la cellule sous test.

Un exemple de tels processeurs est le CA- CFAR, qui calcule le seuil de façon adaptative en estimant le niveau moyen de  $N$  cellules de la fenêtre. Le CA-CFAR représente un processeur optimum de CFAR (maximise la probabilité de détection), dans un milieu homogène quand les cellules de référence contiennent des observations indépendantes et identiquement distribuées (IID) avec une distribution exponentielle, plus la taille de la fenêtre de référence augmente et plus la probabilité de détection approche celle du détecteur optimum qui est basé sur un seuil fixe. Notre but est d'analyser des situations où on a un clutter puis celles où on a des cibles interférentes.

Le premier cas peut dégrader de façon sévère les performances du détecteur CA-CFAR, conduisant à des fausses alarmes successives dépendant de la cible, ceci dépend de la nature de la cellule sous test par rapport au niveaux du clutter.

La seconde situation peut avoir lieu quand une ou plusieurs cibles interférentes apparaissent dans la fenêtre de référence avec la cible sous test (connu comme étant la cible primaire), ces cibles interférentes peuvent faire augmenter le seuil de façon excessive. Souvent le détecteur CFAR estime la puissance des deux cibles (cible primaire + cible interférente) d'où une dégradation sérieuse de la probabilité de détection.

Un schéma de CA-CFAR a été proposé pour résoudre ce type de problème associé à un environnement non homogène. Ces schémas divisent la fenêtre de référence en deux parties symétriques par rapport à la cellule test. La puissance du bruit n'est pas estimée efficacement et



pour cela quelques pertes de détection dans la fenêtre de référence homogène sont introduites au processeur CA-CFAR.

[Hansen 1973] a proposé une procédure de CFAR pour régler le taux de fausse alarme dans la région de transition du clutter, dans cette procédure la puissance du bruit est estimée par le GO (greatest of) les sommes dans les fenêtres d'avance et de retard. La perte additionnelle de performance de détection (en termes de rapport signal sur bruit) sur la procédure CA-CFAR dans la fenêtre de référence homogène est située entre [0.1- 0.3] dB.

[Moore et Laurent 1980] ont montré que durant la transition de puissance du clutter, une mineure augmentation peut être remarquée dans le taux de fausse alarme du processeur GO-CFAR dans le cas critique quand la fenêtre d'avance contient des échos radar d'un environnement clair, et que la fenêtre de retard contient des échos de régions de clutter important. C'est simplement parce que le processeur inclut seulement les échantillons de clutter présents dans la fenêtre pour estimer la puissance de bruit dans le cas critique. Cependant, le détecteur GO-CFAR est incapable de résoudre des cibles étroitement espacées ou présence de cible interférente de même puissance que la cible primaire [12].

## **III.2 ENVIRONNEMENT NON HOMOGENE**

### **III.2.1 Clutter Non homogène :**

Lorsque la fenêtre de référence balaye l'environnement dans une direction donnée différentes situations non homogènes peuvent affecter la configuration des cellules de référence. Ces situations sont causées par la présence de cibles interférentes (cibles secondaires) et/ou de bord de clutter au niveau du canal de référence (Fig.III.1) Un bord de clutter est caractérisé par la présence, au niveau de la fenêtre de référence, d'une transition brusque dans la puissance du bruit de fond. En détection radar, cette transition décrit la limite entre deux milieux de nature différente: transition terre-mer, zone claire-nuage . . .

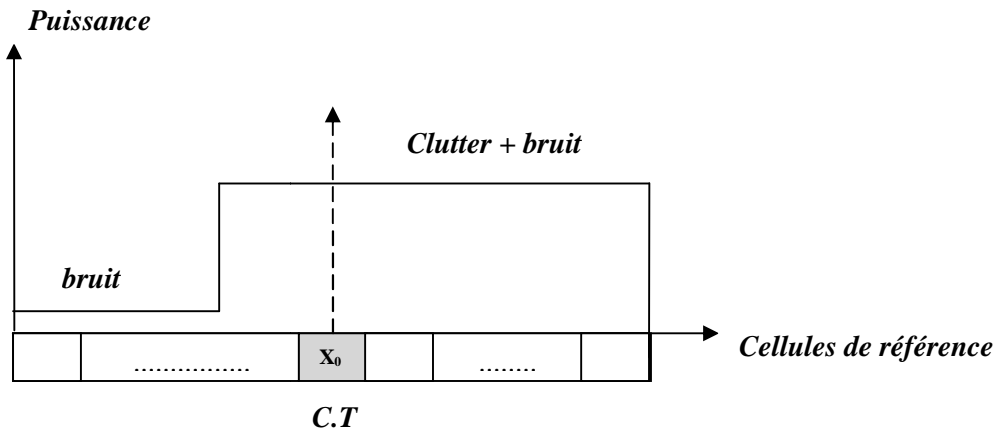
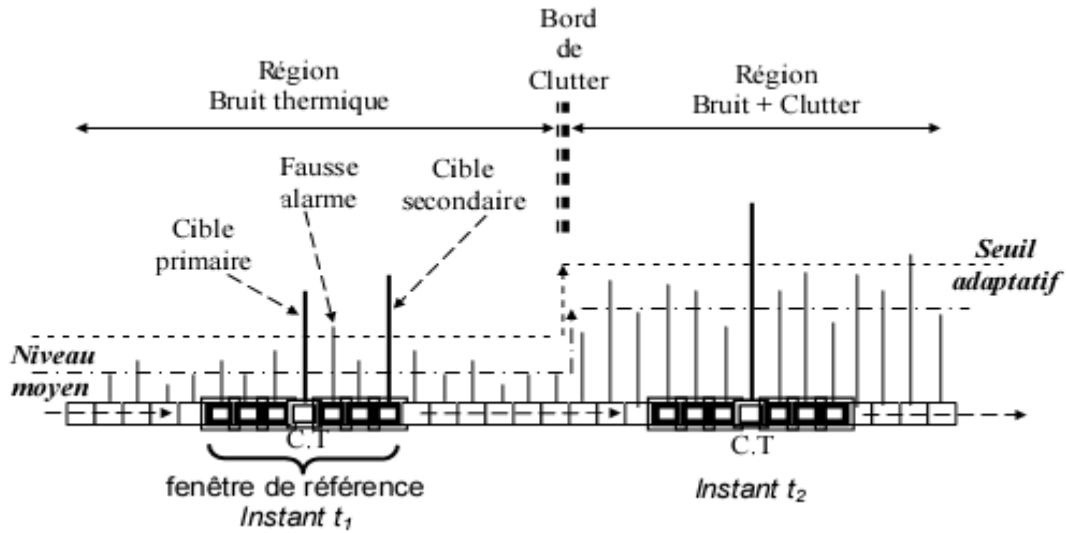


Fig.a Cellule sous test noyée dans la région du clutter

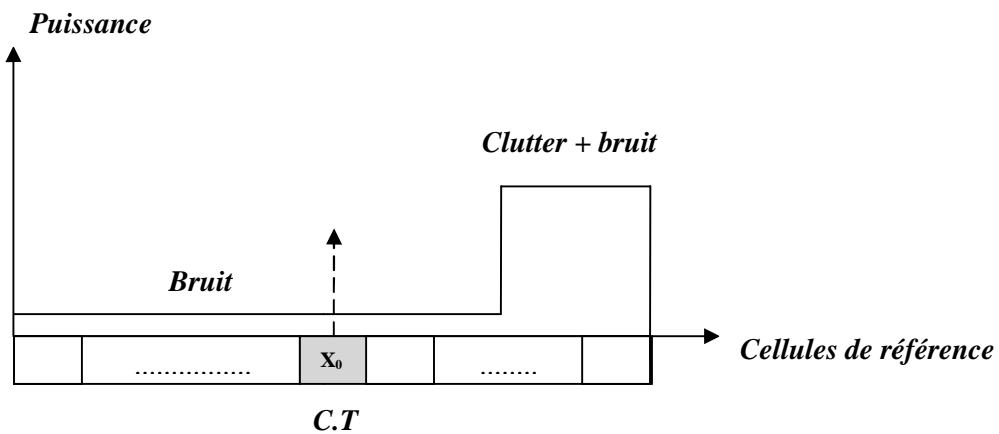


Fig.b Cellule sous test noyée dans le bruit thermique

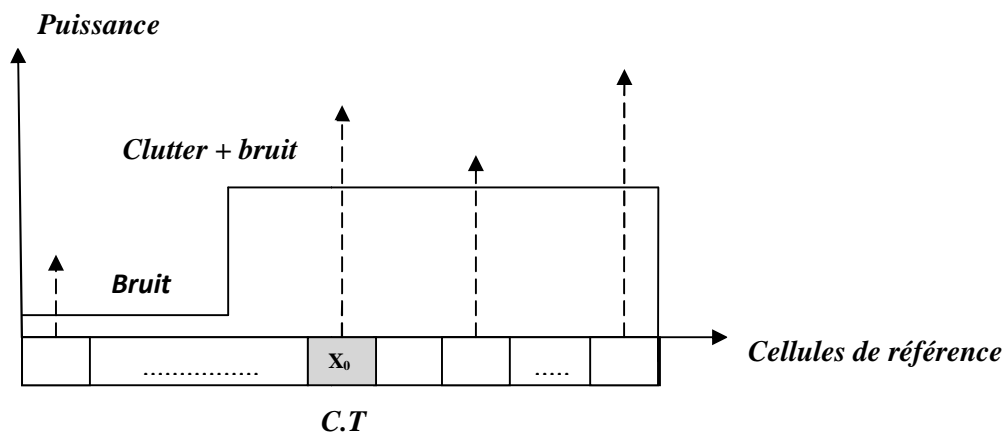


Fig.c Présence de bord de clutter et de cible interférent

Figure III.1 (a-c) différentes situations d'environnement non homogène

L'utilisation du détecteur CA-CFAR dans des situations semblables à celles de la (Fig.III.1) conduit à une importante perte de détection ou à une augmentation du taux de fausse alarme. Dans le cas où la cellule sous test baigne dans le clutter (Fig.a) les cellules noyées dans le bruit thermique contribuent à sous estimer le seuil de détection, ce qui se traduit par une probabilité de fausse alarme ( $P_{fa}$ ) excessive. Dans la (Fig.b), la cellule sous test étant dans le bruit thermique, les cellules appartenant au clutter tendent à faire augmenter le seuil de détection et, par conséquent, à dégrader la probabilité de détection. Cette situation particulière est connue sous le nom de « l'effet de masque » (masking effect). L'effet de capture, par contre, est obtenu en présence d'interférences dans un clutter homogène (uniforme), lorsque celles-ci contribuent à l'augmentation du seuil de détection.

### III.2.2 Propriétés Statistiques du clutter

Le maintien d'une  $P_{fa}$  constant au niveau d'un détecteur CFAR, nécessite la connaissance a priori de la distribution statistique des échos du clutter, à la sortie du détecteur quadratique ou du détecteur d'enveloppe. Cette densité de probabilité (PDF) dépend de la nature du clutter (terre, mer, précipitations, nuages) ainsi que de la résolution et de l'ouverture angulaire du radar utilisé. Dans les radars à basse résolution, les fluctuations des échos du clutter sont décrites par des réflexions aléatoires indépendantes, ayant le même ordre de grandeur. Cette modélisation classique conduit à considérer que le signal reçu à l'entrée du détecteur quadratique est un processus Gaussien de moyenne nulle et de variance  $\mu$  constante (pour une région uniforme). En détection linéaire, le signal d'enveloppe au niveau de la cellule  $i$ , suit une distribution Rayleigh:





$$f_x(x) = (2x/\mu) \exp(-x^2/\mu), \quad x \geq 0$$

En détection quadratique, le signal  $x$  au niveau de la cellule  $i$  et de la forme:

$$f_x(x) = (1/\mu) \exp(-x/\mu), \quad x \geq 0$$

Si, à la sortie du détecteur quadratique, le signal vidéo subit cohérente de  $M$  impulsions, les amplitudes des cellules de référence par une distribution Gamma. En effet, la Pdf du somme indépendant et exponentiel, suit une loi Gamma de paramètres  $(\mu, M)$  [9]

$$f_{xi}(X) = \frac{X^{M-1} \exp(-X/\mu)}{\Gamma(M)\mu^M} \quad X \geq 0$$

Où  $\Gamma(M)$  représente la fonction Gamma usuelle :  $\Gamma(M) = (M - 1)!$

### III.2.3 Modèles de cibles

L'écho reçu est lié au pouvoir réfléchissant de la cible. En basse résolution, les deux modèles classiques de cibles fluctuantes sont définis par :

- La cible est considérée comme un ensemble de réflecteurs élémentaires de mêmes tailles. L'enveloppe  $x$  du signal réfléchi, suit une loi de Rayleigh.

$$f(x|H_i) = \begin{cases} \frac{1}{\lambda_0(1+s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s)}\right) & H_1 \\ \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) & H_0 \end{cases} \quad (1)$$

$\lambda_0$  Étant la valeur moyenne du signal liée à la surface équivalente radar (RCS ou Radar Cross Section).

- La cible est considérée comme un grand réflecteur entouré de plusieurs petits réflecteurs. L'enveloppe du signal reçu, fluctue selon la loi :

$$f(x|H_i) = \begin{cases} \frac{4x}{(\lambda_0(1+s))^2} \exp\left(\frac{-2x}{\lambda_0(1+s)}\right) & H_1 \\ \frac{4x}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-2x}{\lambda_0}\right) & H_0 \end{cases} \quad (2)$$



Pour étudier le signal cible dans le cas de plusieurs impulsions (intégration non cohérente), il est nécessaire de prendre en compte les mouvements de la cible pendant le temps d'exposition (TOT : Time-On-Target). Deux types de fluctuation sont considérés:

➤ **Cible lentement fluctuante :**

L'écho de cible ne change pas pendant l'émission des M impulsions (TOT). Par conséquent, les échantillons reçus sont les mêmes pour toutes les impulsions ; il s'agit d'une seule réalisation d'une même variable aléatoire (corrélacion complète d'une impulsion à une autre).

➤ **Cible rapidement fluctuante :**

L'écho change de valeur d'une impulsion à l'autre. Les échantillons reçus sont des réalisations différentes de la même variable aléatoire (dé-corrélacion complète d'une impulsion à l'autre) A partir des distributions (1) et (2) ainsi que des degrés de fluctuation, les quatre modèles SWERLING sont définis comme suit [9] :

**Swerling I (SWI) :** Cible lentement fluctuante dont l'enveloppe du signal varie selon la loi(1).

**Swerling II (SWII) :** Cible rapidement fluctuante dont l'enveloppe du signal varie selon la loi (1)

**Swerling III (SWIII) :** Cible lentement fluctuante dont l'enveloppe du signal varie selon la loi(2).

**Swerling IV (SWIV):** Cible rapidement fluctuante dont l'enveloppe du signal varie selon la loi (2).

**III.3 HYPOTHESES DE BASE ET DESCRIPTION DU MODELE**

D'une manière générale le schéma de détection CFAR quadratique, détecte un ensemble d'échantillons qui sont envoyés en série dans un registre de longueur  $N + 1 = 2n + 1$ , comme c'est indiqué sur la Fig. III.2 :

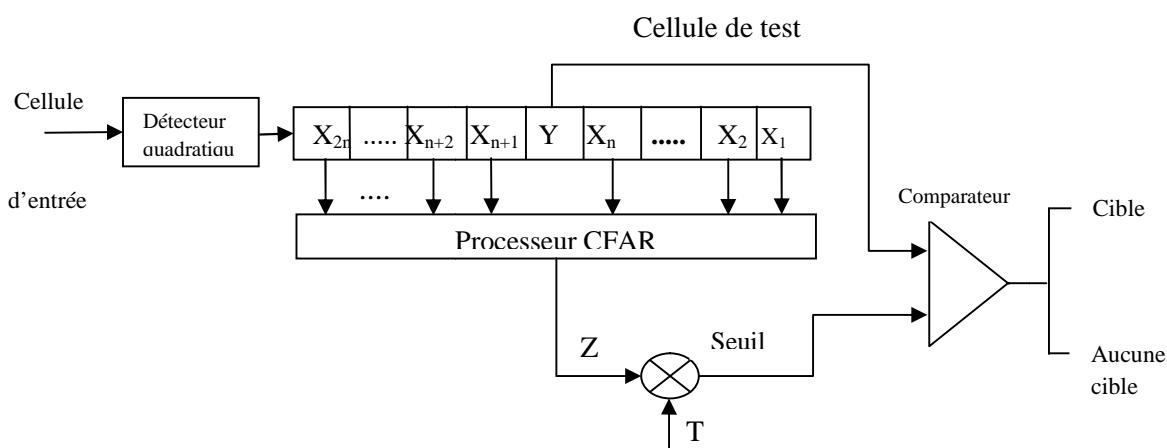


Figure III.2 schéma fonctionnel de processeur typique de CFAR



La statistique  $Z$  qui est proportionnelle à l'estimation de puissance de bruit total est constituée par  $N$  cellules de référence entourant la cellule sous test dont le contenu est  $Y$ . Une cible est déclarée présente si  $Y$  dépasse le seuil  $TZ$ . Le paramètre  $T$  représente un facteur d'échelle constant pour avoir une probabilité de fausse alarme constante souhaitée pour une fenêtre de taille  $N$  lorsque le bruit total est homogène. Le processeur de configuration varie selon les différents schémas CFAR.

La fig.III.3 montre le niveau moyen de détection CFAR. Le processeur est constitué de deux opérations de sommation  $Y_1$  et  $Y_2$  des deux fenêtres retard et avance. Dans le cas du processeur CA-CFAR,  $Z$  est tout simplement la somme de  $Y_1$  et  $Y_2$ , alors que dans le cas du processeur GO-CFAR,  $Z$  est la valeur maximale de  $(Y_1, Y_2)$

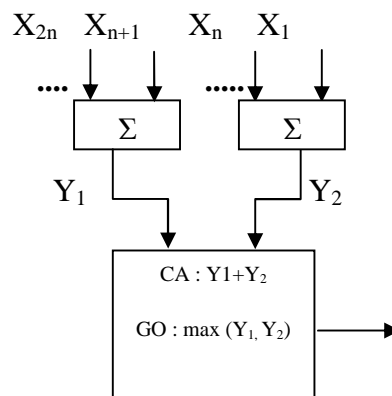


Figure III.3 Niveau moyen de processeur CFAR

Afin d'analyser les performances de détection d'un processeur CFAR on suppose que la sortie du détecteur quadratique pour n'importe taille de cellules est exponentiellement distribuée avec une fonction de densité de probabilité(PDF) :

$$f(x) = \frac{1}{2\lambda} \exp(-x/2\lambda) \quad x \geq 0 \quad (\text{III. 1})$$

- Sous l'hypothèse nulle  $H_0$  absence de cible,  $\lambda$  est la puissance total du bruit (clutter plus bruit thermique) qui est désigné par  $\mu$ .
- Sous l'hypothèse alternative de  $H_1$  présence de cible,  $\lambda$  est  $\mu (1 + S)$ , où  $S$  est la moyenne du signal sur le bruit totale (SNR) d'une cible.

On suppose que les observations dans les  $N + 1$  cellules, y compris la cellule de test, sont statistiquement indépendantes. Ainsi, pour la cellule de teste, la valeur de  $\lambda$  dans (III. 1) est :



$$\lambda = \begin{cases} \mu \\ \mu(1 + s) \end{cases} \quad \text{sous } \begin{cases} H_0 \\ H_1 \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Pour les cellules de référence N entourant la cellule test la valeur de  $\lambda$  est désigné par  $\mu$ .

Nous supposons un modèle Swerling I pour les échos de cible radar et des statistiques gaussiennes pour le milieu, pour faciliter la performance de dérivation des expressions des probabilités de détection permettant de faire d'intéressantes comparaisons.

Dans notre analyse est l'étude de milieu non homogène des cellules de référence qui ne suivent pas une PDF commune et unique, nous sommes concerné par les transitions ou les changements de puissance  $\lambda = \mu$  dans la PDF (III. 1) d'un niveau à l'autre, et aussi avec l'augmentation de la valeur  $\lambda = \mu$  de quelques cellules de référence isolées en raison de la présence de cibles secondaires. Dans le cas précité, nous ne considérons que le cas d'une transition simple de milieu d'un niveau inférieur de puissance total de bruit à un niveau supérieur. Ainsi, nous supposons qu'une partie des cellules de référence ont seulement un bruit thermique avec  $\lambda = \mu = \mu_0$ , et que les autres cellules de référence proviennent d'une formation de clutter plus bruit thermique de sorte que  $\lambda = \mu = \mu_0 (1 + C)$ , avec C devenant le clutter sur bruit thermique (CNR).

Le mesure de l'espace physique de clutter est supposée d'être au moins aussi grande que la taille de la fenêtre de référence.

La performance dans le milieu homogène d'un processeur CFAR est indépendante de la puissance totale  $\mu$ , que ce soit de la puissance de bruit thermique ou clutter plus bruit thermique. Par conséquent, les changements dans le bruit total seul tels que la puissance de milieu clair (bruit thermique seulement) au bruit thermique plus clutter ou d'un bruit total faible à un bruit total de milieu élevé, influe sur la performance du processeur global.

Un schéma CFAR souhaité serait bien sûr celui qui est insensible à l'évolution de la puissance totale du bruit à l'intérieur de la fenêtre de référence de telle sorte que le taux de fausse alarme constant soit maintenu.

Le détecteur optimal fixe un seuil pour déterminer la présence de cible sous la supposition que la puissance totale de bruit est connue a priori. Dans ce cas la probabilité de fausse alarme est donnée par :

$$P_{fa} = P [ Y > Y_0 | H_0 ] = \exp (-Y_0/2\mu) \quad (\text{III. 3})$$

Où :  $Y_0$  représente le seuil fixé optimal.



De même, la probabilité de détection optimale  $p_d^{opt}$  est donnée par :

$$p_d^{opt} = P [Y > Y_0 | H_1] = \exp(-Y_0 / 2\mu(1 + S)) \quad (III. 4)$$

En substituant (III. 3) à (III. 4) nous donne (III. 5)

$$p_d^{opt} = [P_{fa}]^{1/(1+s)} \quad (III. 5)$$

Il est clair que dans le processeur CFAR le seuil se varie en fonction de l'information locale sur la puissance totale de bruit. La statistique Z est une variable aléatoire dont la distribution dépend du schéma CFAR choisi et la distribution adjacente de chaque des échantillons de la gamme de référence. Ainsi, les performances du processeur sont déterminées par la moyenne de la détection et de fausse alarme. En d'autres termes, la  $P_{fa}$  est déterminé en général par :

$$P_{fa} = E_Z \{ P [ Y > TZ | H_0 ] \} \quad (III. 6)$$

Qui peut aussi être écrit comme :

$$\begin{aligned} P_{fa} &= E_Z \left\{ \int_{TZ}^{\infty} (1/2\mu) \exp(-Y/2\mu) dy \right\} \\ &= E_Z \{ \exp(-TZ/2\mu) \} \\ &= M_Z \left( \frac{T}{2\mu} \right) \end{aligned} \quad (III. 7)$$

Où :  $M_Z$  Représente la fonction génératrice des moments (MGF) de la variable aléatoire Z.

De même, la probabilité de détection  $P_d$  est donnée par :

$$P_d = E_Z \{ P [ Y > TZ | H_1 ] \} \quad (III. 8)$$

Puisque selon l'hypothèse  $H_1$  de présent de signal  $2\lambda = 2\mu(1 + S)$ , nous pouvons déterminer la probabilité de détection  $P_d$  en remplaçant simplement  $\mu$  à  $\mu(1 + S)$  dans l'équation (III.7):

$$P_d = M_Z [ T/2\mu(1 + S) ] \quad (III. 9)$$



Pour un schéma CFAR,  $M_Z$  ( $T / 2 \mu$ ) doit être indépendant de  $\mu$ . Cela est vrai pour tous les schémas CFAR qu'on va étudier dans ce qui suit.

Il existe une perte de probabilité de détection inhérente dans le processeur CFAR par rapport à la détection optimale de traitement de performance en bruit d'un milieu homogène.

C'est parce que le processeur CFAR détermine le seuil par l'estimation de la puissance de bruit totale à l'intérieur d'une fenêtre de référence fixe. Le meilleur processeur fixe d'une autre part un seuil fixé en vertu de l'hypothèse, que le seuil total de la puissance du bruit soit connu.

Le seuil optimum est fixe en fonction de la puissance totale du bruit comme le montre (III.3). On peut évidemment avoir une idée de la valeur de la perte de détection en puissance pour un processeur CFAR relativement au processeur optimal pour un traitement de bruit de milieu homogène. Il est clair que cette perte de puissance de détection varie en fonction de la conception des taux de fausse alarme et la taille de la fenêtre.

L'environnement de cibles multiples est une autre situation que l'on rencontre fréquemment dans la pratique, dans laquelle la fenêtre contient des échantillons non uniformes. Cela peut se produire dans un environnement dense, lorsque deux ou plusieurs cibles potentielles apparaissent dans la fenêtre de référence. Les amplitudes de toutes les cibles présentes dans la fenêtre de référence se fluctuent en fonction du modèle de Swerling I. L'interférence commune de bruit total (INR) de tous les objectifs étrangers est notée par  $I$ . Ainsi, pour les cellules de référence contenant des corps étrangers des cibles, la valeur de  $\mu$  dans (III.1) est  $\mu (1 + I)$ . Nous sommes intéressés par les performances de détection en fonction de SNR de cible primaire pour les différentes valeurs de rapport d'interférence sur signal (c.-à-d.  $I/S$ ).

Avant de commencer l'analyse des performances du processeur CFAR, on résume les points importants et les hypothèses qu'on a envisagées. Premièrement, la cible plus le bruit total et le retour de clutter plus bruit thermique dans les cellules  $N + 1$  sont indépendants et sont régies par une distribution exponentielle. La performance du taux de fausse alarme de tous les détecteurs considérés est indépendante de la puissance de la distribution exponentielle du bruit. Nous signalons qu'il est impossible de détecter les cibles radar indépendantes et contiguës  $N + 1$  de la force identique. Nous supposons donc que les cibles ne sont pas plus que quatre ou cinq à l'intérieur d'une fenêtre de référence particulière de taille d'environ vingt-quatre.



La force de la cible est mesurée par le rapport au niveau de la puissance de signal à la puissance total de bruit  $\mu$ , et appelée le SNR ou INR (pour les cibles interférentes), alors que la force de clutter est mesurée par le rapport du niveau CNR de la puissance du bruit thermique  $\mu_0$ . Dans l'analyse de taux de fausse alarme dans les régions de transition de puissance de clutter nous supposons que le niveau de puissance change de la puissance du bruit thermique  $\mu_0$  au clutter plus puissance de bruit thermique  $\mu$ .

Dans l'environnement de cible multiples, nous supposons que les cibles interférentes apparaissent dans la fenêtre de référence avec un INR  $I$ , les autres cellules de référence ont une puissance de bruit totale  $\mu$  identique [12].

### III.4 ANALYSES DU NIVEAU MOYEN DES PROCESSEURS CFAR

Le niveau moyen des processeurs CFAR intègre la moyenne arithmétique pour estimer la puissance de bruit total. Ces détecteurs sont particulièrement adaptés pour produire de bonnes estimations de la puissance de bruit dans l'exponentielle PDF. Dans cette section, nous analyserons deux processeurs CFAR, à savoir les processeurs CA- et GO-CFAR, pour leur performance dans les milieux homogènes et non homogène telles que les régions de transition de clutter et cibles interférentes, afin d'obtenir les expressions de leurs probabilité de détection [12].

#### III.4.1 Analyses du processeur CA- CFAR

Dans le processeur CA-CFAR, la puissance totale du bruit est estimée par la somme de  $N$  cellules dans la fenêtre de référence. C'est une statistique complète et suffisante pour la puissance de bruit  $\mu$ , sous l'hypothèse de distribution exponentielle du bruit de milieu homogène. Pour ce processeur, nous avons,

$$Z = \sum_{i=1}^N X_i \tag{III.10}$$

$X_i$  la rangée de cellules entourant la cellule sous test.

La densité exponentielle est un cas particulier de la densité gamma, avec  $\alpha = 1$  dans la fonction de densité de probabilité PDF

$$f(y) = \beta^{-\alpha} y^{\alpha-1} \exp(-y/\beta) / \Gamma(\alpha) \tag{III.11}$$

$$y \geq 0, \alpha \geq 0, \beta \geq 0$$



Avec  $\Gamma(\alpha)$  désigne la fonction gamma usuelle qui a la valeur de  $(\alpha - 1)!$  pour  $\alpha$  entier.

La fonction de distribution cumulative (cdf) correspondante à cette PDF est notée par  $G(\alpha, \beta)$ .

On note  $Y \sim G(\alpha, \beta)$  pour signifier que  $Y$  est une variable aléatoire avec une fonction de densité de probabilité (PDF) donnée dans l'équation (III. 11) .

La fonction génératrice des moments MGF correspondante à la distribution de  $G(\alpha, \beta)$  est,

$$M_Y(\mu) = (1 + \beta u)^{-\alpha} \quad (III. 12)$$

On utilisant la notation ci-dessus, on a :  $X_i \sim G(1, 2\mu)$  et  $Z \sim G(N, 2\mu)$ .

La probabilité de détection pour le processeur CA-CFAR est obtenue par la substitution (III. 12) dans (III. 9) avec  $\beta = 2\mu$  ce qui donne,

$$P_d = [1 + T / (1 + S)]^{-N} \quad (III. 13)$$

Le facteur d'échelle constante  $T$  est calculé à partir de l'équation (III. 13) en mettant  $S = 0$ .

$$T = (P_{fa})^{-1/N} - 1 \quad (III. 14)$$

Il est clair à partir des équations (III. 13) et (III. 14) que les probabilités de détection et les probabilités de fausse alarme sont indépendantes de  $\mu$ .

Le seuil de détection moyen est une bonne mesure de la perte du SNR dans un processeur CFAR par rapport au SNR du processeur optimal.

Pour analyser les performances d'un détecteur CA-CFAR quand la fenêtre de référence ne contient plus des échos radar à partir d'un milieu homogène, comme dans le cas de clutter de bords, l'hypothèse de l'indépendance statistique des cellules de référence est conservée.

Supposer que la fenêtre de référence contient  $r$  cellules de clutter d'environnement non homogène avec la puissance de bruit  $\mu_0(1 + C)$  et  $N-r$  cellules de milieu clair avec la puissance de bruit  $\mu_0$ .

Ensuite, la puissance total de bruit estimé est obtenu à partir de,

$$Z = \sum_{i=1}^r X_i + \sum_{i=r+1}^N X_i \triangleq Z_1 + Z_2 \quad (III. 15)$$

Où :

$$Z_1 \sim G(r, 2\mu_0(1 + C)) \quad \text{et} \quad Z_2 \sim G(N - r, 2\mu_0).$$





Comme  $Z_1$  et  $Z_2$  sont indépendants, la fonction génératrice des moments (MGF) de  $Z$  est tout simplement le produit des MGF individuels de  $Z_1$  et  $Z_2$ . Par conséquent, en supposant que la cellule sous test d'un environnement clair, nous avons,

$$P_{fa} = [1 + (1 + C) T]^{-r} [1 + T]^{r-N} \quad (\text{III. 16})$$

Comme la fenêtre balaie la rangée des cellules, plus de cellules de formation de clutter entrent dans la fenêtre de référence. En fin compte, lorsque la cellule sous test provient d'une formation de clutter, nous avons

$$P_{fa} = M_Z [T/2\mu_0 (1 + C)]$$

$$P_{fa} = (1 + T)^{-r} (1 + T/(1 + C))^{r-N} \quad (\text{III. 17})$$

Les équations (III. 16) et (III. 17) se réduisent à la conception de l'expression du taux de fausses alarmes, si  $C$  est fixée à zéro.

Une autre situation qui peut être rencontré, lorsque les fenêtres de référence contiennent des cellules de référence non homogène, c'est le cas de cibles multiples. Ici deux ou plusieurs cibles étroitement espacées de type Swerling I apparaissent dans la fenêtre de référence. L'analyse de la probabilité de détection est similaire à celle présentée ci-dessus pour les transitions de la puissance de clutter avec quelques changements de la définition des paramètres. Maintenant la probabilité de détection est obtenu en remplaçant  $T$  avec  $T/(1 + S)$  et  $C$  est remplacé par  $I$  dans l'équation (III. 16) donc :

$$Pd = [1 + (1 + I) T/(1 + S)]^{-r} [1 + T/(1 + S)]^{r-N} \quad (\text{III. 18})$$

Où :  $r$  représente dans ce cas le nombre de cibles interférentes présentes dans la fenêtre de référence.

Notez que l'expression ci-dessus est correcte pour la probabilité de détection même si les définitions des  $C$  et  $I$  assument des conditions différentes de bruit (bruit thermique pour  $C$  et clutter plus bruit thermique pour  $I$ ).

C'est parce que dans le cas de la transition de la puissance de bruit, le taux de fausse alarme est indépendant de la puissance du bruit thermique  $\mu_0$  et dans des cibles multiples de la probabilité de détection est indépendant de la puissance total du bruit  $\mu$ .



Les caractéristiques du processeur CA-CFAR sont comparées à ceux d'autres processeurs de CFAR plus tard dans cette section.

Les caractéristiques du processus CA-CFAR sont comparées et démontre la supériorité de performances du processeur CA-CFAR dans le milieu homogènes de bruit, Néanmoins, son comportement se détériore en milieu non homogène, la situation exige de modifier les régimes CFAR.

### III.4.2 Analyses des performances du processeur GO-CFAR

Des nombres excessifs de fausses alarmes dans le processeur CA-CFAR en présence de clutter de bord et une dégradation de probabilité de détection dans en présence d'environnement de multi cibles, sont les principales motivations pour produire d'autres schémas CFAR qui distinguent entre les interférences et la cible principale. Nous nous intéressons aux deux problèmes pour le CACFAR mais seulement au premier problème dans le cas du GO CFAR qui sera détaillé par la suite [12].

Un système de détection modifié est proposé et analysé, appelé le "*greatest of CFAR* " procédure GO- CFAR, vise précisément à réduire le nombre excessif de fausses alarmes en présence de clutter de bord. La puissance du bruit totale est estimée à partir de la valeur maximale des cellules de références. Comme le montre dans le Fig. III.3. Pour ce schéma nous avons,

$$Z = \max (Y_1, Y_2) \quad (III. 19)$$

Où

$$Y_1 = \sum_{i=1}^n X_i \quad , \quad Y_2 = \sum_{i=n+1}^N X_i \quad (III. 20)$$

Avec :  $n = N/2$ .

En général, le PDF de Z définie en (III. 19) est donnée par :

$$f_Z(Z) = f_1 (Z) F_2 (Z) + f_2(Z) F_1 (Z) \quad (III. 21)$$

Où :  $f_i$  et  $F_i$  sont les PDF et CDF respectivement de la variable aléatoire  $Y_i$  avec  $Y_1$  et  $Y_2$  indépendantes.



Pour un milieu homogène, nous avons  $F_i = G(n, 2\mu)$ . La probabilité de fausse alarme dans ce cas est obtenue par le calcul du MGF de  $Z$  qui est :

$$P_{fa} = 2(1 + T)^{-n} - 2 \sum_{i=2}^{n-1} \binom{n+i-1}{i} (2 + T)^{-(n+i)} \quad (\text{III. 22})$$

Où :  $T$  est le coefficient constant qui dépend de la taille de la fenêtre de référence  $N$  et de la conception de  $P_{fa}$ .

La probabilité de détection  $P_d$  est déterminée en remplaçant simplement  $T$  par  $T / (1 + S)$  dans (25). La modification de GO-CFAR produit une perte de détection supplémentaire par rapport à la perte du processeur CA-CFAR lorsque le milieu est uniforme, mais acceptable.

Nous étudions les performances du processeur GO -CFAR lorsque la fenêtre de référence contient un clutter de bord. Une analyse approximative démontre les capacités du processeur GO-CFAR pour contrôler le taux de fausse alarme aux régions des transitions de puissance de clutter. Nous avons dérivé l'expression exacte de  $P_{fa}$  pour cette situation.

On considère le cas où les cellules de la première fenêtre contiennent du bruit d'un milieu clair (bruit thermique uniquement) et les cellules de la seconde fenêtre contiennent des échantillons de bruit provenant de la région de clutter (bruit thermique plus clutter). Dans ce cas  $Y_1$  et  $Y_2$  sont définis par(III. 20),

$$Y_1 \sim G(n, 2\mu_0) \quad \text{Et} \quad Y_2 \sim G(n, 2\mu_0(1 + C)) \quad (\text{III. 23})$$

Où  $C$  représente le rapport clutter sur bruit. Alors, si la cellule test contient un échantillon provenant d'une zone clair,

$$P_{fa} = (1 + T)^{-n} + (1 + (1 + C) T)^{-n} - \sum_{j=0}^{n-1} \binom{n+j-1}{j} (1 + T + 1/(1 + C))^{-(n+j)} \\ \times \{(1 + C)^{-n} + (1 + C)^{-j}\} \quad (\text{III. 24})$$

Si, d'autre part l'échantillon test est de la région du clutter, on remplace  $T$  par  $T / (1 + C)$  en (III. 24) pour obtenir la bonne expression de  $P_{fa}$ .

$$P_{fa} = (1 + T/(1 + C))^{-n} + (1 + T)^{-n} - \sum_{j=0}^{n-1} \binom{n+j-1}{j} \\ \times (1 + T/(1 + C) + 1/(1 + C))^{-(n+j)} \\ \times \{(1 + C)^{-n} + (1 + C)^{-j}\} \quad (\text{III. 25})$$



### **III.5 CONCLUSION**

Nous avons analysé dans ce chapitre le traitement des deux processeurs CA et GO-CFAR et leur performance dans un milieu non homogène, étant spécifiquement l'environnement de multi cibles et les régions de transitions de clutter. Le modèle exponentiel de bruit a été employé pour l'espace libre et milieux de clutter pour obtenir la fonction densité de probabilité PDF. Cette PDF a été développé pour obtenir une fonction des probabilités de fausse alarme  $P_{fa}$  des deux processeurs, la probabilité de détection  $P_d$  et le seuil de détection  $T$ . Seulement la situation de multi cibles pour le cas du GO CFAR n'a pas été traitée, en raison de sa complexité.



## IV.1 INTRODUCTION

Dans ce qui précède nous avons fait des analyses complètes sur les performances des détecteurs CA, GO-CFAR. Nous avons traité des problèmes de la détection dans un environnement homogène et non homogène, avec une distribution exponentielle.

Ce chapitre présente des applications pour ce genre de systèmes, plusieurs tests ont été effectués et les résultats trouvés sont présentés ici, ainsi que leur interprétation afin d'établir une comparaison pour chaque détecteur dans chaque situation.

## IV.2 SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

Ces représentations se fait pour les deux types de CFAR que nous avons étudié dans le chapitre précédent à savoir CA et GO-CFAR, pour un déférent nombre de cellules de références  $N$ , et une courbe qui représente le rapport optimal, qui est basé sur un seuil fixe (réalisée pour un nombre de cellules considéré comme infini).

## IV.3 ENVIRONNEMENT HOMOGENE

Le cas homogène se caractérise par l'existence d'un bruit distribué sur la fenêtre de référence, et de cellule test. Dans ce cas la probabilité de détection varie en fonction du nombre de cellules de référence  $N$ , du facteur multiplicatif  $T$ , qui est calculé à partir de la probabilité de fausse alarme désirée, et le rapport signal à bruit  $SNR$  de la cible primaire pour le CA et GO-CFAR.

Par contre la probabilité de fausse alarme est en fonction du  $SNR$ , de  $N$  et de  $T$ , cependant elle est indépendante de la densité du bruit  $SNR$

### IV.3.1 Présence d'un bruit thermique

Nous présentons la variation de la probabilité de détection pour les détecteurs CA-CFAR et GO-CFAR en fonction du  $SNR$  pour une valeur de  $r = 0$ , en faisant varier le nombre de cellules  $N$  et la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$ .

Ces simulations sont obtenues à partir des équations (13) et (22) pour le CA et GO-CFAR respectivement, mentionnées dans le chapitre (III). Les résultats sont représentés sur les figures IV.1, IV.2 et IV.3.



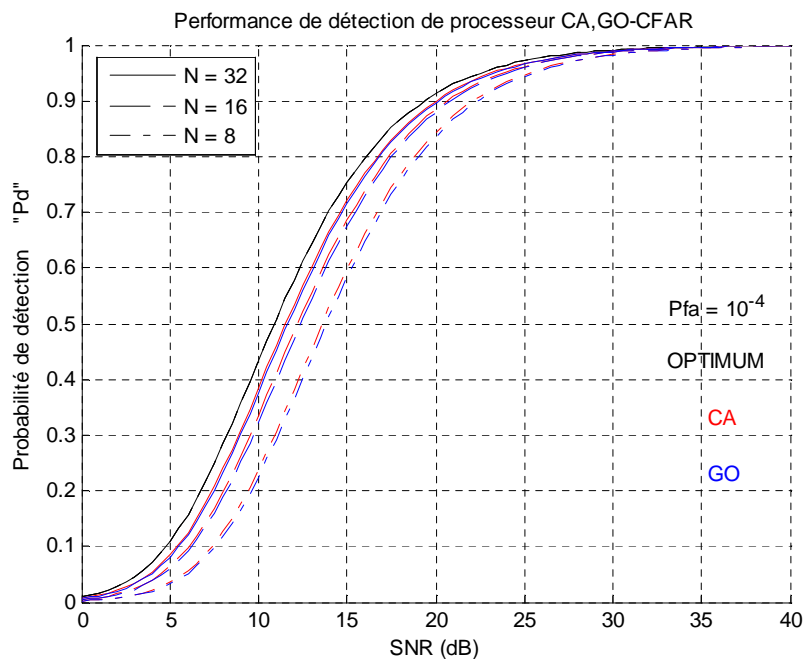
**Table I : résultats de facteur d'échelle pour le détecteur CA-CFAR**

	N=8	N=16	N=24	N=32
$P_{fa}$	T	T	T	T
$10^{-4}$	2.1623	0.77828	0.4678	0.33352
$10^{-6}$	4.6234	1.3714	0.77828	0.53993
$10^{-8}$	9	2.1623	1.1544	0.77828

**Table II : résultats de facteur d'échelle pour le détecteur de GO-CFAR**

	N=8	N=16	N=24	N=32
$P_{fa}$	T	T	T	T
$10^{-4}$	3.60308	1.35887	0.83375	0.60192
$10^{-6}$	7.77728	2.41945	1.40033	1.40033
$10^{-8}$	15.2147	3.84114	2.09126	1.42564

D'après les tableaux I, II il est clair que l'augmentation de N engendre une diminution du facteur d'échelle T, et la diminution de la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$  à causée une augmentation du facteur d'échelle T donc une augmentation de seuil de détection.



**Figure IV.1 probabilité de détection en fonction du SNR**

$r = 0, C = 0, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-4}$

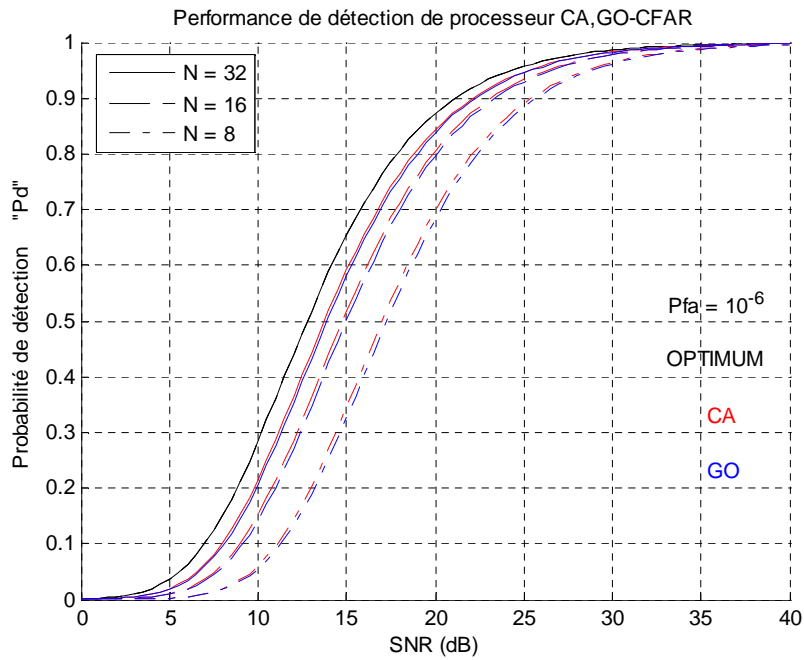


Figure IV.2 probabilité de détection en fonction du SNR

$r = 0, C = 0, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$

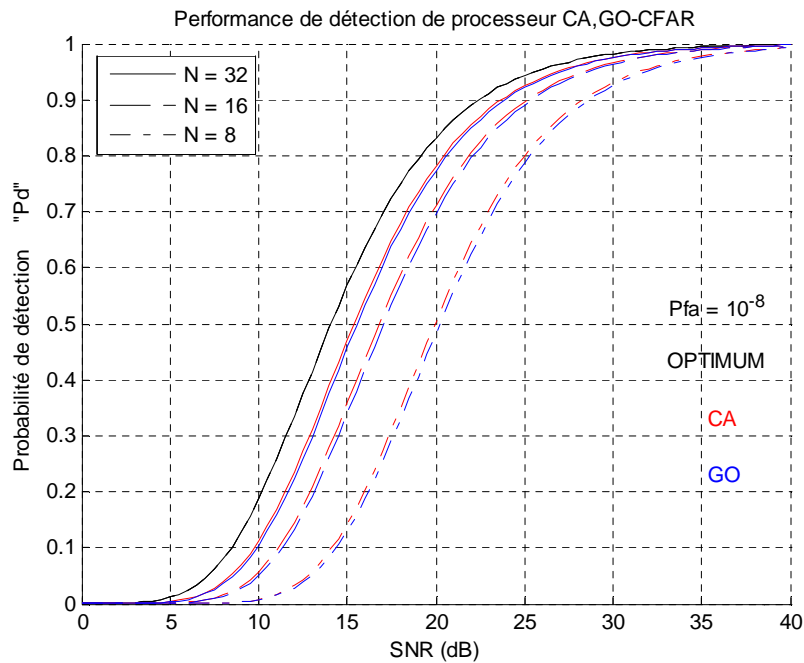


Figure IV.3 probabilité de détection en fonction du SNR

$r = 0, C = 0, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-8}$



D'après les figures IV.1, IV.2 et IV.3 il est clair que l'augmentation de  $N$  engendre une augmentation de la probabilité de détection. Nous constatons que la performance du système s'améliore avec l'augmentation de  $N$  et du  $SNR$ . Et nous remarquons que la diminution de probabilité de fausse alarme à causée une dégradation de probabilité de détection.

Le processeur GO-CFAR montre une dégradation additionnelle mineure dans des performances comparée au processeur CA-CFAR.

✚ En fixe le nombre des cellules  $N$  et la probabilité de fausse alarme  $p_{fa}$  ( $N = 24$ ,  $p_{fa} = 10^{-6}$ ), pour les simulations suivant.

#### IV.4 ENVIRONNEMENT NON HOMOGENE

Dans la réalité, tous les signaux reçus se composent d'un signal réfléchi par la cible, du bruit et du clutter. Cette situation dépasse le cas homogène d'où il est nécessaire de faire une étude sur la détection dans un environnement non homogène. Ces cas se caractérisent par l'existence en plus du bruit de clutter, des cibles interférentes.

##### IV.4.1 Cible immergée dans le clutter

Comme la fenêtre de référence balaye autour de la gamme de cellules, plus de cellules immergées dans le clutter rentrent dans la fenêtre de référence, alors la cellule sous test aussi sera immerger dans le clutter pour un  $r \geq N$ .

Ces simulations sont obtenues à partir des équations (17) et (25) pour le CA et GO-CFAR respectivement, mentionnées dans le chapitre (III).

- Nous présentons dans les figures IV.4, IV.5 et IV.6 la variation de la probabilité de détection en fonction du  $SNR$  pour une valeur de  $C=10$ (dB) et en faisant varier le nombre de cellule de référence  $r$



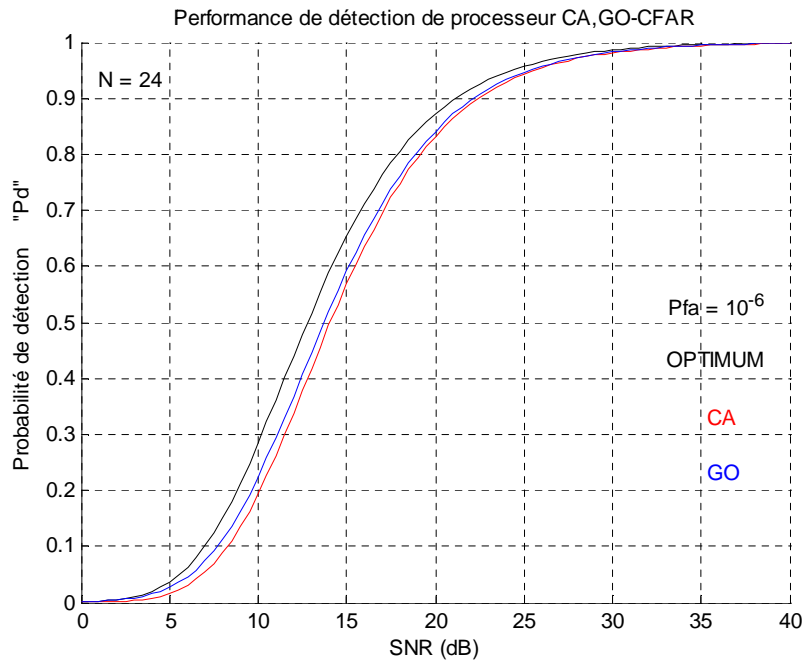


Figure IV.4 probabilité de détection en fonction du SNR

$r = 24, C = 10_{\text{dB}}, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$

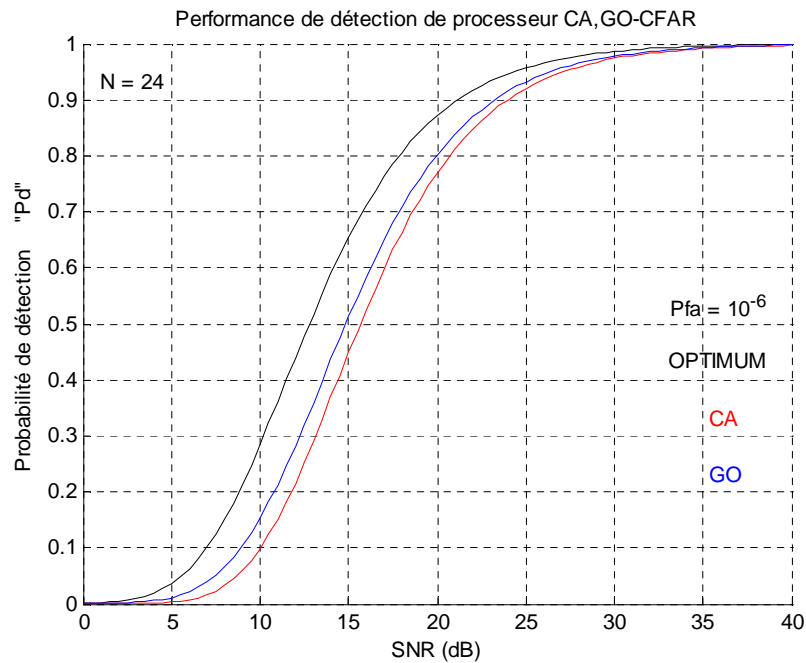
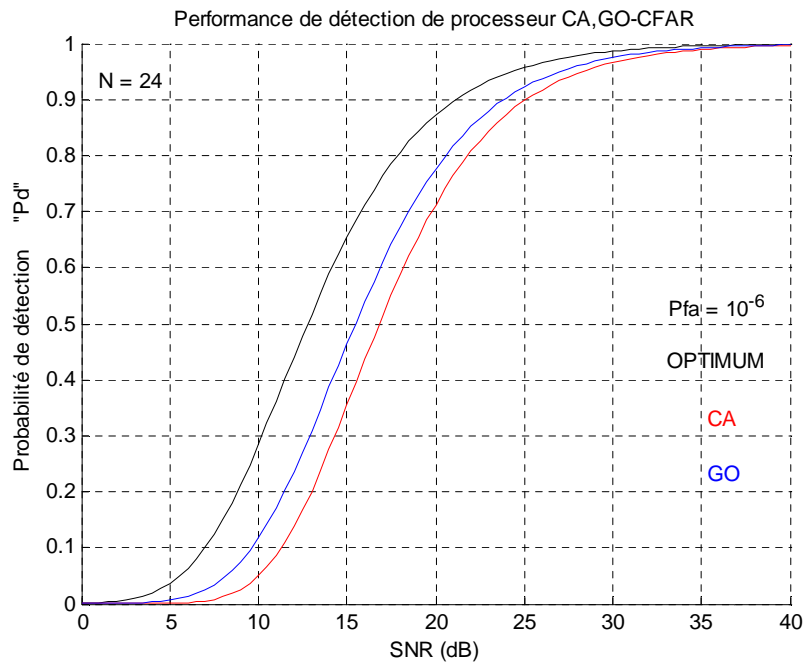


Figure IV.5 probabilité de détection en fonction du SNR

$r = 36, C = 10_{\text{dB}}, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$



**Figure IV.6** probabilité de détection en fonction du SNR

$$r = 48, C = 10_{\text{dB}}, I = 0 \text{ et } P_{fa} = 10^{-6}$$

D'après les figures IV.4, IV.5 et IV.6 il est clair que l'augmentation de  $r$  engendre une diminution de la probabilité de détection.

- Nous présentons dans les figures IV.7, IV.8 et IV.9 la variation de la probabilité de détection en fonction du SNR pour une valeur de  $r = 24$  et en faisant varier l'estimation de la puissance de clutter  $C$

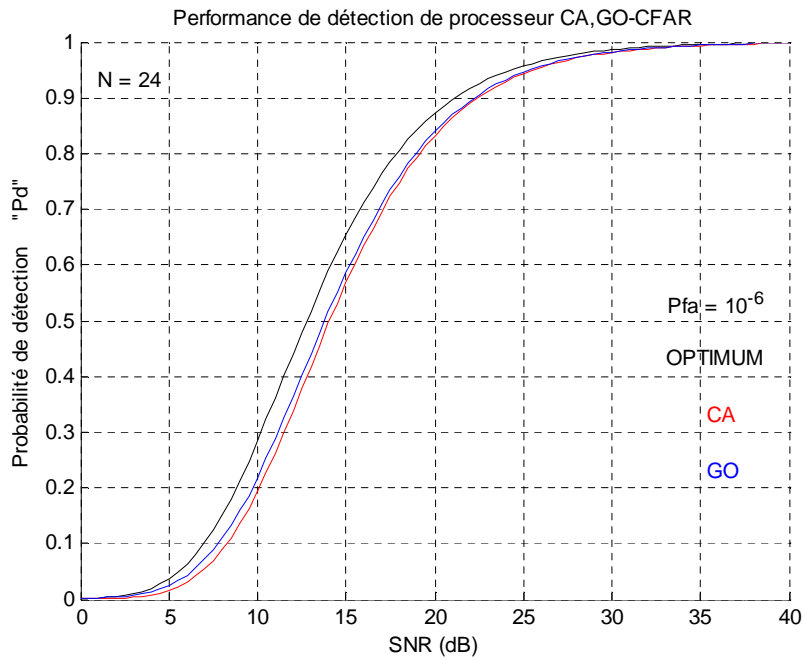


Figure IV.7 probabilité de détection en fonction du SNR

$r = 24, C = 5\_dB, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$

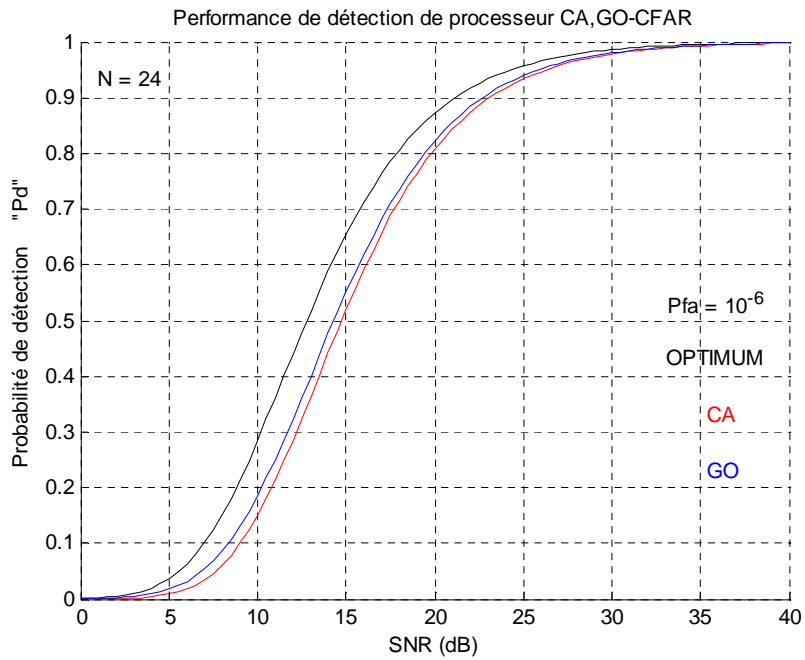
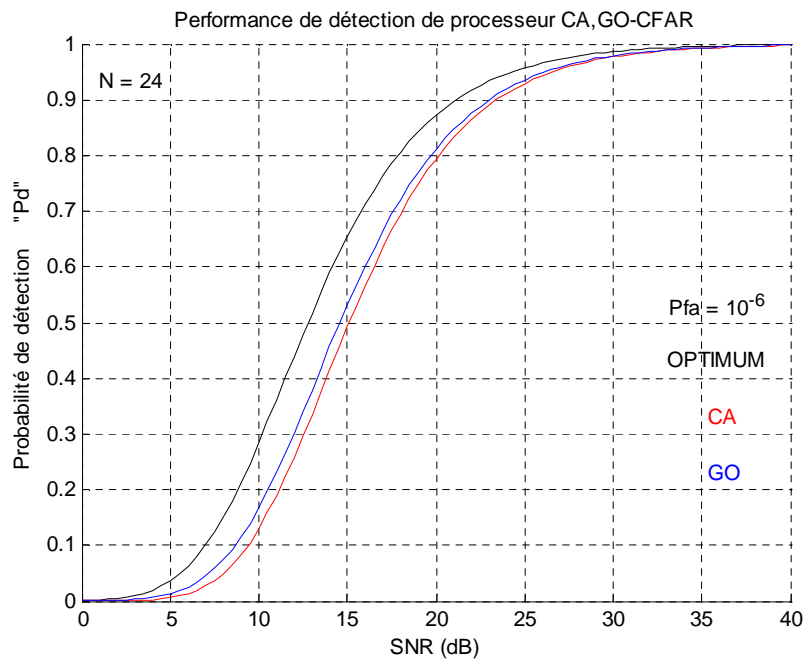


Figure IV.8 probabilité de détection en fonction du SNR

$r = 24, C = 15\_dB, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$



**Figure IV.9** probabilité de détection en fonction du SNR

$$r = 24, C = 30_{\text{dB}}, I = 0 \text{ et } P_{fa} = 10^{-6}$$

D'après les figures IV.7, IV.8 et IV.9 on remarque que les probabilités de détection approchent cela du détecteur optimum tant que l'estimation de la puissance de clutter  $C$  diminué.

Dans le cas de la cellule de test immergé dans le clutter Le processeur GO-CFAR montre une dégradation additionnelle mineure dans des performances comparée au processeur CA-CFAR.

#### IV.4.2 Cellule sous test non immergé dans le clutter

Ces simulations sont obtenues à partir des équations (16) et (24) pour le CA et GO- CFAR respectivement, mentionnées dans le chapitre (III).

- Les résultats représentés sur les figures IV.10 et IV.11, IV.12 représente une variation de la probabilité de détection en fonction du  $SNR$  pour une valeur de  $C=10(\text{dB})$  et en faisant varier le nombre de cellule de référence  $r$

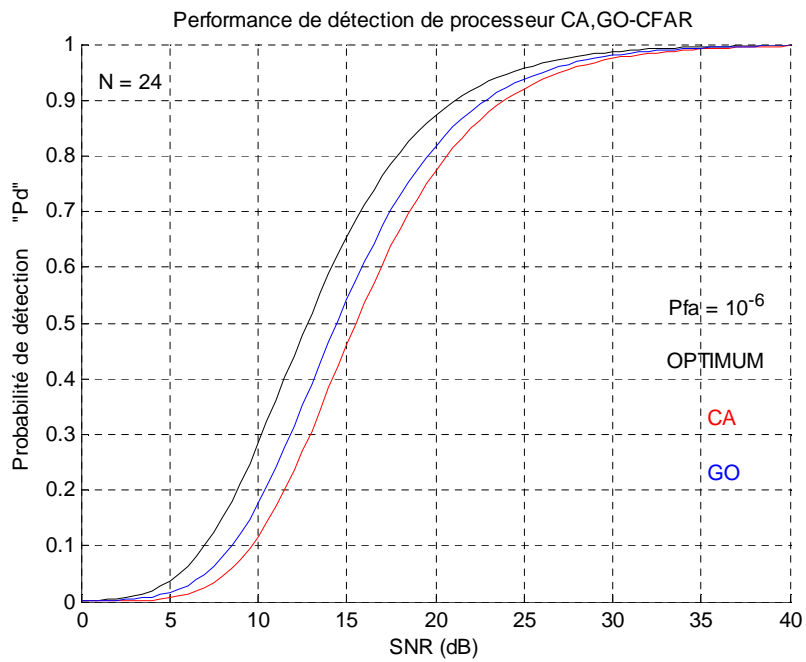


Figure IV.10 probabilité de détection en fonction du SNR  
 $r = 1, C = 10_{dB}, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$

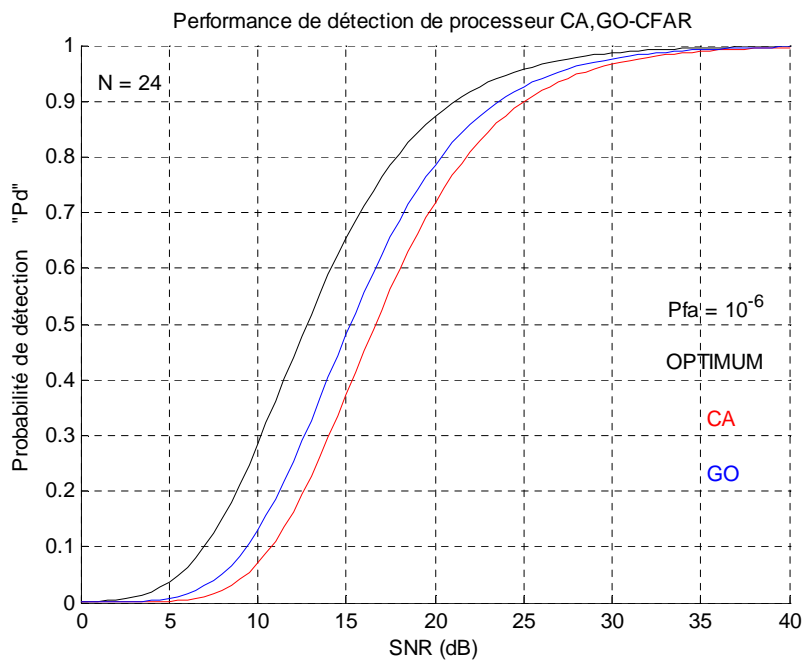
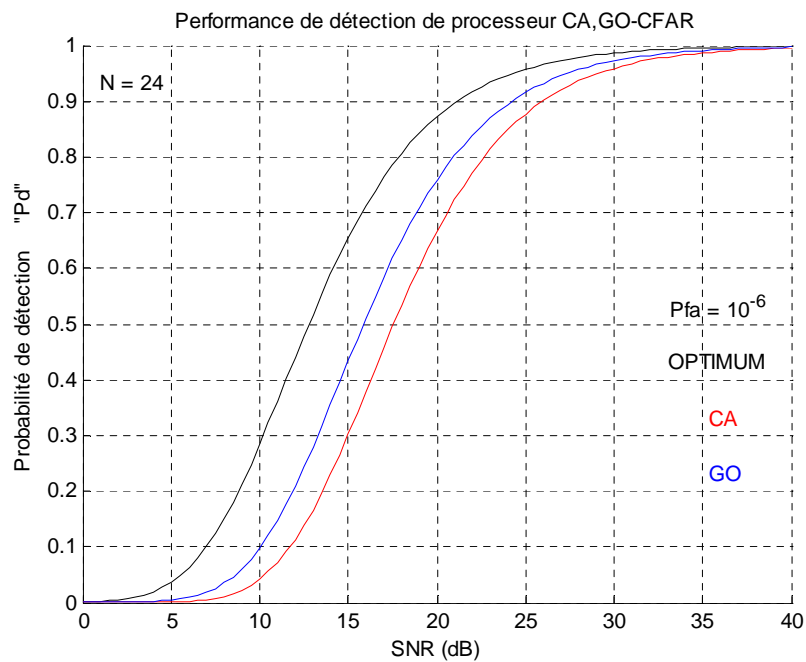


Figure IV.11 probabilité de détection en fonction du SNR  
 $r = 2, C = 10_{dB}, I = 0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$



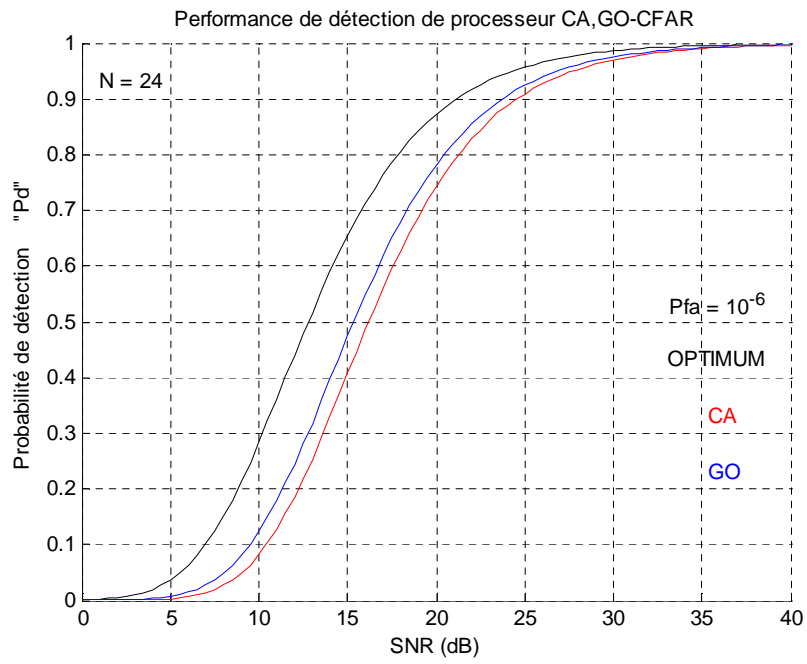
**Figure IV.12** probabilité de détection en fonction du SNR

$$r = 3, C = 10\_dB, I = 0 \text{ et } P_{fa} = 10^{-6}$$

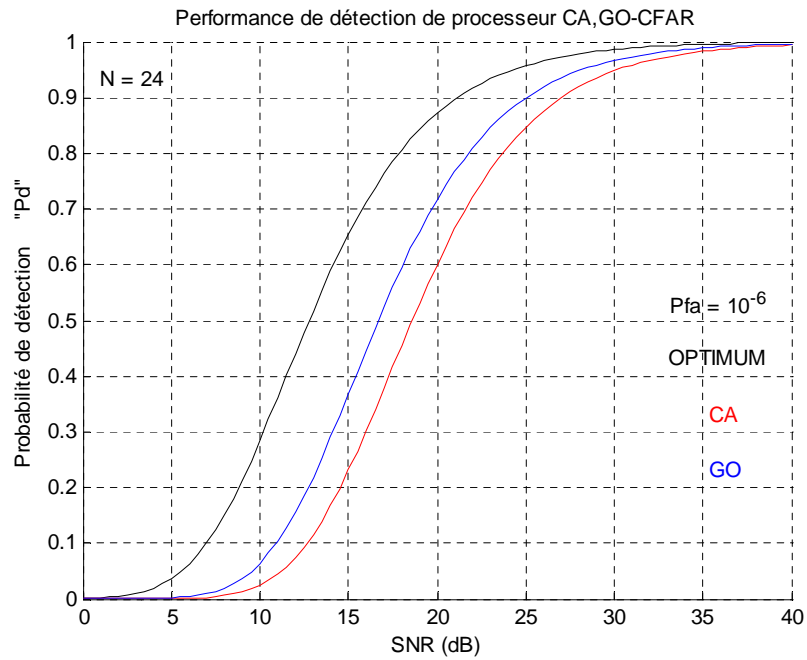
D'après les graphes représentés ci-dessus, nous constatons que la probabilité de détection du deux processeur CA et GO-CFAR diminue en augmentant le nombre de cellules de clutter  $r$ .

Alors, la détection CA-CFAR présente une dégradation sérieuse des performances dans un milieu non homogène.

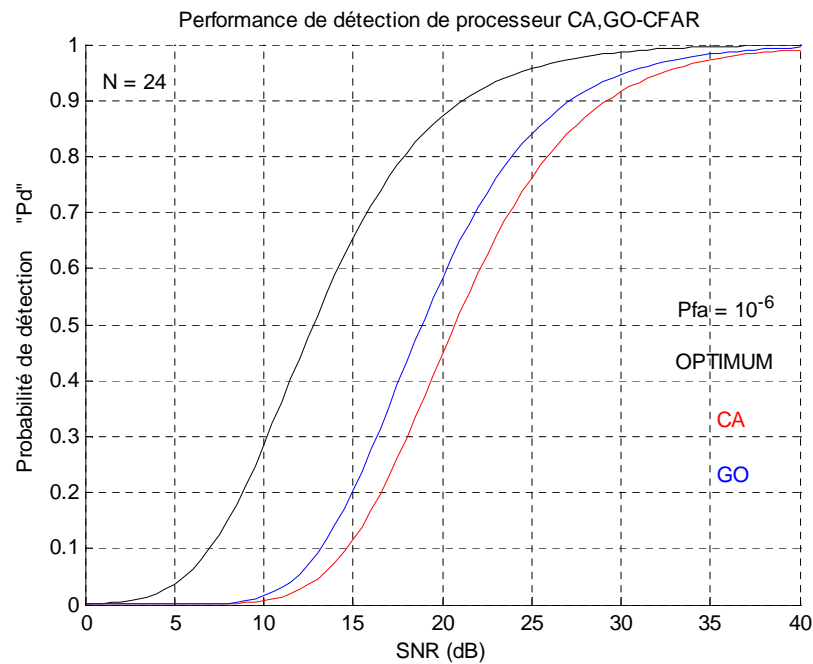
- Les résultats sont représentés sur les figures IV.13et IV.14, IV.14 représente une variation de la probabilité de détection en fonction du SNR pour la taille de fenêtre  $r = 3$  et en faisant varier  $C$



**Figure IV.13** probabilité de détection en fonction du SNR  
 $r=3, C=5\_dB, I=0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$



**Figure IV.14** probabilité de détection en fonction du SNR  
 $r=3, C=15\_dB, I=0$  et  $P_{fa} = 10^{-6}$



**Figure IV.15** probabilité de détection en fonction du SNR

$$r = 3, C = 30_{\text{dB}}, I = 0 \text{ et } P_{fa} = 10^{-6}$$

D'après les figures IV.13, IV.14 et IV.15 il est clair que l'augmentation de  $C$  a causée une dégradation de la probabilité de détection. Nous constatons que la performance du système s'améliore avec l'augmentation de  $C$ .

Alors, dans le cas de cellule sous test non immergé dans le clutter le détecteur CA-CFAR présente une dégradation sérieuse des performances dans un milieu non homogène.

La performance de détection des processeurs GO-CFAR est supérieure en présence de clutter par rapport au détecteur CA-CFAR.

La probabilité de détection dans le cas où la cellule sous test est immergé est mieux et plus proche de l'optimal que dans le cas de cellule sous test non immergé, car, dans le second cas, les cellules appartenant au clutter tendent à faire augmenter le seuil de détection et, par conséquent, à dégrader la probabilité de détection, Cette situation particulière est connue sous le nom de « l'effet de masque » (masking effect). Par contre, lorsque la cellule sous test baigne dans le clutter, les cellules noyées dans le bruit





thermique contribuent à sous estimer le seuil de détection, ce qui se traduit par une probabilité de fausses alarmes ( $P_{fa}$ ) excessive.

#### IV.5 Effet de capture

Ces effets sont obtenus en présence d'interférences dans un clutter homogène.

On choisit le processeur CA-CFAR pour simuler ce problème de l'effet de capture dans un milieu non homogène.

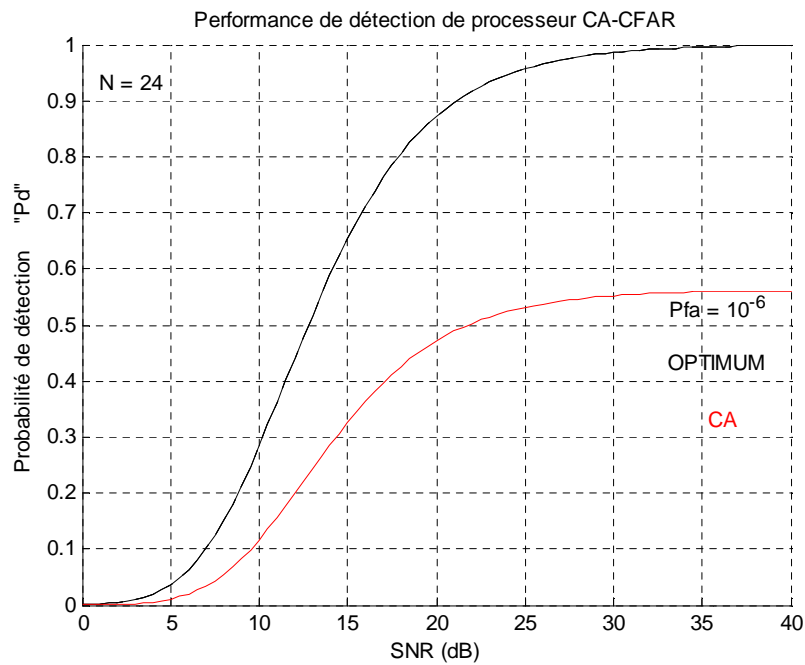


Figure IV.16 probabilité de détection en fonction du SNR

$$r=1, P_{fa} = 10^{-6}, I/S = 1$$

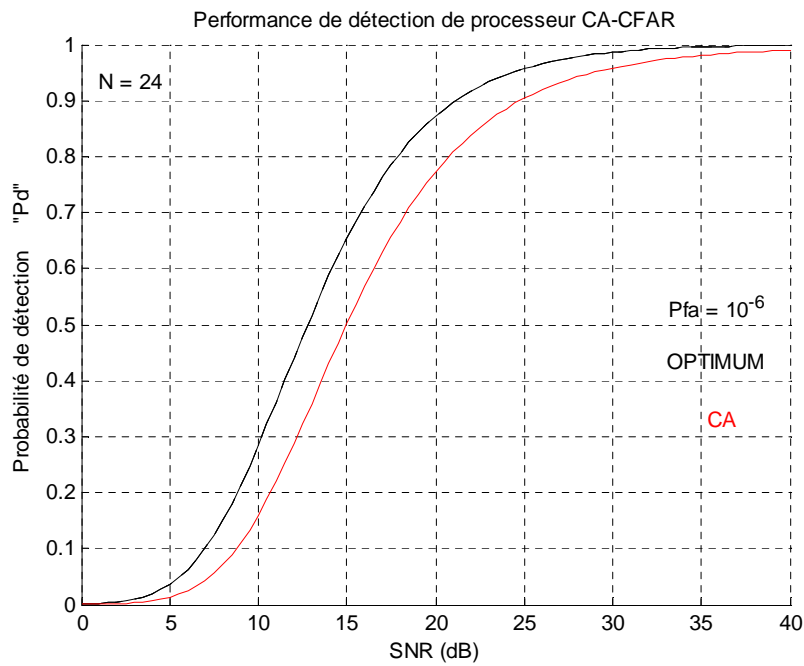


Figure IV.17 probabilité de détection en fonction du SNR

$r = 1, P_{fa} = 10^{-6}, I/S = 2$

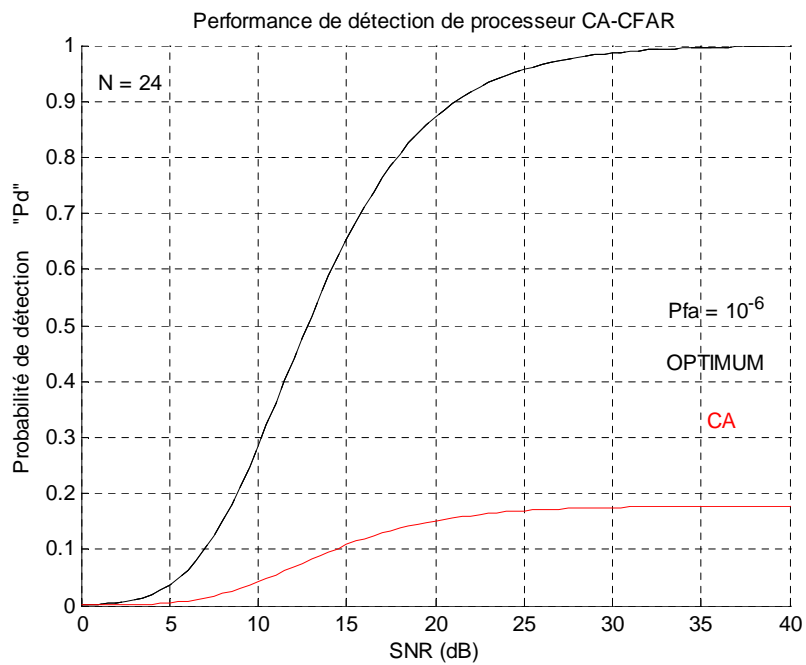
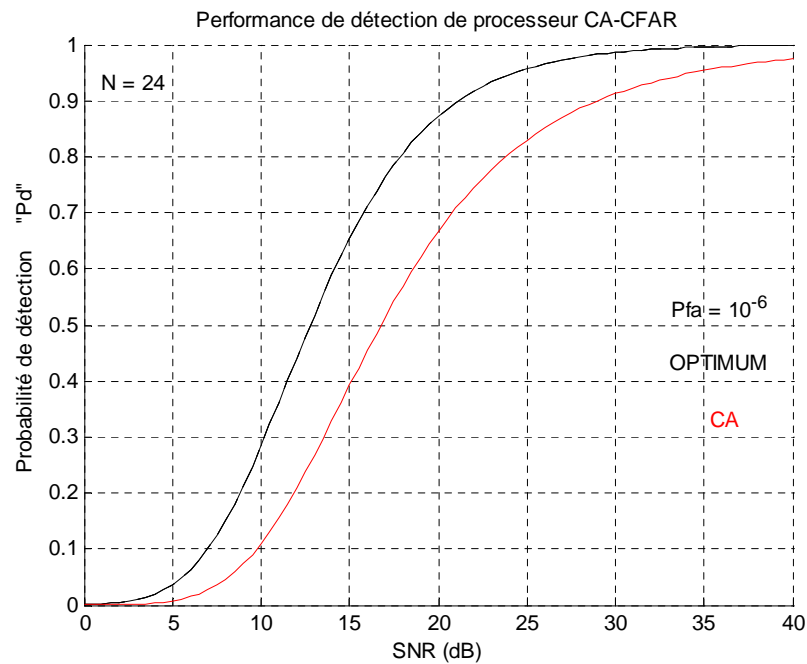


Figure IV.18 probabilité de détection en fonction du SNR

$r = 3, P_{fa} = 10^{-6}, I/S = 1$



**Figure IV.19** probabilité de détection en fonction du SNR

$$r = 3, P_{fa} = 10^{-6}, I/S = 2$$

D'après les graphes représentés dans les figures précédentes, on remarque que la probabilité de détection du processeur CA-CFAR en présence de cibles interférentes démunie en augmentant le nombre de cibles interférentes et le rapport (I/S)

On constate que les performances du détecteur CA se dégradent considérablement dans un milieu non homogène avec présences de cibles interférentes

### III.3. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté tous les résultats obtenus en utilisant la simulation de Monté Carlo. En étudié les détecteurs CA-CFAR et GO-CFAR en termes de leurs performances dans un environnement non homogène (clutter et cibles interférentes).

Le taux de fausse alarme augmente considérablement aux bords de clutter, et masquer de cible est expérimenté dans les cibles interférentes.

Les résultats présentés dans cette section, indiquer clairement les deux problèmes liés au niveau moyenne de schéma CFAR actuel (effet de masque et effet de capture).

Le détecteur GO-CFAR a montré une meilleure performance dans l'environnement homogène, par rapport à l'environnement non homogène où il présente une dégradation remarquable.



## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVE

Dans la détection CFAR, plusieurs méthodes adaptatives ont été adoptées afin de déterminer le seuil qui permet de perfectionner les systèmes de détection.

Ce travail propose d'étudier et de traiter le problème de la détection CFAR dans un environnement non homogène. Pour cela nous avons choisi d'utiliser deux types de détecteurs, le CA et le GO-CFAR, afin de déterminer la performance de chacun d'entre eux dans différentes situations. Ces situations sont été présentées suivant la variation du nombre de cellules  $N$ , la variation de la  $P_{fa}$ , la variation du la taille de fenêtre  $r$ , l'estimation de puissance de le clutter et le signal des cibles interférentes.

Les schémas CFAR basés sur les gammes de cellules commandées en général la meilleure performance globale que le niveau moyen du schéma CFAR.

Bien que la performance de taux de fausse alarme du processeur GO-CFAR dans les régions de transition de clutter est meilleure que ce de n'importe quel autre schémas de détection du niveau moyen CFAR, la performance de détection dans l'environnement multi cible est tout à fait pauvre. Nous pouvons conclure que la détection distribuée est une technique qui améliore les performances de la détection puisqu'elle permet d'élargir la zone de couverture et certainement améliore vitesse de décision.

Pour le développement de la  $P_d$  du GO en présence d'interférences (effet de capteur) est compliqué et de mande un long travail et qui sera laissé au travail à venir.

## Annexe A

In this Appendix we prove the validity of the false alarm probability (32) for the GO-CFAR processor. We give a general proof which reduces to (32) as a special case with proper substitution of the parameters as indicated at the end of this Appendix.

Before we begin the analysis we point out the fact that

$$\int_0^b y^m \exp(-qy) dy = m! q^{-(m+1)} \times \{1 - \sum_{j=0}^m (yq)^j \exp(-qy) / j!\} \quad (A1)$$

which has been used to obtain many of the results in this paper including the one in this Appendix. If  $b = \infty$ , then the right-hand side of (A1) reduces to  $m! q^{-(m+1)}$ .

Let us consider the case for which  $n = N/2$  cells in the leading window contain independent range samples with noise power such that  $\lambda = \gamma_1 / 2$  in (1) and similarly in the lagging window with  $\lambda = \gamma_2 / 2$ . With the random variables  $Y_1$  and  $Y_2$  defined as in (23), we know from (13) that  $Y_1 \sim G(n, \gamma_1)$  and  $Y_2 \sim G(n, \gamma_2)$ . Using the definition of the gamma density in (11), the pdfs  $f_i(y)$  and cdfs  $F_i(y)$  of the random variables  $Y_i, i = 1, 2$  are given by

$$f_i(y) = \frac{1}{\Gamma(n)} y^{n-1} \exp(-y/\gamma_i) \quad (A2a)$$

$$F_i(y) = 1 - \exp(-y/\gamma_i) \sum_{j=0}^{n-1} (y/\gamma_i)^j / j! \quad (A2b)$$

We need to compute the false alarm probability of the statistic  $Z$  given in (22), which has the PDF  $f_z(y)$  of (24). We first compute the mgf  $M_z(T)$  of  $Z$  which reduces to the expression for Pfa, as a special case, as is clear from (7). From the definition of the mgf we have

$$M_z(T) = \int_0^\infty f_z(y) \exp(-Ty) dy = \int_0^\infty f_1(y) F_2(y) \exp(-Ty) dy + \int_0^\infty f_2(y) F_1(y) \exp(-Ty) dy \triangleq I_1 + I_2 \quad (A3)$$

Using (A1) with  $b = x$  and (A2a) and (A2b) in (A3) we get

$$I_1 = (1 + y_1 T)^{-n} - \sum_{j=0}^{n-1} \binom{n+j-1}{j} y_1^{-n} y_2^{-j} \times \{1 + y_1 + 1 + y_2 + T\}^{-(n+j)} \quad (\text{A4a})$$

And

$$I_2 = (1 + y_2 T)^{-n} - \sum_{j=0}^{n-1} \binom{n+j-1}{j} y_2^{-n} y_1^{-j} \times \{1 + y_1 + 1 + y_2 + T\}^{-(n+j)} \quad (\text{A4b})$$

Substituting (A4a) and (A4b) in (A3) with  $\gamma_1 = 1$  and  $\gamma_1 = 1 + C$  yields the Pfa expression shown in (32).

## Annexe B :

In this Appendix we present a general outline of the analysis which can be used to compute the false alarm rate performance of the GO processors in regions of clutter power transition, and to compute their detection performance in the multiple target environment. Consider a situation where the reference window contains independent range cells from three different noise backgrounds. Let  $n = N/2$  cells in the lagging window contain range samples from background with noise power such that  $\lambda = \gamma_3 / 2$  in (1). Similarly, let cells in the leading window contain  $n - r$  samples with  $\lambda = \gamma_1 / 2$  and  $r$  samples with  $\lambda = \gamma_2 / 2$ . Define the gamma distributed random variables  $Y_1$ , and  $Y_2$  as :

$$Y_1 = \sum_{i=n+1}^{2n} X_i \sim G(n, \gamma_3) \quad (B1a)$$

$$Y_2 = \sum_{i=1}^{n-r} X_i + \sum_{i=n-r+1}^n X_i \triangleq W_1 + W_2 \quad (B1b)$$

Where  $W_1 \sim G(n - r, \gamma_1)$  and  $W_2 \sim G(r, \gamma_2)$ . The PDF  $f_2(y)$  of the random variable  $Y_2$  is given by the convolution integral:

$$f_2(y) = \int_0^y f_{W_1}(x) f_{W_2}(y - x) dx \quad (B2)$$

Where  $f_{W_1}$  and  $f_{W_2}$  are the PDF of  $W_1$ , et  $W_2$ , respectively. Using the binomial expansion and the result A1 et B2 we get:

$$f_2(y) = A_0 \sum_{i=0}^{r-1} A_1(i) \times \left\{ y^i \exp(-y / \gamma_2) - \sum_{m=0}^{n-2-i} y^{m+i} (1 / \gamma_1 - 1 / \gamma_2)^m \exp(y / \gamma_1) / m! \right\} \quad (B3)$$

$$\text{Là où } A_0 = \{(r - 1)! (n - r - 1)! \gamma_1^{n-r} \gamma_2^r\}^{-1} \quad (B4a)$$

$$\text{Et } A_1(i) = \binom{r-1}{i} \frac{(n-2-i)! (-1)^{r-1-i}}{(1 / \gamma_1 - 1 / \gamma_2)^{n-1-i}} \quad (B4b)$$

The cdf  $F_2(y)$  of  $Y_2$  can be obtained by integrating  $f_2(y)$  and is given by:

$$\begin{aligned}
 F_2(y) = 1 - A_0 \sum_{i=0}^{r-1} A_1(i) \left\{ i! \gamma_2^{i+1} \sum_{j=0}^i (y \gamma_2)^j \exp(-y \gamma_2) j! \right. \\
 - \sum_{m=0}^{n-2-i} \frac{\gamma_1^{m+i+1} (m+i)!}{m!} (1 \gamma_1 \\
 \left. - 1 \gamma_2)^m \sum_{k=0}^{m+i} (y \gamma_1)^k \exp(y \gamma_1) k! \right\} \quad (B5)
 \end{aligned}$$

The expression for the mgf of  $Z$  for the GO-CFAR processor is the same as that given in (A3) with  $f_1(y)$  and  $F_1(y)$  being the PDF and cdf of the random variable  $Y_1$  defined in (Bla) and  $f_2(y)$  and  $F_2(y)$  as found above. The final result is cumbersome; nonetheless, we have provided it here for the interested reader. The expressions for  $I_1$  and  $I_2$  defined in (A3) are now given by

$$\begin{aligned}
 I_1 = M_{Y_1}(T) - [A_0 (n-1)!] \gamma_3^{-n} \sum_{i=0}^{r-n} A_1(i) \left\{ B_1(i) \sum_{j=0}^i B_2(j, T) \right. \\
 \left. - \sum_{m=0}^{n-2-i} B_3(m, i) \sum_{k=0}^{m+i} B_4(k, T) \right\} \quad (B6a)
 \end{aligned}$$

Et

$$\begin{aligned}
 I_2 = M_{Y_2}(T) - A_0 \sum_{i=0}^{r-1} A_1(i) A_0 \sum_{j=0}^{n-1} A_2(j) \left\{ A(i, j, T) \right. \\
 \left. - \sum_{m=0}^{n-2-i} A_4(i, j, m, T) \right\} \quad (B6a)
 \end{aligned}$$

Là où :

$$M_{Y_1}(T) = (1 + \gamma_3 T)^{-n}$$

$$M_{Y_2}(T) = (1 + \gamma_1 T)^{r-n} (1 + \gamma_2 T)^{-r}$$

$$A_2(j) = \gamma_3^{-j} j!$$



$$A_3(i, j, T) = (i + j)! (1 - \gamma_2 + 1 - \gamma_3 + T)^{-(i+j+1)}$$

$$A_3(i, j, m, T) = \frac{(m + i + j)! (1 - \gamma_1 - 1 - \gamma_2)^m}{m! (1 - \gamma_1 + 1 - \gamma_3 + T)^{m+i+j+1}}$$

Et

$$B_1(i) = i! \gamma_2^{i+1}$$

$$B_2(i, T) = \frac{(n + j - 1)!}{j! \gamma_2^j (1 - \gamma_2 + 1 - \gamma_3 + T)^{n+j}}$$

$$B_3(m, i) = (m + i)! \gamma_1^{m+i+1} (1 - \gamma_1 - 1 - \gamma_2)^m m!$$

$$B_2(k, T) = \frac{(n + k - 1)!}{k! \gamma_2^k (1 - \gamma_1 + 1 - \gamma_3 + T)^{n+k}}$$

The actual expression for the false alarm rate for the GO-CFAR processor is obtained from (B6a) and (B6b) and (A3) with the following substitution. If the reference window contains a clutter edge, and the number of clutter samples  $r_0$  is less than  $n$ , then let  $\gamma_1 = 1$ ,  $\gamma_2 = 1 + C$ ,  $\gamma_3 = 1$ , and  $r = r_0$ . If, however,  $r_0$  is greater than  $n$ , then letting  $\gamma_1 = 1$ ,  $\gamma_2 = 1 + C$ ,  $\gamma_3 = 1 + C$ , and  $r = r_0 - n$  will lead to the proper expression for  $P_{fa}$  with  $T$  replaced by  $T/(1 + C)$ . In the case of  $r$  interfering targets, the detection probability  $P_d$  can be found if we let  $\gamma_1 = \gamma_3 = 1$  and let  $\gamma_2 = 1 + I$ , after replacing  $T$  with  $T/(1 + S)$  in the  $P_{fa}$  expression.

## Références bibliographies

- [1] **M. Barkat.** « Signal detection and estimation », Artech house radar library, MA 02062, 2<sup>ème</sup> édition 2006.
- [2] **B. Atrouz,** « Les Systems radar », Ecole militaire polytechnique.
- [3] **Site web :** [www.sisl.ch](http://www.sisl.ch) (Les dossiers techniques de la Société Internationale de Sauvetage du Léman SISL, « Le radar »)
- [4] **A.M.S** « RADAR TECHNIQUES BASICS».
- [5] **F. PASCAL,** « Détection et Estimation en Environnement Non Gaussien", thèse de Doctorat à l'université de Nanterre (spécialité traitement de signal), Décembre 2006.
- [6] Cet article est partiellement ou en totalité issu d'une traduction de l'article de Wikipédia en anglais intitulé « Radar ([http:// en. Wikipedia. Org/ wiki/ Radar](http://en.Wikipedia.Org/wiki/Radar)) ».
- [7] **Merrill SKOLNICK,** “ Radar hand book”, editions: Chie
- [8] **Gérard BLANCHET et Maurice CHARBIT** “Signaux et images sous Matlab”, HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2001.
- [9] **B. R. Mahafza,** « Radars systems analysis and design using MATLAB », COLSA Corporation, Huntsville, Alabama, ISBN 1-58488-182-8 (alk. Paper).
- [10] **Achbi Med Said et Abadli A/Moutaleb,** « Analyse des performances des détecteurs CA, OS et ML-CFAR dans un clutter de distribution weibull», Mémoire d'ingénieur, Département d'électronique, université de Biskra, 2007
- [11] **Byron EDDE,** RADAR. Principles, Technology, Applications.
- [12] **Prashant Gandhi** « Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background»