

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DEHLAB 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 : installation



**Thème :**  
**Analyse des processeurs CA-CFAR et SO-**  
**CFAR dans un environnement non**  
**homogène**

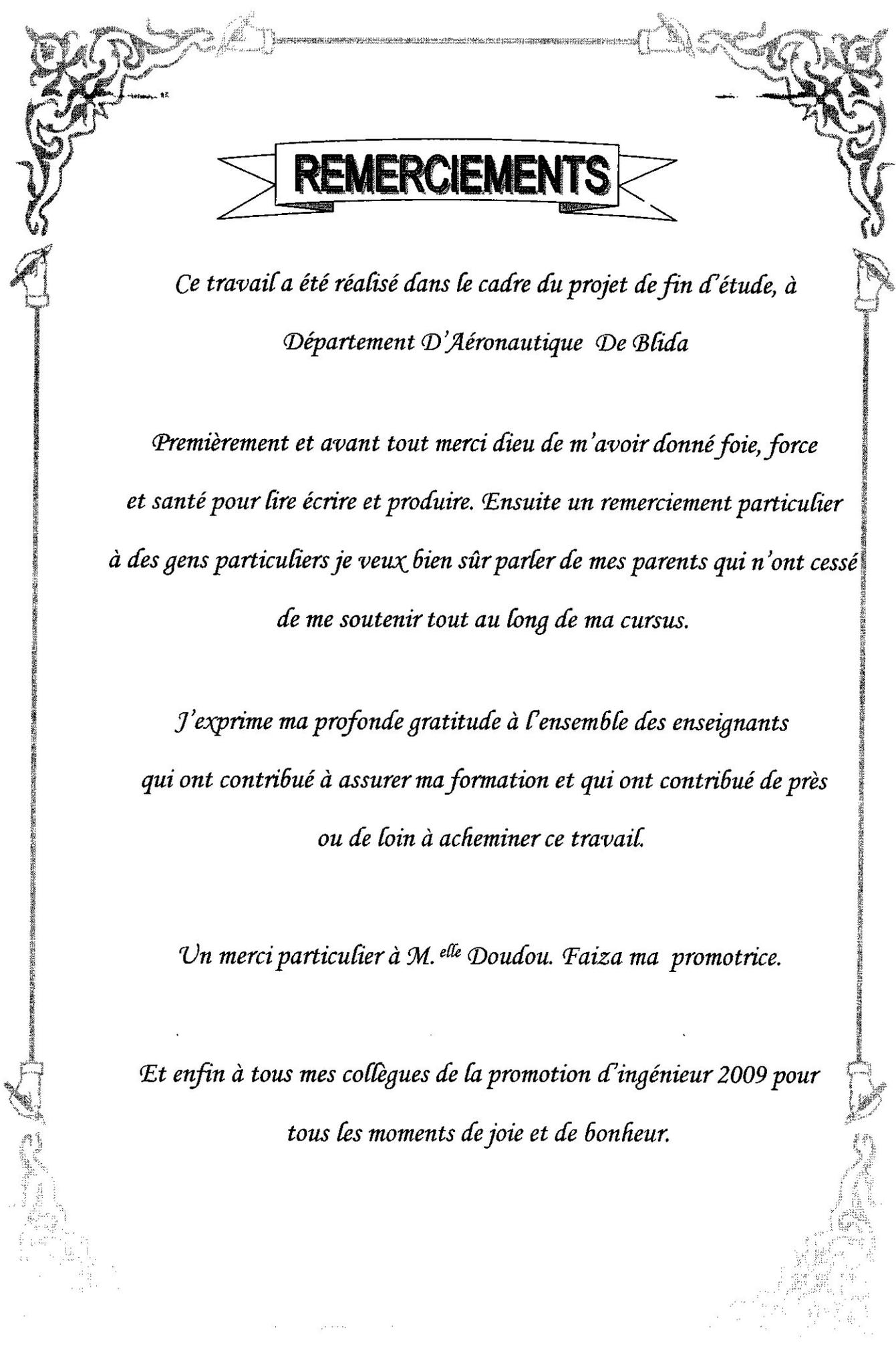
**Présenté par:**

**Melle:** Boubidi Myriam

**Encadré par:**

**Melle:** Doudou Faiza

**Année universitaire : 2008 - 2009**



# REMERCIEMENTS

*Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet de fin d'étude, à  
Département D'Aéronautique De Blida*

*Premièrement et avant tout merci dieu de m'avoir donné foie, force  
et santé pour lire écrire et produire. Ensuite un remerciement particulier  
à des gens particuliers je veux bien sûr parler de mes parents qui n'ont cessé  
de me soutenir tout au long de ma cursus.*

*J'exprime ma profonde gratitude à l'ensemble des enseignants  
qui ont contribué à assurer ma formation et qui ont contribué de près  
ou de loin à acheminer ce travail.*

*Un merci particulier à M.<sup>elle</sup> Doudou. Faiza ma promotrice.*

*Et enfin à tous mes collègues de la promotion d'ingénieur 2009 pour  
tous les moments de joie et de bonheur.*

## *Dédicace*

*Je souhaite dédier ce modeste travail, synonyme de  
concrétisation de tous mes efforts fournis ces six  
dernières années :*

*A mes très chers parents ma raison de vivre, symbole de courage  
et de sacrifice « Kamatcho et Sofia », Que dieu les gardes.*

*A mes très chers grands-parents.*

*A mes très chers frères : « Fares et Mimou »*

*A mes très chères sœurs : « Nina, Hayet et Mina ».*

*A mes cousins et cousines surtout « kimou ».*

*A toutes les familles : « Boubidi et Myrabelle ».*

*Une dédicasse très particulière a mes chères copines :  
« Fifou, Biba et tlihi »*

*A ma très chère copine et sœur : « Aida »*

*A tous mes Amis du département d'aéronautique*

*Je remercie toutes les personnes qui m'ont soutenu et encouragé et qui  
ont participé à la réalisation de ce travail de loin ou de près.*

*MYRIAM. B*

## ***LISTE DES NOTATIONS ET ABREVIATIONS :***

<b>ACC:</b>	Adaptive Cruise Control
<b>ADT:</b>	Average detection threshold (seuil de detection moyen)
<b>B :</b>	Bruit
<b>C:</b>	Vitesse de la lumière
<b>C :</b>	clutter
<b>Cdf :</b>	La fonction de distribution cumulative
<b>CFAR:</b>	Constant False Alarm Rate (Taux de fausses alarmes constant)
<b>CA-CFAR:</b>	Cell-Averaging CFAR ( moyenne cellulaire)
<b>D0 :</b>	Décision de choisir l'hypothèse <b>H0</b>
<b>D1 :</b>	Décision de choisir l'hypothèse <b>H1</b>
<b>G :</b>	Gain
<b>Gt :</b>	Gain de l'antenne émettrice
<b>Gr :</b>	Gain de l'antenne réceptrice
<b>GO-CFAR:</b>	Greatest of CFAR (le plus grand de CFAR)
<b>H :</b>	Hauteur de l'antenne
<b>H1 :</b>	Hypothèse désignant la présence du signal cible.
<b>H0 :</b>	Hypothèse désignant l'absence du signal cible
<b>I :</b>	Interférence
<b>L:</b>	Largeur de l'antenne
<b>Ls:</b>	Facteur de pertes
<b>Miradop :</b>	Mini radar doppler
<b>Mgf:</b>	Fonction génératrice des moments
<b>N :</b>	Nombre de cellules de référence
<b>P0(x) :</b>	La fonction de densité de probabilité de x vérifiant H0
<b>P1(x) :</b>	La fonction de densité de probabilité de x vérifiant H1
<b>Pn :</b>	probabilité de non détection
<b>PPI:</b>	Plan Position Indicator (indicateur de position plan)
<b>Pr :</b>	Puissance Reçue
<b>Pt :</b>	Puissance Transmise
<b>PFA :</b>	Probabilité de fausses alarmes

<b>Pdf :</b>	Fonction de densité de probabilité
<b><math>\theta_a</math> :</b>	Largeur du faisceau en azimut (en degrés)
<b><math>\theta_s</math> :</b>	Largeur du faisceau en site (en degrés)
<b>r :</b>	Nombre de cellules clutter
<b>R0 :</b>	Région pour laquelle on décide en faveur de H0
<b>R1 :</b>	Région pour laquelle on décide en faveur de H1
<b>RADAR:</b>	Radio Detection and Ranging
<b>RF:</b>	Radio-Fréquence
<b>Rt :</b>	Distance cible- radar émetteur
<b>Rr :</b>	Distance cible- radar récepteur
<b>R :</b>	Distance réelle
<b>Rth :</b>	Distance sans atténuation
<b>R max :</b>	Distance maximal
<b>SO-CFAR:</b>	Smallest of CFAR
<b>SNR:</b>	Rapport signal sur bruit
<b>SER :</b>	Surface équivalente d'une cible réelle
<b>TOP :</b>	Tube a ondes Progressives
<b>T :</b>	Température
<b>TFAC :</b>	Taux de Fausses Alarmes Constant
<b><math>X_i</math> :</b>	La gamme de cellules entourant la cellule sous teste
<b>X0:</b>	Cible de test
<b><math>Y_0</math>:</b>	seuil fixé optimal
<b>Z:</b>	Tension du bruit
<b><math>\lambda</math> :</b>	Longueur d'onde du radar
<b><math>\lambda</math> :</b>	Puissance totale du bruit
<b><math>\sigma</math> :</b>	Section efficace radar (coefficient de réflexion de la cible)
<b><math>\alpha</math> :</b>	Coefficient d'atténuation
<b><math>\Gamma</math> :</b>	La fonction gamma usuelle
<b><math>\mu</math> :</b>	puissance totale du bruit ( $\lambda$ )

**Introduction générale.....1**

**CHAPITRE I : Les systèmes Radar**

**I.1. Historique:..... 3**

**I.2.Principe du Radar: ..... 4**

    I.2.1.Role du Radar: ..... 5

    I.2.2. Principe de fonctionnement du Radar: ..... **Erreur ! Signet non défini.**

**I.3. Rôle des différents étages d'un Radar..... 7**

    I.3.1. L'émetteur : ..... 7

    I.3.2. Le récepteur ..... 7

    I.3.3. L'alimentation..... 8

    I.3.4. Le Synchronisateur ..... 8

    I.3.5. Le duplexeur ..... 8

    I.3.6. L'antenne ..... 9

    I.3.7. Visualisation ..... 11

**I.4.Types de Radar :..... 11**

    I.4.1. Radar à onde continue : ..... 11

    I.4.2. Radar à impulsion : ..... 12

**I.5. Equation du Radar :..... 12**

**I.6. Application du Radar : ..... 15**

**I.7. Conclusion :..... 16**



## Chapitre II : La détection des cibles

<b>II. 1. Introduction :</b> .....	<b>17</b>
<b>II. 2. Le bruit :</b> .....	<b>17</b>
II.2.1. Définitions	
II. 2.2. Bruit thermique : .....	18
II. 2.3. Clutter (fouillis): .....	18
II.2.4. Les différents types de fouillis : .....	20
II.2.3.1. Clutter météorologique : .....	20
II.2.3.2. Les anges : .....	21
II.2.3.3. Clutter de mer : .....	21
II.2.3.4. Clutter de sol : .....	
II.2.5. Interférence .....	22
II.2.6. Rapport signal sur bruit .....	22
<b>II. 3. Théorie de la détection:</b> .....	<b>23</b>
II.3.1. Surface équivalente d'une cible réelle: .....	26
II.3.2. Fluctuation des cibles Radar : .....	28
<b>II.4. Détection à seuil fixe :</b> .....	<b>29</b>
II.4.1. Inconvénient du seuil fixe .....	29
<b>II.5. Détection à seuil adaptatif:</b> .....	<b>31</b>
<b>II.6. Conclusion :</b> .....	<b>33</b>



### Chapitre III : Les techniques du détecteur CFAR

III.1. Introduction .....	34
III.2. Principe du détecteur CFAR :.....	34
III.3. Architecture d'un détecteur CFAR .....	35
III.4. Evolution du détecteur CFAR . .....	35
III.5. Evolution des cellules de voisinage .....	39
III.6. Clutter Non homogène.....	41
III.7. Théorie des techniques CFAR.....	42
III.7.1. introduction .....	42
III.7.2. Le détecteur CA-CFAR.....	44
III.7.3. Le détecteur SO-CFAR.....	51
III.5.Conclusion :.....	51

### Chapitre IV: Simulation et Interprétations

IV. 1. Environnement, matériel et logiciel .....	57
IV.2. Les étapes suivies .....	57
IV.3 Simulation du CA et SO-CFAR et interprétation .....	57
VI.3.1. Simulation dans un milieu homogène .....	57
IV.3.2. Simulation dans un milieu non homogène.....	61
IV.3.3. Effet de masque .....	70
IV. 6. Conclusions : .....	70

Conclusion générale et perspectives .....



Table des matières

---

**Bibliographies.....**

**Annexe.....**



PFE

Liste des figures

---

**Chapitre I :**

**Figure I.1 :** Radar bi-statique.....6  
**Figure I.2 :** Radar mono-statique.....6  
**Figure I.3 :** Synoptique d'un radar..... 7  
**Figure I.4 :** Diagramme-bloc simplifié d'un radar a impulsions.....8  
**Figure I.5 :** Schéma synoptique d'un modulateur.....9  
**Figure I.6 :** Principe de fonctionnement du duplexeur.....10  
**Figure I.7 :** Figure ouverture d'une antenne.....11  
**Figure I.8 :** Plan position indicator(PPI).....12

**Chapitre II :**

**Figure II.1 :** Echos parasites.....21  
**Figure II.2 :** Différents types de clutter(sol, mer et cible).....23  
**Figure II.3 :** Fonction de densité de probabilité montrant la surface d'erreurs.....26  
**Figure II.4 :** a typical radar cross section plot of.....27  
**Figure II.5 :** Surface équivalentes de quelques types d'avion.....28  
**Figure II.6 :** Variation de la SER en fonction de l'angle d'illumination.....36  
**Figure II.7 :**Exemple de détection avec deux seuils fixe .....38  
**Figure II.8 :** Détection à seuil adaptatif .....34

**Chapitre III :**

**Figure III.1 :** Architecture d'un détecteur CFAR..... 37  
**Figure III.2 :** Schéma synoptique des détecteurs CA, GO, et SO-CFAR ..... 39



PFE

## Liste des figures

---

<b>Figure III.3</b> : Schéma synoptique d'un détecteur OS-CFAR .....	40
<b>Figure III.4</b> : Schéma synoptique des détecteurs WCA-CFAR.....	41
<b>Figure III.5</b> : Type de voisinage. (a) direction de la distance, (b) direction de l'azimut, (c)direction plane (distance et azimut).....	43
<b>Figure III.6</b> : Différentes situations d'environnement non homogènes.....	42
<b>Figure III.7</b> : Structure du détecteur CA-CFAR .....	46
<b>Figure III.8</b> : Structure du détecteur SO-CFAR.....	52
 <b>Chapitre IV :</b>	
<b>Figure IV. 1</b> : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec $P_{fa} = 10^{-4}$ .....	58
<b>Figure IV. 2</b> : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec $P_{fa} = 10^{-6}$ .....	59
<b>Figure IV. 3</b> : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec $P_{fa} = 10^{-8}$ .....	60
<b>Figure IV. 4</b> : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec $P_{fa} = 10^{-6}$ , $C = 5$ dB et $r = 16$ .....	61
<b>Figure IV. 5</b> : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec $P_{fa} = 10^{-6}$ , $C = 20$ dB et $r = 16$ .....	62
<b>Figure IV. 6</b> : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec $C = 5$ dB et $r = 20$ .....	62
<b>Figure IV. 7</b> : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec $P_{fa} = 10^{-6}$ , $C = 20$ dB et $r = 20$ .....	63
<b>Figure IV. 8</b> : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec $P_{fa} = 10^{-6}$ , $C = 5$ dB et $r = 25$ .....	64



Liste des figures

**Figure IV. 9** : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C = 20$  dB et  $r = 25$ .....67

**Figure IV.10** : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C = 5$  dB et  $r = 28$ .....68

**Figure IV.11** : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C = 20$  dB et  $r = 28$  .....69

**Figure IV.12** : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR avec  $C$   $I/S = 0.5$  dB et  $r = 1$ .....71

**Figure IV.13** : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR avec  $C$   $I/S = 1$  dB et  $r = 1$ .....72

**Figure IV.14** : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR avec  $C$   $I/S = 0.5$  dB et  $r = 2$ .....74

**Figure IV.15** : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR avec  $C$   $I/S = 1$  dB et  $r = 2$ .....75

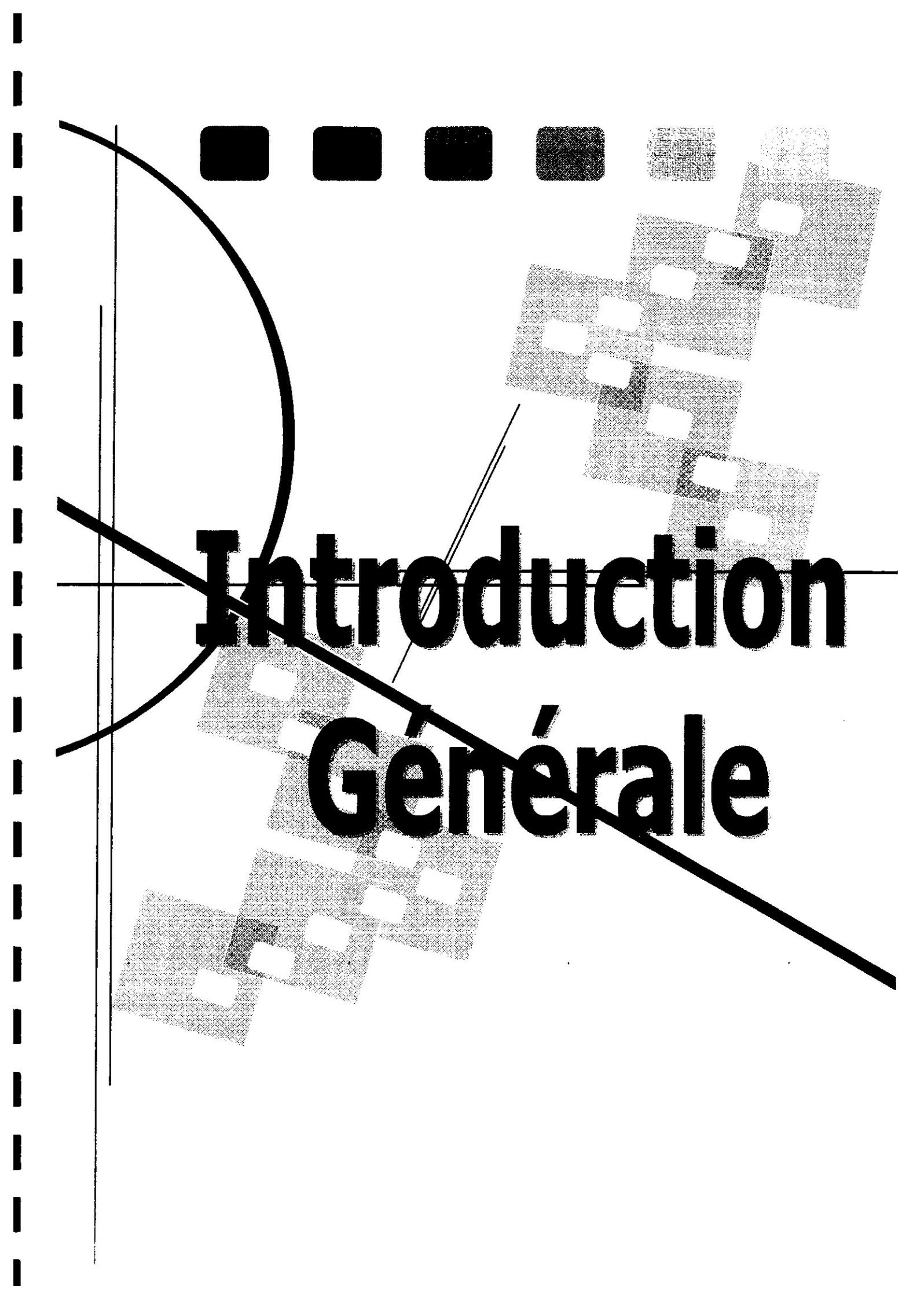
**Figure IV.16** : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR avec  $C$   $I/S = 0.5$  dB .....76

**Figure IV.17**: La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR avec  $C$   $I/S = 1$  dB .....76



<b>Tableau II.1</b> : Combinaisons possibles pour la théorie de détection .....	24
<b>Tableau II.2</b> : La valeur de la SER pour différents types de cibles.....	27
<b>Tableau II.3</b> : Les modèles de fluctuation des cibles.....	29
<b>Tableau III.1</b> : Le facteur d'échelle constant T et l'ADT du processeur CA-CFAR et l'ADT du processeur optimal .....	46
<b>Tableau III.2</b> : Facteur d'échelle constant T et seuil de détection moyen pour le processeur SO-CFAR.....	51





**Introduction**  
**Générale**

### Introduction :

Les premières applications de la radio-électricité furent les télécommunications puis la radio-navigation, mais dès le début du siècle des précurseurs envisagèrent la possibilité de détecter la présence d'objets métalliques par l'utilisation d'ondes électromagnétiques.

Cette nécessité de détecter des objets sans la participation de l'objet lui-même s'est sentie pour les besoins de la navigation et de l'anticollision, notamment dans le domaine des transports aérien, mais c'est le besoin militaire de la défense aérienne et maritime qui fut le principal moteur de cette technique nouvelle à partir des années trente.

Dans ce travail on s'intéresse à la détection radar, domaine très vaste connaissant l'intérêt particulier de la recherche militaire depuis la deuxième guerre mondiale, bien que depuis ce temps la science ait connue une très grande avancée, il subsiste encore des problèmes qui appellent les chercheurs et les scientifiques à une réflexion incessante. Parmi ces problèmes l'étude de l'automatisation de la détection de cibles mobiles noyées dans le bruit, domaine où se spécialise le système de détection à « taux de fausses alarmes constant » (TFAC) ou CFAR pour « constant false alarm rate » qui est particulièrement l'objet de mon étude.

Le présent mémoire est organisé comme suit :

La première partie comporte une présentation générale des systèmes radar et quelques notions de base.

La deuxième partie s'intéresse à la détection du signal radar, critère de détection ainsi que les types de détection.

Le détecteur CFAR classique, des étapes de son évolution ainsi que ses différentes variantes, seront étudiés en détail dans la troisième partie.



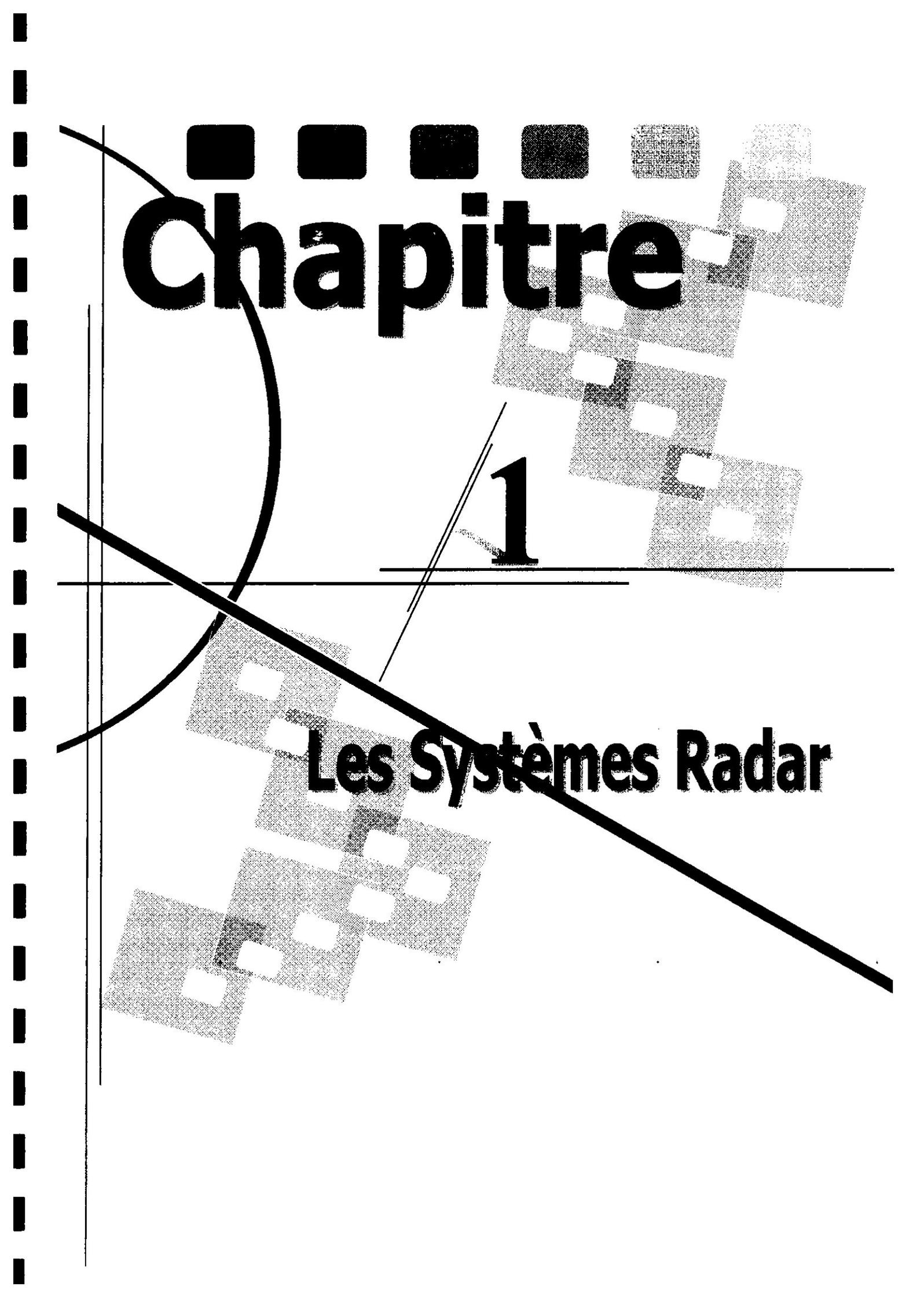
## Introduction Générale

---

Le quatrième et le dernier chapitre sera consacré pour une série de simulation, afin de concrétiser les étapes fondamentales de la détection des cibles par les détecteurs CA-CFAR et le SO-CFAR et montrer les performances de chaque détecteur.

Enfin je terminerai mon travail avec une conclusion générale.





**Chapitre**

**1**

**Les Systèmes Radar**

## I.1. Historique :

Le RADAR (Radio Detection And Ranging) est basé sur la propagation des ondes électromagnétiques ou plus exactement sur celle des ondes radio-fréquence (RF).

En 1911 l'Américain Hugo Gernsback énonça le principe du Radar et en 1934, le français, Pierre David, mènera avec succès les premières expériences de détection de présence d'avions.

La première détection et localisation (detection and ranging) d'obstacle, fut effectuée en 1935 par Maurice Ponte et Henri Gutton, lors d'essais à bord d'un bateau, ils détectèrent des icebergs avec des ondes ( $\lambda$ ).

A partir de là, les radars prennent de l'importance au niveau militaire, pour la détection des ennemis aussi bien de jour comme de nuit, comme au niveau civil, pour la prévention sur les moyens de transport (avion, voiture, train...).

- En 1864, James Clerk Maxwell décrit les lois de l'électromagnétisme, ce qui permet pour la première fois de travailler sur leur source.
- En 1888, Heinrich Rudolf Hertz montre que les ondes électromagnétiques sont réfléchies par les surfaces métalliques.
- XXe siècle, plusieurs inventeurs, scientifiques, et ingénieurs ont contribué au développement du radar:

De manière générale, on peut considérer que le radar était quasiment prêt dans sa forme actuelle à l'aube de la Seconde Guerre mondiale. Il manquait cependant l'expérience opérationnelle au combat qui a poussé les ingénieurs à trouver de nombreuses améliorations techniques. Ainsi, les radars aéroportés ont été développés pour donner la possibilité à l'arme aérienne de procéder aux bombardements et à la chasse de nuit. On mena également des expérimentations sur la polarisation. Lors de l'utilisation du radar de manière opérationnelle, les opérateurs ont constaté la présence d'artéfacts. Par exemple, les opérateurs des radars micro-



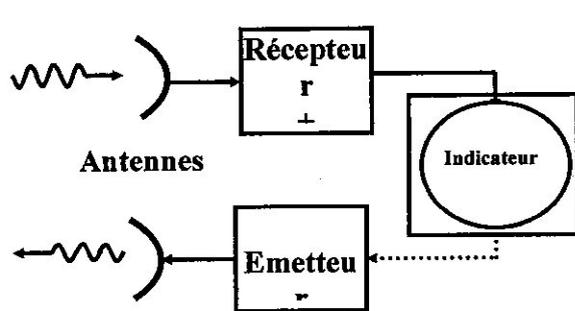


Figure I.1 : Radar bi-statique

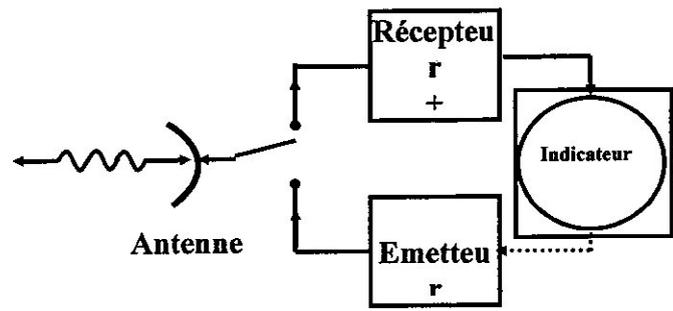


Figure I.2 : Radar mono-statique

### I.2.2. Principe de fonctionnement du Radar:

La plus grande partie de l'énergie délivrée par le radar est transmise dans la direction du lobe principale de l'antenne. Cette énergie se propage dans l'air à une vitesse proche de la vitesse de la lumière  $c$ .

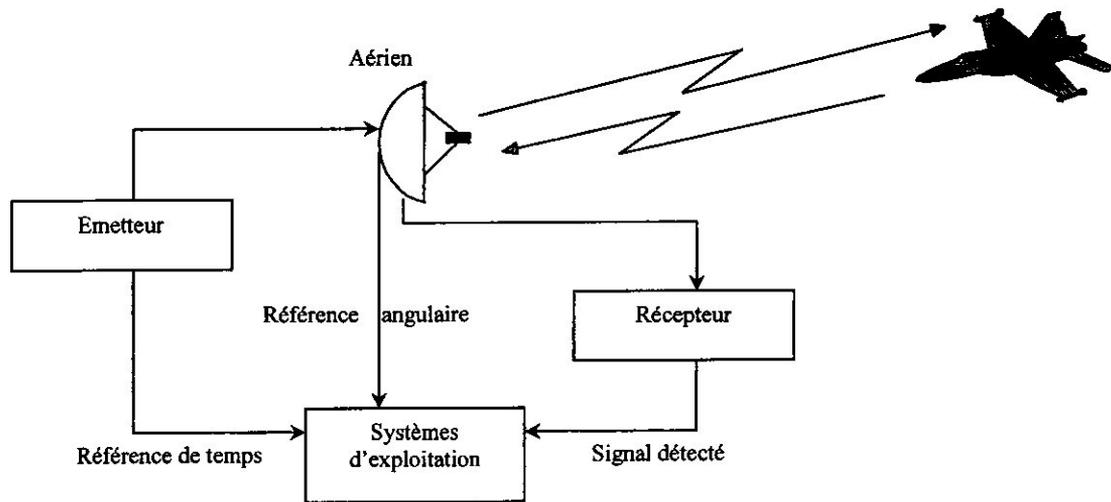
Si l'onde électromagnétique rencontre dans sa direction de propagation un objet ayant une impédance caractéristique différente de celle du milieu de propagation, une partie de l'énergie électromagnétique sera diffractée.

La réflexion se fait dans plusieurs directions suivant la forme de l'objet. Le seul écho intercepté par le radar est celui réfléchi dans la direction de son récepteur. De plus le radar peut recevoir une partie de l'énergie réfléchi par la mer, le sol ou les nuages.

A la réception, l'énergie reçue des différents échos est amplifiée et filtrée. Malheureusement, le récepteur rajoute des bruits aléatoires au signal reçu. Pour extraire le signal utile des interférences, des traitements sont effectués. Le signal résultant est comparé à un certain niveau de référence appelé le seuil de détection. Ce seuil doit être soigneusement choisi de manière à avoir un minimum de probabilité de fausses alarmes.

On peut schématiser ce principe de la façon suivante :





**Figure I.3 : Synoptique d'un 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.3. Rôle des différents étages d'un Radar :

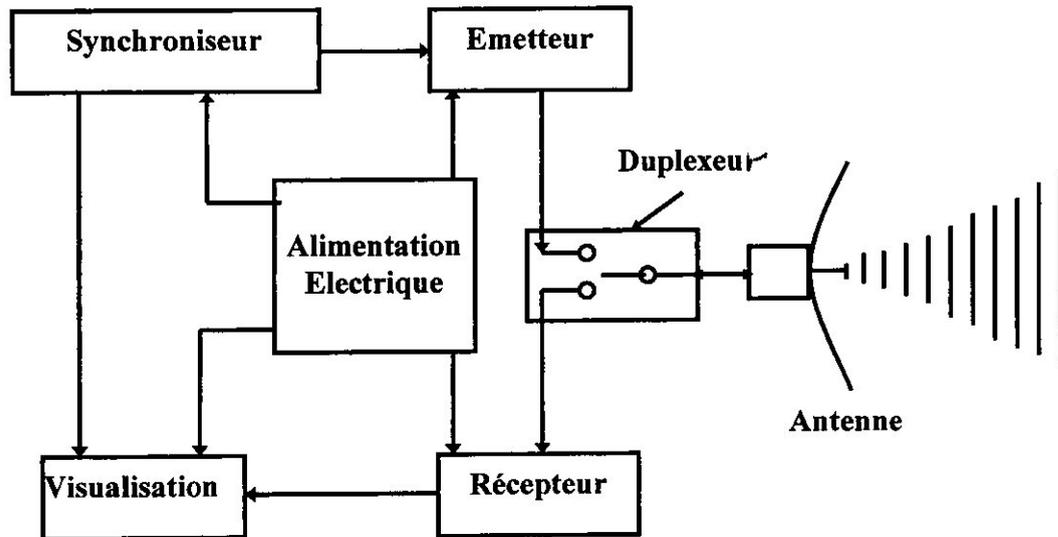


Figure I.4 : Diagramme-bloc simplifié d'un radar à impulsions

#### I.3.1. L'émetteur :

L'émetteur crée l'onde radio qui est émise et la module pour former un train d'impulsions. Il doit aussi amplifier le signal à des puissances assez élevées pour atteindre la portée nécessaire.

La source d'onde peut être soit un klystron, un tube à ondes progressives (TOP) ou un magnétron (voir cours d'Hyperfréquences). Chacun de ces composants possède ses propres caractéristiques et ces limitations.

#### I.3.2. Le récepteur :

Le récepteur travaille autour de la fréquence émise et sert à amplifier le signal réfléchi. Pour obtenir des portées grandes, le récepteur doit avoir une grande sensibilité sans introduire beaucoup de bruit.

La capacité du récepteur à détecter des signaux utiles dans le bruit dépend du rapport de puissances signal/bruit (S/N).



Le bruit est caractérisé par sa puissance moyenne  $\sigma_N$ . Le critère de détectabilité d'une cible est :

$$P_r > (S/N) \cdot \sigma_N$$

La puissance minimale détectable est noté par  $S_{min}$ .

### I.3.3. L'alimentation

Ce bloc délivre du courant à tous les composants. L'émetteur est le composant qui consomme le plus (plusieurs kW de puissance moyenne). L'énergie doit être délivrée durant le bref instant d'émission de l'impulsion, c'est pour cela que l'énergie est emmagasinée dans des réservoirs (capacité) pendant le reste du temps pour être restituée au tube pendant l'émission :  
( c'est le rôle du modulateur. )

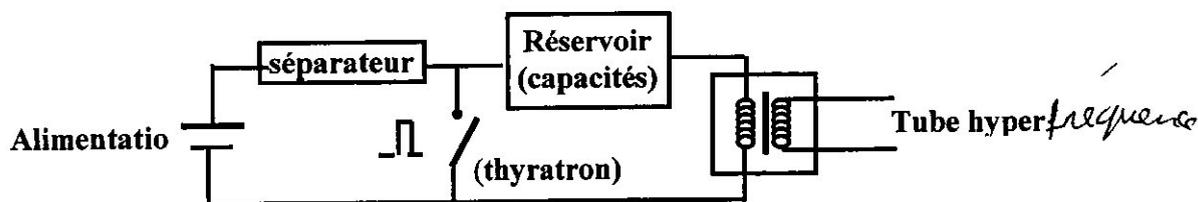


Figure I.5 : Schéma synoptique d'un modulateur

### I.3.4. Le Synchronisateur :

Il règle la cadence d'émission des impulsions (c'est-à-dire fixe la période de répétition  $T_r$ ) et remet à zéro l'horloge qui détermine les instants d'arrivée des échos. Les signaux de synchronisation sont transmis à plusieurs blocs.

### I.3.5. Le duplexeur :

C'est un commutateur hyperfréquence qui connecte alternativement l'émetteur et le récepteur à l'antenne dans le but de protéger le récepteur des fortes puissances à l'émission.



Dans les radars de grandes portées, il est réalisé à partir de guides contenant un gaz qui s'ionise uniquement lors de l'émission et joue ainsi le rôle d'un réflecteur.

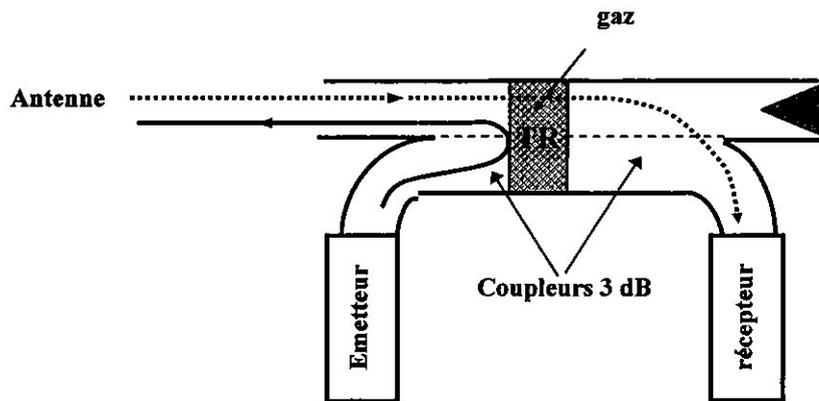


Figure I.6 : Principe de fonctionnement du duplexeur

### I.3.6. L'antenne :

Son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans une direction donnée. L'exploration de l'espace se fait par action mécanique ou électronique (antennes à balayage électronique). Un synchro-transmetteur indique à chaque instant l'orientation de l'antenne dans l'espace.

Dans le domaine du radar, on utilise surtout des antennes composées d'un réflecteur parabolique illuminé par un cornet.

Les caractéristiques importantes d'une antenne sont la largeur (ou ouverture) du faisceau et le gain.

L'ouverture du faisceau (lobe principal) est la largeur qui contient la plus grande partie de l'énergie rayonnée. Dans les applications radar, cette largeur est définie à mi-puissance (soit 3 dB) : l'ouverture du faisceau est donc l'ensemble des directions pour lesquels les puissances rayonnées sont supérieures à la moitié de la puissance maximale.



L'ouverture dépend de la longueur d'onde, de la dimension L de l'aérien dans le plan considéré et de la loi d'illumination utilisée.

$$10 \cdot \text{Log} \left( \frac{P_{\max}}{P_{\max} \sqrt{2}} \right) = 3 \text{ dB}$$

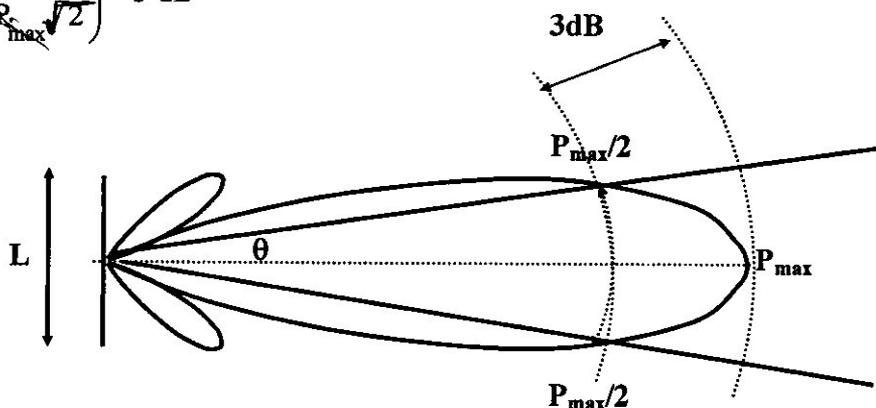


Figure I.7 : Ouverture d'une antenne

Le gain G de l'antenne dans une direction donnée mesure le degré de concentration de l'énergie dans cette direction.

❖ Résultats pratiques

Ouvertures en azimut et en site :  $60 \frac{\lambda}{L} < \theta_a < 70 \frac{\lambda}{L}$  et  $60 \frac{\lambda}{H} < \theta_s < 70 \frac{\lambda}{H}$

$$\frac{4\pi(0,4S)}{\lambda^2} < G < \frac{4\pi(0,8S)}{\lambda^2} \quad \text{et} \quad \frac{15000}{\theta_a \cdot \theta_s} < G < \frac{30000}{\theta_a \cdot \theta_s}$$

avec : L largeur de l'antenne

H hauteur de l'antenne

S=LH surface de l'antenne

$\theta_a$  largeur du faisceau en azimut (en degrés)

$\theta_s$  largeur du faisceau en site (en degrés)



### I.3.7. Visualisation

Les scopes de visualisation peuvent prendre différentes formes. Le plus simple, appelé le scope A présente l'information sous forme Amplitude/Temps, il ne donne pas la direction de la cible.

Le scope le plus utilisé est le PPI (Plan Position Indicator) dans lequel l'information est donnée sous forme de coordonnées polaires (direction et distance). Il utilise un tube cathodique classique avec balayage radial et circulaire. La puissance du faisceau est modulée proportionnellement à l'intensité du signal provenant des cibles.

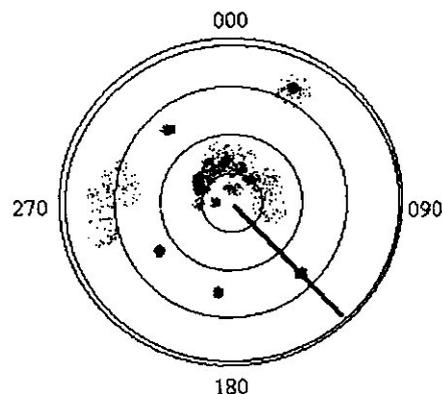


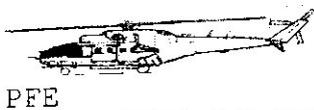
Figure I.8 : Plan Position Indicator (PPI)

### I.4. Types de Radar:

Les radars peuvent être classés suivant plusieurs caractéristiques (mission du radar, relation entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice, la bande de fréquence utilisées... etc.). Cependant, la classification la plus commune est basée sur le mode de transmission du signal. Deux grandes familles sont distinguées : le radar à impulsion et le radar à onde continue.

#### I.4.1. Radar à onde continue :

La forme des signaux émis est une onde continue pure ou modulée



### I.4.2. Radar à impulsion :

L'onde émise est constituée d'impulsions périodiques à très haute fréquence, 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.5. Equation du Radar:

L'équation du radar est un bilan des puissances sur le trajet aller-retour d'une onde émise. La puissance reçue par l'antenne réceptrice d'un radar est donnée par l'équation du radar :

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2 \sigma_0}{(4\pi)^3 R_t^2 R_r^2}$$

Tel que :  $P_r$  = Puissance Reçue

$P_t$  = Puissance Transmise

$G_t$  = gain de l'antenne émettrice

$G_r$  = gain de l'antenne réceptrice

$\lambda$  = longueur d'onde du radar

$\sigma$  = section efficace radar (coefficient de réflexion de la cible)

$R_t$  = distance cible- radar émetteur

$R_r$  = distance cible- radar récepteur



Il est possible d'ajouter des termes de gain ou de pertes supplémentaires à cette équation, par exemple:

- perte d'énergie par diffusion de l'onde sur des particules en suspension dans l'atmosphère (pluie, neige...)
- perte d'énergie par bruit thermique sur les composants électroniques
- perte d'énergie par brouillage
- augmentation du rapport signal à bruit par compression d'impulsion
- etc.

Dans la plupart des cas :

- L'émetteur et le récepteur constituent le même dispositif (on parle alors de radar monostatique) et  $R_t = R_r = R$
- L'antenne d'émission est utilisée comme antenne de réception et  $G_t = G_r = G$

$$P_r = P_t \frac{G^2 \lambda^2 \sigma^0}{(4\pi)^3 R^4}$$

L'équation ci-dessus est une simplification ne tenant pas compte des interférences et du bruit. En situation réelle, les pertes doivent être prises en considération, tout autant que les autres facteurs de transmission.

#### ✦ Pertes à l'émission et à la réception

Pour tenir compte des pertes au niveau de l'émetteur et du récepteur qui existent toujours, on introduit un facteur de pertes  $L_s (>1)$  dans l'équation du radar. L'équation du radar devient :

$$P_r = \frac{P_c G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 \cdot L_s}$$

Le facteur de pertes s'exprime en général en décibels :  $L_s(\text{dB}) = 10 \cdot \text{Log}(L_s)$

Le facteur  $L_s$  englobe différents types de pertes



PFE

## I.6. Application du Radar:

Les radars ont aujourd'hui une très grande variété d'applications dans de nombreux domaines :

### ❖ militaire :

radars de détection et de surveillance aérienne au sol ou embarqués (sur chasseurs pour le combat aérien et sur AWACS); radars de veille en surface sur les navires de guerre ; radars d'apportage ; identification radar (IFF) ; autoguides de missiles ; radars de détection terrestre ; radars d'artillerie ; brouilleurs radar ; satellites radar d'observation de la terre ;

### ❖ aéronautique :

Contrôle du trafic aérien ; guidage d'approche d'aéroport ; radars d'altimétrie ; radars de navigation ;

### ❖ maritime :

Radar de navigation ; radars anti-collision ; balises radars ; transpondeur radar

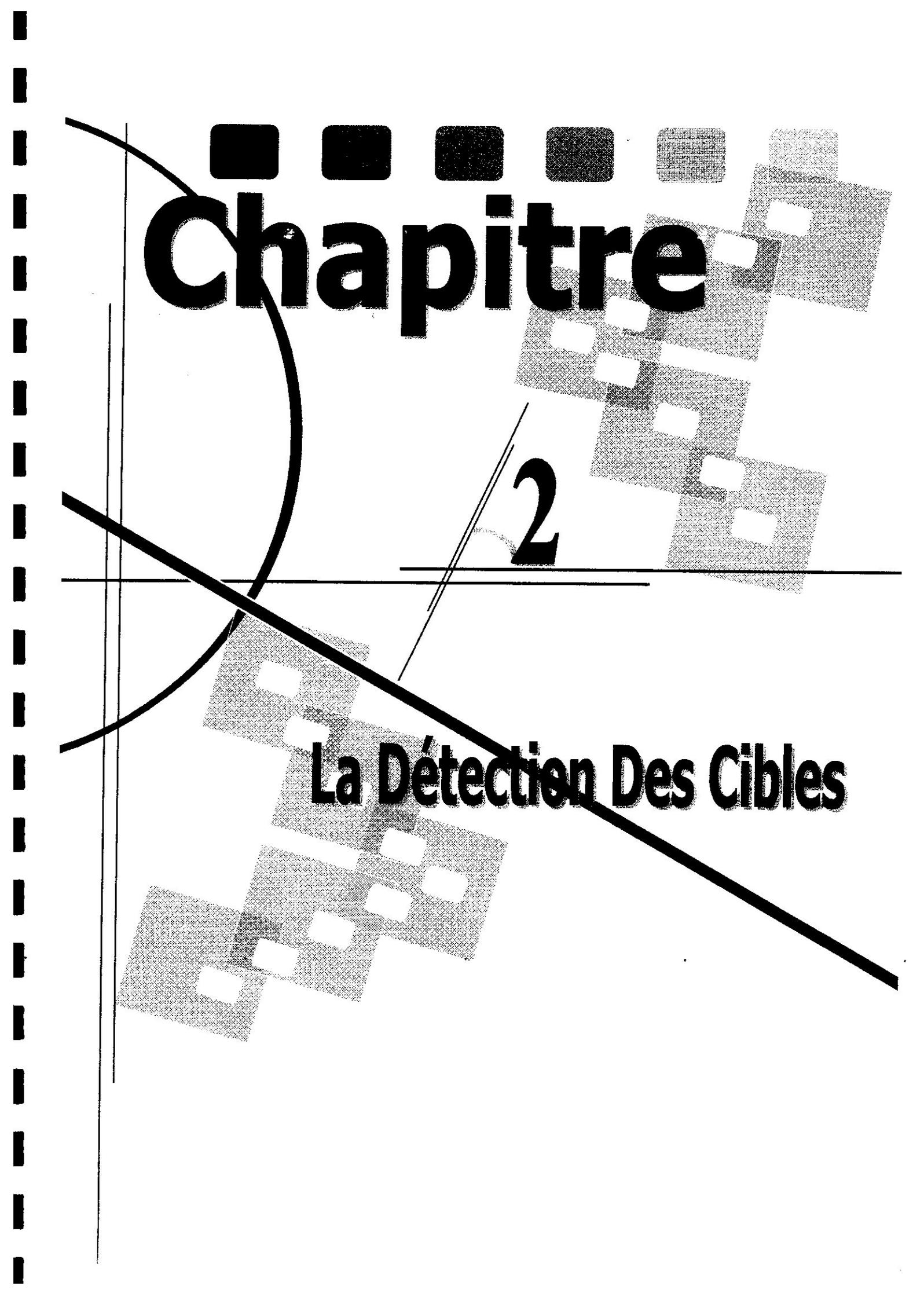
### ❖ météorologie :

Détection de précipitations (pluie, neige, grésil, grêle, etc.) et de formations nuageuses. Les radars les plus récents utilisent l'effet Doppler et sont donc capables d'évaluer la vitesse de ces particules. Certains radars utilisent les polarisations verticale et horizontale pour donner une idée du mélange de formes des particules sondées ce qui, associé à leur intensité, peut indiquer le type de précipitation.

### ❖ circulation et sécurité routière :

Contrôle de la vitesse des automobiles (voir cinémomètre), le modèle classique sur les routes de France est le Miradop (mini radar doppler) utilisé par les brigades de gendarmerie. Ils sont placés sur les autoroutes, dans les zones où les véhicules peuvent rouler à une vitesse supérieure à la vitesse maximale autorisée. Radars de recul sur automobiles, Radar de régulation de distance (ACC Adaptive Cruise Control) ;





■ ■ ■ ■ ■

# Chapitre

2

## La Détection Des Cibles

## II. 1. Introduction :

L'approche statistique de la détection était étudiée pour la première fois par Marcum, il a 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 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 exagéré de fausse alarmes.

Afin de résoudre ce problème on a proposé, dans cette étude, une méthode qui est le seuillage adaptatif.

## II. 2. Le bruit:

### II. 2.1. Définition:

Le bruit est une source interne de variations aléatoires du signal, que tous les composants électroniques génèrent de façon inhérente à différents degrés. Le bruit apparaît typiquement comme constitué de variations aléatoires superposées au signal d'écho reçu par le radar, lequel est celui qu'on recherche. Plus la puissance du signal désiré est faible, plus il est difficile de le discerner du bruit (tenter d'entendre un murmure près d'une route encombrée est similaire). Ainsi, les sources de bruit les plus importunes apparaissent au niveau du récepteur et beaucoup d'efforts sont faits pour minimiser ces facteurs. Le facteur de bruit est une mesure du bruit produit par un récepteur comparé à celui produit par un récepteur idéal, et ce rapport doit être minimal.

Le bruit est aussi généré par des sources extérieures, principalement par les radiations thermiques naturelles de l'environnement entourant la cible du radar. Dans le cas des radars modernes, grâce aux hautes performances de leurs récepteurs, le bruit interne est inférieur ou



PFE

égal au bruit de l'environnement extérieur, sauf si le radar est pointé vers un ciel dégagé, auquel cas l'environnement est si froid qu'il génère très peu de bruit thermique

On distingue deux grands types de bruit dans le domaine radar qui sont :

- Bruit thermique
- Bruit environnemental (Clutters)

### II. 2.2. Bruit thermique:

N'importe quel amplificateur à haute résolution implémenté sur un radar, produit un bruit due à une chaleur importante dégagée par les composantes des résistances internes.

Le bruit thermique est en général un bruit blanc gaussien. Au dessus du zéro absolu, les trajectoires des électrons libres d'un matériau conducteur sont soumises à des vibrations aléatoires (agitation thermique), ce qui provoque, même en absence de champ électrique, une fluctuation aléatoire de la valeur instantanée de la tension observée

Ce dernier est présent dans tout composant passif ou actif opposant une certaine résistance  $R$  au passage d'un courant, et une température  $T$ .

Par conséquent, le bruit thermique implique un parasitage qui peut affecter la visualisation sur l'écran radar.

### II. 2.3. Clutter (fouillis):

Le clutter est un ensemble d'échos parasites qui sont des retours venant des cibles inintéressantes pour l'opérateur radar. Les causes de ces échos sont :

- Des objets naturels tels que le sol, la mer, les précipitations (telles que la pluie, la neige ou la grêle), les tempêtes de sable, les animaux (particulièrement les oiseaux), les turbulences atmosphériques, et d'autres effets atmosphériques.
- Des objets fabriqués par l'homme tels que les immeubles ou des paillettes métalliques lâchées intentionnellement comme contre-mesures dans la guerre électronique.



- Les supports du guide d'onde partant de l'antenne vers le cornet d'émission situé au point focal de la parabole. Dans un affichage radar comme le PPI, ces échos indésirables ressembleront à des points très brillants au centre de l'affichage.
- Des réflexions venant de trajets par réflexions multiples sur une cible. Ainsi, le faisceau radar frappe une cible et comme l'onde émise est réfléchiée dans toutes les directions, une partie peut être réfléchiée sur une autre cible et retourner au radar. Comme le temps mis pour cette seconde réflexion afin d'atteindre le radar est plus long que le retour direct, elle sera placée au mauvais endroit. On peut ainsi obtenir deux cibles au lieu d'une.
- Des échos de propagation anormale dans l'atmosphère. En effet, le trajet que doit parcourir le faisceau radar est calculé à partir d'une structure normale de l'atmosphère. Si la température varie différemment de la norme, le faisceau sera dévié anormalement. Dans le cas où la température augmente avec l'altitude (inversion de température), le faisceau est dévié vers le sol et on a un très fort retour de ce dernier.
- Des échos venant des réflexions ou réfractions ionosphériques. Ce type de parasites est particulièrement difficile à identifier, puisqu'il est en mouvement et se comporte de la même manière que les cibles voulues, créant ainsi un fantôme.
- Des objets très réfléchissants visibles au travers d'un lobe secondaire de l'antenne, alors que cette dernière pointe vers une zone moins réfléchissante. On verra alors un fantôme dans la direction où pointe le lobe principal.



- Les supports du guide d'onde partant de l'antenne vers le cornet d'émission situé au point focal de la parabole. Dans un affichage radar comme le PPI, ces échos indésirables ressembleront à des points très brillants au centre de l'affichage.
- Des réflexions venant de trajets par réflexions multiples sur une cible. Ainsi, le faisceau radar frappe une cible et comme l'onde émise est réfléchiée dans toutes les directions, une partie peut être réfléchiée sur une autre cible et retourner au radar. Comme le temps mis pour cette seconde réflexion afin d'atteindre le radar est plus long que le retour direct, elle sera placée au mauvais endroit. On peut ainsi obtenir deux cibles au lieu d'une.
- Des échos de propagation anormale dans l'atmosphère. En effet, le trajet que doit parcourir le faisceau radar est calculé à partir d'une structure normale de l'atmosphère. Si la température varie différemment de la norme, le faisceau sera dévié anormalement. Dans le cas où la température augmente avec l'altitude (inversion de température), le faisceau est dévié vers le sol et on a un très fort retour de ce dernier.
- Des échos venant des réflexions ou réfractions ionosphériques. Ce type de parasites est particulièrement difficile à identifier, puisqu'il est en mouvement et se comporte de la même manière que les cibles voulues, créant ainsi un fantôme.
- Des objets très réfléchissants visibles au travers d'un lobe secondaire de l'antenne, alors que cette dernière pointe vers une zone moins réfléchissante. On verra alors un fantôme dans la direction où pointe le lobe principal.



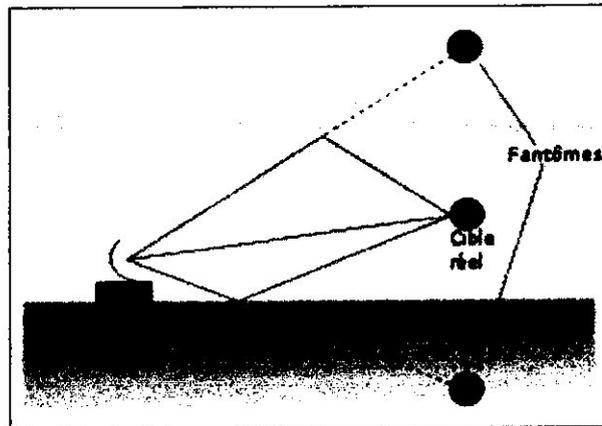


Figure II.1: Échos parasites

#### II.2.4. Les différents types de fouillis:

On distingue plusieurs types de fouillis classés selon leurs origines :

➤ *Clutter météorologique*

Il s'agit des échos parasites renvoyés par les nuages ou la pluie, dans notre cas ces phénomènes sont considérés comme parasites que nous devons donc éliminer. Une forte pluie donnera un clutter beaucoup plus important qu'une pluie fine. La diminution de la longueur d'onde ainsi que l'augmentation de la fréquence du signal émis, interviennent également dans l'augmentation de l'influence de ce type de clutter.

Comme un nuage est formé de gouttelettes sphériques, son écho pour un radar émettant en polarisation circulaire, sera polariser en sens inverse du sens de polarisation d'émission. Il est pratiquement impossible d'éliminer totalement les échos des nuages proches.

Le Clutter atmosphérique est caractérisé par :

- ✓ Une répartition volumétrique plus ou moins uniforme.



- ✓ Une vitesse différente de celle du Clutter sol (vitesse du vent).

- *Les anges :*

Ils sont d'origine très diverses : oiseaux, insectes, accident de l'indice de réfraction de l'air, ces anges donnent l'impression d'écho de profondeur assez grande se déplaçant parfois à des vitesses assez élevée et sont dus à des réflexions normales du rayons radar (réflexions provoquées par des variations locales et rapides de l'indice de réfraction de l'air)

Qui renvoient les rayons radar vers le sol, fournissant des images de taches du sol, pouvant ainsi se déplacer au double de la vitesse de l'atmosphère (vitesse de vent).

On constate effectivement que les anges sont très nombreux lorsque la météo est propice aux propagations anormales et d'autant plus nombreux et plus probables quand la longueur d'onde du radar est plus faible.

- *Clutter de mer*

La mer sera également une source de clutter, si la surface de l'eau est parfaitement calme, elle constitue un excellent miroir, et les échos seront très faibles : il n'y aura pratiquement pas de clutter. Il n'en sera plus ainsi s'il y a des vagues et le clutter sera plus important quand la mer sera agitée. Il suit une distribution log-normal.

- *Clutter de sol.*

Le clutter de sol marque la présence des immeubles, des usines ou bien des casernes militaires. Ce fouillis a des propriétés très différentes de celle du clutter de mer :

Sa probabilité de densité suit une loi gaussienne.

Il est caractérisé par un coefficient de rétro diffusion du sol et dépend évidemment de la nature du sol et de la longueur d'onde.





Figure II.2 : Différents types de clutter (sol, mer et cible)

### II.2.5. Interférence :

Les interférences sont un phénomène qui se produit lorsque deux ondes de même nature se rencontrent. Tous les types d'ondes peuvent interférer entre elles. Ainsi on peut en rencontrer en optique, en télécommunication (ondes électromagnétiques) mais aussi en acoustique (onde mécanique).

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.

### II.2.6. Rapport signal sur bruit :

En détection radar, on parle toujours du rapport signal sur bruit (S/B), S et B représentent respectivement la puissance du signal utile et la puissance du bruit. En système



radar la puissance du bruit  $B$  peut être issue d'un bruit thermique ou du clutter. Le rapport  $(S/B)$  ou SNR est donc un paramètre important dans l'évaluation de la qualité de détection. Le lien entre ce rapport et la détection est traduit par un critère appelé : critère de détection. Son but est de faire la distinction entre deux cas possibles :

- ✦ Présence de la cible et du bruit.
- ✦ Présence de bruit seulement.

### II. 3. Théorie de la détection:

Plusieurs études ont traité le critère de détection. Parmi elles, on a choisi celles basées sur la théorie des testes statistiques proposées par Neyman et Pearson. Elle est très utilisée en détection radar, son principe est basé sur les hypothèses de la présence ou de l'absence du signal de la cible. Soient :

- ✦  $H1$  : hypothèse désignant la présence du signal cible.
- ✦  $H0$  : hypothèse désignant l'absence du signal cible (présence du bruit seul).

L'établissement d'une règle pour choisir entre deux hypothèses est alors nécessaire. Pour cela on a introduit des critères de décision permettant de faire un choix optimal.

Si on note par :

- ✦  $D0$  : décision de choisir l'hypothèse  $H0$
- ✦  $D1$  : décision de choisir l'hypothèse  $H1$

On peut donc avoir quatre combinaisons possibles :



Choix d'hypothèse Choix de décision	H0	H1
D0	P (D0/H0) (1-pfa)	P (D0/H1)
D1	P (D1/H0)	P (D1/H1) (1-pd)

**Tableau II.1** : Combinaisons possibles pour la théorie de détection

$P(D0/H1)$  et  $P(D1/H0)$  sont les probabilités d'erreurs associées à chaque hypothèse.

- ✦  $P(D0/H0)$  : la probabilité conditionnelle de décider **D0** alors que **H0** est vraie, le signal cible est absent et on décide pour son absence.
- ✦  $P(D1/H0)$  : la probabilité conditionnelle de décider **D1** alors que **H0** est vraie, le signal cible est absent et on décide pour sa présence. On l'appelle aussi probabilité de fausse alarme (**pfa**).
- ✦  $P(D0/H1)$  : la probabilité conditionnelle de décider **D0** alors que **H1** est vraie, le signal cible est présent et on décide pour son absence. On le note **Pm** (missing probability).
- ✦  $P(D1/H1)$  : la probabilité conditionnelle de décider **D1** alors que **H1** est vraie, le signal cible est présent et on décide pour sa présence. On l'appelle aussi probabilité de détection (**pd**).



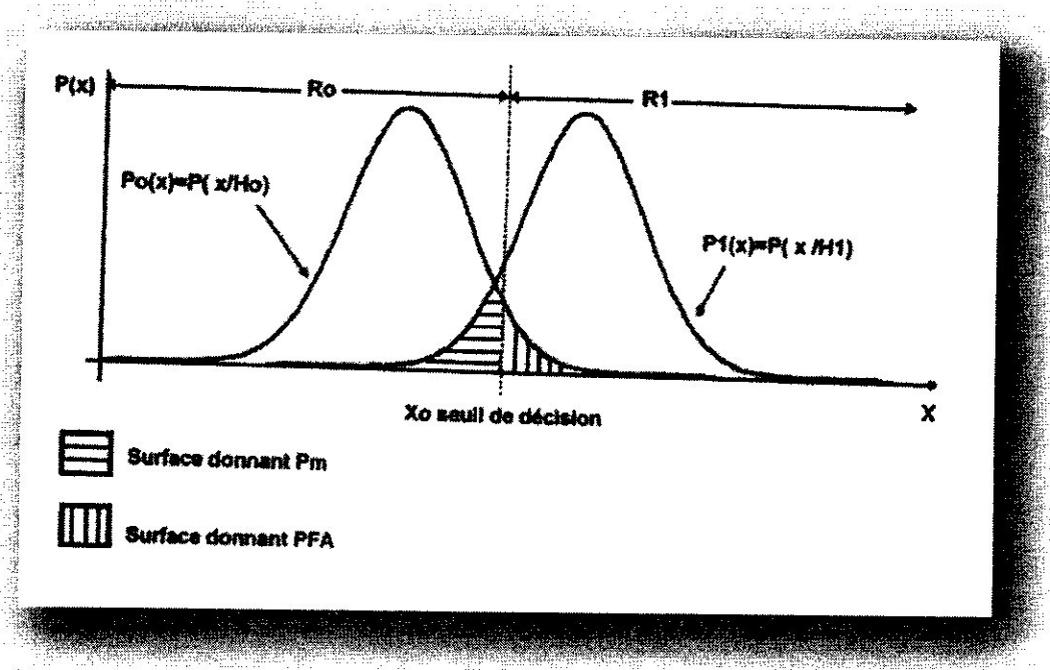


Figure II.3 : Fonction de densité de probabilité montrant la surface d'erreurs

En général, le problème de détection le plus évident, est celui quand le signal de l'écho de la cible est déterministe ; accompagné d'un bruit gaussien d'une fonction de densité de probabilité (Pdf) connue. Ces contraintes rendent difficiles la détection et de ce fait, affectent négativement les performances de celle-ci.

- ✦ **R0** : région pour laquelle on décide en faveur de H0
- ✦ **R1** : région pour laquelle on décide en faveur de H1
- ✦ **X**: le signal reçu
- ✦ **X0**: seuil de décision
- ✦ **P0(x)** : la fonction de densité de probabilité de x vérifiant H0
- ✦ **P1(x)** : la fonction de densité de probabilité de x vérifiant H1



### II.3.1. Surface équivalente d'une cible réelle :

Par définition la surface équivalente d'une cible SER est la surface qui, placée à la même distance que la cible, intercepte une quantité de puissance incidente telle que si elle la rayonne de façon isotropique, elle produit au niveau du radar un écho égal à celui qu'il reçoit précisément de cette cible.

La connaissance de la valeur de cette surface  $\sigma$  est très difficile à prévoir compte tenu de sa sensibilité aux différents paramètres comme la forme, la fréquence, la présentation et la nature des matériaux.

Dans le cas d'une cible réelle, un grand nombre de réflecteurs se combinent pour former un diagramme de rétrodiffusion très complexe, voir figure suivante :

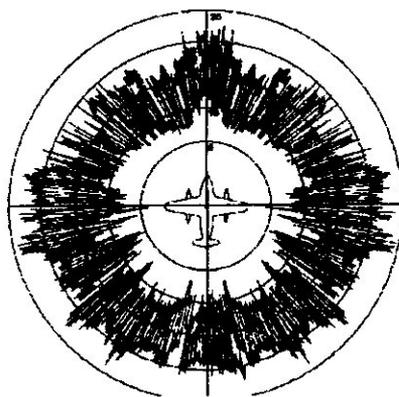


Figure II.4: a typical radar cross section plot of

La SER sera considérée comme une variable aléatoire caractérisée par sa valeur moyenne, son écart type et sa loi de distribution.

Les surfaces moyennes  $\sigma_0$  des cibles aériennes peuvent varier de  $0.01\text{m}^2$  à  $100\text{m}^2$ .

- ❖ Avion de combat de face :  $\sigma=1$  à  $5\text{ m}^2$ .
- ❖ Avion de transport de l'arrière :  $\sigma=10$  à  $100\text{ m}^2$ .

Dans l'aviation civile, on peut considérer qu'on a à faire avec des cibles de type Swerling I où la cible fluctue suivant une loi de Rayleigh, caractérisée par sa valeur moyenne



PFE

Ou  $\sigma_0$  est la surface équivalente moyenne.

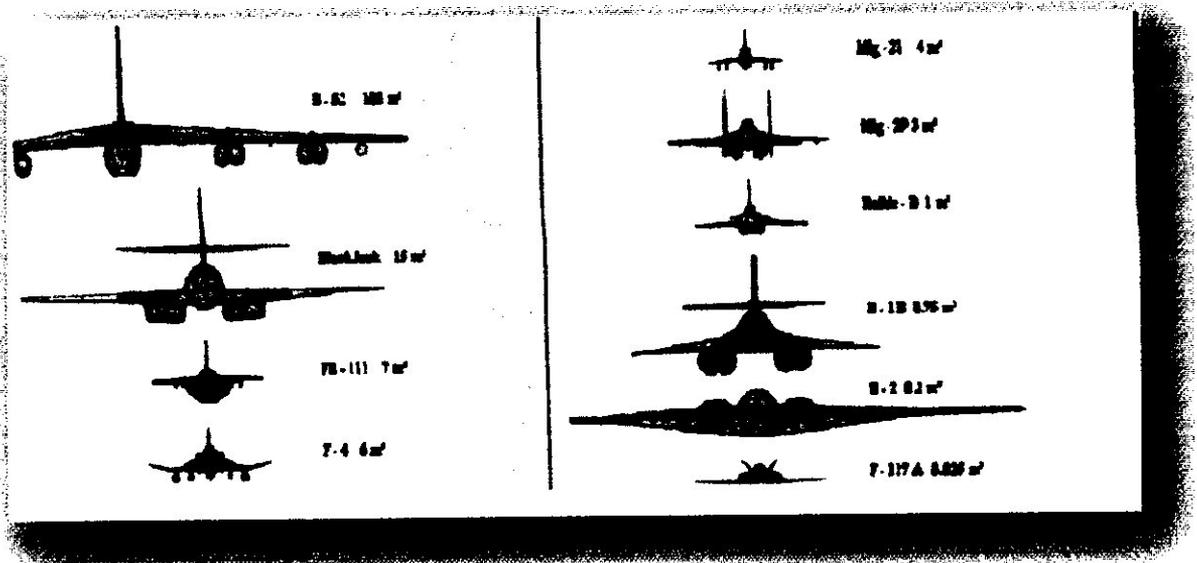
b) S'il y a parmi les surfaces élémentaires  $\sigma_i$ , une surface dominante, la fonction de densité de probabilité de  $\sigma$  sera :

$$P(\sigma) = \frac{4}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{2\sigma}{\sigma_0}\right)$$

Une étude plus approfondie, conduit à deux possibilités pour chaque cas :

- Quand il n'y a pas de variation d'amplitude des échos reçus pendant le même balayage.
- Quand les amplitudes des échos reçus pendant le même balayage sont statistiquement indépendantes mais de même fonctions de densités de probabilité.

Cette étude faite par Swerling a conduit à définir quatre modèles de cibles fluctuantes qui sont illustrés dans le tableau suivant :



PFE

### II.3.2. Fluctuations des cibles Radar:

Dire que l'amplitude d'un écho d'une cible fluctue, c'est dire que sa surface équivalente fluctue.

La surface équivalente d'une cible quelconque varie en fonction de l'orientation et la position de la cible (figure II.6). Cette variation est aléatoire, par conséquent  $\sigma$  est une variable aléatoire et on définit deux cas :

- a) Si la cible est constituée d'un nombre important de surfaces élémentaires  $\sigma_i$  indépendantes, alors  $\sigma$  est décrite par une fonction de densité de probabilité de Rayleigh :

$$P(\sigma) = \frac{1}{\sigma_0} \exp\left(-\frac{\sigma}{\sigma_0}\right)$$

Où  $\sigma_0$  est la surface équivalente moyenne.

- b) S'il y a parmi les surfaces élémentaires  $\sigma_i$ , une surface dominante, la fonction de densité de probabilité de  $\sigma$  sera :

$$P(\sigma) = \frac{4}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{2\sigma}{\sigma_0}\right)$$

Une étude plus approfondie, conduit à deux possibilités pour chaque cas :

- Quand il n'y a pas de variation d'amplitude des échos reçus pendant le même balayage.
- Quand les amplitudes des échos reçus pendant le même balayage sont statiquement indépendantes mais de même fonctions de densités de probabilité.

Cette étude faite par Swerling a conduit à définir quatre modèles de cibles fluctuantes qui sont illustrés dans le tableau suivant :



Distribution	Fluctuation	Cas typique
Cible constituée d'un grand nombre d'éléments réfléchissants indépendants	Lentes : niveaux constants pendant le passage du faisceau → <b>modèle SW1</b>	Avions sans agilité de fréquence (fréquence fixe)
Loi de Rayleigh	Rapides: niveaux variables d'une impulsion à l'autre → <b>modèle SW2</b>	Avions avec agilité de fréquence (fréquence variable)
Cible constituée d'un élément réfléchissant prépondérant et d'autres éléments moins importants	Lentes : niveaux constants pendant le passage du faisceau → <b>modèle SW3</b>	Avions sans agilité de fréquence (fréquence fixe)
Loi Log normale	Rapides: niveaux variables d'une impulsion à l'autre → <b>modèle SW4</b>	Avions avec agilité de fréquence (fréquence variable)

**Tableau II.3 :** Les modèles de fluctuation des cibles

- ✓ Pour SW1 et SW2 loi de la forme :  $P(\sigma) = \frac{1}{\sigma_0} \cdot e^{-\sigma/\sigma_0}$
- ✓ Pour SW3 et SW4 loi de la forme :  $P(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_0^2} \cdot e^{-2\sigma/\sigma_0}$



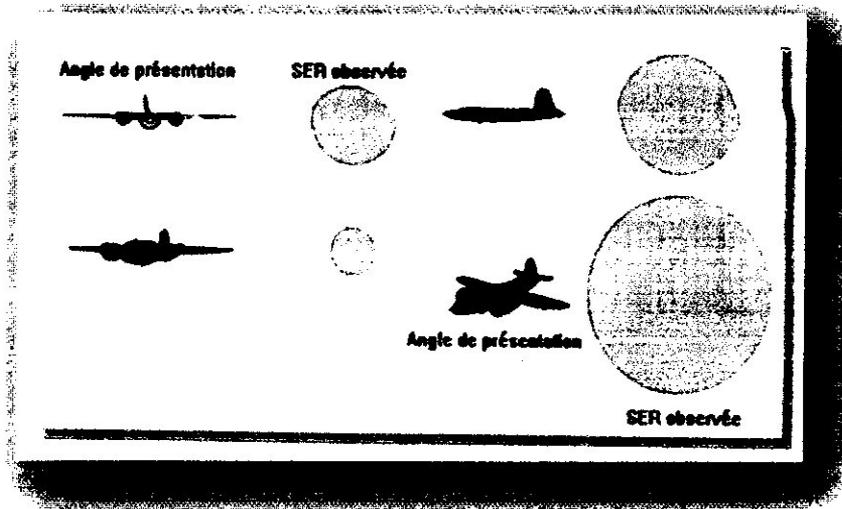


Figure II.6 : Variation de la SER en fonction de l'angle d'illumination

#### II.4. Détection à seuil fixe :

La détection des cibles est l'une des tâches réalisées par l'ensemble du système radar, d'où l'antenne radar diffuse une succession d'impulsions vers la cible, qui à son tour réfléchit ces impulsions sous forme d'écho, donc une énergie est émise de la cible vers le radar. Le signal reçu par le radar est ensuite tracé comme étant une fonction de délais temporels qui est proportionnelle à la distance (entre le radar et la cible). Cette fonction à délais temporels continu, est discrétisée suivant des pas temporels fixes, d'où chacun d'eux correspond à une distance discrète bien particulière. De ce fait chaque amplitude signal est stockée dans une cellule distance séparée. Le total de ces cellules forme ce qu'on appelle le profil distance.

Mais malheureusement en système radar, ces échos (signaux réfléchis) reçus de la cible sont accompagnés en général par le bruit. Ce dernier peut être un bruit thermique ou bien un bruit causé par l'effet du fouillis (clutter).

En radar, la décision de la présence d'une cible ou non est faite en comparant le signal reçu avec un seuil. Le choix du seuil est crucial si on veut faire une détection avec un minimum de fausses alarmes. Si le seuil est choisi trop haut, des cibles ne seront pas détectées, s'il est trop bas, un pic de bruit peut donner lieu à une fausse alarme.



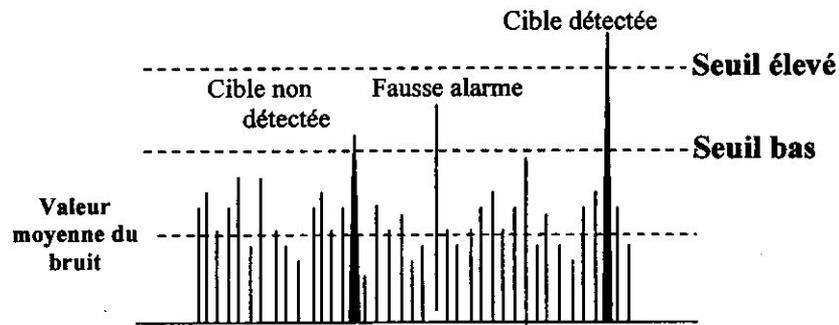


Figure II.7 : Exemple de détection avec deux seuils fixe

- Si on diminue le seuil, la probabilité de non détection ( $P_n$ ) diminue mais la probabilité de fausse alarme ( $P_{fa}$ ) augmente.
- Si on augmente le seuil,  $P_{fa}$  diminue mais  $P_n$  augmente  $\Rightarrow$  On ne peut pas avoir simultanément  $P_n$  et  $P_{fa}$  petites.

#### II.4.1. Inconvénient du seuil fixe :

Dans la pratique, l'environnement où fonctionne le radar dépend de plusieurs facteurs ce qui conduit à des signaux variant dans le temps, par conséquent le détecteur optimal n'assure plus une régulation du taux de fausse alarme lorsque l'hypothèse d'homogénéité supposée sur le clutter n'est plus valide. Il n'existe pas un seuil unique qui puisse permettre la détection des cibles sans la détection du clutter, par conséquent l'utilisation d'un seuil fixe calculé a 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 alors on est conduit à adopter un seuil adaptatif afin de maintenir un taux de fausses alarmes constant TFAC (CFAR, Constant False Alarm Rate).

Ce seuil adaptatif suit les variations du niveau moyen du clutter. Des détecteurs CFAR ont été proposés afin de s'adapter en face à cette situation, on citera dans le prochain chapitre quelques types.



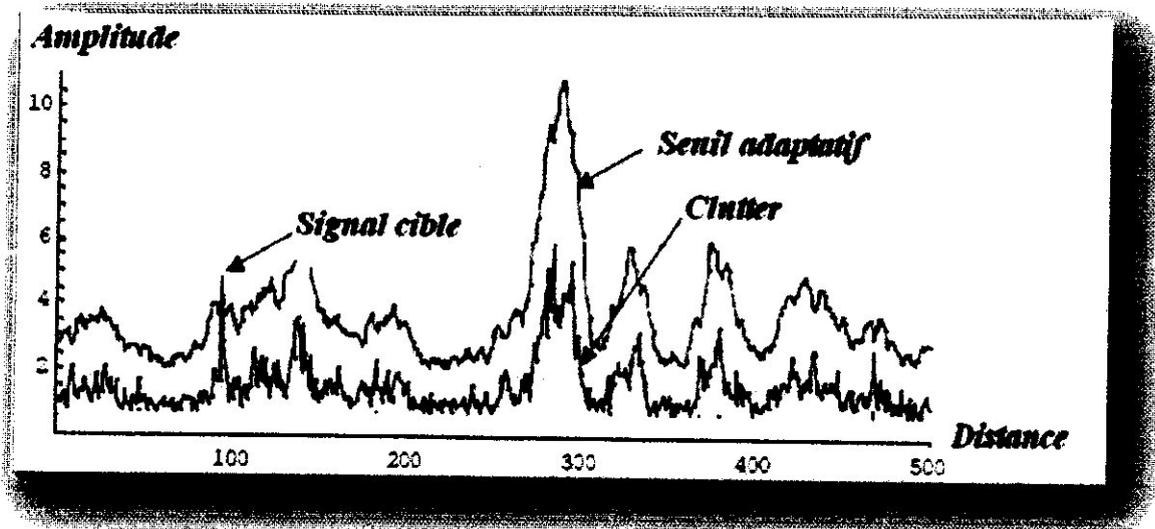


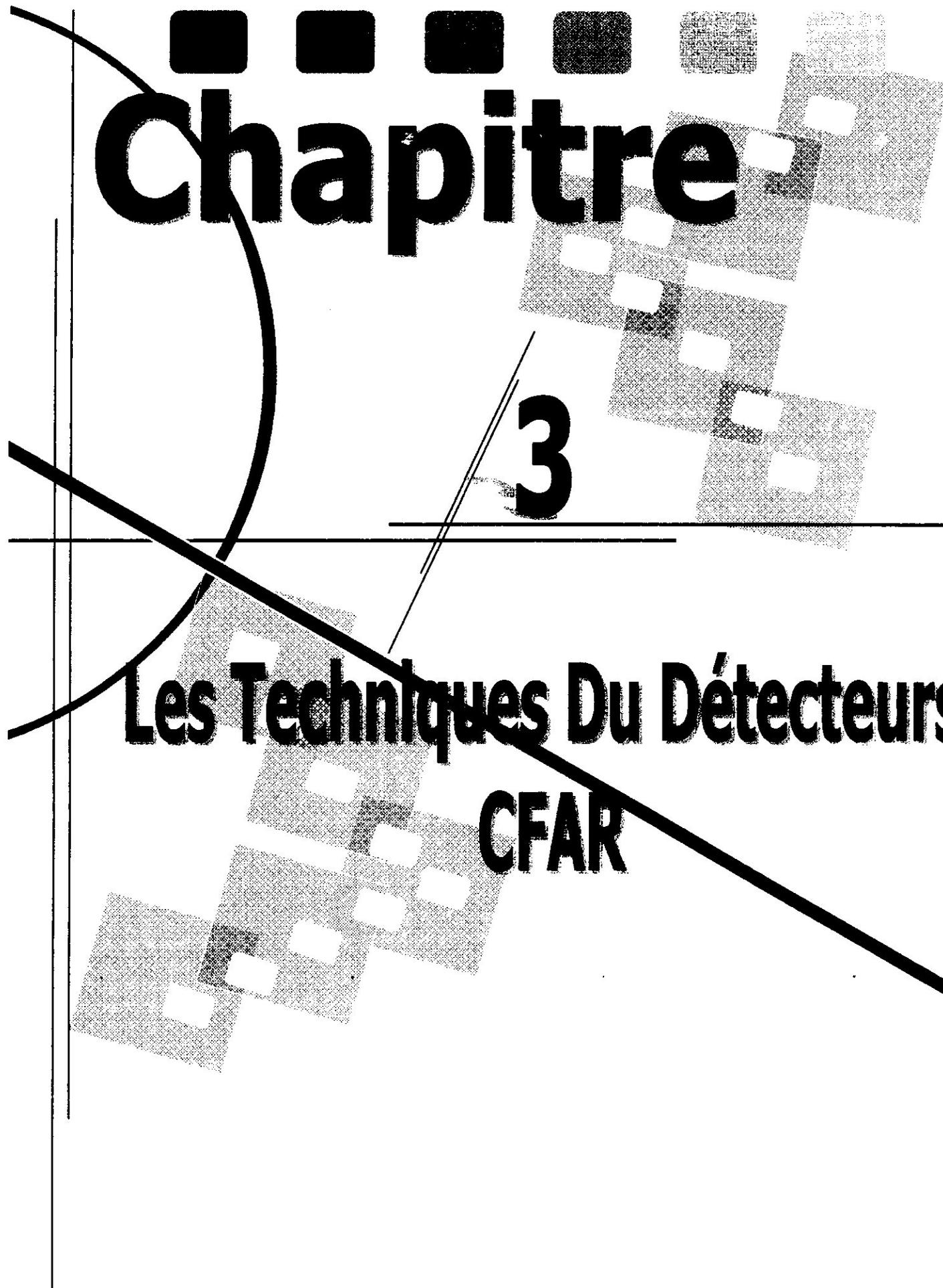
Figure II.8 : Détection à seuil adaptatif

## II.6. Conclusion:

Un détecteur CFAR détermine le seuil de détection de manière adaptative, par estimation de la puissance moyenne du signal parasite sur les cases radar environnantes de la case radar courante où la cible est supposée être présente. Dans ce contexte plusieurs structures sont étudiées afin d'améliorer la détection des systèmes radar, nous citons parmi eux le détecteur CA-CFAR, GO-CFAR et SO-CFAR et aussi le CMLD-CFAR.

On va étudier ces détecteurs dans le prochain chapitre.





# Chapitre

3

## Les Techniques Du Détecteurs CFAR

### III.1. Introduction :

Dans ce chapitre on va s'intéresser à la méthode CFAR (constant false alarm rate), qui est une méthode de traitement du signal radar qui se repose principalement sur le fait que les échos dus aux parasites sont beaucoup plus nombreux que ceux dus à la cible. Le gain du récepteur est automatiquement ajusté afin de maintenir un niveau constant des échos parasites visibles, alors que, les cibles ayant un retour plus faibles se perdent dans le bruit. Par le passé, le CFAR était contrôlé électroniquement et affectait également tout le volume sondé. Maintenant, le CFAR est contrôlé par ordinateur et peut être réglé différemment en chaque zone de l'affichage. Ainsi il s'adapte au niveau des échos parasites selon la distance et l'azimut.

On peut utiliser également des masques de régions connues d'échos parasites (par ex. les montagnes) ou incorporer une carte des environs du radar pour éliminer tous les échos ayant une origine située sous le niveau du sol ou au dessus d'une certaine hauteur. Pour réduire les retours des supports du cornet d'émission sans diminuer la portée, il est nécessaire d'ajuster la période muette entre le moment où l'émetteur envoie une impulsion et le moment où le récepteur est activé, afin de ne pas tenir compte des retours internes de l'antenne.

### III.2. Principe du détecteur CFAR :

Le détecteur CFAR se classe parmi les principaux détecteurs appliqué aux radars panoramiques, il a pour objectif de déterminer la présence ou non de cibles ou intrus potentiels dans son champ de surveillance ou champ de détection. Pour se faire, il utilise des techniques qui lui permettent de séparer le signal de la cible de celui du bruit environnant.

Le concept de base d'une technique CFAR est que la tension d'une cellule d'essai est comparée à celle d'un ensemble de cellules de référence. Si le test de tension est similaire à ceux de la cellule de référence, la décision cible-absente est prise. Mais si le test de tension n'est pas similaire, une décision cible-présente est prise.



PFE

### III.3. Architecture d'un détecteur CFAR :

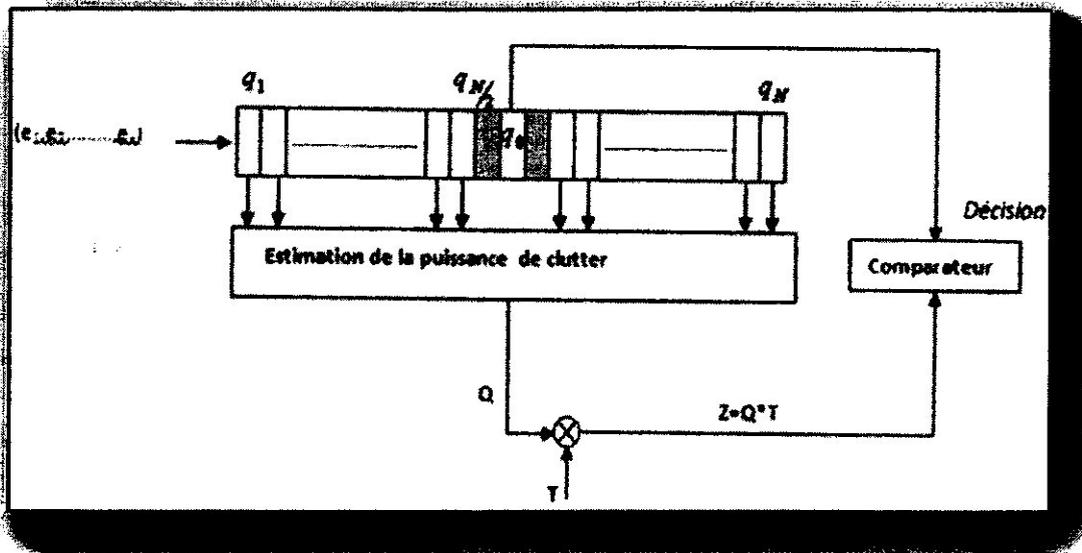


Figure III.1 : Architecture d'un détecteur CFAR

Ce détecteur est composé des blocs suivants :

- ✓ Un registre à décalage représentant la fenêtre de référence qui contient  $N$  cellules centré par une cellule de test.
- ✓ Un bloc d'estimation de seuil d'algorithmes différents selon la technique utilisée.
- ✓ Un facteur de pondération spécifique à chaque technique.
- ✓ Un bloc de comparaison entre la valeur estimée du seuil et celle de la cellule de test.

### III.4. Evolution du détecteur CFAR (différents types):

En pratique, dans les systèmes de détection radar, le problème posé est d'automatiser la détection des cibles en présence de bruit et clutter non stationnaire, dans le but de garder une probabilité de fausse alarme constante.

Une approche de la détection automatique dans le cas de bruit et de clutter non stationnaire, consiste à comparer le signal dans la cellule test à un seuil adapté obtenu par



estimation du niveau de bruit plus clutter à partir des échantillons des N cellules de références.

❖ Finn et Johnson ont proposé le détecteur CA-CFAR (voir figure III.2), et ils ont prouvés sa performance dans le cas de bruit blanc Gaussien homogène. Mais dans le cas d'une non homogénéité causée par un fouillis limité (clutter edges), la transition d'une région de clutter cause une dégradation de la performance de ce détecteur.

❖ Hanson et Sawyer ont trouvé une solution à ce problème souvent rencontré dans la détection, en proposant le détecteur GO-CFAR (voir figure III.2). D'autres études ont été faites sur ce détecteur par Moore et Lawrence.

Weiss a aussi fait des travaux sur ce détecteur en proposant un détecteur GO-CFAR modifié utilisant deux circuits (greatest of) en éliminant les valeurs élevées dans les deux fenêtres U et V. Le détecteur clutter map CFAR proposé par O'donnell, Muehe et Labitt est aussi utilisé pour résoudre ce problème.

❖ Trunk en étudiant plusieurs détecteurs à seuil adapté a montré que les détecteurs CA-CFAR et GO-CFAR sont incapables d'extraire les plots de deux cibles proches à la fois, lorsque, l'une se trouve dans la cellule test et l'autre dans l'une des cellules de référence. Pour remédier à ce problème il a proposé le détecteur SO-CFAR (voire figure III.2). Ce problème est souvent rencontré dans l'aviation civile et militaire. Dans de telles situations l'effet de capture (l'élévation lente de la probabilité de fausse alarme) apparaît.

Finn et Johnson, ainsi que Rickard et Dillard ont étudié le problème de deux cibles très proches et l'existence de l'effet de capture. Ils ont montré la performance du détecteur SO-CFAR dans ce cas.

❖ Beaucoup d'autres travaux ont été effectués sur les détecteurs CFAR dans le cas de la détection de plusieurs cibles proches. Dans cette situation les échos des cibles d'interférences augmentent le seuil, d'où la réduction de la probabilité de détection.

Mclane et son groupe de recherche ont proposé une technique de contrôle de seuil dans le détecteur CA-CFAR basé sur des informations à propos de la position a priori des cibles (ces informations sont obtenus par le système de poursuite radar).

Al Hussaini et Ibrahim ont généralisé l'utilisation de cette technique pour les détecteurs GO et SO-CFAR.



Weiss a aussi montré que le détecteur GO-CFAR dans le cas de deux cibles proches a des capacités de détection faibles, et il a suggéré l'utilisation du détecteur SO-CFAR pour ce cas.

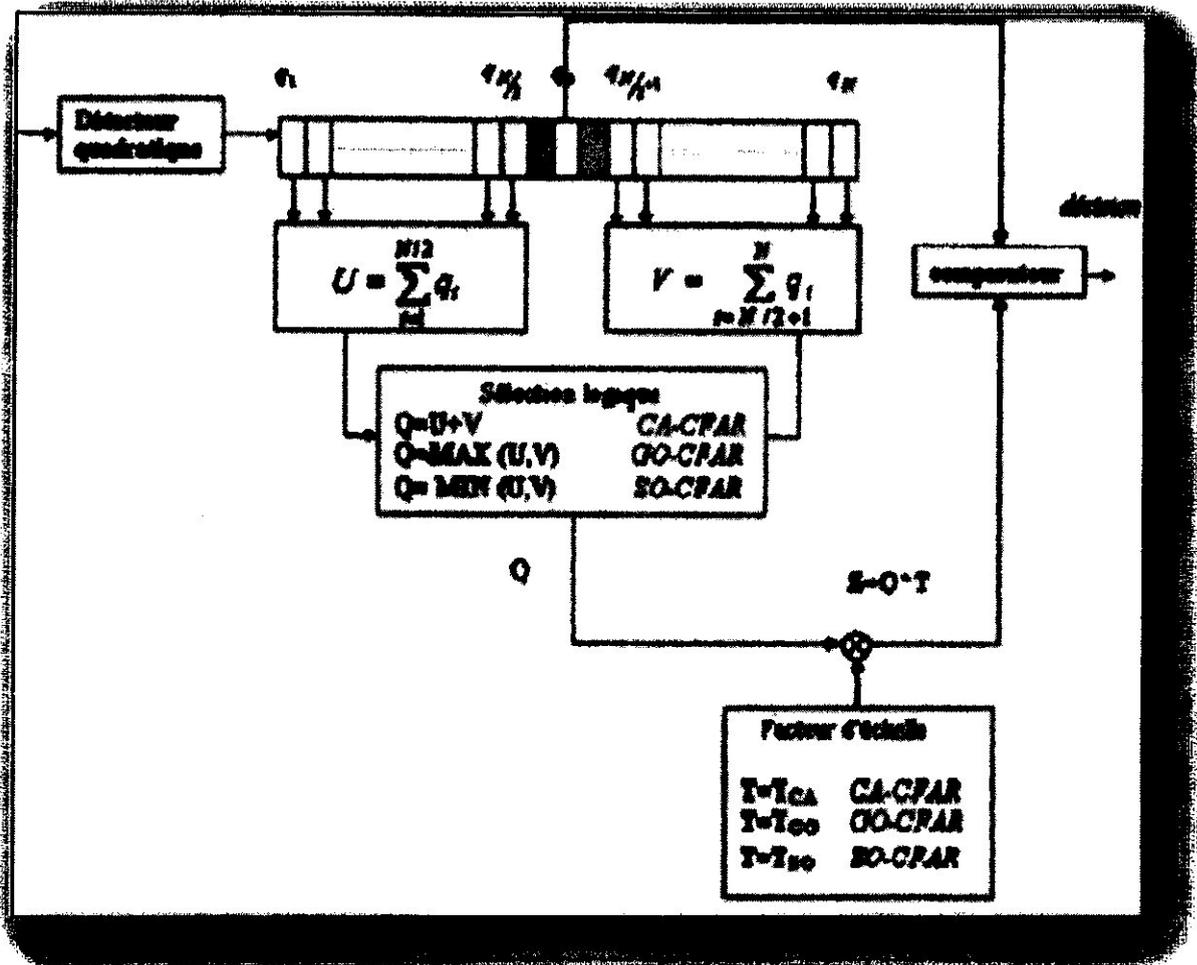


Figure III.2 : Schéma synoptique des détecteurs CA, GO, et SO-CFAR

❖ Rohling a proposé pour résoudre le problème d'interférence de cibles proches, une technique d'estimation basé sur les statistiques ordonnées. C'est le détecteur OS-CFAR (voir figure III.3).

❖ Rickard et Dillard ont proposé le détecteur CMLD basé sur le contrôle de nombre de cibles d'interférence présentes dans les cellules de références. Ritcey a montré la robuste performance de ce détecteur dans le cas de plusieurs cibles. Barkat, Varshney et Himonas ont proposé le détecteur GCLMD qui est basé sur le contrôle de nombre de cibles d'interférence.



Inconnues et ont montré ses capacités à détecter le nombre inconnu de cibles présentes dans les cellules de référence ainsi que sa stabilité dans le contrôle de la probabilité de fausse alarme même si le nombre de cellules de référence est petit.

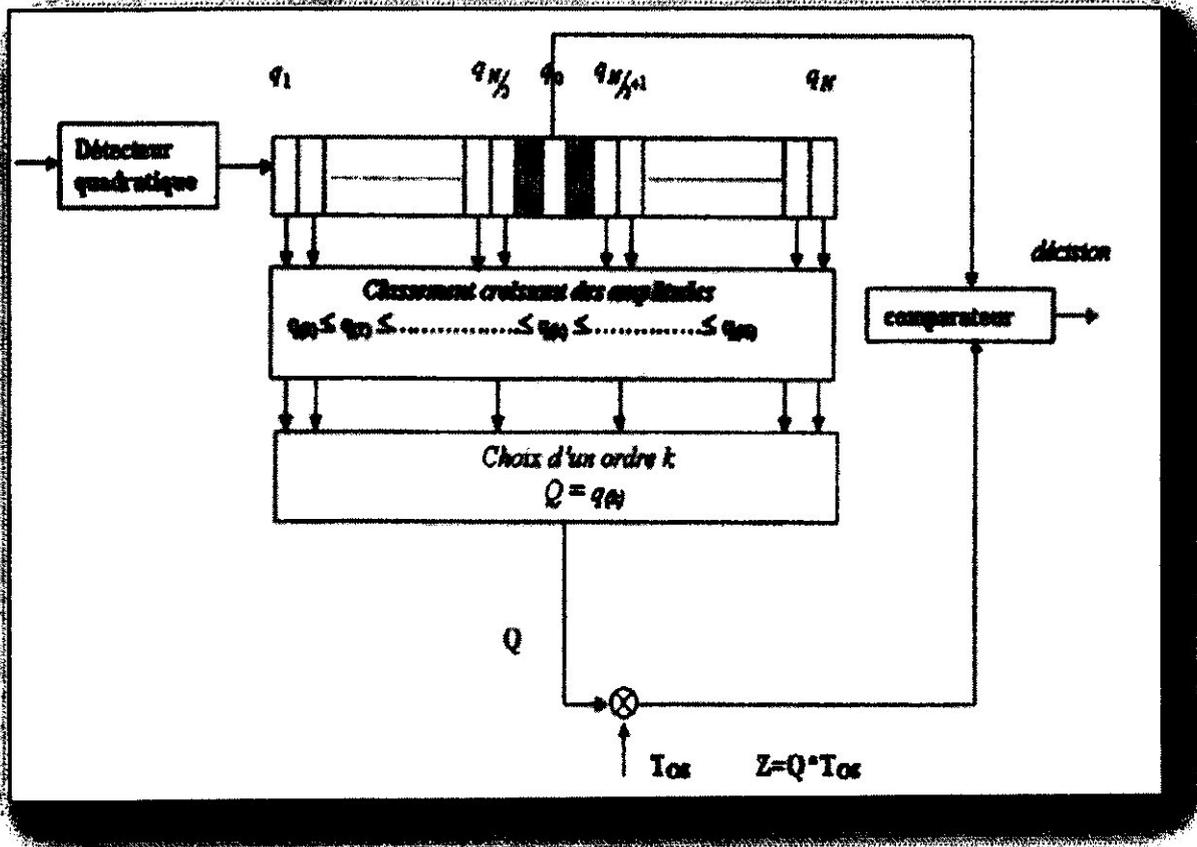


Figure III.3 : Schéma synoptique d'un détecteur OS-CFAR

❖ Barkat et Varshney ont récemment réalisé des travaux sur le détecteur CA-CFAR en utilisant des techniques de traitement décentralisé et de règles de fusion de données. Ils ont aussi proposé une technique dérivant du détecteur CA-CFAR en affectant des facteurs d'échelles correspondant à chaque fenêtre de référence  $U$  et  $V$  ; c'est le détecteur WCA-CFAR (voir figure III.4).



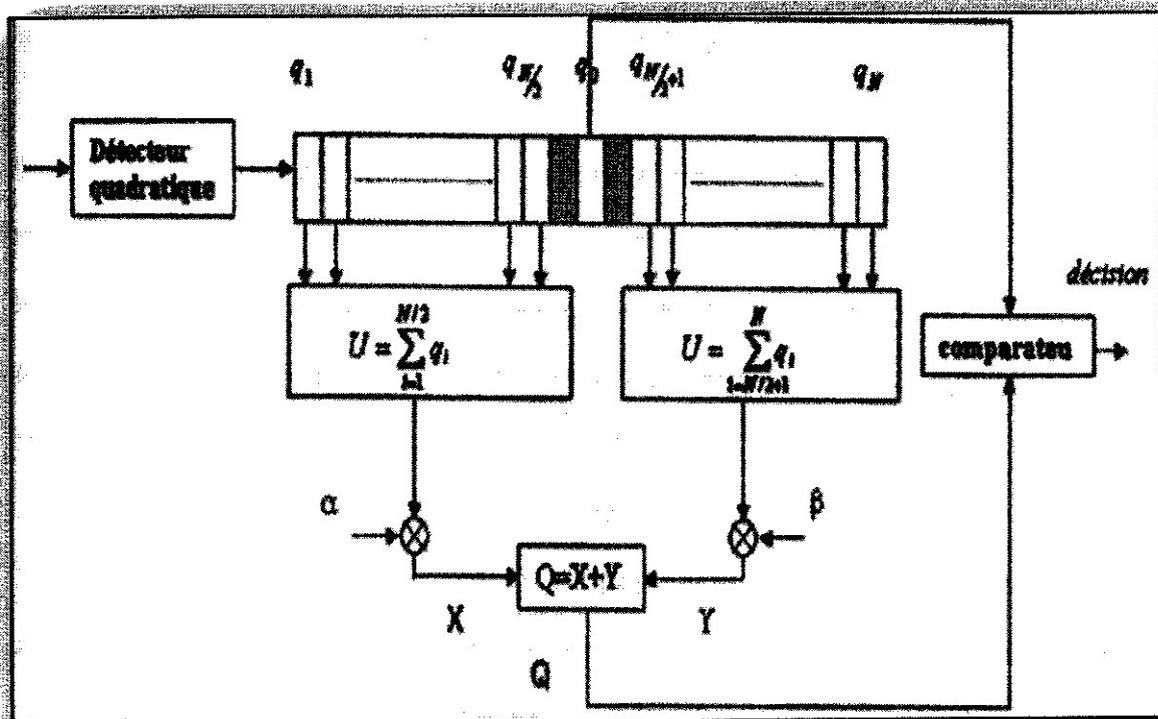


Figure III.4 : Schéma synoptique des détecteurs WCA-CFAR

### III.5. Evolution des cellules de voisinage :

Il existe une multitude de méthodes pour obtenir un ensemble de cellules de voisinage. La méthode la plus appropriée dépend du type d'interférence environnementales (ou bruit de fouillis).

L'une des techniques, les plus utilisées et répondues dans le domaine radar est illustrée sur la figure III.5, qui est basée sur la distance ou un intervalle de distance (rang interval) d'où la cellule de test est entourée par des cellules de référence.

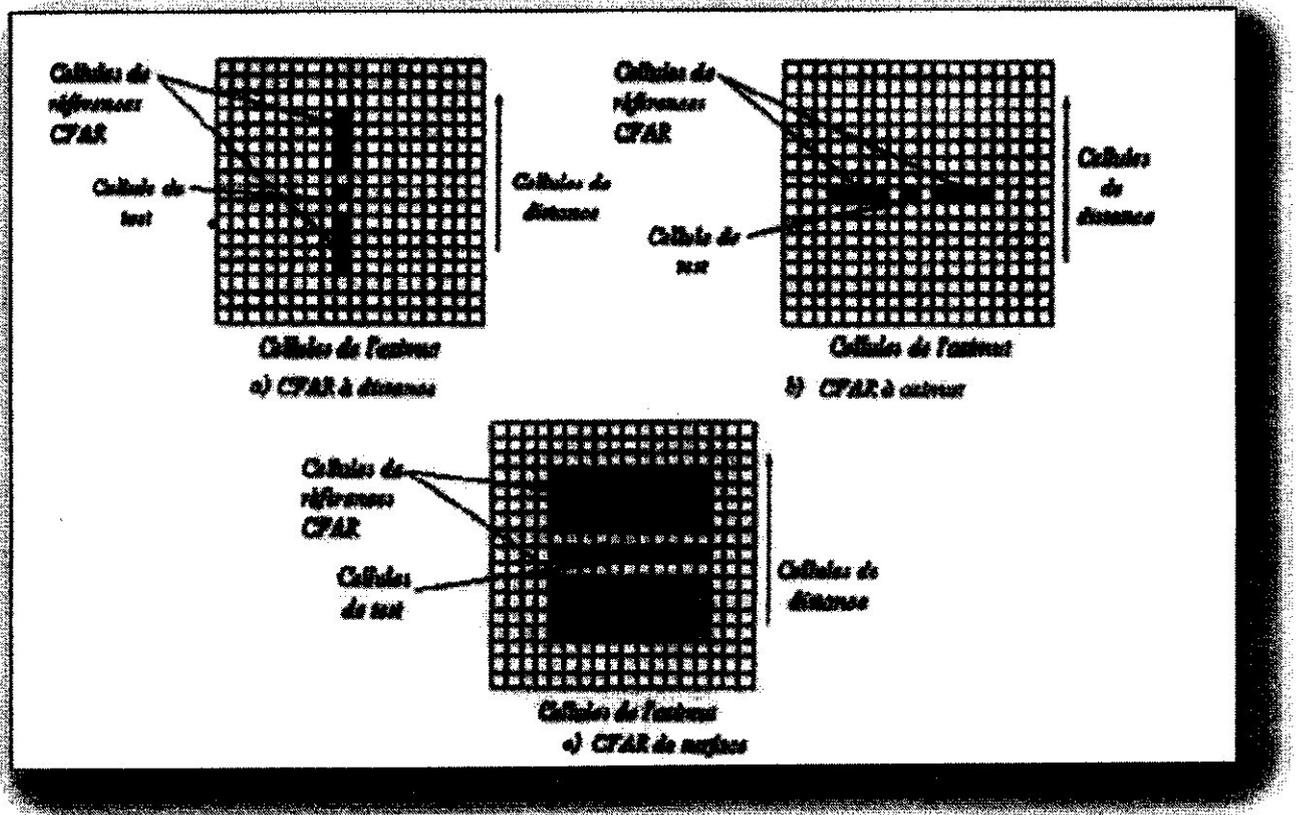
L'utilisation de cet ensemble implique que les caractéristiques des interférences sont stables à travers l'intervalle de distance, concernant la cellule de test et les cellules de référence. Cette assertion est vraie dans le cas où l'interférence environnementale est composée d'un bruit thermique plus le bruit de fouillis à énergie constante. Néanmoins elle est rejetée dans le cas



où l'environnement est formé de terrains variant dans la hauteur, la cadence, le facteur de réflectivité, etc. de telle façon que la surface équivalente du fouillis (Clutter Cross Section) est trop variable par rapport à un changement de distance négligeable.

La deuxième technique exploite l'angle d'inclinaison (ou azimut) comme un intervalle de variation, de telle façon que la cellule de test est entourée de cellules qui ont la même distance. Il est clair que cette technique fonctionne mieux si et seulement si les caractéristiques d'interférence sont presque stables à travers l'intervalle azimut.

Et enfin la troisième technique combine les deux domaines ou intervalles (distance et azimut) pour implémenter une configuration de cellules de référence à deux dimensions ou plane.



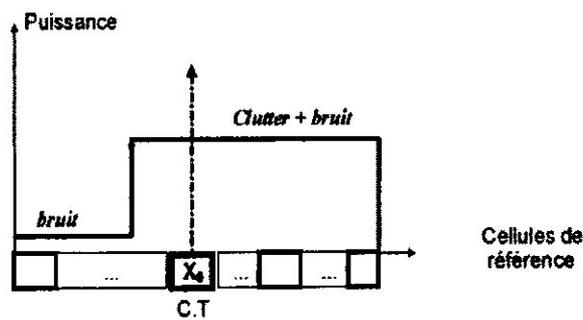
**Figure III.5 :** Type de voisinage. (a) direction de la distance, (b) direction de l'azimut, (c) direction plane (distance et azimut)



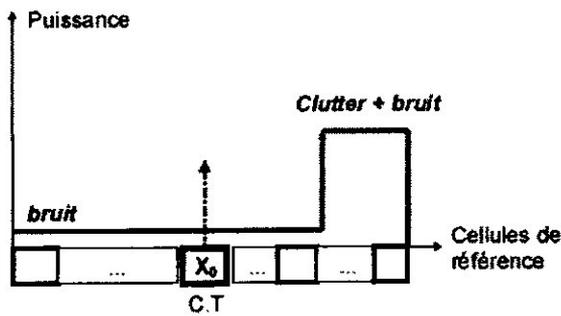
**III.6. Clutter Non homogène :**

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.2.3).

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 . . .

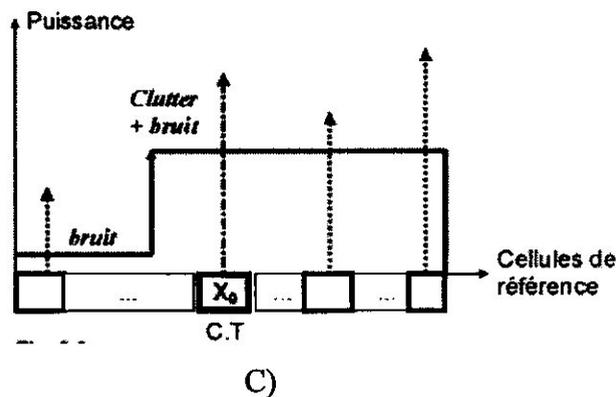


a)



b)





**Figure III.6 :** Différentes situations d'environnement non homogènes

- a) cellule sous test noyée dans la région du clutter
- b) cellule sous test noyée dans le bruit thermique
- c) Présence de bord de clutter et de cibles interférentes

Dans le cas où la cellule sous test baigne dans le clutter (Fig.III.6.a), 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. Dans la Fig III.6.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.7. Théorie des techniques CFAR [14] :

#### III.7.1. introduction :

Afin d'analyser les performances de détection du processeur CFAR, on suppose que la sortie du détecteur quadratique pour n'importe quelle gamme de cellules est une distribution exponentielle, avec une fonction de densité de probabilité (Pdf) :

$$f(x) = (1 / 2\lambda) \exp(-x / 2\lambda), \quad x \geq 0 \quad (1)$$



➤ Sous l'hypothèse  $H_0$  de l'absence de cible,  $\lambda$  est la puissance totale du bruit (clutter plus bruit thermique) qui est désigné par  $\mu$ .

➤ Sous l'hypothèse alternative  $H_1$ , présence d'une 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 teste, sont statistiquement indépendantes.

Ainsi, pour cette dernière, la valeur de  $\lambda$  dans (1) est :

$$\lambda = \begin{cases} \mu 0 & \text{sous } H_0 \\ \mu (1 + S) & \text{sous } H_1 \end{cases} \quad (2)$$

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 fausses alarmes est donnée par :

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

$Y_0$  : seuil fixé optimal.

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

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

En substituant (3) à (4), on aura [11] :

$$P_d^{opt} = [P_{fa}]^{1 / (1 + S)} \quad (5)$$

Il est clair que dans le processeur CFAR, le seuil vari en fonction de l'information locale sur la puissance totale du bruit. La statistique  $Z$  est une variable aléatoire dont la distribution dépend du régime CFAR choisi et la distribution adjacente de chacun des échantillons de la gamme de référence. Ainsi, les performances du processeur sont



déterminées par la moyenne de la probabilité de détection et de fausse alarme. En d'autres termes, la  $P_{fa}$  est déterminée en général par :

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

qui peut aussi être écrit comme :

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

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 :

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

Puisque selon l'hypothèse  $H_1$  de présence de signal  $2\lambda = 2\mu (1 + S)$ , on peut déterminer la probabilité de détection  $P_d$  en remplaçant simplement  $\mu$  par  $\mu (1 + S)$  dans l'équation (7):

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

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

### III.7.2. Le détecteur CA-CFAR [14] :

Dans un détecteur CA-CFAR, 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  $Z$  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 fausses alarmes constante. La valeur  $T.Z$  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. Le facteur  $T$  permet de fixer la probabilité de fausses alarmes  $P_{fa}$  à un niveau désiré.



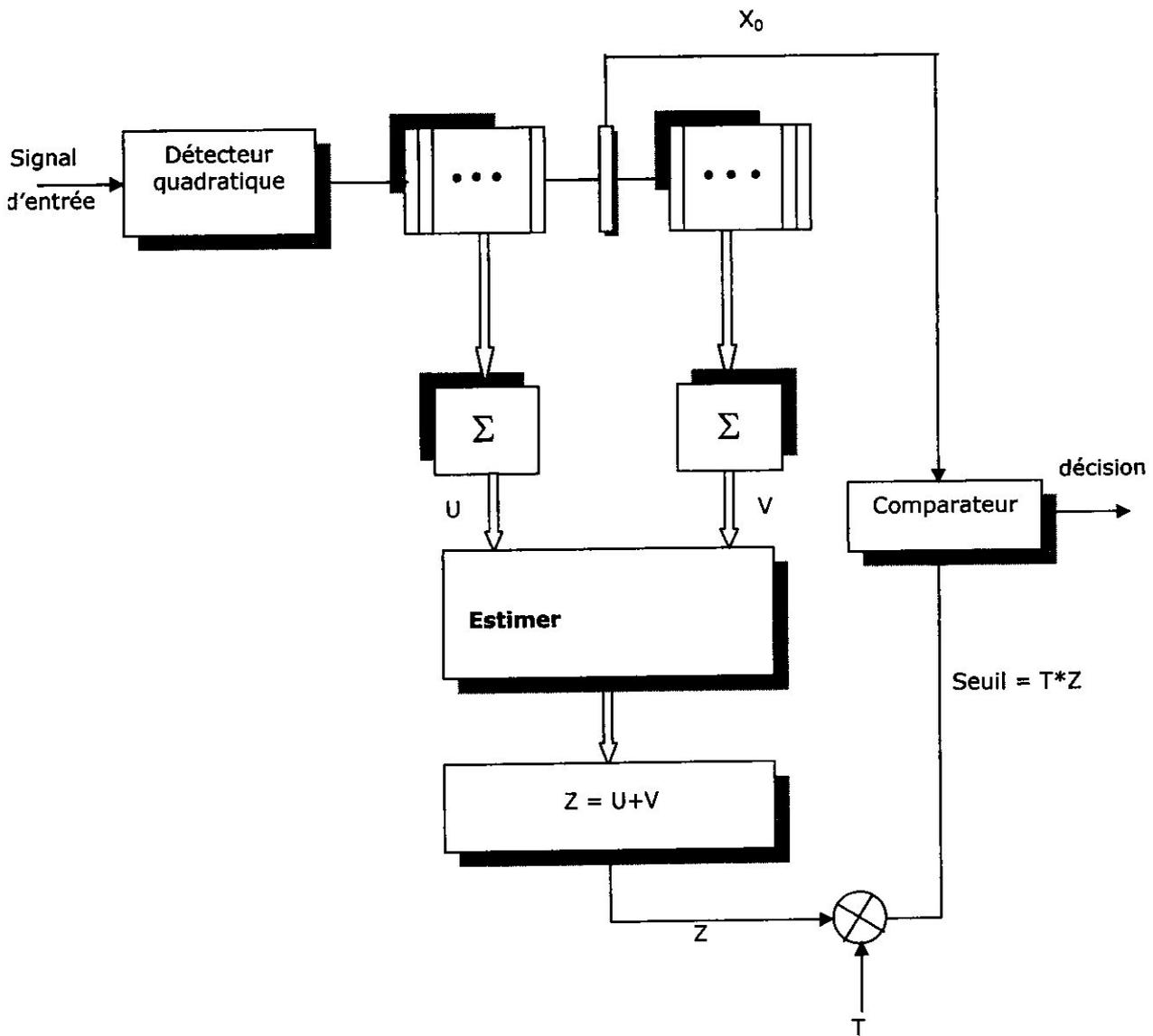


Figure III.7 : Structure du détecteur CA-CFAR

La puissance totale du bruit est estimée par la somme de N cellules dans la fenêtre de référence :

$$Z = U + V = \sum_{i=1}^N X_i \tag{10}$$



$X_i$ : la gamme de cellules entourant la cellule sous teste.

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

$$f(y) = \beta^{-\alpha} y^{\alpha-1} \exp(-y/\beta) / \Gamma(\alpha) \quad y \geq 0, \alpha \geq 0, \beta \geq 0 \quad (11)$$

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

La fonction de distribution cumulative (Cdf) correspondante à cette Pdf est notée par  $G(\alpha, \beta)$ . On écrit  $y \sim G(\alpha, \beta)$ , pour signifier que  $y$  est une variable aléatoire avec une fonction de densité de probabilité (Pdf) donnée dans l'équation (11).

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

$$M_y(\mu) = (1 + \beta\mu)^{-\alpha} \quad (12)$$

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 en substituant (12) dans (9) avec  $\beta = 2\mu$ , ce qui donne:

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

Le facteur d'échelle constant  $T$  est calculé à partir de l'équation (13), en mettant  $S = 0$  :

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

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



❖ **Seuil de détection moyen (ADT) :**

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.

On a insisté à nouveau sur le fait que l'ADT est une autre mesure pour calculer la perte des performances de détection dans un processeur CFAR. Ce n'est pas une approximation de la perte réelle ou conventionnelle, c'est le SNR additionnelle nécessaire pour un processeur CFAR pour atteindre la probabilité de détection optimale.

Pour des valeurs données de  $P_{fa}$  et  $N$ , l'ADT est indépendant de la probabilité de détection.

Il est défini comme la quantité normalisée:

$$ADT = E(TZ) / 2\mu \quad (15)$$

Pour le détecteur optimal, l'ADT est simplement  $Y_0 / 2\mu$  (qui est de  $[-\ln(P_{fa})]$ , voire l'équation (3)). Mais dans un détecteur CFAR :

$$E(Z) / 2\mu = -\frac{d}{d\tau} M_Z(T/2\mu), \text{ pour } (T = 0) \quad (16)$$

Et l'ADT est trouvé à partir de l'équation (15), en substituant l'équation (12) en (16) avec  $\beta = 2\mu$ , donnant :

$$ADT = NT \quad (17)$$

On remarque que l'ADT est indépendant de  $\mu$ .

Le tableau suivant comprend les valeurs de  $T$  et  $ADT$  pour :  $P_{fa} = 10^{-4}$ ,  $10^{-6}$  et  $10^{-8}$  et  $N = 8, 16, 24$  et  $32$  :



	optimum	N = 8		N = 16		N = 24		N = 32	
P <sub>fa</sub>	ADT	T	ADT	T	ADT	T	ADT	T	ADT
10 <sup>-4</sup>	9.21	2.182	17.3	0.778	12.45	0.468	11.23	0.334	10.673
10 <sup>-6</sup>	13.80	4.623	37.0	1.371	21.94	0.778	18.68	0.540	17.278
10 <sup>-8</sup>	18.42	9.000	72.0	2.162	34.60	1.154	27.71	0.778	24.905

**Tableau III.1:** Le facteur d'échelle constant T et l'ADT du processeur CA-CFAR et l'ADT du processeur optimal.

✚ Remarque :

Pour N donné, le facteur d'échelle T et le seuil de détection moyen ADT (average detection threshold), augmentent avec la probabilité de fausse alarme ( $P_{fa}$ ). Mais pour un  $P_{fa}$  fixe, T et ADT décroît en augmentant le nombre de cellules N d'après le tableau ci-dessus.

On constate que la perte du SNR décroît en augmentant le N, alors que la probabilité de détection s'approche de l'optimum.

➤ **Présence du clutter dans la fenêtre de référence:**

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

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

Ensuite, l'estimation totale de la puissance du bruit est obtenue par :

$$Z = \sum_{i=1}^r X_i + \sum_{i=r+1}^N X_i \triangleq Z_1 + Z_2 \quad (18)$$

Où  $Z_1 \sim G(r, 2\mu_0(1 + C))$  et  $Z_2 \sim G(N-r, 2\mu_0)$ .



Comme  $Z_1$  et  $Z_2$  sont indépendants, la fonction génératrice des moments (Mgf) de  $Z$  est simplement le produit des Mgfs individuels de  $Z_1$  et  $Z_2$ .

Par conséquent, en supposant que la cellule sous test est d'un environnement clair on a :

$$P_{fa} = [1 + (1 + C) T]^r [1 + T]^{r-N} \quad (19)$$

Comme la fenêtre balaie autour de la gamme de cellules, plus de cellules d'un environnement non homogène qui contient du clutter entrent dans la fenêtre de référence. En fin de compte, lorsque la cellule sous test provient de cet environnement on a :

$Z_1 \sim G(r, 2\mu_0)$  et  $Z_2 \sim G(N-r, 2\mu_0(1+C))$ . Alors l'équation (19) devient :

$$\begin{aligned} P_{fa} &= M_Z [T / 2\mu_0 (1 + C)] \\ &= (1 + T)^r (1 + T / (1 + C))^{r-N} \end{aligned} \quad (20)$$

➤ **Effet de masque (masking effect):**

Une autre situation qui peut être rencontrée dans un milieu non homogène, lorsque la fenêtre de référence contient des cellules de références non homogènes est le cas de cibles multiples.

Ici, deux ou plusieurs cibles très proches 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 du clutter avec quelques changements de la définition des paramètres. Le rapport interférence sur bruit total (INR) de toutes les cibles est noté par  $I$ , et le rapport interférence sur signal par  $(I/S)$ . On a :

$$\text{INR} = I / \mu \quad \text{tel que : } \mu = \text{thermal noise plus clutter } (\mu_0 + C).$$

Maintenant la probabilité de détection est obtenue en remplaçant  $T$  par  $T / (1 + S)$  et  $C$  est remplacé par  $I$  dans l'équation (19):

$$P_d = [1 + (1 + I) T / (1 + S)]^r [1 + T]^{r-N} \quad (21)$$



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

Lorsque la cellule sous test provient d'un environnement non homogène avec présence d'interférences, la probabilité de détection est obtenue dans ce cas en remplaçant  $T$  par  $T / (1 + S)$  et  $C$  est remplacé par  $I$  dans l'équation (20) :

$$P_d = (1 + T / (1 + S))^{-r} (1 + T / (1 + I) (1 + S))^{r-N} \quad (22)$$

Noter que les expressions ci-dessus sont correctes pour les probabilités de détections même si les définitions de  $C$  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 la probabilité de détection est indépendante de la puissance totale du bruit  $\mu$ .

### III.7.3. Le détecteur SO-CFAR [14] :

En pratique il existe deux situations où l'hypothèse d'homogénéité n'est plus valide, qui sont l'effet de bord et la situation de cibles multiples, le détecteur CA-CFAR doit être modifié afin de s'adapter à chacune des situations de clutter non homogène, Hansen et Sawyers ont proposé l'utilisation du détecteur GO-CFAR (Greatest of CFAR) pour contrôler l'augmentation de la  $P_{fa}$ .

Mais 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 CFAR) a été proposé dans lequel l'estimation du niveau de clutter est prise comme étant le minimum de  $U$  et  $V$  [12].



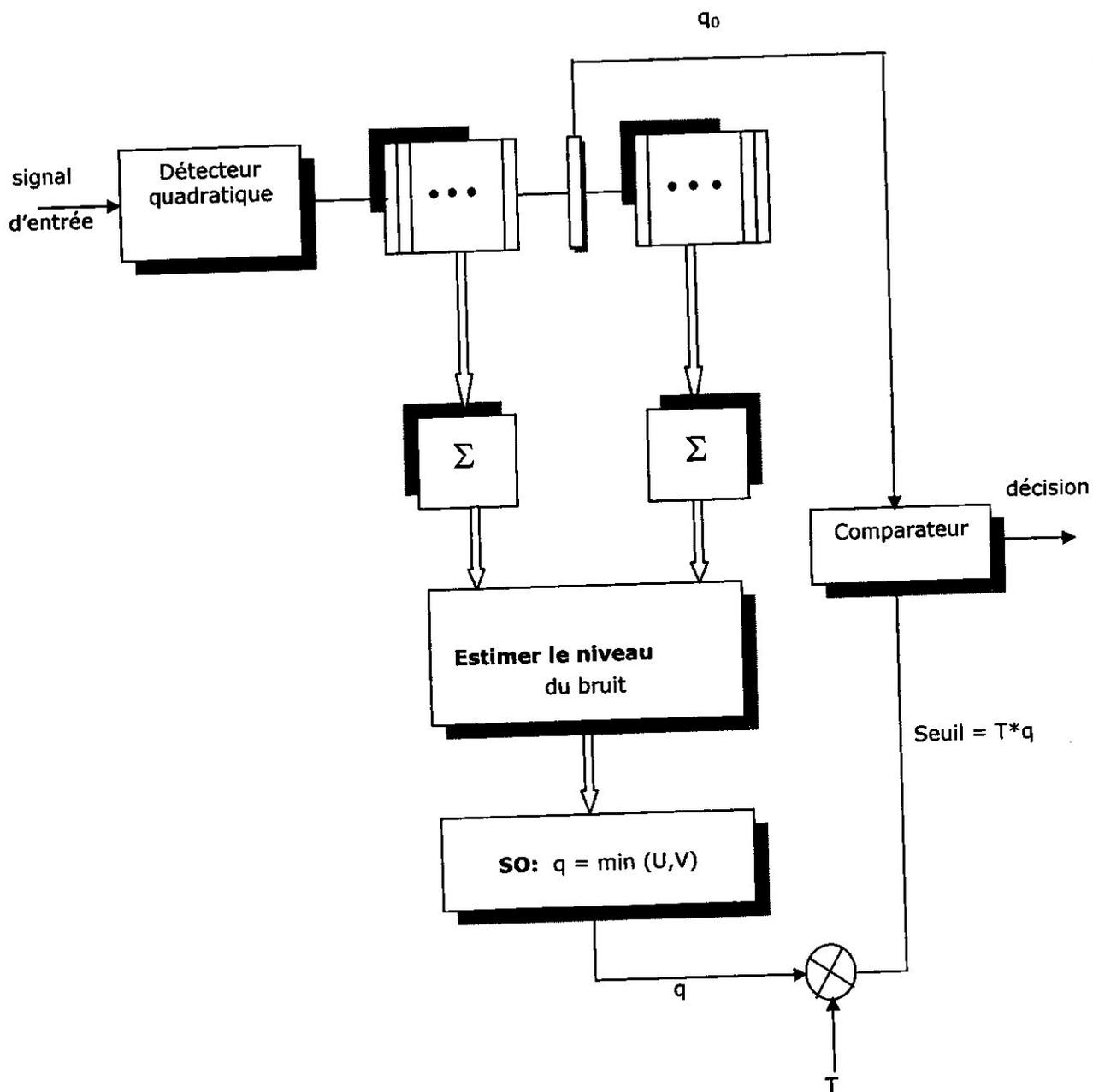


Figure III.9 : Structure du détecteur SO-CFAR



Dans ce régime, l'estimation de la puissance du bruit est la plus petite des sommes d' $Y_1$  et  $Y_2$  comme le montre la figure précédente, qui est :

$$Z = \min (Y_1, Y_2) \quad (23)$$

Où  $Y_1$  et  $Y_2$  sont définis dans l'équation suivante :

$$Y_1 = \sum_{i=1}^n X_i ; \quad Y_2 = \sum_{i=n+1}^N X_i \quad (24)$$

Dans ce cas la fonction de densité de probabilité (Pdf) de  $Z$  est donnée par :

$$\begin{aligned} f_Z(z) &= f_1(z) [1 - F_2(z)] + f_2(z) [1 - F_1(z)] \\ &= f_1(z) + f_2(z) - [f_1(z) F_2(z) + f_2(z) F_1(z)] \end{aligned} \quad (25)$$

L'expression entre crochet dans l'équation précédente est simplement la Pdf de  $Z$  pour le régime GO-CFAR qui est :

$$f_Z(z) = f_1(z) F_2(z) + f_2(z) F_1(z) \quad (26)$$

Par conséquent, en substituant l'équation (25) dans l'équation (7) on aura pour le régime SO-CFAR :

$$P_{fa} = M_{\gamma_1} (T / 2\mu) + M_{\gamma_2} (T / 2\mu) - P_{fa}^{GO} \quad (27)$$

Tel que :

$$P_{fa}^{GO} = 2 (1 + T)^{-n} - 2 \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n+i-1}{i} (2 + T)^{-(n+i)} \quad (28)$$

Alors :

$$P_{fa} = 2 \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n+i-1}{i} (2 + T)^{-(n+i)} \quad (29)$$

Et  $M_{\gamma_1}$  et  $M_{\gamma_2}$  sont les Mgfs de  $Y_1$  et  $Y_2$  respectivement. Elles sont calculées en utilisant l'équation (12).



La probabilité de détection ( $P_d$ ) est de nouveau donnée en remplaçant  $T$  avec  $T / (1 + S)$  dans l'équation (29), on aura :

$$P_d = 2 \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n+i-1}{i} (2 + T / (1 + S))^{-(n+i)} \quad (30)$$

❖ **Seuil de détection moyen (ADT) :**

Afin de calculer l'ADT pour le détecteur SO-CFAR, l'expression correspondante de la  $P_{fa}$  ou (Mgf) est substituée dans l'équation (16) pour donner au régime SO-CFAR :

$$ADT = T \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n+i-1}{i} (i + n) 2^{-(n+i)} \quad (31)$$

Le tableau suivant affiche des valeurs de  $T$  et ADT pour le processeur SO-CFAR :

Pfa	N = 8		N = 16		N = 24		N = 32	
	T	ADT	T	ADT	T	ADT	T	ADT
$10^{-4}$	10.88	31.62	2.444	15.71	1.277	12.85	0.851	11.717
$10^{-6}$	36.00	104.60	5.131	32.99	2.347	23.63	1.475	20.297
$10^{-8}$	117.90	342.60	9.905	63.68	3.916	39.42	2.302	31.680

**Tableau III. 2 :** Facteur d'échelle constant  $T$  et seuil de détection moyen pour le processeur SO-CFAR.

4 **Remarque :**

D'après les résultats illustrés dans le tableau précédent, on remarque que l'ADT est très élevé pour les faibles valeurs de  $N$ , mais cette valeur se rapproche à l'ADT du processeur optimal pour les grandes valeurs de  $N$ .

Pour des petits  $N$ , la perte est tout à fait importante par rapport au CA-CFAR, mais diminue considérablement en augmentant  $N$ .



➤ **Présence du clutter dans la fenêtre de référence:**

Maintenant, on étudie les performances du processeur SO-CFAR quand la fenêtre de référence contient un clutter de bord.

Le processeur SO-CFAR est capable de contrôler le taux de fausses alarmes dans des régions de transition de puissance clutter. On a tiré l'expression exacte de la  $P_{fa}$  dans cette situation. Considérant le cas spécial où la fenêtre en retard a des valeurs de bruit à partir d'un environnement clair et la fenêtre principale à des échantillons de bruit à partir de la région du clutter.

Dans ce cas  $Y_1$  et  $Y_2$  définis dans (23) sont répartis comme :

$$Y_1 \sim G(n, 2\mu_0) \text{ et } Y_2 \sim G(n, 2\mu_0(1+C)).$$

Où  $C$  représente le rapport clutter to noise (bruit sur clutter).

Ensuite, si la cellule sous teste contient un échantillon d'un environnement clair, il est montré d'après l'annexe A que:

$$P_{fa} = (1+T)^{r-n} (1+(1+C)T)^{-r} - (1+(1+C)T)^{-n} + \sum_{j=0}^{n-1} \binom{n+j-1}{j} \times (1+T+1/(1+C))^{-(n+j)} \times \{(1+C)^{-n} + (1+C)^j\} \quad (32)$$

Si, d'autre part, la cellule de test est immergée dans le clutter,  $Y_1$  et  $Y_2$  définis dans (23) sont répartis comme :

$$Y_1 \sim G(n, 2\mu_0(1+C)) \text{ et } Y_2 \sim G(n, 2\mu_0).$$

En remplace  $T$  par  $T/(1+C)$  dans l'équation (32) pour obtenir l'expression propre du  $P_{fa}$ .

$$P_{fa} = (1+T/(1+C))^{r-n} (1+T)^{-r} - (1+T)^{-n} + \sum_{j=0}^{n-1} \binom{n+j-1}{j} \times (1+T/(1+C)+1/(1+C))^{-(n+j)} \times \{(1+C)^{-n} + (1+C)^j\} \quad (33)$$

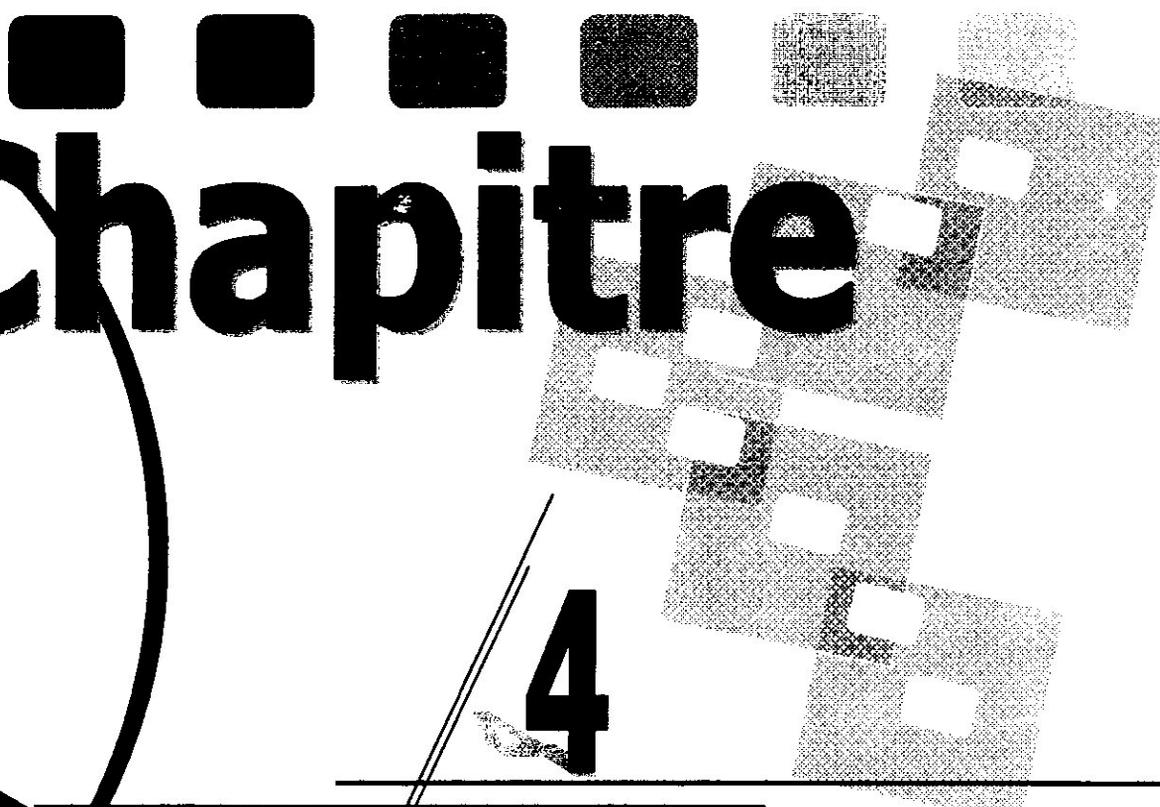


### III.8. Conclusion:

Dans ce chapitre on a illustré deux processeurs de détection CFAR. On a aussi montré que le seuil adaptatif donne de meilleures performances par rapport au seuil fixe.

Pour ces processeurs à seuil adaptatif plus la taille de la fenêtre de référence  $N$  augmente, les performances de détection augmentent également. A partir des différentes équations développées ci-dessous nous allons simuler dans le prochain chapitre les différents cas de présence de clutter et d'interférences pour en déduire les performances de ces processeurs dans un milieu non homogène.



A decorative graphic consisting of five solid black squares in a row at the top, followed by a grid of squares with a halftone dot pattern. The grid is tilted and partially obscured by a large, thick black curved line that sweeps across the page from the top left towards the bottom right.

# Chapitre

4

**Simulation  
Et  
Interprétations**

#### **IV. 1. Environnement, matériel et logiciel :**

L'implémentation de cette application a été réalisée sur une machine de type Celeron(R) M, processeur de 1.30 GHZ, dotée de 256 MO de RAM.

Le langage MATLAB 7.1 était l'outil de programmation utilisé pour développer cette application, sous l'environnement Windows XP.

#### **IV. 2. Les étapes suivies:**

On a élaboré des algorithmes pour le calcul des seuils adaptatifs, les probabilités de fausses alarmes et de détection des deux techniques utilisées (CA et SO-CFAR).

Les simulations ont été réalisées pour une probabilité de fausse alarme  $P_{fa} = 10^{-4}$ ,  $10^{-6}$  et  $10^{-8}$ , et un nombre de cellules de références  $N = 8$ , 16 et 32.

#### **IV. 3. Simulation du CA et SO-CFAR et interprétation :**

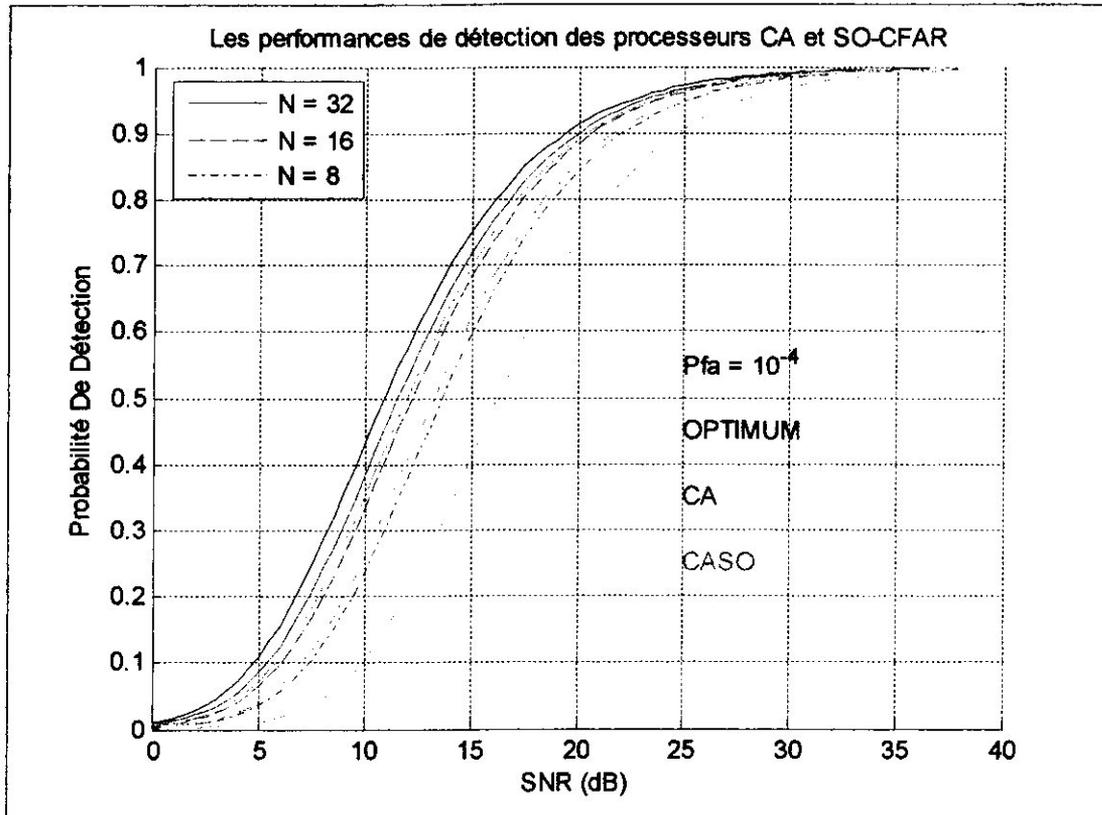
##### **VI.3.1. Simulation dans un milieu homogène :**

On a sur les graphes suivants les représentations des probabilités de détection en fonction du rapport SNR pour des différentes valeurs de la probabilité de fausses alarmes ( $P_{fa} = 10^{-4}$ ,  $10^{-6}$  et  $10^{-8}$ ).

Ces représentations se font pour les deux types de CFAR que nous avons étudié dans le chapitre précédent à savoir CA et SO-CFAR dans un milieu homogène, pour un nombre de cellules de références de 8, 16 et 32 cellules, et une courbe qui représente le rapport optimal, qui est basé sur un seuil fixe (réalisée pour un nombre de cellules considéré comme infini).

Ces simulations sont obtenues à partir des équations (13) et (29) pour le CA et SO-CFAR respectivement, mentionnées dans le chapitre (III).





**Figure IV.1 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-4}$



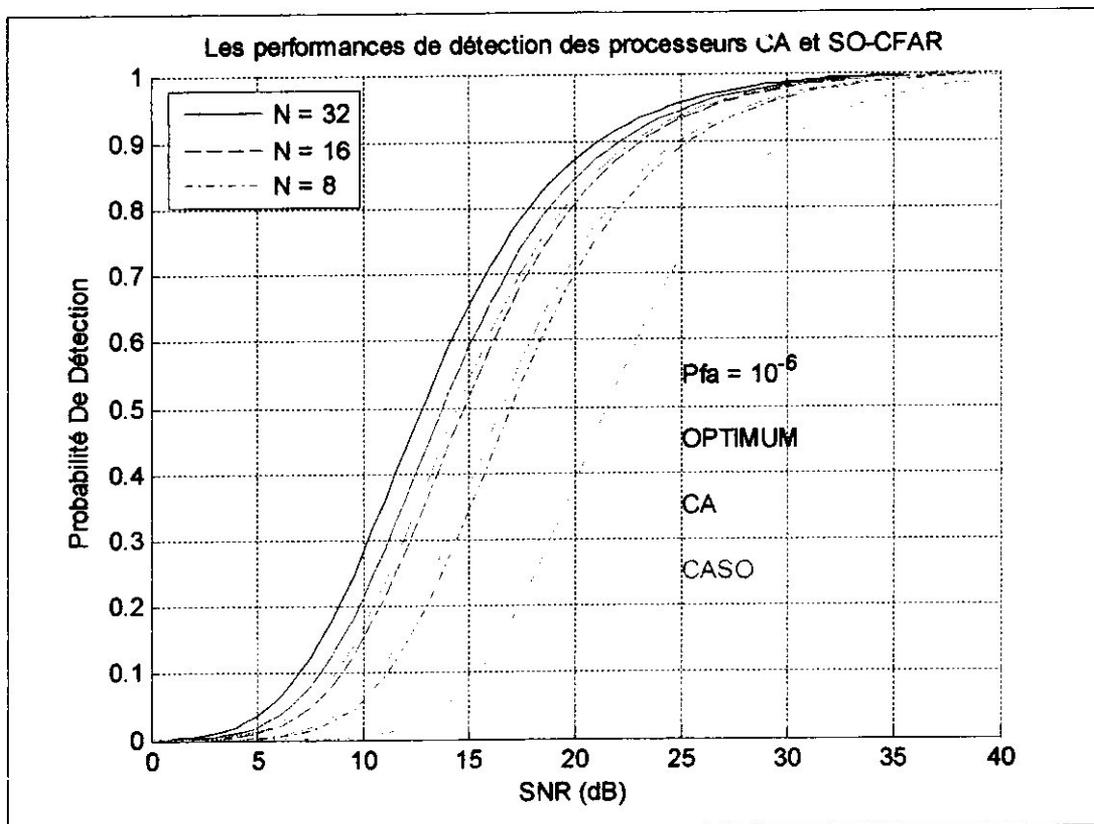
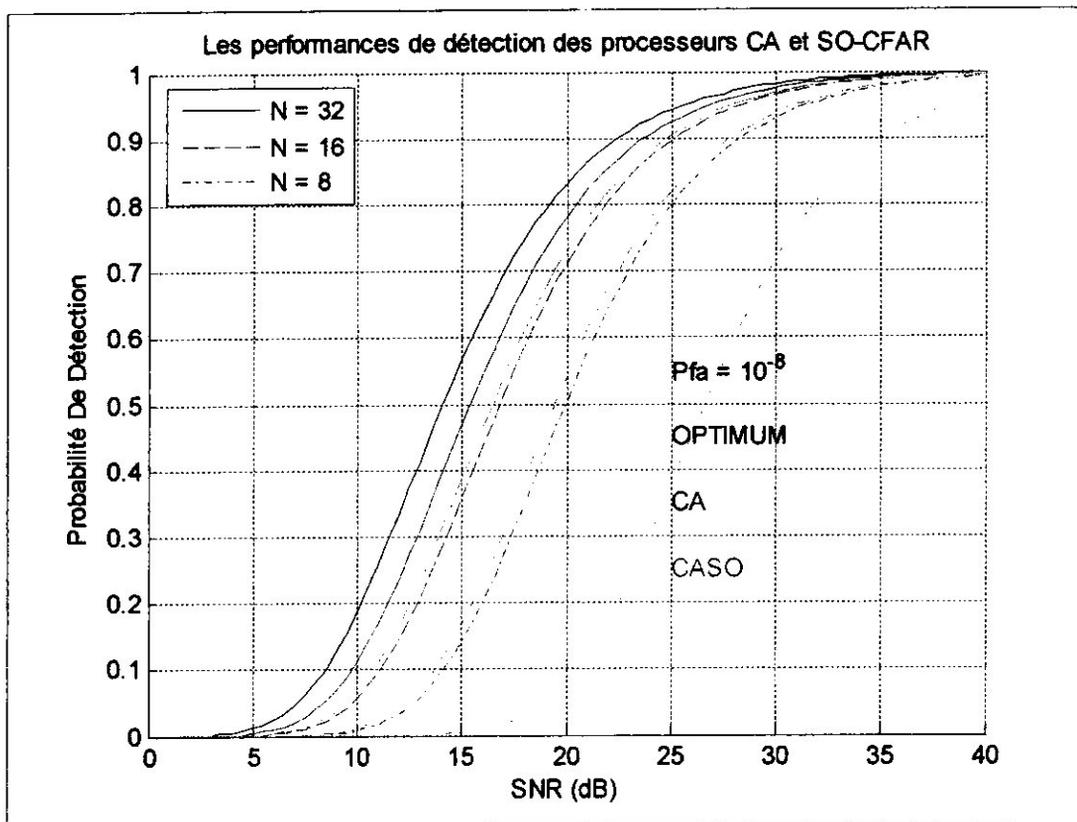


Figure IV.2 : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$





**Figure IV.3 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-8}$

On constate alors pour une situation homogène qu'en augmentant la taille de la fenêtre de référence, la probabilité de détection s'approche de celle du détecteur optimal. Ainsi cette dernière est meilleure pour des faibles valeurs du  $P_{fa}$ .

Pour un même  $P_{fa}$ , le détecteur CA-CFAR est légèrement plus performant que le SO-CFAR en termes de probabilité de détection.

On constate aussi que la performance du SO-CFAR est très dépendante de la valeur de N. car pour des petits N, la perte est tout à fait importante par rapport aux autres régimes de CFAR, mais diminue considérablement en augmentant N.



**❖ Conclusion 1 :**

On en conclue que le principal facteur influant sur la probabilité de détection ( $P_d$ ) reste en premier lieu le nombre de cellules, effectivement plus le nombre de cellule augmente plus la probabilité de détection augmente pour de faibles valeurs de SNR.

Le CA-CFAR, dans un milieu homogène, représente des performances supérieures à celles du SO-CFAR en termes de probabilité de détection.

**IV.3.2. Simulation dans un milieu non homogène :**

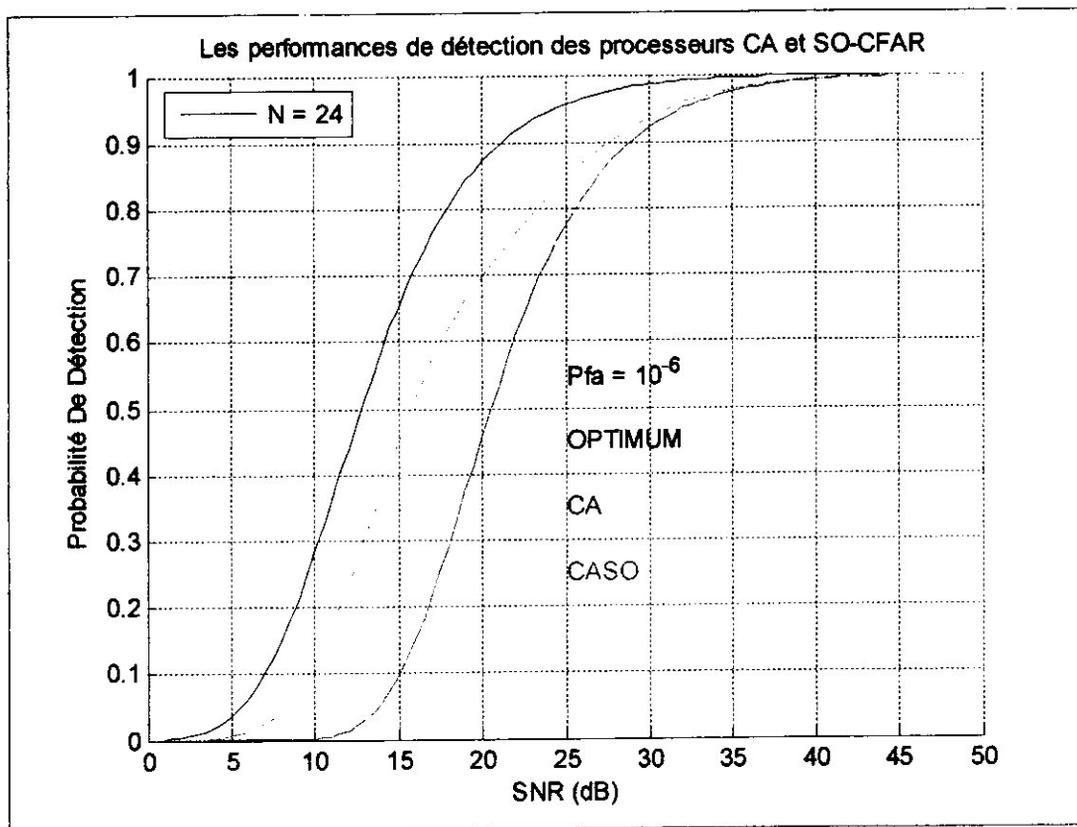
Dans cette partie, on a fait des simulations des deux processeurs CA et SO-CFAR dans un milieu non homogène avec une probabilité de fausses alarmes fixe  $P_{fa} = 10^{-6}$  et un nombre de cellules  $N= 24$ . On distingue deux cas dans ces simulations :

- ❖ Présence du clutter dans la fenêtre de référence avec la cellule sous test non immergé.
- ❖ Présence du clutter dans la fenêtre de référence avec la cellule sous test immergé.

**⬇ Cellule sous test non immergé dans le clutter :**

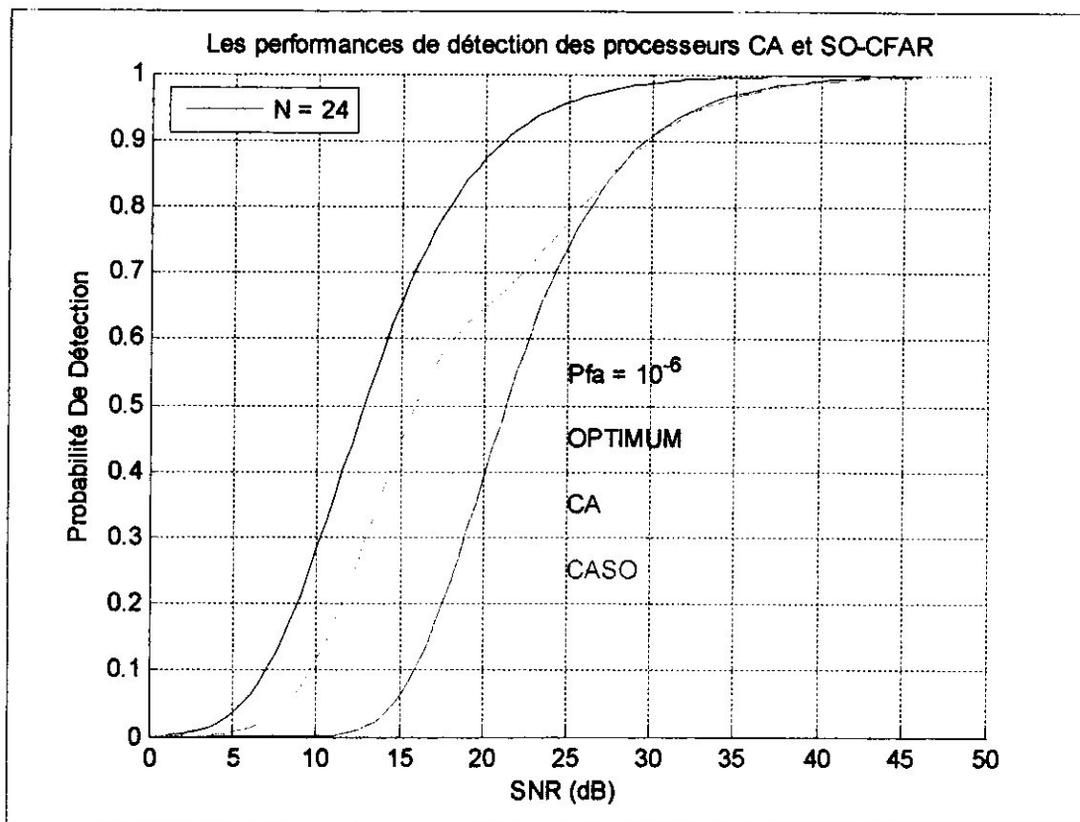
Pour la cellule sous test non immergé dans le clutter, on a simulé les équations (19) et (32) pour le CA-CFAR et SO-CFAR respectivement. On a obtenu différents cas, en fixant le  $r$  (nombre de cellule de clutter) et le  $C$  (clutter) varie proportionnellement à  $r$ . Les résultats sont représentés dans les figures suivantes :





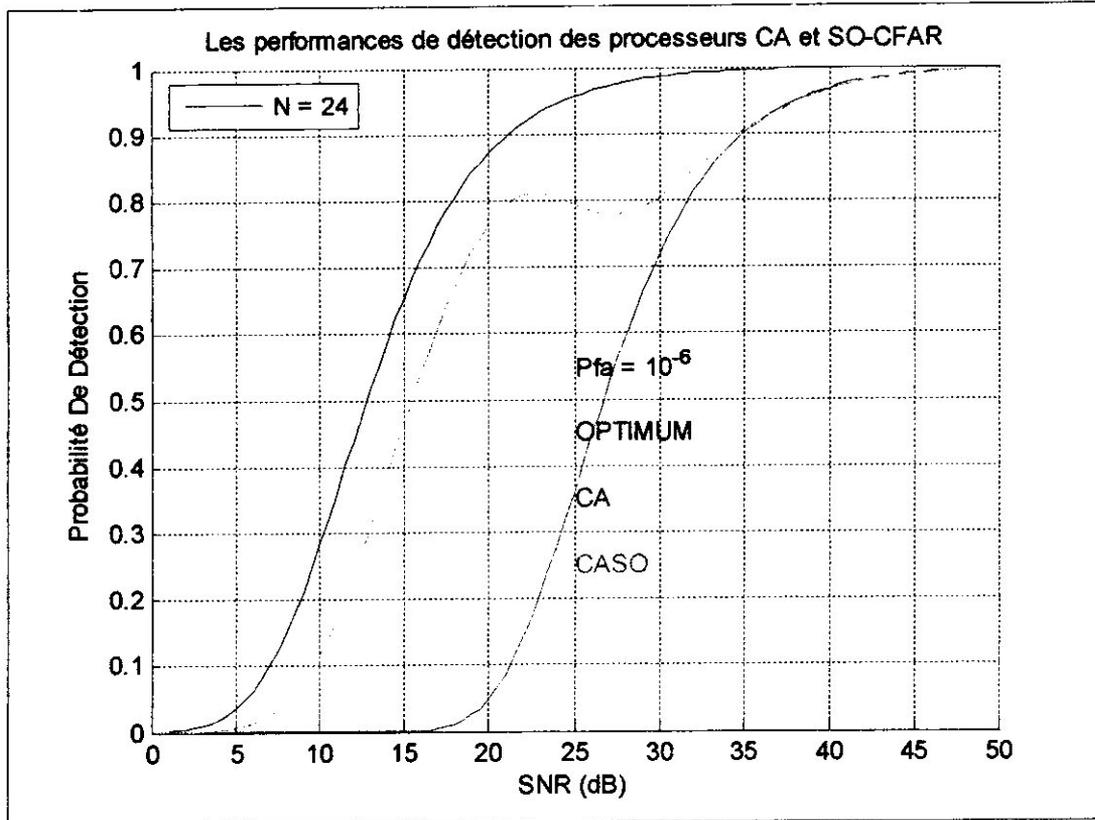
**Figure IV.4 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C = 5$  dB et  $r = 16$





**Figure IV.6 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $C = 5$  dB et  $r = 20$





**Figure IV.7 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C = 20$  dB et  $r = 20$

D'après les graphes représentés ci-dessus, on aperçoit que la probabilité de détection du processeur CA-CFAR diminue en augmentant l'intensité du clutter  $C$  et le nombre de cellules clutter  $r$ . Alors, la détection CA-CFAR présente une dégradation sérieuse des performances dans un milieu non homogène.

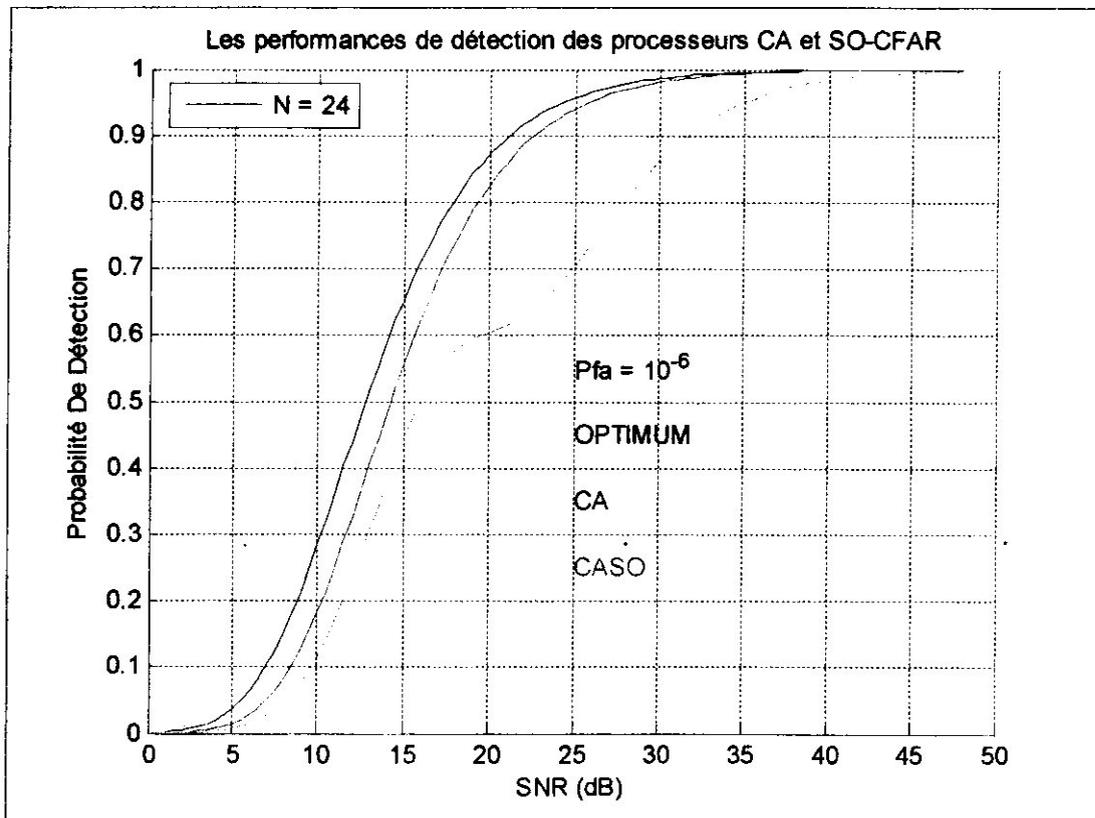
Néanmoins, le clutter et le nombre de cellules clutter influe légèrement sur la probabilité de détection du processeur SO-CFAR. Ce dernier est plus performant que le précédant dans une région de clutter non homogène avec large SNR et CNR..



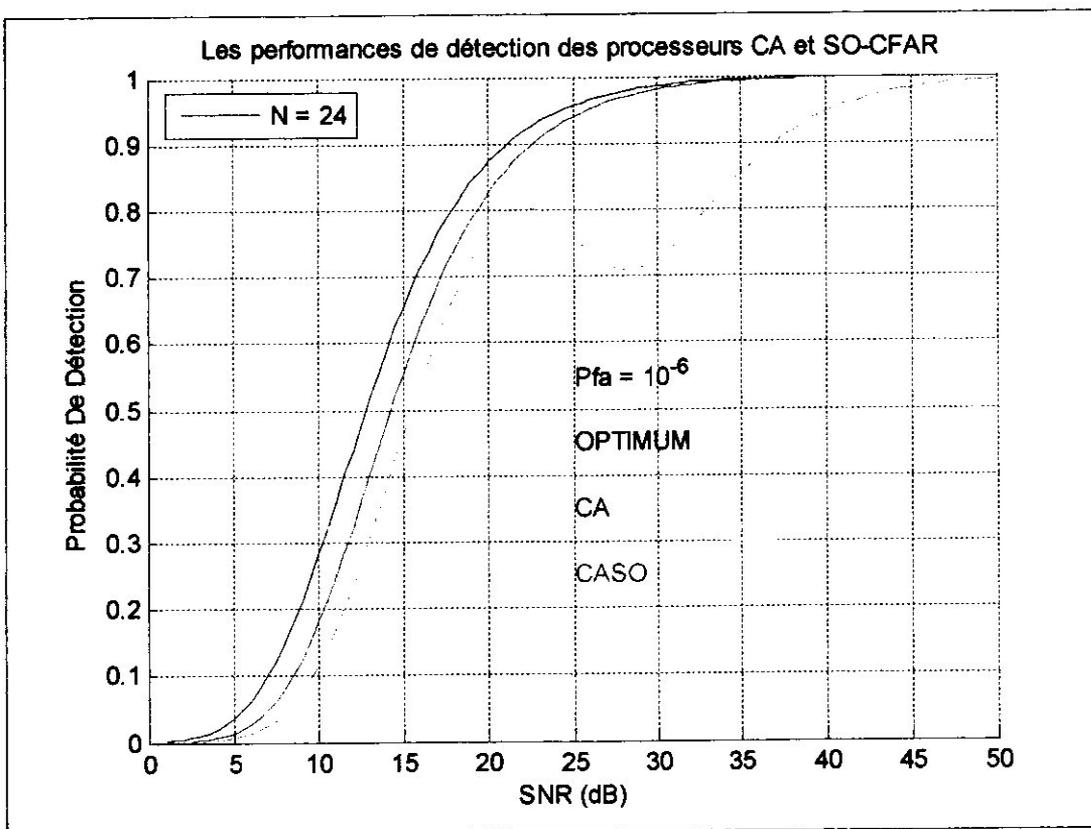
✦ **Cellule sous test immergé dans le clutter :**

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  $r > N$ .

On a simulé les équations (20) et (33), développées dans le chapitre précédent, pour CA et SO respectivement, pour les mêmes valeurs du clutter de la simulation précédente, mais le  $r$  change ( $r \geq N$ ). Les résultats sont représentés dans les graphes suivants :

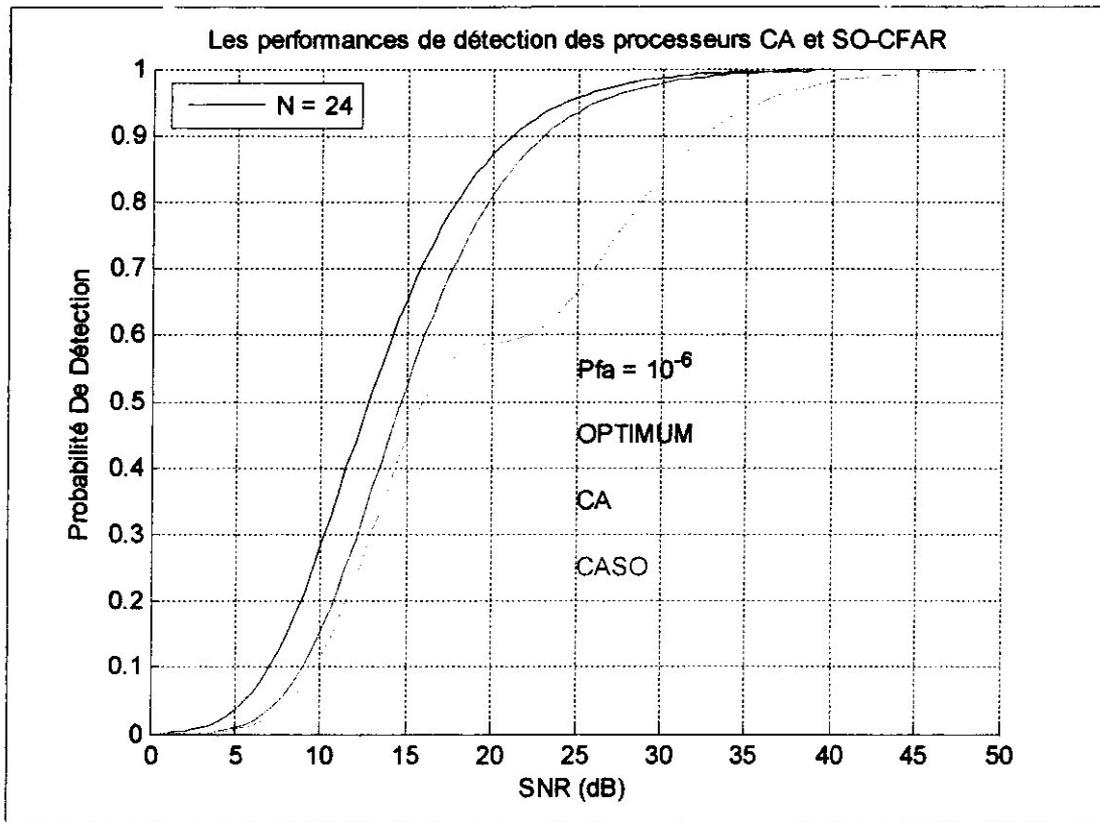


**Figure IV.8 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C = 5$  dB et  $r = 25$



**Figure IV.9 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C = 20$  dB et  $r = 25$





**Figure IV. 10 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C=5$  dB et  $r=28$



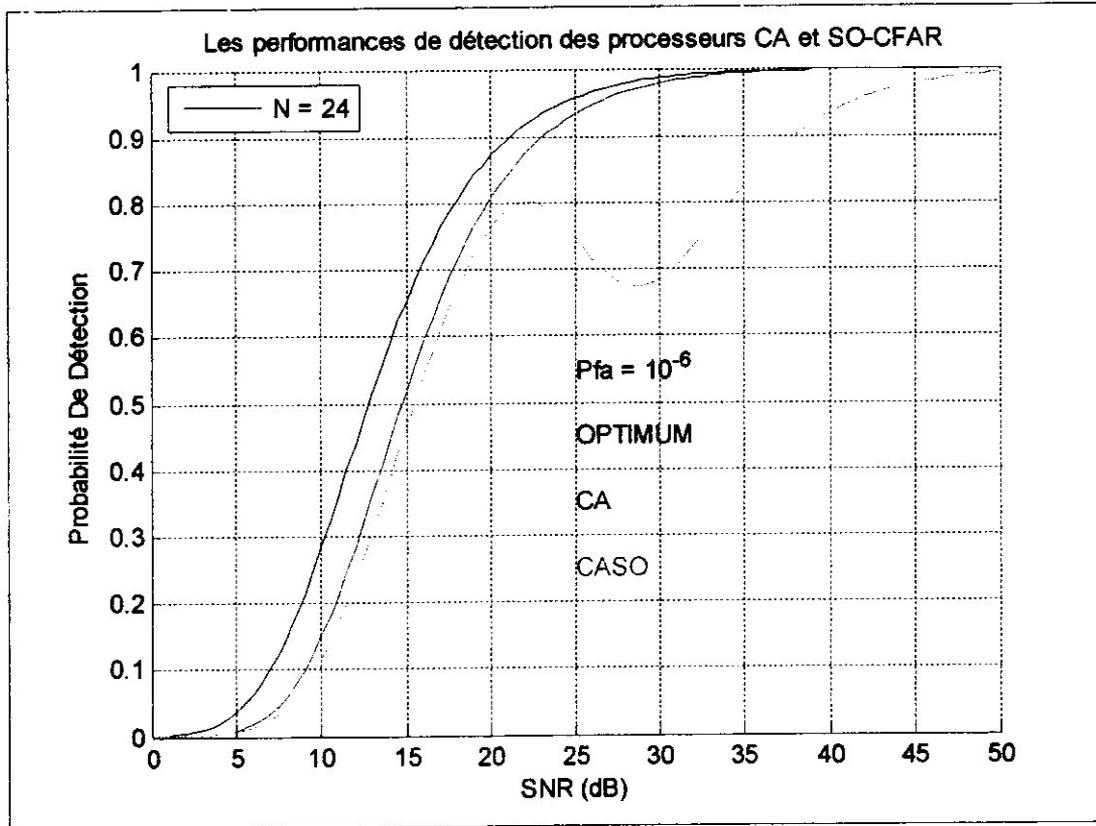


Figure IV.11 : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA et SO-CFAR et Optimum avec  $P_{fa} = 10^{-6}$ ,  $C = 20$  dB et  $r = 28$

Dans le cas de la cible de test immergé dans le clutter dans un milieu non homogène, le CA performe mieux que dans le cas de la cible sous test non immergé comme il performe aussi mieux que le SO-CFAR.



**❖ Conclusion2 :**

Dans un milieu clutter non homogène, la probabilité de détection des deux processeurs CA et SO reste médiocre.

La probabilité de détection dans le cas où la cellule sous test est non immergé est mieux et plus proche de l'optimal que dans le cas de cellule sous test immergé, car, dans le premier cas, les cellules appartenant au clutter tendent à faire augmenter le seuil de détection et, par conséquent, à dégrader la probabilité de détection. 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 (Pfa) excessive.

**IV.3.3. Effet de masque :**

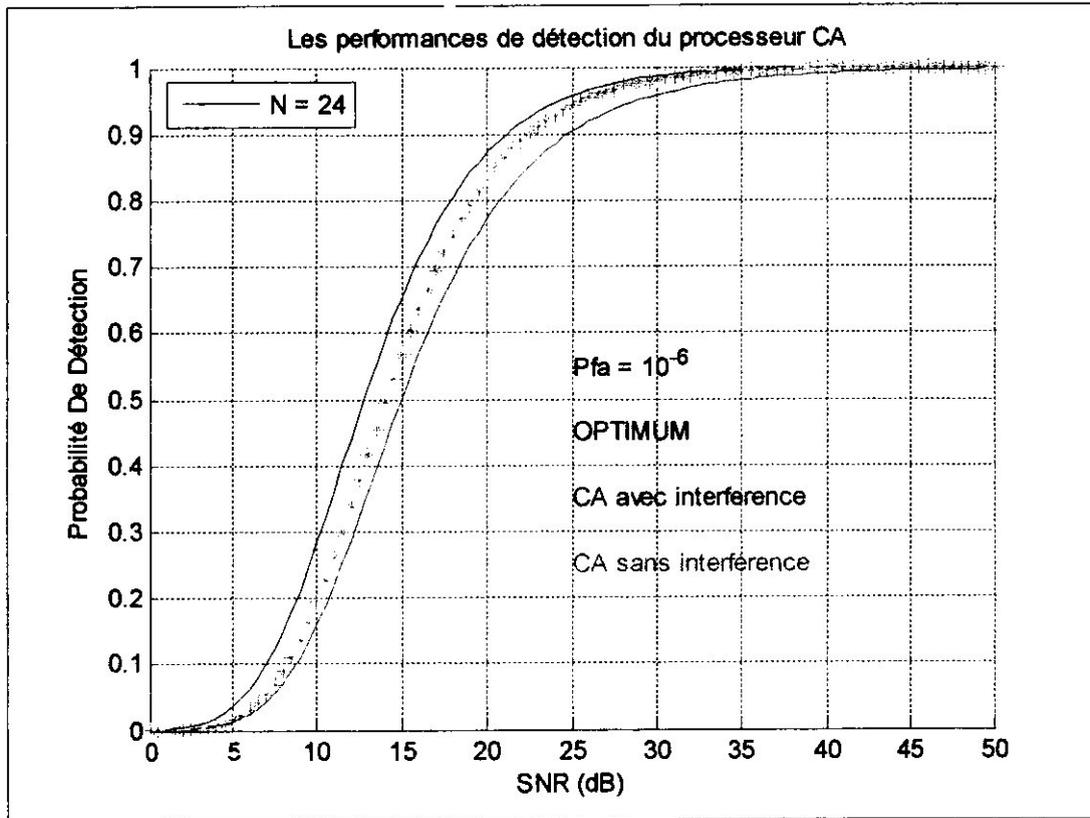
Dans ces simulations, on a choisit le processeur CA-CFAR pour étudié ce problème de l'effet de masque dans un milieu non homogène, car l'autre processeur est beaucoup plus délicat à programmer.

On distingue les deux cas suivant de présence d'interférences dans un milieu non homogène :

**✦ Cellule sous test non immergé dans l'interférence :**

Pour ce cas, on a fait une simulation de l'équation (21) qui était développé dans le chapitre (III). En modifiant le rapport  $(I/S)$  et le nombre d'interférents  $r$ , on a obtenue les résultats suivants :





**Figure IV.12 : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR**  
 Avec  $I/S = 0.5$  dB et  $r = 1$



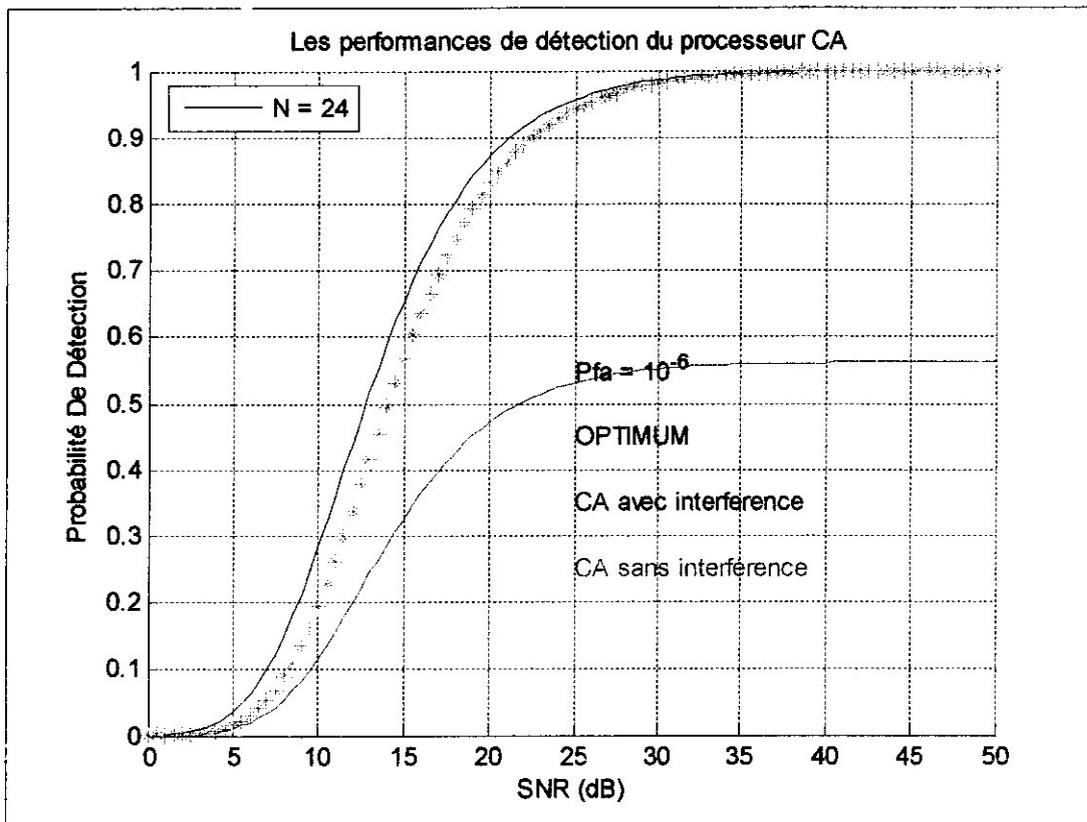
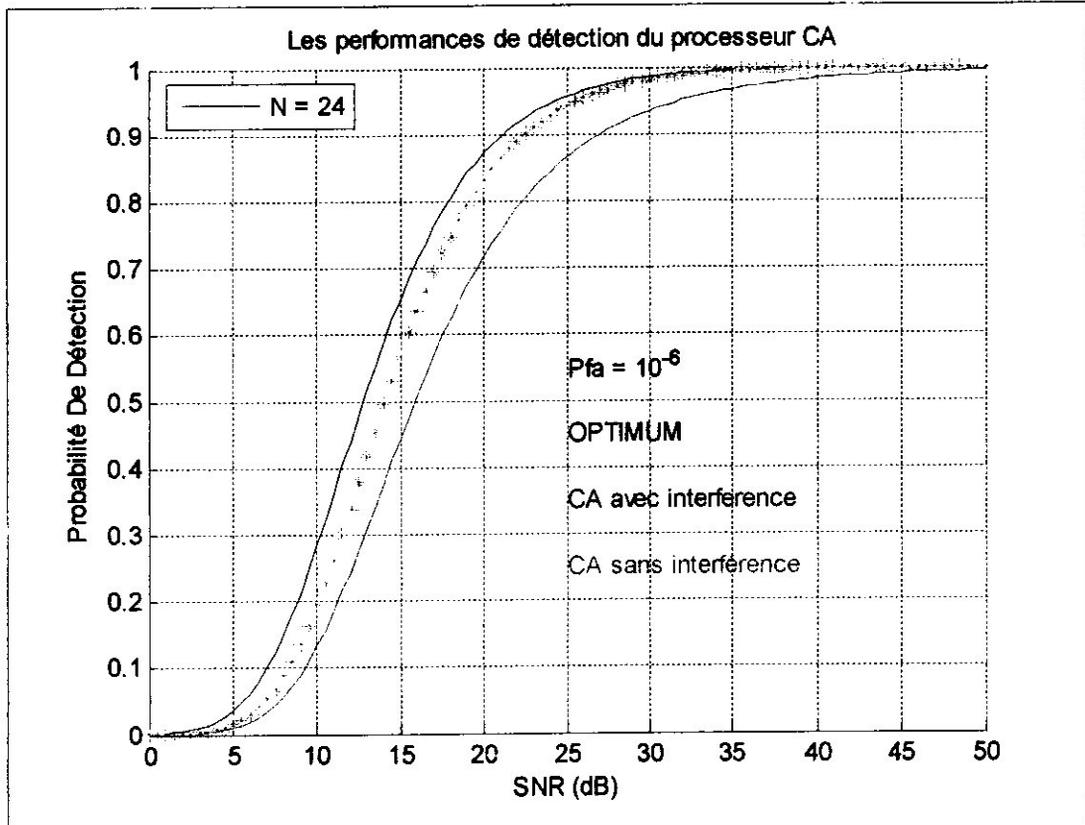


Figure IV.14 : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR

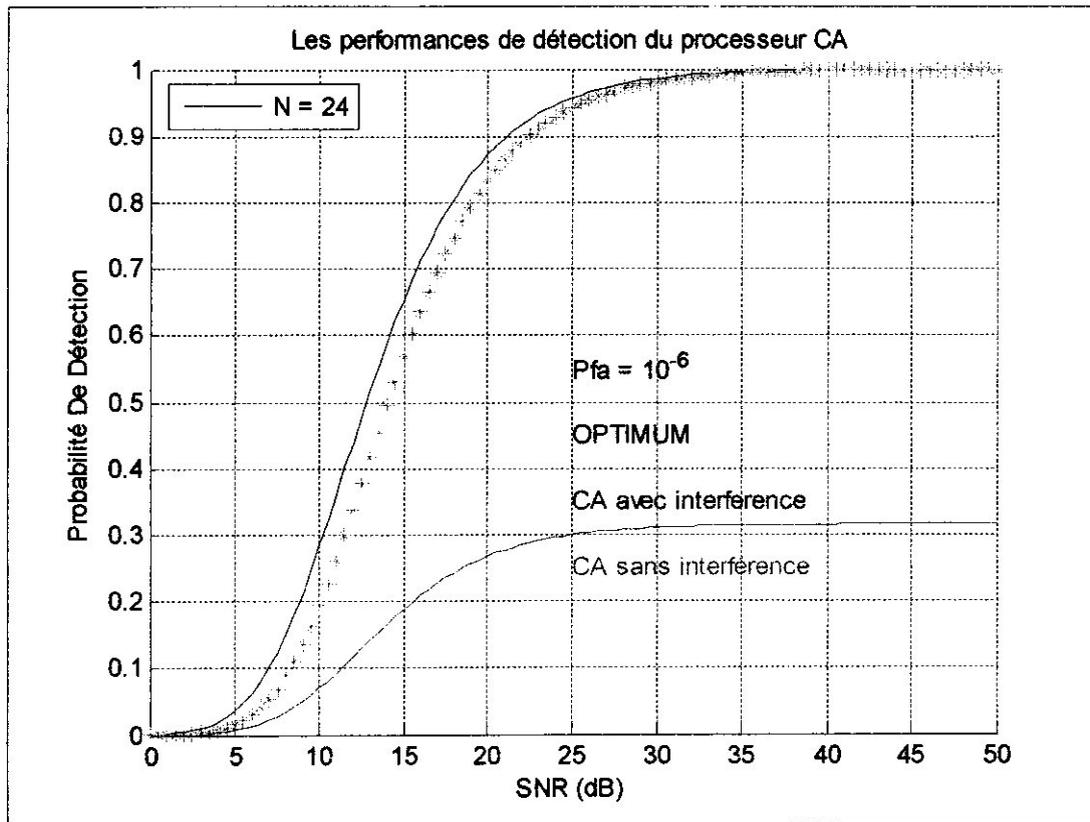
Avec I/S = 1 dB et  $r = 1$





**Figure IV.15 : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR**  
Avec I/S = 0.5 dB et  $\tau=2$





**Figure IV.17 : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR**  
 Avec I/S = 1 dB et r =2

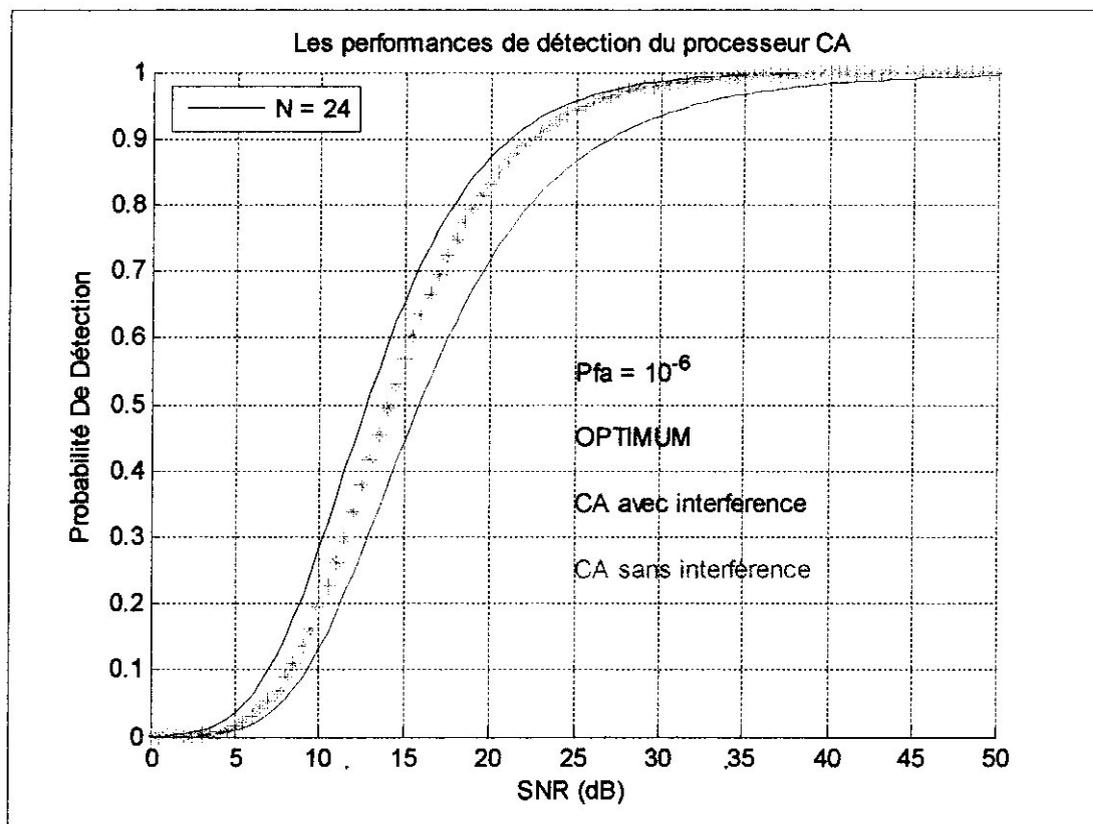
D'après les graphes représentés dans les figures précédentes, on remarque que la probabilité de détection du processeur CA en présence de cibles interférentes s'éloigne de celle du milieu homogène en augmentant le nombre de cibles interférentes et le rapport (I/S).

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



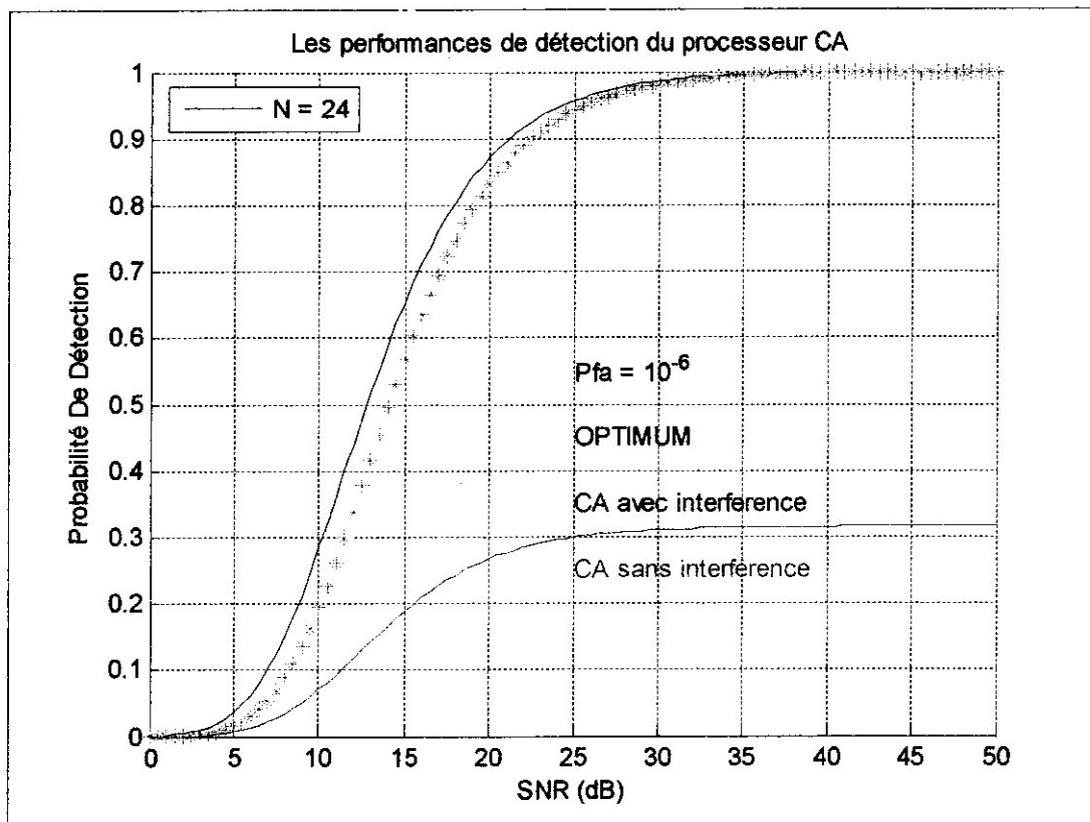
✦ **Cellule sous test immergé dans l'interférence :**

Pour le dernier cas qui représente la détection CA-CFAR dans un milieu non homogène avec cellule sous test immergé dans l'interférence, on a fait une simulation pour la présence de cibles interférentes dans les deux demi fenêtre de référence à partir de l'équation (22) tirée du chapitre (III). Les résultats obtenus sont représentés dans les graphes suivants pour différentes valeurs d'I/S :



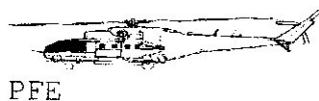
**Figure IV.18 : La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR**  
Avec I/S = 0.5





**Figure IV.19 :** La probabilité de détection en fonction du SNR pour le CA-CFAR et Avec  $I/S = 1$

La probabilité de détection du processeur dans ce cas est la meme que le cas de présence de cibles interférentes dans une seul demi fenetre de référence cela figure dans les courbes ci-dessus. Alors, La position des interférents n'influe pas sur la détection de ce processeur.



**Conclusion :**

La détection d'un signal noyé dans un bruit, est la prise de décision sur son existence ou son absence.

En outre, le seuil fixe utilisé en détection ne résous pas le problème de l'élévation importante du nombre de fausses alarmes, à cause de non stationnarité du bruit et du clutter.

Afin de contourner ce problème, nous sommes amenés à utiliser des méthodes de seuillage adaptatif tel que le détecteur CFAR où le seuil de détection est directement lié au niveau du bruit dans les cellules de portée entourant la cellule sous test.

En effet, ce travail consiste à faire une étude de deux méthodes du CFAR classiques tel que le CA-CFAR et le SO-CFAR, qui essaient d'une manière ou d'une autre de fixer ce taux de fausses alarmes, où à la rigueur de diminuer sa variation.

Au-delà des résultats de l'étude expérimentale prouvée par les simulations, on a constaté que le processeur CA-CFAR rencontres deux problèmes majeures qui sont les régions de transition de puissance clutter et l'environnement de cibles multiples. Mais il présente des performances supérieures dans un environnement homogène par rapport au SO-CFAR.

Par ailleurs, le processeur SO-CFAR est utilisé pour faire face au problème de détection de deux cibles proches mais ces performances restent médiocres en présence d'un milieu non homogène.

Il est indéniable qu'un gain est apporté par l'augmentation du nombre de cellules de références (croissance de la probabilité de détection), mais qui est aussi limité d'une saturation au-delà de 64 cellules.

A partir des constatations tirées de cette étude, des sérieux problèmes sont associés à ces deux processeurs, on aboutit à proposer d'autres régimes CFAR pour résoudre ces problèmes.

Enfin, j'espère que ce travail servira de premier support et de guide à d'autres études portant sur la détection radar.



*Perspectives :*

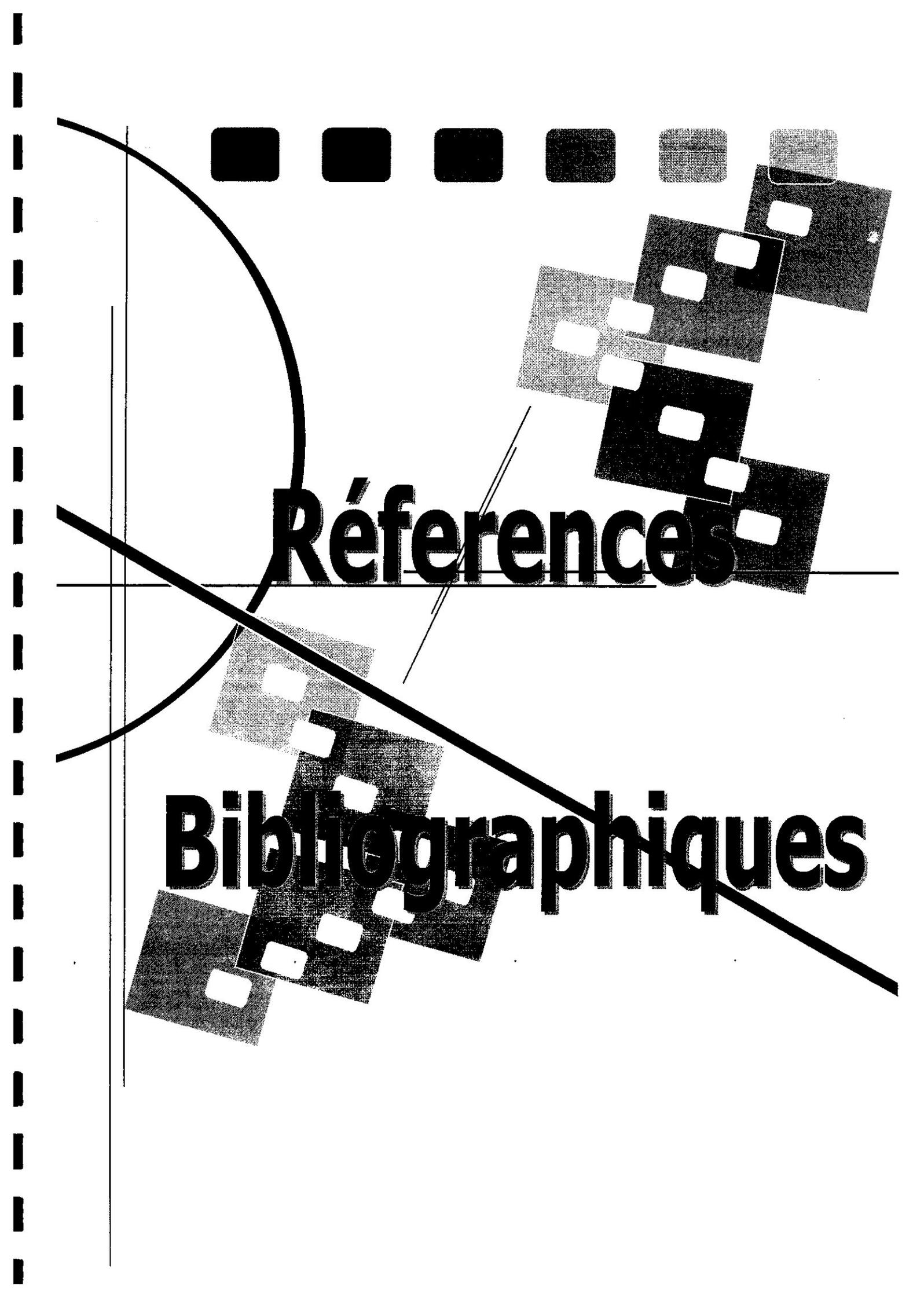
En effet, cette étude nous a été très bénéfique surtout elle nous a permis l'accès à un domaine très vaste, qui est la détection radar.

Ce travail qui pourra avoir plusieurs ajouts, ainsi que l'utilisation d'autres outils de traitement qui ont prouvés leurs efficacités tel que les réseaux de neurones, permet sans doute d'améliorer les performances des radars et les systèmes de détection qui existent déjà.

Pour nous, on voit que l'introduction des notions de la logique floue permet de créer une souplesse dans la détection, et de s'adapter au milieu courant.

On prévoit aussi un bon rendement de l'utilisation des réseaux de neurones récurrents, en ce qui concerne la décision qui peut être stockée et non retournée qu'après plusieurs confirmations.



The image features a complex abstract graphic design. At the top, a horizontal row of six squares is shown, with the first four being solid black and the last two being filled with a halftone dot pattern. Below this, a series of overlapping squares, some solid black and some with halftone patterns, are arranged in a descending staircase pattern from the top right towards the center. A large, bold, black sans-serif word 'Références' is positioned in the middle of the page, partially overlapping the staircase of squares. A thick, solid black curved line starts from the top left and sweeps across the page, passing behind the word 'Références' and the word 'Bibliographiques' below it. A thin horizontal line runs across the page, passing through the middle of the word 'Références'. On the far left edge, there is a vertical dashed line. The overall composition is dynamic and layered.

**Références**

**Bibliographiques**

- [1] A.Guerid 1999 « détection de cibles radar corrélées et noyées dans du clutter »  
Thèse magister. EMP. Alger.
- [2] Bassem R. Mahafza : « Radar system analyses and Design using Matlab »  
2000 by Chapman & Hall / CRC
- [3] Belkenadil Soufiane: « étude comparative des techniques CFAR dans la détection des cibles noyées dans le bruit. »
- [4] C. Benhadji Alioua et Said Abdelatif : « Etude Comparative des Systèmes d'Acquisition à Seuil Fixe et à Seuil Adaptatif Dans Une Modulation à Spectre Etendu à Séquence Directe ». SETIT 2007, 4th International Conference: Département d'électronique, Université de Jijel. (PDF).
- [5] Djilloul. S et Abbad. O : « Elaboration d'un détecteur neuronal robuste CFAR»  
PFE. 2001 I.T. Oran
- [6] Gandhi ET Kassam: CFAR processor analysis. (PDF) *Journal* *CS*  
Thèse d'ingénieure département d'aéronautique de Blida (DAB) 2007.
- [7] [http://www.wikipédia/constant\\_false\\_alarm\\_rate.htm](http://www.wikipédia/constant_false_alarm_rate.htm).
- [8] [http://www.Wikipédia/Radar\\_passif.htm](http://www.Wikipédia/Radar_passif.htm)
- [9] Lekhmissi Cheufra et Oualid aoulmi : « étude et réalisation d'un émetteur radar à Impulsions »  
Thèse d'ingénieure, spécialité génie électrique,(2000)
- [10] M.I. Skolink. Radar Handbook. McGraw-Hill, 1970, 2<sup>nd</sup> edition, 1990.
- [11] Moore, J.D., and Lawrence, N.B.: «Comparison of two CFAR methods used with square law detection of Swerling I targets».  
In Proceedings of the IEEE International Radar Conference, 1980. 403- 409.
- [12] Technique radar. Département électronique de l'ENAC

## 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 [7]

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

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:

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

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

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  $P_{fa}$  as a special case, as is clear from (7). From the definition of the mgf we have:

$$\begin{aligned} M_z(T) &= \int_0^\infty f_z(y) \exp(-Ty) dy \\ &= \int_0^\infty f_1(y) F_2(y) \exp(-Ty) dy + \int_0^\infty f_2(y) F_1(y) \exp(-Ty) dy \\ &\equiv I_1 + I_2 \end{aligned} \quad (A3)$$

Using (A1) with  $b = \infty$  and (A2a) and (A2b) in (A3) we get:

$$I_1 = (1 + \gamma_1 T)^{-n} - \sum_{j=0}^{n-1} \binom{n+j-1}{j} \gamma_1^{-n} \gamma_2^{-j} \times \{1/\gamma_1 + 1/\gamma_2 + T\}^{-(n+j)} \quad (A4a)$$

And

$$I_1 = (1 + \gamma_2 T)^{-n} - \sum_{j=0}^{n-1} \binom{n+j-1}{j} \gamma_2^{-n} \gamma_1^{-j} \times \{1/\gamma_1 + 1/\gamma_2 + T\}^{-(n+j)} \quad (\text{A4b})$$

Substituting (A4a) and (A4b) in (A3) with  $\gamma_1 = 1$  and  $\gamma_2 = 1 + C$  yields the  $P_{fa}$  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- and SO-CFAR processors in regions of clutter power transition, and to compute their detection performance in the multiple target environments. 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:

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

$$Y_1 = \sum_{i=1}^{n-r} X_i + \sum_{i=n-r+1}^n X_i \equiv w_1 + w_2 \quad (B1b)$$

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:

$$f_2(y) = \int_0^r f_{w_1}(x) f_{w_2}(y-x) dx \quad (B2)$$

Where  $f_{w_1}$  and  $f_{w_2}$  are the Pdfs of  $W_1$  and  $W_2$  respectively. Using the binomial expansion and the results of (A1) in (B2) we get:

$$F_2(y) = A_2 \sum_{i=0}^{r-1} A_1(i) \{y^i \exp(-y/\gamma_2) - \sum_{m=0}^{n-2-j} y^{m+i} (1/\gamma_1 - 1/\gamma_2)^m \times \exp(-\frac{y}{\gamma_2})/m!\} \quad (B3)$$

Where:

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

And:

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

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

$$f_2(y) = A_2 \sum_{i=0}^{r-1} A_1(i) \{i! \gamma_2^{i+1} \sum_{j=0}^i (y/\gamma_2)^j \times \exp(-\frac{y}{\gamma_2})/j! - \frac{\sum_{m=0}^{n-2-j} (y/\gamma_1)^{m+i+1} (m+i)!}{m!}\} \times (1/\gamma_1 - 1/\gamma_2)^m \sum_{k=0}^{m+1} (y/\gamma_1)^k \times \exp(-y/\gamma_1)/k! \quad (B5)$$

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 (B1a) 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:

$$I_1 = M_{\gamma_1}(T) - [A_0 / (n-1)!] \gamma_3^{-n} \sum_{i=0}^{n-1} A_1(i) \times \{B_1(i) \sum_{j=0}^i B_2(j, T) - \sum_{m=0}^{n-2-i} B_3(m, i) \sum_{k=0}^{m+i} B_4(T, k)\} \quad (B6a)$$

And

$$I_2 = M_{\gamma_2}(T) - A_0 \sum_{i=0}^{n-1} A_1(i) \sum_{j=0}^{n-1} A_2(j) \times \{A_3(i, j, T) - \sum_{m=0}^{n-2-i} A_4(i, j, m, t)\} \quad (B6b)$$

Where:

$$M_{\gamma_1}(T) = (1 + \gamma_3 T)^{-n}$$

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

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

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

$$A_4(i, j, m, T) = \frac{(m+i+j)! (1/\gamma_1 - 1/\gamma_2)^m}{m! (1/\gamma_1 + 1/\gamma_3 + T)^{m+j+i+1}}$$

And

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

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

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

$$B_4(k, T) = \frac{(n+k-1)!}{k! \gamma_3^k (1/\gamma_1 + 1/\gamma_3 + T)^{n+k}}$$

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  $Pfa$ , with  $T$  replaced by  $T/(1 + C)$ . In the case of  $r$  interfering targets, the detection probability  $Pd$  can be found if we let  $\gamma_1 = \gamma_3 = 1$  and  $\gamma_2 = 1 + I$ , after replacing  $T$  with  $T/(1 + S)$  in the  $Pfa$  expression. Results for  $Pfa$  and  $Pd$  of the SO-CFAR processor are obtained using the above results in (28).

## Annexe C:

### Distribution Weibull :

La fonction de probabilité de Weibull (pdf) peut être utilisée comme une bonne approximation de plusieurs types de clusters, ces deux paramètres (a, b) spécifier la forme (a) et le scalaire (b) (paramètres de niveau).

Le paramètre de la forme donne des différentes distributions non gaussiennes, un cas particulier pour  $a = 2$  est la distribution Rayleigh.

Pdf Weibull est définie par :

$$f(x) = a / b (x / b)^{a-1} \exp(- (x / b)^a)$$

La moyenne d'une variable aléatoire régit par la loi de Weibull est donné par:

$$E[V] = b \Gamma(1 + 1/a)$$

La puissance moyenne de ce processus est la suivante :

$$E[V^2] = b^2 \Gamma(1 + 2/a)$$

Tel que  $\Gamma$  est la fonction gamma qui égale à

$$\Gamma(x) = \int_{t=0}^{\infty} \exp(-t) t^{x-1} dt$$

## Annexe D:

### Signal en bande de base :

Le signal reçu est constitué soit d'un signal utile sinusoïdal accompagné de bruit, soit seulement de bruit. Donc on est amené à chercher deux fonctions de densité de probabilités ; une lorsque seulement le bruit est présent et, l'autre lorsque le signal est accompagné du bruit. Nous admettons que tous les signaux reçus sont indépendants et Gaussiens :

1) Le bruit à la sortie du filtre passe-bande s'écrit :

$$b(t, \xi) = \rho(t, \xi) \cos(wt + \varphi) = \alpha(t, \xi) \cos(wt) + \beta(t, \xi) \sin(wt) \quad (01)$$

où  $f = w / 2\pi$  est la fréquence centrale du filtre passe-bande et  $f_b$  sa largeur de bande  $\alpha(t, \xi)$  et  $\beta(t, \xi)$  sont deux variables aléatoires ayant chacune une fonction de densité de probabilité gaussienne de moyenne nulle et ont la même variance  $\sigma^2$  que  $b(t, \xi)$  :

$\xi$  : paramètre caractérisant la variable aléatoire.

$$\sigma^2 = E [ b^2(t) ] = E [ \alpha^2(t) ] = E [ \beta^2(t) ] = N_0 f_B = B$$

où  $B$  est la puissance moyenne du bruit blanc et  $N_0 / 2$  sa densité spectrale de puissance.

2) L'impulsion reçue est un signal de forme sinusoïdale, de pulsation  $w$  et de durée  $\tau$ .

Après passage dans le filtre passe-bande, le signal utile pendant une durée  $\tau$  s'écrit :

$$S(t) = A \cos(wt + \varphi_s) = X(t) \cos(wt) + Y(t) \sin(wt)$$

$$\text{Où : } A(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} \quad \text{et} \quad \varphi_s(t) = \arctg [ Y(t) / X(t) ]$$

3) Le signal composite (impulsion reçu + bruit) à la sortie du filtre passe-bande s'écrit :

$$\begin{aligned} S_c(t, \xi) &= S(t) + b(t, \xi) \\ &= [ X(t) + \alpha(t, \xi) ] \cos(wt) + [ Y(t) + \beta(t, \xi) ] \sin(wt) \\ &= X_c(t, \xi) \cos(wt) + Y_c(t, \xi) \sin(wt) \\ &= r(t, \xi) \cos [ wt + \Phi(t, \xi) ] \end{aligned}$$

Où :

$$r(t, \xi) = \sqrt{X_c^2(t, \xi) + Y_c^2(t, \xi)} \quad \text{et} \quad \Phi(t, \xi) = \arctg [ Y_c(t, \xi) / X_c(t, \xi) ]$$

$r(t, \xi)$  est l'enveloppe du signal  $S_c(t, \xi)$

$\alpha$  et  $\beta$ , les composantes du bruit sont deux variables aléatoires gaussiennes chacune de moyenne nulle et d'écart type  $\sigma$ . donc leurs fonctions de densités de probabilités sont respectivement :

$$P(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{et} \quad P(\beta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right) \quad (7)$$

X et Y les composantes du signal utile sont deux variables aléatoires gaussiennes chacune de moyenne nulle et d'écart type  $\sigma_s$ . donc leurs fonctions de densités de probabilités sont respectivement :

$$P(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\rho_s} \exp\left(-\frac{X^2}{2\rho_s^2}\right) \quad \text{et} \quad P(Y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\rho_s} \exp\left(-\frac{Y^2}{2\rho_s^2}\right) \quad (8)$$

$X_C$  et  $Y_C$  composantes du signal composite, chacune est la somme de deux variables aléatoires gaussiennes de moyennes nulles et de variances  $\sigma$  et  $\sigma_s^2$  respectivement. Donc les deux composantes sont deux variables aléatoires gaussiennes chacune de moyenne nulle et de variance  $\rho_c^2 = \rho_s^2 + \rho^2$ .

D'où leurs fonctions de densité s de probabilités sont respectivement :

$$P(X_C) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\rho_c} \exp\left(-\frac{X_C^2}{2\rho_c^2}\right) \quad \text{et} \quad P(Y_C) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\rho_c} \exp\left(-\frac{Y_C^2}{2\rho_c^2}\right) \quad (09)$$

L'enveloppe  $r$  du signal composite est défini comme suit :  $r^2 = X_C^2 + Y_C^2$ , et puisque  $X_C$  et  $Y_C$  sont deux variables aléatoires indépendantes, alors la probabilité conjointe est :

$$P(X_C, Y_C) = P(X_C) P(Y_C) = \frac{1}{2\pi\rho_c^2} \exp\left[-\frac{(X_C^2 + Y_C^2)}{2\rho_c^2}\right] = \frac{1}{2\pi\rho_c^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\rho_c^2}\right] \quad (10)$$

La transformation aux variables  $r$  et  $\Phi$  s'effectue à l'aide de l'équation suivante :

$$P(r, \Phi) = \frac{P(X_C, Y_C)}{j(X_C, Y_C)} \quad (11)$$

Où  $j(X_C, Y_C)$  est la jacobéenne de la transformation :

$$j(X_C, Y_C) = \begin{vmatrix} \frac{\delta r}{\delta X_C} & \frac{\delta r}{\delta Y_C} \\ \frac{\delta \Phi}{\delta X_C} & \frac{\delta \Phi}{\delta Y_C} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{X_C}{r} & \frac{Y_C}{r} \\ \frac{Y_C}{r^2} & \frac{X_C}{r^2} \end{vmatrix} = \frac{1}{r} \quad (12)$$

D'où l'équation (III.13) devient :

$$P(r, \Phi) = \frac{r}{2\pi\rho_c^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\rho_c^2}\right) \quad (13)$$

Pour obtenir la fonction de densité de probabilité de l'enveloppe  $r$ , il faut intégrer (13) selon l'intervalle de variation de  $\Phi[0, 2\pi]$  :

$$P(r) = \int_0^{2\pi} P(r, \Phi) d\Phi = \int_0^{2\pi} \frac{r}{2\pi} \exp\left(-\frac{r^2}{2\rho_c^2}\right) d\Phi \quad (14)$$

Finalement :

$$P(r) = \frac{r}{\rho_c^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\rho_c^2}\right) \text{ qui est la loi de probabilité de Rayleigh} \quad (15)$$

### III.2.3. Signal après détection quadratique :

Après le passage dans un détecteur quadratique la variable  $r$  devient :

$$q = f(r) = r^2$$

Donc la fonction de densité de probabilité de  $q$  est donnée par :

$$P_Q(q) = \frac{1}{2\sigma_c^2} \exp\left(-\frac{q}{2\sigma_c^2}\right) \quad (16)$$

$$\text{Avec : } \sigma_c^2 = \sigma_s^2 + \sigma^2 \quad (17)$$

Sachant que :  $\sigma^2 = E[b^2(t, \xi)] = B$  : la puissance moyenne de bruit  $b(t, \xi)$ .

$\sigma_s^2 = E[S^2(t)] = S$  : la puissance moyenne du signal utile  $S(t)$ .

$\sigma_c^2 = E[S_c^2(t, \xi)] = S + B$  : la puissance moyenne du signal composite  $S_c(t, \xi)$ .