

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE  
ET POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR**

**ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE DE BLIDA 1**

*INSTITUT D'AERONAUTIQUE ET DES ETUDES SPATIALES*

*DEPARTEMENT DE NAVIGATION AERIENNE*

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES**

Présenté pour obtenir le diplôme

de MASTER en Aéronautique

**Spécialité** : *Navigation aérienne*

**Option** : *CNS/ATM*

**THEME**

**Analyse des processeurs CA-CFAR et OS-CFAR  
dans un environnement non homogène**

**Présenté par :**

Hammoudi Zohyer

Bouregaa Abdelkader

**Encadré par:**

Mme.DOUDOU FATMA ZAHRA

**Promotion** : 2019/2020

# REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet de fin d'études, pour obtenir le diplôme Master en Aéronautique.

Grand merci à Dieu tout puissant qui nous a accordé le don d'achever ce travail, on remercie nos chers parents pour leur patience et le bonheur qu'ils nous ont apporté.

Nous remercions également tous ceux qui, tout au long de cette année d'étude ont encadré, observé, aidé, conseillé.

Nous remercions vivement notre encadreur : **Doudou Fatma Zohra** pour tout ce qu'elle a fait pour nous, pour ses critiques qui nous ont beaucoup aidé à apprécier ce travail malgré ses occupations, nous lui sommes reconnaissants tout particulièrement pour la confiance qu'elle nous a témoignée et la liberté qu'elle nous a laissée.

Nous tenons également à exprimer notre gratitude aux nombreuses personnes qui nous ont apporté leur aide précieuse avec beaucoup de gentilles.

Un grand salut pour notre famille universitaire pour la confiance.

Nous exprimons nos remerciements aux membres du jury de nous avoir honoré en acceptant de juger notre travail. Et enfin, nous souhaiterions remercier tous nos amis qui nous ont aidés, encouragés et soutenus pendant toute la durée de l'élaboration de ce mémoire.

# Résumé

Dans ce travail, nous proposons de traiter le problème de la détection dans un environnement non-homogène avec présence de cibles interférentes le CA et OS-CFAR.

Dans le but de déterminer le meilleur des différents types de détecteurs, une comparaison a été effectuée pour plusieurs paramètres par simulation liées à la variation du rapport signal sur bruit (SNR) et du nombre de cellules N et la probabilité de fausse alarme.

Les résultats trouvés montrent que le détecteur OS-CFAR a montré une amélioration de la performance par rapport à au détecteur CA-CFAR en milieu non-homogène.

**Mots clés : détecteur CFAR, clutter, modèle de cible, Radar**

# Abstract

In this work we propose to deal with the problem of detection in anon-homogeneous environment with presence of interfering targets for two types of detectors,CA and OS-CFAR.

In order to determine the best of the different types of detectors,a comparison was made for several parametres by simulation related to the variation of the signal-to-noise ration (SNR) and the number of cells N and the probability of false alarm

The results found show that the OS-CFAR detector showed an improvement in performance compared to the CA-CFAR detector in non-homogeneous media.

**Keywords : CFAR detector, clutter, target model, Radar**

# ملخص

في هذا العمل نقترح التعامل مع مشكلة الكشف في بيئة غير متجانسة مع وجود أهداف متداخلة لنوعين من أجهزة الكشف OS-CFAR و CA من اجل تحديد أفضل أنواع أجهزة الكشف، تم إجراء مقارنة لعدة معلمات عن طريق المحاكاة المرتبطة بتغير نسبة الإشارة إلي الضوضاء (SNR) ونسبة لعدد الخلايا  $N$  واحتمال الإنذار الخاطئ أظهرت النتائج أن كاشف CFAR-OS اظهر تحسن في الأداء مقارنة بكاشف CFAR-CA في الوسائط غير متجانسة.

الكلمات المفتاحية : كاشف CFAR، فوضي، نموذج مستهدف، رادار

# Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
----------------------------	---

## ***Chapitre I : Généralité sur la détection radar***

I.1. Introduction.....	2
I.2.Principe de fonctionnement.....	3
I.3.Calcul de la distance.....	4
I.4. Calcul de la direction.....	5
I.5.Les ondes électromagnétiques.....	6
I.6.Equation de radar.....	7
I.6.1.Argumentation/Explication.....	7
I.7.Composition d'un système radar.....	12
I.7.1. Antenne.....	12
I.7.2.Duplexeur.....	13
I.7.3. Liaison duplexeur antenne.....	13
I.7.4. Émetteur.....	13
I.7.5. Modulateur.....	14
I.7.6. Récepteur.....	14
I.7.7. Synchronisation.....	15
I.8.Classification des systèmes radar.....	15
I.8.1. Radars primaires.....	15
I.8.1.1. Radars à impulsion.....	16
I.8.1.2. Radars à onde continue.....	16
I.8.2. Radars secondaires.....	16
I.9.La cible du radar.....	17
I.9.1. Surface équivalente et fluctuation des cibles.....	17
I.9.2.Les modèles de fluctuation.....	18

I.9.2.1. Cible de type Swerling I.....	18
I.9.2.2. Cible de type Swerling II.....	19
I.9.2.3. Cible de type Swerling III.....	19
I.9.2.4. Cible de type Swerling IV.....	19
I.10.L'environnement radar.....	20
I.10.1. Les modèles du clutter.....	20
I.11.Conclusion.....	23

## ***Chapitre II : Théorie de décision et détection radar***

II.1 .Introduction.....	24
II.2. Théorie de la détection.....	24
II.3. Les critères de décision.....	25
II.3.1.Critère de Neyman-Person .....	26
II.4.La détection dans la présence de bruit.....	27
II.5. La probabilité de fausse alarme .....	28
II.6.La probabilité de détection.....	30
II.7.Adaptation adaptatif.....	31
II.8.Conclusion.....	32

## ***Chapitre III : Analyse des détecteurs CA et OS-CFAR***

III.1.Introduction .....	33
III.2. La description du modèle.....	33
III.2.1.Les différents types de détecteurs CFAR.....	34
III.2.1.1.Le détecteur CA-CFAR.....	34
III.2.1.2.Le détecteur OS-CFAR.....	35
III.2.2.Principe du CFAR.....	36
III.3.L'environnement radar .....	36
III.3.1.L'environnement homogène.....	36

III.3.2.L'environnement non homogène.....	36
III.3.2.1. Bord de fouillis.....	37
III.3.2.2. Cible multiple.....	37
III.4.Formulation mathématique du problème.....	39
III.5.Analyse des performances d'un détecteur optimal.....	40
III.6.Méthode de mesure de la performance de détecteur.....	41
III.6.1.La méthode classique.....	41
III.6.2.La méthode de seuil moyen.....	41
III.7 Analyse des détecteurs CFAR .....	42
III.7.1 Analyse de détecteur CA-CFAR.....	42
III.7.2. Analyse du détecteur OS-CFAR .....	43
III.7.Conclusion.....	44

## **Chapitre IV : *Simulation et interprétation des résultats***

IV.1.Environment, matériel et logiciel .....	45
IV.2.Les étapes suivies.....	45
IV.3.Simulation de CA et OS-CFAR et interprétation.....	45
IV.3.1.Cas d'un milieu homogène.....	45
IV.3.2.Cas d'un milieu non homogène.....	49
IV.4.Conclusion.....	60
CONCLUSION GENERALE.....	61
Bibliographie.....	62

# Liste des tableaux

I.1. SER de quelque cibles typique.....	18
I.2. Type de clutter.....	21
III.1 Relation entre T et $Pfa$ dans le cas du CA-CFAR.....	43



# Liste des figures

<b>I.1.</b> antenne radar longue portée, connue sous le nom ALTAIR.....	2
<b>I.2.</b> Principe du radar.....	3
<b>I.3.</b> Principe de fonctionnement du radar primaire.....	3
<b>I.4.</b> Génération d'écho.....	4
<b>I.5.</b> Calcul de la direction.....	5
<b>I.6.</b> Onde électromagnétique.....	6
<b>I.7.</b> densité de puissance omnidirectionnelle.....	7
<b>I.8.</b> lien entre les formules 3 et 4.....	9
<b>I.9.</b> exemple d'antenne radar.....	12
<b>I.10.</b> classification des systèmes radars.....	15
<b>I.11.</b> Modèle de fluctuation Swerling I.....	19
<b>I.12.</b> Modèle de fluctuation Swerling II.....	19
<b>I.13.</b> Modèle de fluctuation Swerling III.....	19
<b>I.14.</b> Modèle de fluctuation de Swerling IV.....	20
<b>I.15.</b> Fonction densité de probabilité Weibull.....	22
<b>II.1.</b> Détection d'une cible.....	24
<b>II.2.</b> Les régions de décision.....	26
<b>II.3.</b> Diagramme bloc d'un détecteur d'enveloppe et récepteur de seuil.....	28
<b>II.4.</b> Bruit de la sortie du détecteur d'enveloppe. ....	29
<b>II.5.</b> Pdf du bruit et du signal plus bruit.....	31
<b>III.1.</b> Schéma d'un détecteur CFAR.....	33

<b>III.2.</b> schéma fonctionnel de détecteur typique de CFAR.....	34
<b>III.3.</b> Le détecteur CA-CFAR.....	35
<b>III.4.</b> Le détecteur OS-CFAR.....	35
<b>III.5.</b> Cellule de test noyé dans le bruit thermique.....	37
<b>III.6.</b> Bord de clutter, cellule sous test dans le bruit.....	38
<b>III.7.</b> Bord de clutter cellule sous test dans la région bruit plus clutter.....	38
<b>III.8.</b> Présence de cibles interférentes dans une seule fenêtre.....	38
<b>III.9.</b> Présence de cibles interférentes dans les deux fenêtres.....	39
<b>IV.1.</b> La Pd de deux détecteurs dans des l'environnements homogène avec $P_{fa}=10^{-4}$ et $N=8$ .....	46
<b>IV.2.</b> La Pd de deux détecteurs dans des l'environnements homogène avec $P_{fa} =10^{-4}$ et $N=16$ .....	46
<b>IV.3.</b> La Pd de deux détecteurs dans des l'environnements homogène avec $P_{fa} =10^{-4}$ et $N=24$ .....	47
<b>IV.4.</b> La Pd de deux détecteurs dans des l'environnements homogène avec $P_{fa} =10^{-5}$ et $N=8$ .....	47
<b>IV.5.</b> La Pd de deux détecteurs dans des l'environnements homogène avec $P_{fa} =10^{-5}$ et $N=16$ .....	48
<b>IV.6.</b> La Pd de deux détecteurs dans des l'environnements Homogène avec $P_{fa} =10^{-5}$ et $N=24$ .....	48
<b>IV.7.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans deux fenêtres.....	50

<b>IV.8.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans seul fenêtrés.....	50
<b>IV.9.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans deux fenêtrés.....	51
<b>IV.10.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS- CFAR avec trois cibles interférentes situées dans deux fenêtrés.....	51
<b>IV.11.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans deux fenêtrés.....	52
<b>IV.12.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans deux fenêtrés.....	52
<b>IV.13.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec quatre cibles interférentes situées dans deux fenêtrés.....	53
<b>IV.14.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec trois cibles interférentes situées dans deux fenêtrés.....	54
<b>IV.15.</b> Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec cinq cibles interférentes situées dans deux fenêtrés.....	54

# Liste des Abréviations

RADAR	la détection et localisation à distance d'un objet.
CFAR	Systèmes à taux de fausse alarme constant (Constant False Alarm Rate)
CA-CFAR	Cellule moyenne CFAR.
OS-CFAR	Order statistique CFAR.
$P_{fa}$	Fonction densité de probabilité. .
$P_d$	Probabilité de détection.
$P_{fa}$	Probabilité de fausse alarme.
NPR	Critter de Neyman-Pearson
SER	Surface Equivalent Radar.
D	La distance antenne- cible
C	La vitesse de lumière
$\Delta T$	Temps correspondant à un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible TR
Période de répétition de l'impulsion	
D	max Portée maximale du rada
$P_s$	Puissance émise
$S_u$	densité de puissance -omnidirectionnelle.
$R_1$	distance Antenne – cible
$S_g$	densité de puissance ” directive”
$P_r$	Puissance réfléchie
$\sigma$	Surface équivalente radar
$R_1$	distance Antenne – cible
G	Gain d'antenne
$S_e$	densité de puissance.
$P_r$	Puissance réfléchie
$R_2$	distance cible – antenne
PE	Puissance globale reçue par l'antenne
AW	Surface apparente de l'antenne
A	Surface réelle (géométrique) de l'antenne
Ka	Facteur d'efficacité
$\lambda$	Longueur d'onde

H0	Hypothèse nulle
H1	Hypothèse alternative
Y0	Le seuil fixé optimale
$P_a^{opt}$	La probabilité de détection optimale
T	Un facteur multiplicatif
$X_i$	Les cellules de distance autour de la cellule à l'essai
$\tilde{\lambda}$	Multiplieur de Lagrange
$\Psi_n$	La variance de la tension de bruit (t)
N	Nombre de cellule dans un détecteur.
K	Ordre du rang choisit pour l'estimation du bruit.
T	Facteur multiplicatif.
B	Paramètre d'échelle.
C	Le paramètre de forme de la distribution Weibull.
$\Gamma(t)$	Fonction gamma.
Z	puissance de bruit
H 0	Hypothèse nulle.
H 1	Hypothèse alternative.
P s	la puissance réfléchiée par la cible.
P i	la puissance illuminée par le radar.
SNR	Rapport signal sur bruit.



# INTRODUCTION

# GÉNÉRALE

# Introduction générale

---

## Introduction générale:

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

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

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

L'avantage apporté par ces détecteurs est justifié à travers les résultats de simulation.

Notre travail est organisé comme suit: Dans le premier chapitre, un bref rappel sur le principe de fonctionnement, les différentes composantes, l'environnement et les cibles d'un système radar sont présentées. Quelques critères de détection, quelques modèles du clutter et les différents types des détecteurs CFAR sont exposés. Nous avons étudié la théorie de décision et de détection radar dans le chapitre 2. Dans le chapitre 3, nous analysons les détecteurs CA, OS -CFAR. Enfin dans le chapitre 4, les résultats obtenus par programmation MATLAB. Nous interprétons les différents graphes obtenus suivant la variation du SNR. Enfin, une conclusion générale est présentée, englobant les objectifs et les résultats obtenus durant ce travail.

**I.1.Introduction:**

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

Tout a commencé en 1886, quand le physicien allemand "Hertz" a réalisé les premières expériences sur les ondes électromagnétiques et a montré que les ondes "Radio" pouvait être réfléchies par les corps métalliques et diélectriques. En 1904, l'allemand "Hulsmeyer" dépose un brevet sur "un détecteur d'obstacles à ondes radio-continues" à la suite de réflexion constatées sur des navires croissant su le Rhin [1].

L'évolution de ce domaine a permis en 1935 d'utiliser le premier réseau de radars par "Robert wasttson".

Le radar est un dispositif opérationnel d'émission et de réception d'ondes électromagnétiques qui présente de nos jours un grand nombre d'applications. Après la deuxième guerre mondiale, les applications du radar ont complètement changé, car au début, il était utilisé comme un appareil de guerre; mais de nos jours, il est aussi utilisé en civil qu'en militaire.

Dans le domaine civil, on peut prendre l'exemple de la météorologie, dans laquelle le radar est utilisé pour le contrôle du trafic aérien, pour la surveillance du trafic routier ...etc.



**Figure I.1: antenne radar longue portée, connue sous le nom ALTAIR**



## I.2.Principe de fonctionnement:



Figure I.2: Principe du radar

Les différentes façons de la détection électromagnétique des objets (cibles) permettent de trouver plusieurs types de radars, dont la plupart utilisent un principe simple. On prend l'exemple d'un système radar à impulsion classique qui considère un émetteur capable d'émettre des signaux (impulsions) très brèves de durée  $\tau$  égale à quelques microsecondes ( $\mu\text{s}$ ) mais très puissant. Ces impulsions sont dirigées dans toutes les directions à l'aide d'une antenne omnidirectionnelle. Chaque impulsion frappe, l'objet a détecté et revient, donc par une simple mesure du temps entre l'instant d'émission et l'instant de réception du signal réfléchi, la distance radar-cible qui est proportionnelle à ce temps peut être mesurée ainsi que la direction de la cible.

L'énergie renvoyée par la cible jusqu'au radar est appelée écho [1].

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

Le schéma ci-dessous illustre le principe de fonctionnement du radar primaire.

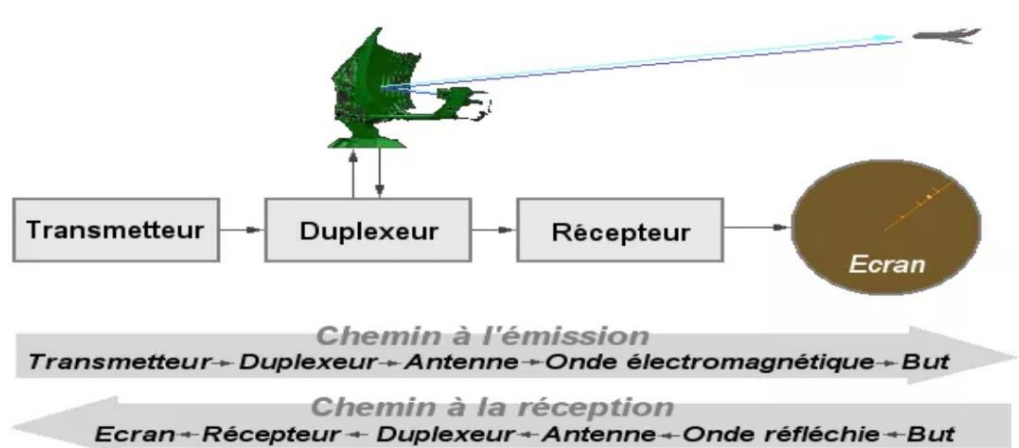


Figure I.3: Principe de fonctionnement du radar primaire

### I.3 .Calcul de la distance:

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

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

$$D = \frac{C\Delta T}{2} \quad (\text{I-01})$$

D: la distance antenne- cible.

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

Le signal reçu aura la même forme que le signal émis, mais il sera très faible et toujours accompagné d'un bruit de fond provenant:

- Soit du bruit atmosphérique, qu'on ne peut réduire à zéro
- Soit du bruit propre du récepteur, qu'on ne peut réduire à zéro
- Soit même d'un brouillage dû par exemple à un ennemi non-coopérant (ou à un ami maladroit) [2].

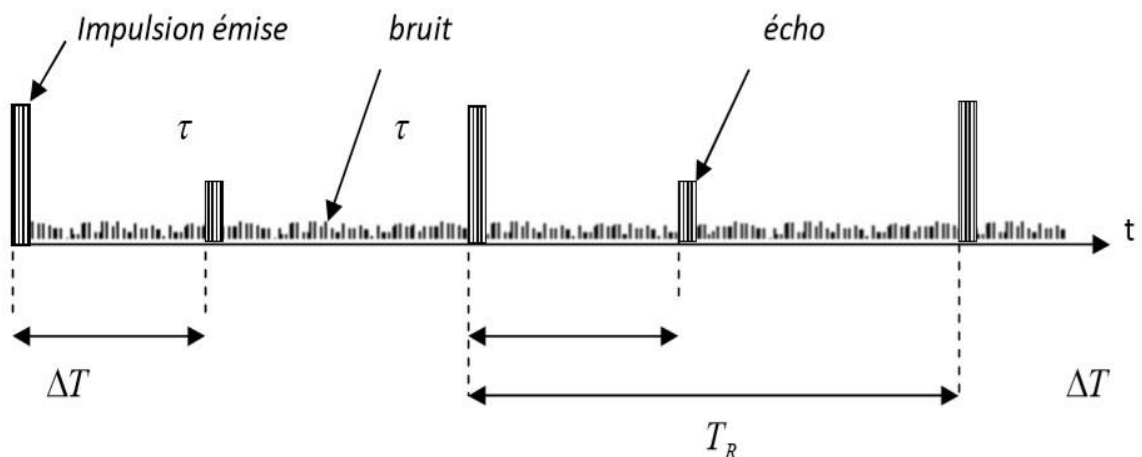


Figure I.4: Génération d'écho

La distance maximale mesurable sera donnée par:

$$D_{max} = \frac{c\Delta T}{2} \quad (I-02)$$

$TR$  : Période de répétition des impulsions.

$\tau$ : Durée de l'impulsion.

$\Delta T$ : Temps correspondant à un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible

#### I.4. Calcul de la direction:

La façon qui permet de connaître la direction d'une cible est basée sur un calcul d'angle entre la direction du nord et celle de la cible (azimut). La directivité (gain directif) est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. Une antenne à forte directivité est appelée "antenne directive". En déterminant la direction dans laquelle est pointée l'antenne à l'instant où elle reçoit un écho, on peut déterminer non seulement l'azimut, mais aussi le site de la cible (donc son altitude). La précision de la mesure de ces angles dépend de la directivité de l'antenne. Pour une fréquence émise donnée (ou une longueur d'onde définie), la directivité d'une l'antenne est fonction de ses dimensions propres.

Les radars émettent normalement de très hautes fréquences pour les raisons suivantes:

- Propagation quasi-rectiligne de ces ondes.
- Haute résolution (plus la longueur d'onde est courte, plus le radar est capable de détecter un petit objet).
- Encombrement réduit de l'antenne (plus on augmente la fréquence du signal rayonné, plus la directivité est grande pour une antenne de taille donnée).

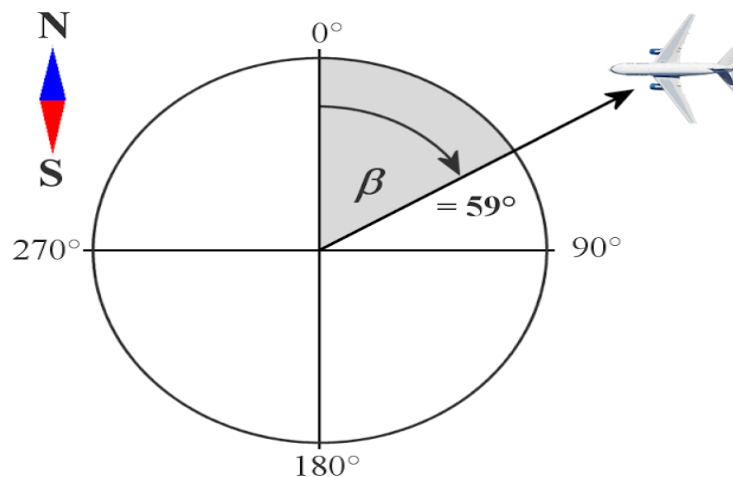


Figure I.5: Calcul de la direction

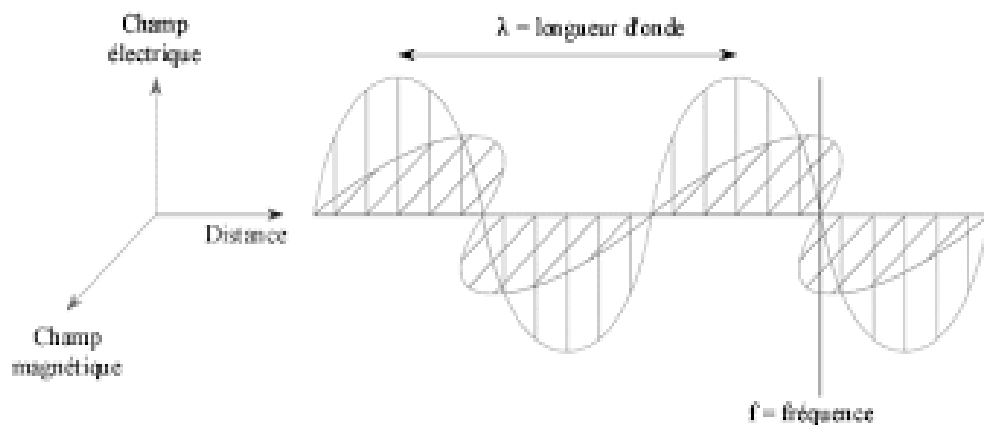
L'azimut d'une cible détectée par un radar est l'angle entre la direction du nord et celle de la ligne directe antenne-cible comme il est indiqué sur la **figure I.4**. Cet angle se mesure dans le plan horizontal, dans le sens des aiguilles d'une montre, et à partir du nord.

### I.5. Les ondes électromagnétiques:

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

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

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



**Figure I.6: Onde électromagnétique**

$\vec{E}$ : le champ électrique.

$\vec{B}$ : le champ magnétique.

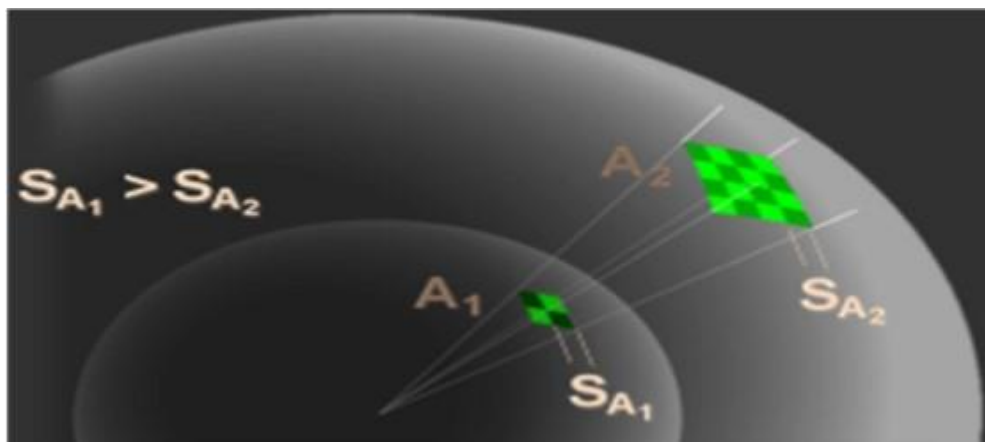
Dans l'antenne émettrice, le signal électrique porteuse (modulé par le signal de base) produit une onde radioélectrique de même fréquence qui se propage dans l'espace. Plusieurs ondes

émises par l'antenne sont ensuite captées par l'antenne réceptrice, qui les transforme en autant de signaux électriques.

### I.6. Equation de radar:

L'équation du radar traduit l'influence de phénomènes physiques sur la puissance rayonnée, la propagation de l'onde, et jusqu'à la réception du signal réfléchi (écho). L'équation du radar permet de réaliser une estimation des performances d'un système radar.

#### I.6.1. Argumentation/Explication:



**Figure I.7: densité de puissance omnidirectionnelle**

Lorsque l'énergie haute fréquence est rayonnée à partir d'une antenne isotrope, elle se propage de façon uniforme dans toutes les directions. Les zones d'égale densité de puissance forment donc des surfaces sphériques ( $A = 4\pi \cdot R^2$ ) concentriques autour de l'antenne. Lorsque le rayon de la sphère augmente, une même quantité d'énergie est diffusée sur une plus grande surface sphérique.

Cela revient à dire que la densité de puissance, dans une direction donnée, diminue lorsque la distance de l'émetteur augmente.

La formule suivante permet de calculer la densité de puissance pour un émetteur omnidirectionnel  $S_u$ :

$$S_u = \frac{P_s}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \quad (\text{I-03})$$

**$P_s$**  : Puissance émise [W].

**$S_u$**  : densité de puissance "omnidirectionnelle".

**$R$**  : Antenne - cible [m].

Si l'antenne n'émet que sur une portion de la sphère (pour une puissance d'émission constante), la densité de puissance augmente dans la direction de l'émission. Cette caractéristique est appelée gain d'antenne.

Ce gain est dû à la "concentration" de la puissance émise dans une seule direction. La formule permettant de calculer la densité de puissance dans la direction du gain maximum est la suivante:

$$S_g = S_u \cdot G \quad (I-04)$$

**$S_g$** : densité de puissance "directive" [W].

**$S_u$**  : densité de puissance "omnidirectionnelle"

Évidemment, dans la réalité, les antennes de radars ne sont pas des antennes isotropes n'émettant que dans un secteur limité. Elles génèrent un lobe étroit et un gain pouvant aller jusqu'à 30 ou 40 dB. (Antenne parabolique ou antenne à réseau de phases). La détection d'une cible ne dépend pas uniquement de la densité de puissance à sa position. Elle dépend également de la partie de l'énergie réfléchie par la cible qui est renvoyée vers l'antenne du radar. Afin de déterminer la valeur de cette puissance réfléchie "utile", il est nécessaire de connaître la surface équivalente radar  $\sigma$  de la cible. Cette valeur difficile à appréhender dépend de plusieurs paramètres. Dans un premier temps, il est relativement logique de considérer que plus la surface éclairée par le signal est grande, plus la puissance réfléchie est importante. Cela se traduit par exemple de la manière suivante: Un Jumbo-jet présente une surface équivalente radar plus grande qu'un avion de tourisme dans la même configuration de vol. Au-delà des considérations de taille, la capacité d'un objet à réfléchir les ondes dépend de sa forme, de la composition de sa surface et de la nature des matériaux utilisés.

Reprenons donc toute notre démonstration: lorsqu'elle atteint

Sa destination finale, la puissance réfléchie  $P_r$  découle de la densité de puissance  $S_u$ , du gain d'antenne  $G$  et de la très fluctuante surface équivalente radar  $\sigma$ :

$$P_r = \frac{P_s}{4 \cdot \pi \cdot R^2 \cdot G \cdot \sigma} \quad (I-05)$$

**$P_r$** : Puissance réfléchie [W].

**$\sigma$**  : Surface équivalent radar [m<sup>2</sup>].

**$R$** : distance Antenne - cible [m].

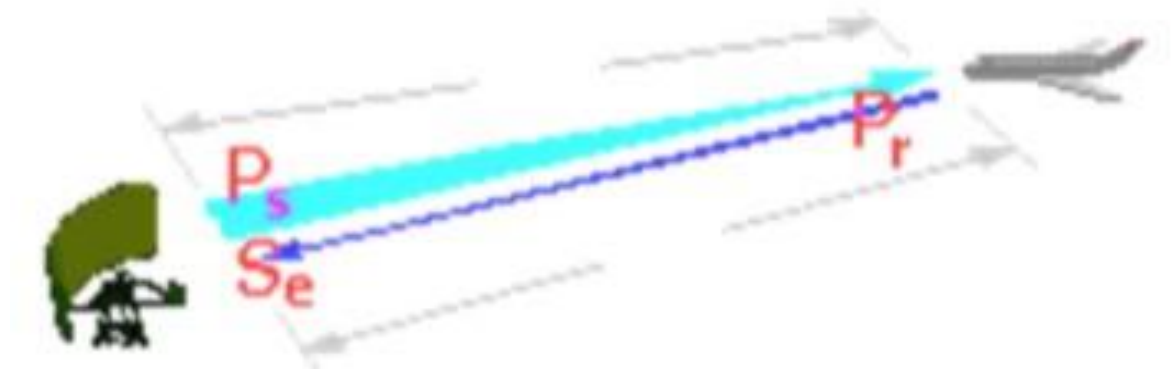


Figure I.8: lien entre les formules 3 et 4

D'une façon simplifiée, nous pouvons considérer la cible comme un émetteur (du signal réfléchi). La puissance réfléchie  $P_r$  est donc assimilable à une puissance émise (par la cible). Comme les conditions de propagation du signal sont identiques sur le trajet aller et sur le trajet retour, nous pouvons réutiliser la formule (3) pour déterminer la densité de puissance  $S_e$  atteignant l'emplacement de l'antenne du radar:

$$S_e = \frac{P_r}{4 \cdot \pi \cdot R_2^2} \quad (I-06)$$

$S_e$ : densité de puissance.

$P_r$ : Puissance réfléchie [W].

$R_2$ : distance cible – antenne [m].

L'énergie globale reçue par l'antenne PE (c'est à dire la "quantité de densité de puissance" captée par l'antenne) dépend de la surface apparente de l'antenne  $A_w$ .

$$P_E = S_e \cdot A_w \quad (I-07)$$

$P_E$ : Puissance [W].

$A_w$ : Surface apparente de l'antenne [m<sup>2</sup>].

La notion de surface apparente de l'antenne découle de ce qu'aucune antenne ne fonctionne sans perte (son efficacité n'est jamais de 100%). Dans la réalité, la surface "efficace" de l'antenne est donc toujours inférieure à sa surface géométriquement mesurée, et ce dans un facteur de 0,6 à 0,7 (facteur d'efficacité  $K_a$ ).

Nous pouvons donc définir la surface apparente par:

$$A_w = A \cdot Ka \quad (\text{I-08})$$

**A<sub>w</sub>**: Surface apparente de l'antenne [m<sup>2</sup>].

**A**: Surface réelle (géométrique) de l'antenne [m<sup>2</sup>].

**Ka**: Facteur d'efficacité.

Le calcul de la puissance captée par l'antenne PE peut donc s'effectuer ainsi:

$$PE = Se \cdot AW \quad (\text{I-09})$$

$$AW = A \cdot Ka \quad (\text{I-10})$$

$$PE = Se \cdot A \cdot Ka \quad (\text{I-11})$$

$$Se = \frac{Pr}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \quad (\text{I-12})$$

$$PE = \frac{Ps}{4 \cdot \pi \cdot R^2} A \cdot Ka \quad (\text{I-13})$$

Nous avons jusqu'à présent considéré séparément le trajet aller (R1 = antenne - cible) et le trajet retour (R2 = cible - antenne) du signal. Nous allons maintenant étendre l'équation au trajet global de l'onde, et comme nous pouvons écrire que R1 = R2 nous obtenons l'équation suivante:

$$PE = \frac{Ps \cdot G \cdot \sigma}{(4\pi)^2 R^4} A \cdot Ka \quad (\text{I-14})$$

Une formule supplémentaire (cependant elle ne sera pas expliquée ici) permet de déterminer le gain d'antenne G en fonction de la longueur d'onde  $\lambda$  du signal émis.

$$G = \frac{4 \cdot \pi \cdot A \cdot Ka}{\lambda^2} \quad (\text{I-15})$$

Si l'on en extrait l'expression de:  $A \cdot Ka$ , et qu'on l'insère dans l'équation (9) ci-dessus, on obtient après simplification:

$$PE = \frac{Ps \cdot G^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (\text{I-16})$$



Après mise en forme nous pouvons exprimer la distance  $R$  sous la forme suivante:

$$R = 4 \sqrt{\frac{Ps \cdot G^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 P_E}} \quad (\text{I-17})$$

Tous les paramètres qui influencent la propagation de l'onde émise par le radar ont été pris en compte dans cette équation théorique. Cependant, avant qu'elle soit réellement utilisable dans la pratique, par exemple pour déterminer l'efficacité d'un radar, il convient d'y apporter d'autres précisions.

Pour un radar donné, la plupart des grandeurs ( $P_s$ ,  $G$ ,  $\lambda$ ) peuvent être considérées comme des constantes puisqu'elles ne varient que dans des fourchettes très étroites. D'autre part, la surface équivalente radar variant énormément dans le temps, pour des raisons pratiques nous la poserons égale à  $1 \text{ m}^2$ .

$$R = 4 \sqrt{\frac{Ps \cdot G^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{E \text{ min}}}} \quad (\text{I-18})$$

Soit  $P_{E \text{ min}}$  la puissance minimum du signal autorisant sa détection par le radar. Tout signal de puissance inférieure ne peut être exploité puisqu'il est noyé dans le bruit du récepteur. Ce signal de puissance minimum  $P_{E \text{ min}}$  est donc celui qui permet au radar d'atteindre sa portée maximum de détection  $R_{\text{max}}$  comme indiqué par l'équation (13) ci-dessus. Cette équation permet notamment de visualiser rapidement l'influence des caractéristiques d'un système radar sur sa portée de détection [3].

## I.7. Composition d'un système radar:

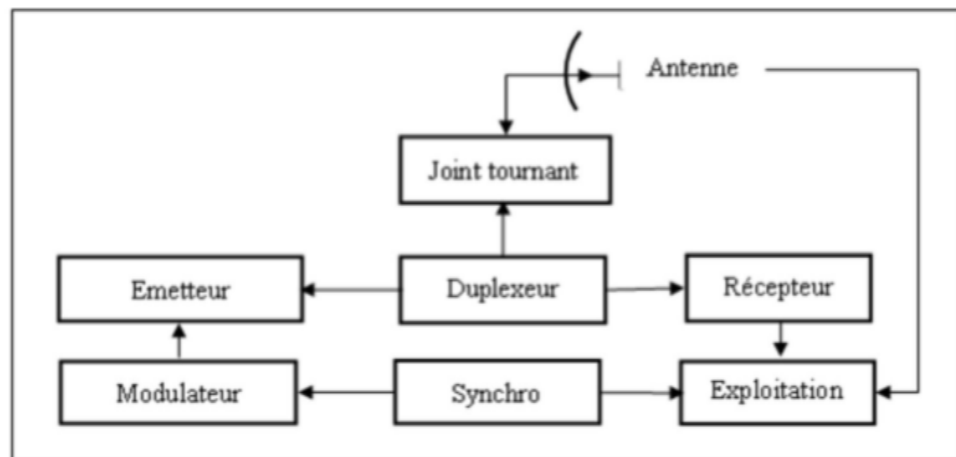


Schéma synoptique d'un Radar

## I.7.1. Antenne:



Figure I.9: exemple d'antenne radar

C'est l'élément le plus visible du radar et également le plus connu du profane. Son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé. Cet angle solide est défini par la nature de l'antenne utilisée, la direction vers laquelle il est dirigé est également liée à l'antenne, une action (mécanique ou électronique) sur cette antenne permettra de modifier cette direction et donc de provoquer une exploration du domaine entourant le radar.

L'antenne peut être double afin de permettre indépendamment les fonctions d'émission et de réception. Dans ce cas, il est nécessaire que les deux aériens élémentaires soient orientés à

chaque instant dans la même direction. Ils doivent donc être solidaires entre eux ou synchronisés. En outre, leur interférence radio - électrique doit être le plus faible possible afin qu'au moment de l'émission, le signal émis qui est de très grande puissance ne vienne perturber le fonctionnement du récepteur.

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

### **I.7.2. Duplexeur:**

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

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

### **I.7.3. Liaison duplexeur antenne:**

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

### **I.7.4. Émetteur:**

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

L'émetteur peut être du type oscillateur de puissance: le tube utilisé est alors un magnétron, une triode osculatrice, ou tout autre tube oscillateur. C'est avec le magnétron que les plus hauts niveaux de puissance sont obtenus (2 MW pendant quelques microsecondes, avec un rendement de 50 % en 20 cm de longueur d'onde) dans des émetteurs construits en série. La chaîne d'amplification est un autre type d'émetteur dans le quel signal est amplifié par étages successifs, d'un niveau de l'ordre de 1 W à la puissance finale de sortie qui varie selon le tube utilise et la longueur d'onde.

Les tubes d'amplification radar sont les klystrons, les tubes à ondes progressives (TOP) et les tubes à champs croisés pour les niveaux de puissance élevés. Les amplificateurs à état solide (diodes, transistors), sont utilisés dans les étages bas puissance et également dans les modules de puissance des antennes actions .

L'émetteur comprend des dispositifs annexes: refroidissement, alimentation, circuits de mise en route et de contrôle, etc. Son rendement global est de l'ordre de 10 à 30 %.

#### **I.7.5. Modulateur:**

Le modulateur constitue la partie active de l'émetteur. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar. Les puissances de crête délivrées par le modulateur sont très importantes (10 MW par exemple pour une puissance émise de 3 MW avec un rendement de 30 %): il y correspond des courants de plusieurs dizaines d'ampères sous des tensions de plusieurs dizaines de milliers de volts. La qualité des signaux délivrés par le modulateur doit être très soignée pour permettre d'éviter des effets parasites sur le signal émis.

#### **I.7.6. Récepteur:**

C'est l'élément le plus délicat, et souvent le plus complexe du radar. Lui incombent l'amplification et le traitement du signal radar.

Sa sensibilité doit être très grande (jusqu'à  $10^{-15}$  W). Il amplifie les signaux dans de très grandes proportions ( $10^{10}$  à  $10^{14}$ ) et doit le faire sans déformation du signal. Le récepteur doit en outre effectuer le filtrage du signal et tous les autres traitements adaptés à l'information à obtenir (par exemple vitesse, position angulaire...), sa réalisation doit être particulièrement soignée pour réduire au minimum les perturbations dues au bruit qui accompagne le signal radar, et dont une partie au moins prend naissance dans les circuits de réception et doit donc être minimisée. Le récepteur radar est du type *superhétérodyne*, il est précédé le plus souvent par un amplificateur hyperfréquence. Son circuit de sortie peut être un simple détecteur ou un système plus complexe. Après traitement, le signal est amplifié par un amplificateur videofréquence (en abrégé ampli vidéo) qui l'amène au niveau désiré pour son exploitation (quelques volts).

### I.7.7. Synchronisation:

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

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

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

### I.8. Classification des systèmes radars:

Les radars sont classifiés comme l'indique la figure suivante selon l'origine du signal reçu: en deux catégories

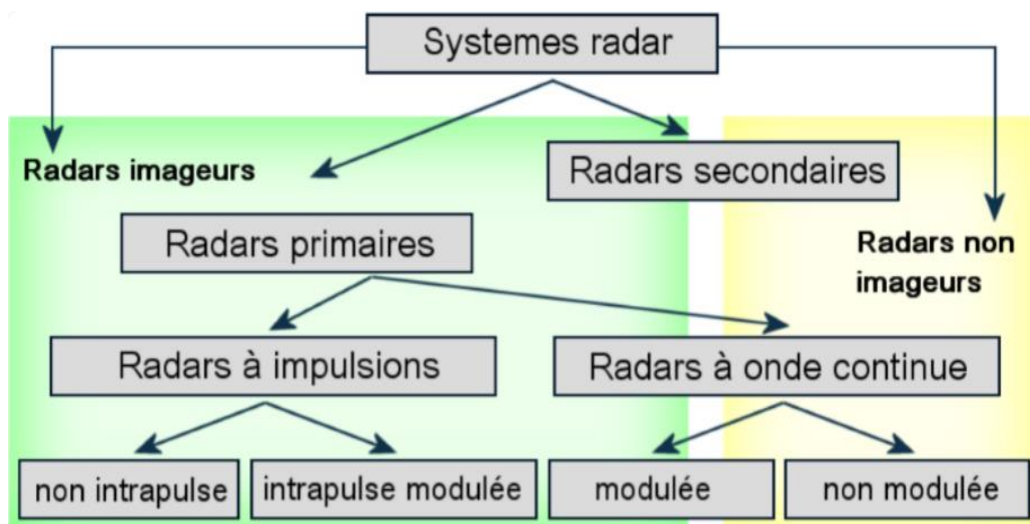


Figure I.10: classification des systèmes radars

#### I.8.1. Radars primaires:

Ces radars utilisent le principe de l'écho. Ils émettent des impulsions d'ondes électromagnétiques et détectent le retour de ces impulsions après leur réflexion sur les cibles. La différence de temps entre l'émission et la réception détermine la distance de la cible par rapport à l'antenne. Dans cette catégorie on distingue:

**I.8.1.1. Radars à impulsions:**

Les radars à impulsions émettent des impulsions de signal hyperfréquence à forte puissance. Chaque impulsion est suivie d'un temps de silence plus long que l'impulsion elle-même, temps durant lequel les échos de cette impulsion peuvent être reçus avant qu'une nouvelle impulsion ne soit émise. La Direction, la distance et parfois, si cela est nécessaire, la hauteur ou l'altitude de la cible, peuvent être déterminées à partir des mesures de la position de l'antenne et du temps de propagation de l'impulsion émise.

Les radars à impulsions sont divisés en deux catégories: radars à compression d'impulsion et radars à non-compression d'impulsion.

**I.8.1.2. Radars à onde continue:**

Les radars à onde continue génèrent un signal hyperfréquence continu. Le signal réfléchi est reçu et traité, mais le récepteur (qui dispose de sa propre antenne) n'est pas tenu d'être au même emplacement que l'émetteur.

Les radars à onde continue sont aussi divisés en deux catégories:

**a- Radars à onde continue non modulée:**

Le signal émis par ces équipements est constant en amplitude et en fréquence spécialisés dans la mesure des vitesses, les radars à onde continue ne permettent pas de mesurer les distances. Ils sont employés par exemple par la gendarmerie pour les contrôles de vitesse sur les routes.

**b- Radars à onde continue modulée:**

Le signal émis par ces équipements est constant en amplitude, mais modulé en fréquence. Cette modulation rend à nouveau possible le principe de la mesure du temps de propagation. Un autre avantage non-négligeable de ce type d'équipement est que la réception n'étant jamais interrompue, les mesures s'effectuent en permanence. Ces radars sont utilisés lorsque les distances à mesurer ne sont pas trop grandes et qu'il est nécessaire d'effectuer des mesures ininterrompues (par exemple une mesure d'altitude pour un avion ou un profil de vents par un radar météorologique).

**I.8.2. Radars secondaires:**

Ces radars utilisent le principe de dialogue.

Le radar émet des suites d'impulsions d'ondes électromagnétiques représentant des messages d'interrogation pour que les transpondeurs à bord des avions détectent ces interrogations, les

décodent, et émettent à leur tour des suites d'impulsions d'ondes électromagnétiques représentant les réponses à chaque interrogation reçue [4].

### **I.9. La cible du radar:**

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

#### **I.9.1. Surface équivalente et fluctuation des cibles:**

Considérons une cible à une distance  $D$  du radar. Du fait de la puissance rayonnée par le radar, on dispose, à la distance  $D$ , d'une certaine densité de puissance par unité de surface  $p$  : la cible reçoit donc une puissance proportionnelle à  $p$  et renvoie, en direction du radar, une puissance égale à  $p$ . Le paramètre  $\sigma$  est ce que l'on appelle la surface équivalente de la cible (SER).  $\sigma$  se présente donc comme le rapport entre la puissance renvoyée par la cible en direction du radar et la densité de puissance par unité de surface disponible à l'endroit de la cible.

La connaissance de la valeur de la SER de la cible est très difficile à connaître a priori avec exactitude compte tenu de l'extrême sensibilité de cette valeur aux différents paramètres (forme, angle d'illumination, fréquence émise, polarisation de l'onde transmise et mouvements de la cible et du radar, etc....) la SER est ainsi considérée comme une variable aléatoire associée à une densité de probabilité que nous devons établir à partir d'une observation donnée. La SER doit être considérée comme un processus aléatoire défini par sa fonction de densité de probabilité et sa fonction d'auto corrélation. Il a été supposé deux densités de probabilité et deux fonctions d'auto corrélation pour aboutir à quatre combinaisons de modèle de fluctuation de cible, ces combinaisons et leurs probabilités de détection ont été étudiées par Swerling. Le **tableau I.2** donne quelques valeurs typiques de SER [5].

Cible	SER en m <sup>2</sup>
Moyen courrier	30 à 100
Chasseur	2 à 10
Missile conventionnel	0,5 à 2
Voiture	10
Vélo	2
Homme	1
Avion furtif	0,025
Oiseau	0,01

Tableau I.1: SER de quelque cibles typique

### I.9.2. Les modèles de fluctuation:

Généralement, les modèles de Marcum/Swerling sont les modèles les plus utilisés pour représenter les fluctuations des cibles. Il existe quatre modèles se groupant en deux grands ensembles.

#### I.9.2.1. Cible de type Swerling I:

Dans ce cas, la puissance du signal retourné par impulsion à chaque balayage est supposée à être constante, mais ces impulsions d'écho sont indépendantes (non corrélées) du balayage. Un signal retourné de ce type est alors (*scan to scan fluctuation*). L'enveloppe du signal réfléchi à la sortie du détecteur quadratique, suit une loi exponentielle de la forme [1]:

$$f(s) = \frac{1}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{s}{\sigma^2}\right) \quad , \quad s \geq 0 \quad (1-19)$$

D'où:

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





Figure I.11: Modèle de fluctuation Swerling I

#### I.9.2.2. Cible de type Swerling II:

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

La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (I-19).



Figure I.12: Modèle de fluctuation Swerling II

#### I.9.2.3. Cible de type Swerling III:

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

$$f(s) = \frac{4s}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{2s}{\sigma^2}\right), \quad s \geq 0 \quad (\text{I-20})$$

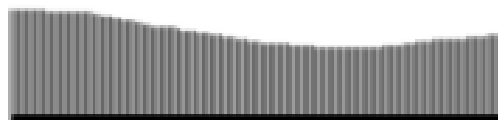
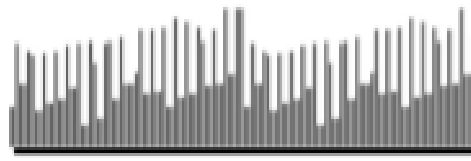


Figure I.13: Modèle de fluctuation Swerling III

#### I.9.2.4. Cible de type Swerling IV:

Comme pour le second cas, les fluctuations ici sont (*pulse to pulse*) et les cibles possèdent des fluctuations rapides avec des amplitudes indépendantes d'une impulsion à une autre. La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (I-20)



**Figure I.14: Modèle de fluctuation de Swerling IV**

Dans les cas 1 et 2, on suppose que les cibles se composent de plusieurs réflecteurs élémentaires indépendants. En théorie, ce nombre tend vers l'infini. Ce modèle est utilisé pour représenter les fluctuations des échos d'avions et la réflexion sur la plupart des terrains. Par contre les densités de probabilité des cas 3 et 4 sont utilisées pour modéliser des cibles composées d'un réflecteur dominant constant et des petits réflecteurs indépendants. Les missiles et les satellites par exemple répondent à cette situation.

Il est à noter que les cibles des cas 1 et 2 produisent des signaux dont les enveloppes sont Rayleigh distribuées, alors que les cibles des cas 3 et 4 produisent des signaux dont les enveloppes sont  $x-2$  distribuées. Les cibles non fluctuées sont représentées par le cas Swerling 5 ou le cas Swerling 0.

Dans ce type de cibles, l'amplitude du signal reçue est supposée inconnue, et il n'y a aucune fluctuation d'amplitude [6].

### **I.10.L'environnement radar:**

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

#### **I.10.1. Les modèles du clutter:**

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

Le clutter peut être classifié dans deux catégories principales: Clutter de surface et clutter de volume. Le clutter de surface représente les arbres, la végétation, et la surface de mer (clutter de mer)...etc. Par contre le clutter de volume a normalement une grande ampleur représentant la pluie, le nuage, les oiseaux, ...etc. Le clutter de surface change d'une place à

l'autre, alors que le clutter de volume peut être plus prévisible. Dans beaucoup de cas, le niveau du signal de clutter est beaucoup plus élevé que le niveau de bruit du récepteur [7].

Modèle	Application	Equation
Gaussien	Nuages	$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2\right]$
Weibull clutter	Clutter sol	$p(x) = \frac{4h^{v+1}}{\Gamma(v)} x^v k_{v-1}(2hx)$
K-distribution	Clutter mer	$p(x) = \frac{c}{b} \left(\frac{x}{b}\right)^{c-1} \exp\left[-\left(\frac{x}{b}\right)^c\right]$

**Tableau I.2: Type de clutter**

### 1) - Modèle de Rayleigh:

Ce modèle considère que le signal réfléchi est la somme d'un grand nombre de signaux provenant de réflecteurs élémentaires constituant la surface de la cible, ce modèle est le plus utilisé pour représenter la plupart des clutter. Le signal réfléchi suit une loi de probabilité de Rayleigh après le passage par un détecteur quadratique dont l'amplitude de la densité de probabilité de  $X$  s'écrit [8]:

$$f_X(x) = \frac{x}{b} \exp\left(-\frac{x^2}{2b}\right), \quad x \geq 0 \quad (\text{I-21})$$

$b$ : un facteur d'échelle.

### 2) - Modèle de Weibull:

Le modèle de *Weibull* est le modèle le plus proche des données réelles, ce qui convient de modéliser le clutter de mer. La densité de probabilité d'une variable aléatoire  $X$  est donnée par:

$$f_X(x) = \frac{c}{b} \left(\frac{x}{b}\right)^{c-1} \exp\left[-\left(\frac{x}{b}\right)^c\right], \quad x \geq 0: \quad c \geq 0: \quad b \geq 0 \quad (\text{I-22})$$

b: paramètre d'échelle.

c: paramètre de forme.

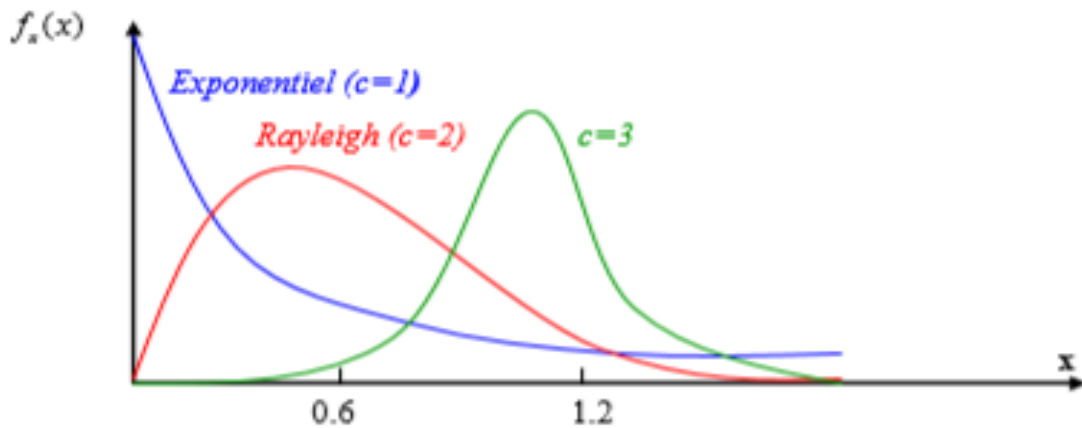


Figure 1.15: Fonction densité de probabilité Weibull

**Remarque:**

Le modèle de Rayleigh est un cas particulier de la distribution de Weibull avec un facteur de forme  $C$  égale 2 [6].

**3) - Clutter de mer:**

Les échos de mer représentent des fluctuations statistiques qui sont décrites par une fonction densité de probabilité afin de caractériser l'amplitude du clutter de mer.

Sous certaines conditions générales, la somme d'un nombre  $n$  de variables aléatoires indépendantes de même ordre de grandeur est une fonction de probabilité Gaussienne. Si cette variable aléatoire représente l'écho de mer, alors les fluctuations statistiques de son enveloppe à la sortie du détecteur d'enveloppe suivent la distribution Rayleigh. Cette distribution est valable si la résolution du radar est relativement basse. A partir d'une certaine résolution, la surface de la mer ne peut plus être considérée comme plane et de ce fait la SER par unité de surface change rapidement d'un point à un autre.

**4) - Clutter de terre:**

Le type et les propriétés du terrain jouent un rôle important dans la nature de l'écho. La distribution de ce terrain peut être soit homogène telle que le désert ou peut être décrite par une distribution Rayleigh [8].

**5) - Clutter atmosphérique:**

La plupart des clutters météorologiques suivent une distribution Rayleigh. En basse fréquence, le clutter météorologique n'a pas d'effet significatif sur la détection, mais en haute fréquence, il peut constituer un masque pour l'opérateur radar pour lequel la tâche principale est de détecter les avions et les bateaux [8].

**I.11.Conclusion:**

Dans ce chapitre, nous avons étudié, le principe de fonctionnement du system radar, ses différents composants et les types de radars utilisés dans différents environnements. Généralement la connaissance de l'environnement est un paramètre essentiel pour faire les détections. Aussi on a vu que le radar est caractérisé par une équation spécifique à l'environnement dans lequel il fonctionne, d'où l'intérêt d'obtenir la plus grande portée possible avec un rapport signal à bruit suffisant.

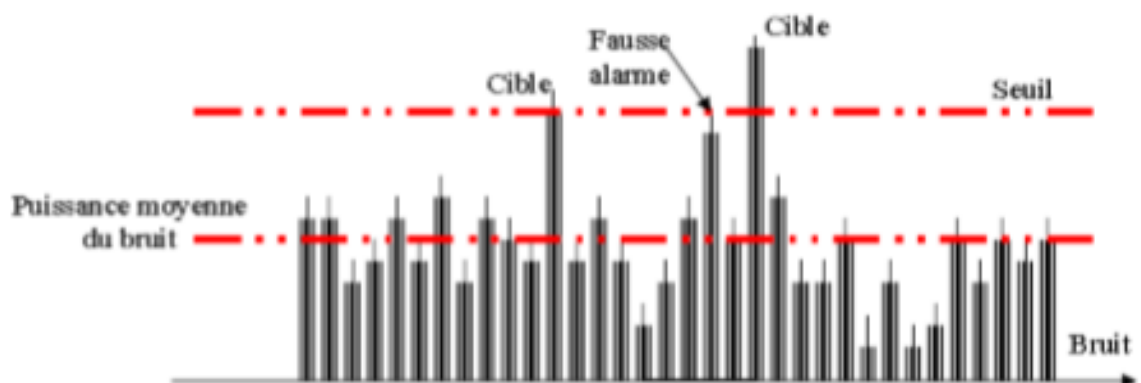
### II.1 .Introduction:

Dans la vie quotidienne, on doit toujours prendre des décisions. De même pour les problèmes de la détection du signal radar, nous devons prendre la décision de l'existence ou de l'absence des cibles grâce à l'observation du signal retourné. Le processus que le récepteur entre prend en choisissant une règle de décision est classé sous le nom de la théorie de la détection du signal [9].

### II.2. Théorie de la détection:

La détection est l'opération qui consiste à prendre une décision sur l'existence ou pas de cibles dans l'espace de recherche. Le principe de base de la détection d'une cible est basé sur l'utilisation d'un seuil de comparaison servant à extraire des informations du signal reçu et à distinguer une fluctuation due au bruit à celle à un signal utile [10].

- Si le signal utile dépasse le seuil, la cible est détectée.
- Si le bruit dépasse le seuil en absence du signal écho, on dit que c'est une fausse alarme la probabilité de fausse alarme est inversement proportionnelle au seuil de détection. Donc si le seuil est trop élevé, les cibles peuvent ne pas être détectées, et s'il est trop bas la probabilité de fausse alarme augmente comme il est indiqué sur la **figure II.1**:



**Figure II.1: Détection d'une cible.**

En détection radar, un des problèmes fondamentaux consiste à détecter, pour une case d'analyse fixée, dans un vecteur d'observation de dimension, un signal complexe connu, caractérisant une cible, corrompu par un bruit de fouillis additif. Ce problème se formalise généralement par un test d'Hypothèses binaires [11]:

$$H_0: y(t) = n(t)$$

$$H_1: y(t) = s(t) + n(t) \quad (\text{II.1})$$

Sous l'Hypothèse  $H_0$ , le signal complexe reçu par le radar est supposé ne contenir que les échos (bruit du fouillis) indésirables et néfastes à une bonne détection, provenant des réflexions sur les différents éléments de l'environnement, ainsi que le bruit thermique. Ces parasites sont supposés admettre une certaine densité de probabilité ou Pdf (Probability Density Function), notée  $PY(y/H_0) = Pn(y/H_0)$ .

Sous l'Hypothèse  $H_1$ , le signal reçu supposé contenir le signal provenant des échos de la cible, mais noyé parmi les mêmes échos parasites que sous  $H_0$ . Sa densité de probabilité est alors notée  $PY(y/H_1)$ .

L'objectif de la détection est de déterminer là quelle des deux Hypothèses est la plus vraisemblable. Quatre cas de décision sont possibles:

- 1)  $H_0$  est vraie et  $H_0$  est décidée.
- 2)  $H_0$  est vraie et  $H_1$  est décidée.
- 3)  $H_1$  est vraie et  $H_1$  est décidée.
- 4)  $H_1$  est vraie et  $H_0$  est décidée.

On remarque que le récepteur prend une bonne décision dans le cas (1) et (3), et qu'il commet une erreur dans les deux autres cas. L'événement (3) est appelé détection, la probabilité associée à ce dernier est la probabilité de détection. L'événement (2) est une fausse alarme car une présence de cible est décidée lorsqu'elle est absente, donc sa probabilité est . Quand l'événement (4), il se réalise lorsque (3) n'est pas réalisé, par conséquent sa probabilité est et on l'appelle la probabilité de non détection. Pour l'événement (1), sa probabilité est  $1 - P_{fa}$ .

### II.3. Les critères de décision:

Le système de décision est défini par une application de l'espace des observations dans l'ensemble des hypothèses possibles. On désigne cette application par règle de décision. Elle détermine, dans l'espace des observations, une partition en sous-ensembles disjoints, chaque sous-ensemble correspondant aux observations qui sont associées à une même hypothèse [12].

Règle de décision  $\Leftrightarrow$  partition de l'espace d'observations en régions  $R_i$  associées aux différentes hypothèses:  $R_i \Leftrightarrow H_i$

Et, comme les hypothèses sont alternatives, c'est -à-dire, l'occurrence simultanée de deux hypothèses différentes est impossible, les sous- ensembles sont disjoint:

$$R_i \cap R_j = \emptyset, i \neq j \quad (II.2)$$

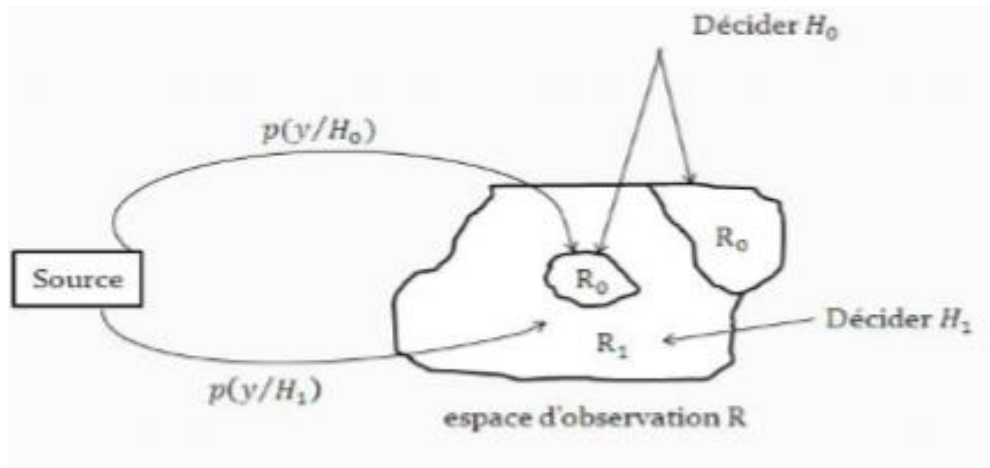


Figure II.2: Les régions de décision.

Dans de qui suit, nous présenterons quelques critères de décision qui sont utilisés dans la théorie de la décision ainsi que les conditions dans les quelles sont utiles [13, 14].

**II.3.1.Critère de Neyman-Person:**

En pratique, il est souvent difficile d'attribuer des coûts réalistes et des probabilités a priori. Pour contourner cette difficulté, on peut utiliser une autre stratégie à partir de probabilité  $P_{fa}$  et  $P_d$ . En effet, on peut chercher le test qui produit la probabilité de fausse alarme,  $P_{fa}$  aussi petite que possible et la probabilité de détection,  $P_d$  aussi grande que possible.

Fixons  $P_{fa} < a$  et cherchons un test qui maximise  $P_d$  (minimise  $P_m = 1 - P_d$ ). Pour cela, on construit la fonction de coût  $F$ :

$$\begin{aligned}
 F &= P_m + \tilde{\lambda}[P_{fa} - a] \\
 &= \int_{R_0} p(y/H_1) dy + \tilde{\lambda} \left[ \int_{R_0} p(y/H_0) dy - a \right] \\
 &= \tilde{\lambda}[1 - a] + \int_{R_0} [p(y/H_1) - \tilde{\lambda} p(y/H_0)] dy \quad (II.3)
 \end{aligned}$$



Où  $\tilde{\lambda}$  est un multiplicateur de Lagrange. Dans la dernière équation, on remarque que le premier terme de droite est un coût fixe. Pour minimiser  $F$ , il faut donc choisir  $\epsilon R_0$  si négatif, c'est-à-dire si:

$$P(y/H1)/P(y/H0) < \tilde{\lambda} \quad (\text{II.4})$$

On obtient donc le test:

Si  $\Lambda y < \tilde{\lambda}$ , alors on choisit  $H_0$

Et nous pouvons donner la règle de décision:

$$\frac{p(y/H1)}{p(y/H0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \tilde{\lambda} \quad (\text{II.4})$$

Où le seuil est déterminé de façon à vérifier la contrainte

$$Pfa = \int_{\tilde{\lambda}}^{+\infty} P(\Lambda/H0) d = a \quad (\text{II.5})$$

#### II.4. La détection dans la présence de bruit:

Considérant un récepteur radar qui utilise un détecteur d'enveloppe suivi d'une décision de seuil tel qu'il est montré sur la **figure II.4** ce qui consiste en une antenne, suivie par un amplificateur large bande et un mélangeur qui fait la conversion du signal en une fréquence intermédiaire (IF) où il est amplifié et filtré, suivie par le détecteur d'enveloppe et ensuite par un filtre passe-bas [11].

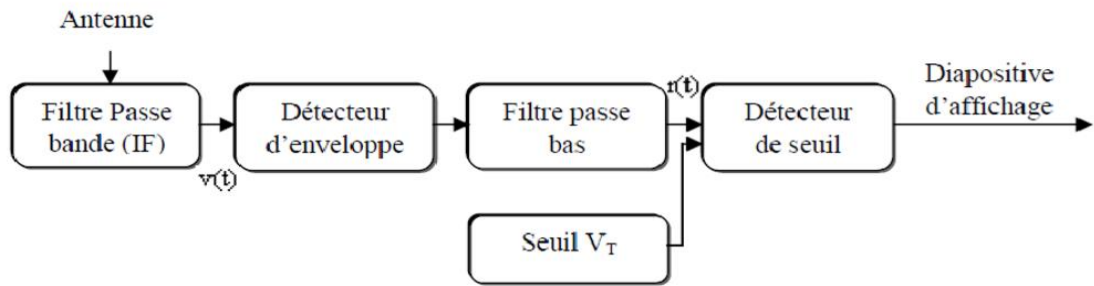
Le détecteur d'enveloppe a pour rôle de reproduire l'amplitude de l'enveloppe de la porteuse et alors, extrait la modulation et rejette la porteuse. Dans ce cas l'information et rejette et le traitement ultérieur est basé sur l'amplitude d'enveloppe.

Le signal à l'entrée du récepteur est composé du signal d'écho radar et d'un bruit additif qui est spatialement non-cohérent et non-corrélé avec le signal.

Comme le bruit à l'entrée du filtre IF est de nature thermique, il est supposé Gaussien à moyenne nulle et une variance avec une densité de probabilité :

$$p(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Psi_n}} \exp\left(\frac{-v^2}{2\Psi_n}\right) \quad (\text{II-6})$$

Avec  $\Psi_n = \sigma^2 \mathbf{n}$ , la variance de la tension de bruit



**Figure II.3: Diagramme bloc d'un détecteur d'enveloppe et récepteur de seuil.**

Si se bruit passe à travers le filtre à bande étroite, alors la Pdf de l'amplitude de l'enveloppe serait:

$$p(r) = \frac{r}{\psi_n} \exp \frac{-r^2}{2\psi_n} \quad (\text{II.7})$$

Cette formule a la forme d'une fonction densité de probabilité Rayleigh.

Une cible est détectée, lorsqu'excède la valeur du seuil, d'où les hypothèses de décision sont:

$$\mathbf{S(t) + n(t) > VT}$$

$$\mathbf{N(t) > VT}$$

La performance du circuit de seuil peut alors être décrite suivant deux probabilités. la probabilités de fausse alarme  $P_{fa}$  et la probabilité de détection [11].

### II.5. La probabilité de fausse alarme:

Un dispositif à seuil est utilisé pour prendre une décision quant à la présence ou l'absence d'un signal dans un bruit de fond, la performance de ce dispositif peut être exprimé en termes de deux probabilités, les probabilités de détection  $P_d$  et la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$ . Le seuil peut être considéré comme la valeur d'un récepteur de tension de sortie  $VT$ , que lorsqu'elle est dépassée, indique une détection.

En raison de la présence de bruit thermique dans le récepteur, il y a toujours une probabilité différente de zéro que le seuil est dépassé, même en l'absence d'un signal cible. La probabilité que la valeur de seuil est dépassée lorsqu'aucun signal n'est présent est la probabilité de fausse alarme. Pour un bruit gaussien passé à travers un filtre à bande étroite, l'enveloppe de bruit a une distribution de Rayleigh, et dans ce cas ,on peut écrire:

$$\begin{aligned}
 pfa &= \Pr\{\text{bruitseul} > \text{seuil}V_T\} = \int_{V_T}^{\infty} p_n(r)dr \\
 &= \int_{V_T}^{\infty} \frac{r}{\psi_n} \exp \frac{-r^2}{2\psi_n} dr \\
 &= \exp \frac{-V_T^2}{2\psi_n} \quad (\text{II.8})
 \end{aligned}$$

$$\text{Donc } V_T = \sqrt{2\psi_n \ln \frac{1}{pfa}} \quad (\text{II.9})$$

La figure II.5 représente la sortie d'un détecteur d'enveloppe, où  $T_k$  est le temps entre deux intersections de la tension du bruit avec le seuil  $V_T$ , et  $t_k, t_{k+1}, t_{k+n}$  les temps pendant lesquels le bruit s'étend sur le niveau du seuil.

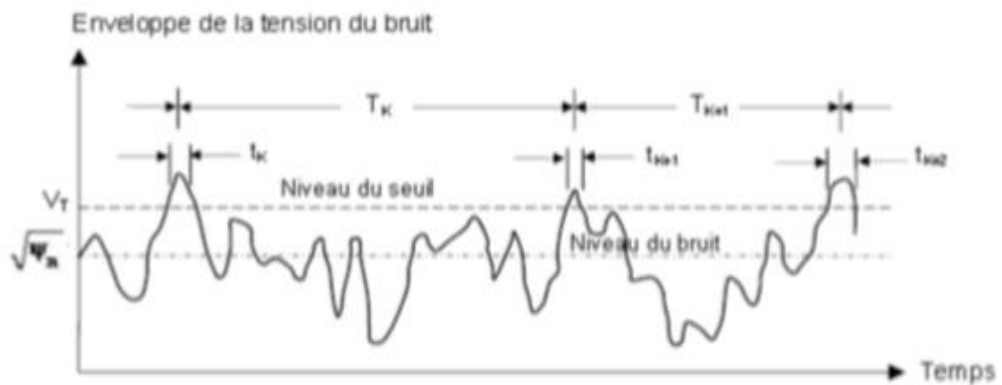


Figure II.4. Bruit de la sortie du détecteur d'enveloppe.

L'intervalle moyen entre deux fausses alarmes est appelé le temps de fausse alarme,  $Tfa$

$$Tfa = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{K=1}^N T_k \quad (\text{II.10})$$

Le temps de fausses alarmes est lié à la probabilité de fausse alarme par:

$$Tfa = \frac{t_k}{pfa} \quad (\text{II.11})$$

Où  $t_k$  La durée moyenne d'une impulsion de bruit.

Depuis la bande passante de fonctionnement de radar Best l'inverse de  $k$ , puis en substituant l'équation. (2.8) dans l'équation. (2.11) nous pouvons écrire  $T_{fa}$  comme:

$$T_{fa} = \frac{1}{B} \exp\left(\frac{V_T^2}{2\psi_n}\right) \quad (\text{II.12})$$

### II.6. La probabilité de détection:

La probabilité de détection notée  $P_d$ , est la probabilité que le signal détecté sera correctement déclaré un signal de cible, basé sur l'observation de la sortie du récepteur, lorsque ce signal est réellement présent à l'entrée du récepteur. Pour les radars de surveillance, la probabilité que la cible soit détectée au moins une fois sur scans successifs est appelée la probabilité de détection cumulative.

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

$$P_s + n(r) = \frac{r}{\psi_n} \exp\left(-\frac{(r+A)^2}{2\psi_n}\right) I_0\left(\frac{rA}{\psi_n}\right) \quad (\text{II.13})$$

$P_s + n$  est la probabilité du signal plus bruit,  $I_0$  est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0. La probabilité de détection s'écrit:

$$\begin{aligned} P_d &= \Pr\{\text{signal} + \text{bruit} > \text{seuil}_{VT}\} = \int_{V_T}^{\infty} p_{n+n(r)} dr \\ &= \int_{V_T}^{\infty} \frac{r}{\psi_n} \exp\left(-\frac{(r+A)^2}{2\psi_n}\right) I_0\left(\frac{rA}{\psi_n}\right) dr \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

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

Une expression approchée a été proposée par North:  $P_d$

$$P_d = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{-\ln P_{fa}} - \sqrt{\text{SNR} + 0.5}\right) \quad (\text{II.15})$$

$$\operatorname{erfc}(z) = 1 - \frac{2}{\pi} + \int_0^z e^{-v^2} dv \quad \text{Est la fonction d'erreur complémentaire.} \quad (\text{II.16})$$

En termes de Pdf, les processus de détection et de fausse alarme sont représentés graphiquement sur la **figure II.6**. La sortie du filtre IF est composée soit du bruit seul soit du

signal plus bruit. Ric avait montré que la Pdf du signal à la sortie du détecteur d'enveloppe suit une distribution Ricin, et par conséquent suit une loi Rayleigh pour un bruit seul, en supposant qu'il est à l'origine Gaussien dans le cas d'une cible non fluctuante. Les aires soulignées par les deux courbes (**figure II.6**) représentent là et là .si le seuil de détection est réduite pour augmenter la probabilité de détection, il y aura une augmentation de la probabilité de fausse alarme, et de même pour les probabilités ont diminué si le seuil est élevé.

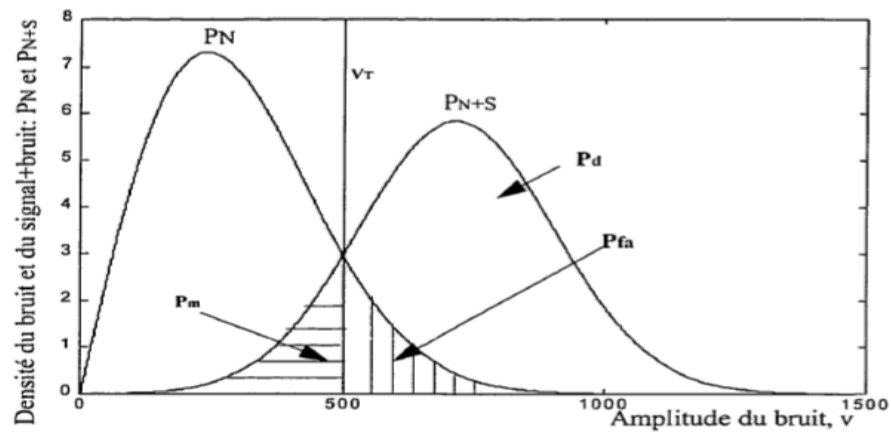


Figure II.5: Pdf du bruit et du signal plus bruit.

### II.7. Adaptation adaptative:

La détection automatique consiste à décider de l'absence ou de la présence d'une cible en comparant l'écho reçu à un seuil de détection. Dans la théorie de la décision statistique, il s'agit de choisir entre deux hypothèses statistiques:  $H_0$  pour l'hypothèse nulle (absence du signal utile) ou  $H_1$  pour l'hypothèse alternative (présence de cible). Chaque écho reçu résulte, dans le cas le plus général de la superposition du bruit thermique, des réflexions du clutter et d'un éventuel écho de cible. Ainsi, le choix d'un seuil de détection fixe (pré-calculé) conduit à une augmentation intolérable du nombre de fausses alarmes lorsque le niveau du bruit, au voisinage de la cellule sous test (CUT) subit un changement important du clutter.

**II.8.Conclusion:**

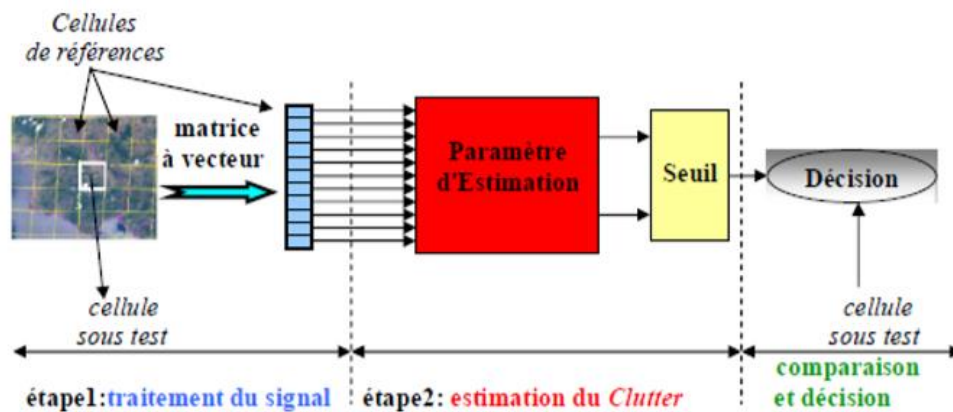
Dans ce chapitre, nous avons abordé la théorie de la détection des signaux avec quelques Critères de décision tout en précisant leurs intérêts et leurs limites. Et nous avons parlé de la technique de détection adaptative. Dans ce contexte, plusieurs structures sont étudiées afin d'améliorer la détection des systèmes radars, nous citons parmi eux le détecteur CA-CFAR et OS-CFAR. On va étudier ces détecteurs dans le prochain chapitre.

### III.1.Introduction:

Dans les détecteurs radars, le problème majeur consiste à détecter des cibles noyées dans un bruit et un clutter non-stationnaire, tout en maintenant un taux de fausse alarme constant. La détection classique à un seuil fixe est médiocre, une faible variation de la puissance du bruit engendre une dégradation des performances du détecteur radar. Pour remédier à ce problème, les chercheurs dans le domaine de la détection ont pensé à la détection adaptative, qui utilise un seuil adapté au niveau du bruit et des signaux indésirables. Cette technique est appelée détection à taux de fausse alarme constant CFAR (Constant False Alarm Rate). Le seuil dans un détecteur CFAR est fixé sur une cellule par cellule en utilisant la puissance de bruit estimée par le traitement d'un groupe de cellules qui entoure la cellule de référence sous test.

### III.2. La description du modèle:

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



**Figure III.1: Schéma d'un détecteur CFAR.**

La "cellule sous test " est la cellule centrale, elle comporte le signal à détecter. Deux fenêtres regroupant des cellules dites "de références" qui serviront à estimer la puissance du clutter, sont placées de part et d'autre de la cellule de test, celle à droite est désignée par la lettre Y1 :

Et l'autre à gauche par la lettre Y2. Pour des raisons de sécurité, les «cellules de garde » sont

des cellules voisines à la cellule sous test, utilisées pour éviter tout débordement du signal mais qui ne sont pas incluses dans la procédure d'estimation [15].

### III.2.1. Les différents types de détecteurs CFAR:

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

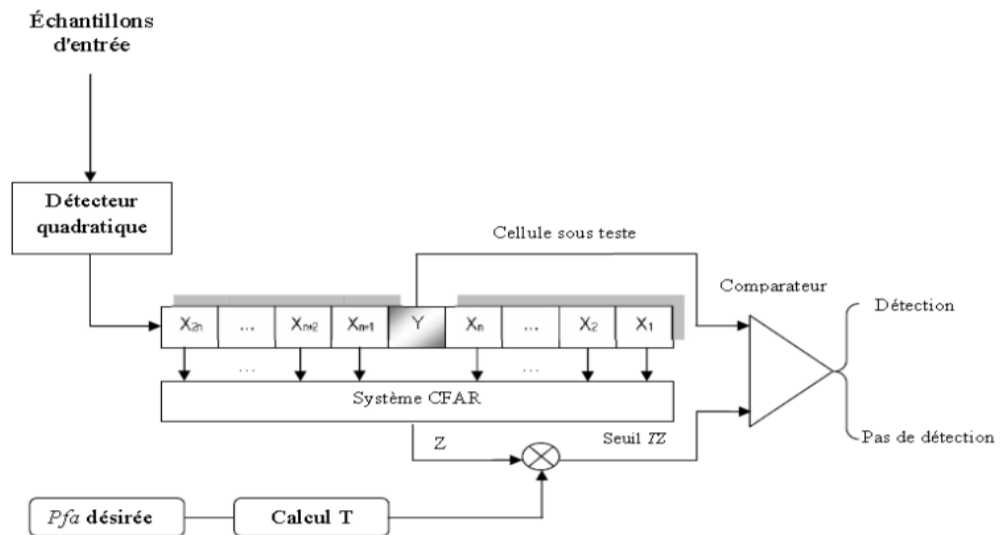


Figure III.2: schéma fonctionnel de détecteur typique de CFAR.

#### III.2.1.1. Le détecteur CA-CFAR:

Le premier détecteur CFAR est le détecteur CA-CFAR (CellAveraging) proposé par Finn et Johnson [16] et illustré dans la Figure IV.3. Le niveau du clutter, dans ce type de CFAR, est estimé par la moyenne arithmétique des échantillons dans la fenêtre de référence. Dans la présence du clutter homogène, il a été montré que si la taille de la fenêtre de référence tend vers l'infini, la probabilité de détection tend vers celle du détecteur optimal de Neyman Pearson. L'inconvénient majeur de ce procédé, est que dans le cas où l'environnement est non homogène, c'est à dire présence d'un bord du clutter ou de cibles interférentes, le seuil de détection augmente et la probabilité de détection du détecteur CA-CFAR diminue même pour un rapport signal sur bruit élevé. Pour améliorer les performances dues à ces effets, un nombre de modifications dans la procédure classique CA-CFAR ont été proposées et analysées.



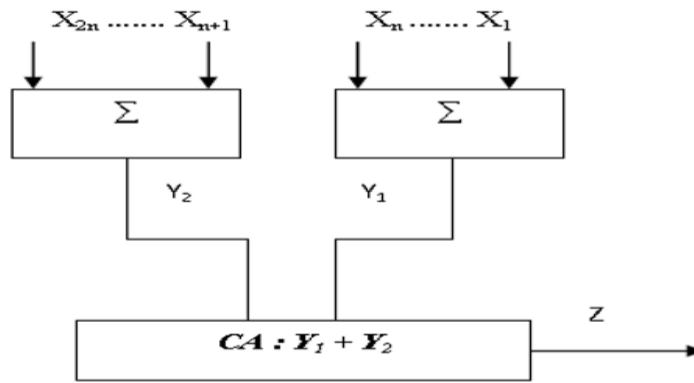


Figure III.3: Le détecteur CA-CFAR.

**III.2.1.2. Le détecteur OS-CFAR:**

Il a aussi montré, en étudiant la résolution des cellules de référence, que des cibles ne peuvent pas être détectées par le détecteur CA-CFAR, Pour contourner cette limitation, Rohling [17] a introduit le détecteur OS-CFAR (Ordre Statistique), c'est-à-dire le détecteur CFAR à statistiques ordonnées comme c'est montré dans la IV.6, dans lesquelles les échantillons de la fenêtre de référence sont classés dans un ordre croissant. Le kème échantillon ordonné est utilisé pour estimer le niveau du clutter. Le rôle majeur du détecteur OS-CFAR est de résoudre le problème de l'effet de capture en éliminant les cellules qui contiennent des cibles interférentes.

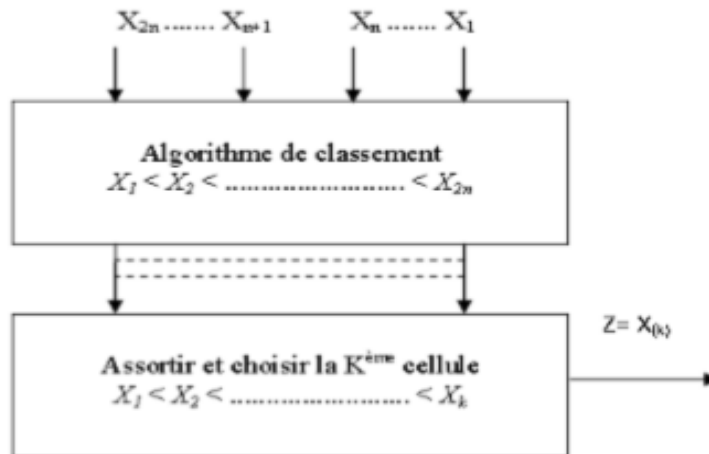


Figure III.4: Le détecteur OS-CFAR.

### III.2.2.Principe du CFAR:

En général, dans un système de détection CFAR, les échantillons visuels détectés quadratiques sont envoyés en série dans un registre à décalage de longueur  $N+1=2n+1$  comme le montre la figure III.2. La statistique  $Z$  qui est proportionnelle à l'estimation de la puissance totale de bruit est formée par le traitement du contenu des cellules de référence  $N$  entourant la cellule sous test (ou la cellule d'essai) dont le contenu est  $Y$ . Une cible est déclarée être présente si  $Y$  dépasse le seuil  $T Z$ , avec  $T$  est un facteur multiplicatif constant utilisé pour obtenir une probabilité de fausse alarme désirée pour une fenêtre donnée de taille  $N$ , lorsque le bruit de milieu total est homogène. La configuration du détecteur varie en fonction de différents systèmes CFAR. Par exemple, la figure III indique les schémas du niveau moyen de détection CFAR, le détecteur se compose de deux sommes formant les sommes  $Y_1$  et  $Y_2$  pour les fenêtres principales entraînant. Dans le détecteur CA-CFAR,  $Z$  est simplement la somme de  $Y_1$  et de  $Y_2$ , et Le détecteur OS-CFAR est montré dans la figure III.4 et implique une routine de sorte. La plus grande cellule de la fenêtre est choisie pour déterminer le seuil.

### III.3.L'environnement radar:

Il existe deux types d'environnement employés pour évaluer et juger l'applicabilité et l'efficacité de divers algorithmes de CFAR: l'environnement homogène et l'environnement non homogène.

#### III.3.1 L'environnement homogène:

L'environnement homogène: Il suppose que l'écho du bruit est distribué d'une façon homogène dont les échantillons sont indépendants et identiquement distribués (IID) comme c'est illustré en **figure III.5**.

Un environnement homogène peut surgir quand l'écho du « clutter » provient d'un environnement constant (une forêt, une montagne, ou un océan).

#### III.3.2.L'environnement non homogène:

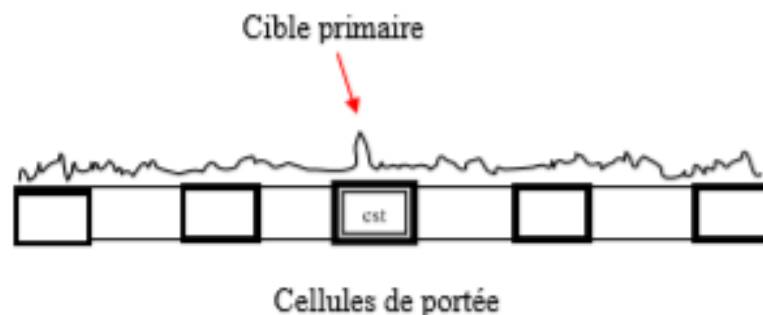
Lorsque la fenêtre de référence balaye l'environnement dans une direction donnée, différentes situations non homogènes peuvent affecter la configuration des cellules de référence. Ces situations sont causées par la présence de cibles interférentes (cibles secondaires) et/ou de bord de clutter « au niveau du canal de référence».

### III.3.2.1. Bord de fouillis (clutter)

Le bord de « clutter » est défini dans des situations où la puissance du clutter exhibe une transition abrupte. Ceci peut, par exemple, représenter le passage d'une zone où le ciel est complètement dégagé à une zone où celui-ci est couvert de nuages, ou inversement. Dans un premier lieu, nous pouvons penser au cas où la cellule sous test, celle dans laquelle la cible est probablement présente, est dans la zone dégagée (bruit thermique uniquement), alors qu'un groupe de cellules de références est noyé dans le clutter qui tendent à faire augmenter le seuil de détection et par conséquent à dégrader la probabilité de détection et de fausse alarme comme le montre la **Figure III.6**. Ceci est dû à l'effet de masquage de la cible (Masking effect). Nous pouvons aussi supposer que la cellule sous test est noyée dans la zone de précipitation (bruit thermique plus « clutter »), alors que quelques unes des cellules de référence se trouvant dans la zone dégagée contribuent à sous estimer le seuil de détection, ce qui se traduit par une augmentation intolérable de la probabilité de fausse alarme (**figure III.7**).

### III.3.2.2. Cible multiple:

Cette situation se produit quand il y a deux cibles ou plus très rapprochées en distance, les cibles interférentes (secondaires), indésirables apparaissent comme des pics (spikes) dans l'une ou l'autre demi-fenêtre ou dans les deux (**figures III.8 et III.9**) où la valeur du seuil augmente. De ce fait, la détection de la cible primaire (d'intérêt) est particulièrement médiocre. Ceci est connu sous le nom de l'effet de capture (capture effect). Plus précisément, si le seuil est trop élevé, quelques cibles primaires peuvent ne pas être détectées. Par ailleurs, s'il ne l'est pas suffisamment, le taux de fausse alarme augmente à cause de la présence de ces pics.



**Figure III.5: Cellule de test noyé dans le bruit thermique**

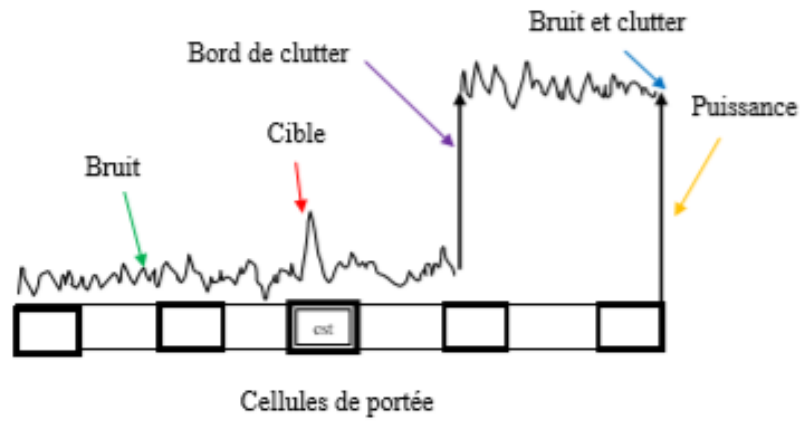


Figure III.6: Bord de clutter, cellule sous test dans le bruit

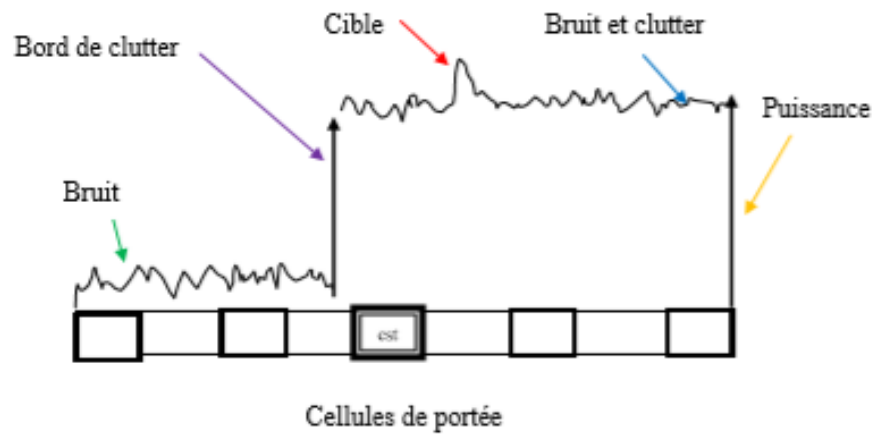


FIGURE III.7: Bord de clutter cellule sous test dans la region bruit plus clutter

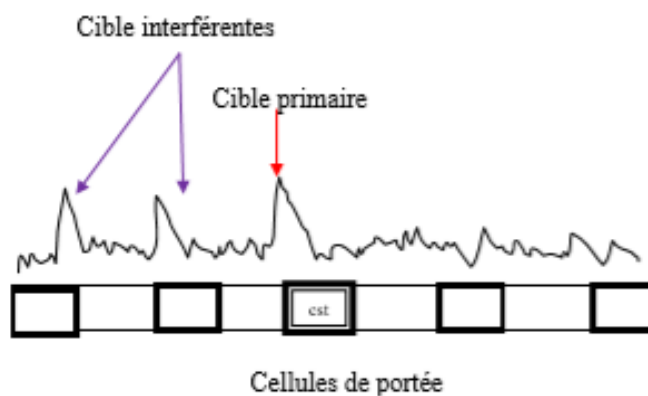


Figure III.8: Présence de cibles interférentes dans une seule fenêtre

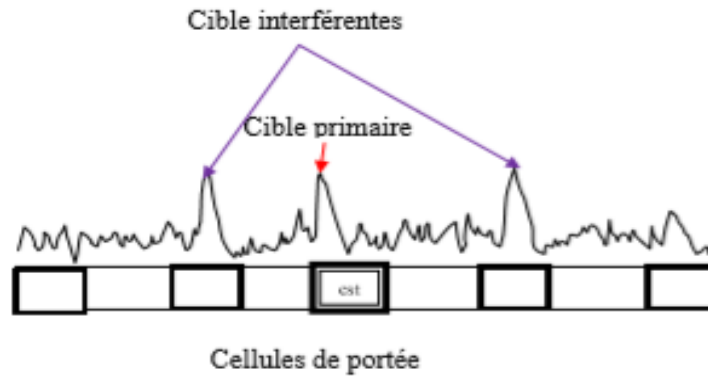


Figure III.9: Présence de cibles interférentes dans les deux fenêtres

#### III.4. Formulation mathématique du problème:

Afin d'analyser les performances de détection d'un détecteur CFAR en bruit d'un environnement homogène. Nous supposons que la production détectée quadratique pour n'importe quelle cellule de la fenêtre de référence est exponentiellement distribuée. Avec la fonction de densité de probabilité (Pdf):

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

Sous l'hypothèse nulle  $H_0$  d'aucune cible dans une plage de cellules et de milieu homogène, est la puissance totale de bruit thermique plus clutter d'environnement, qui est désignée par  $\mu$ . Sous l'hypothèse alternative  $H_1$  de la présence d'une cible, est  $\mu(1+\bar{S})$ , où  $\bar{S}$  est la moyenne du signal à bruit total (SNR) d'une cible.

Cela signifie que nous supposons un modèle **Swerling I** pour les échos radar d'une cible et une statistique gaussienne pour l'environnement.

Nous supposons également que les observations dans les  $N+1$  cellules, y compris la cellule sous test, sont statistiquement indépendantes.

Par conséquent, pour la cellule sous test, la valeur dans (III.1) est:

$$\begin{aligned} \mu, & \quad \text{sous } H_0 \\ \mu(1+\bar{S}), & \quad \text{sous } H_1 \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

Et pour les cellules de référence entourant la cellule sous test qui contient la valeur de  $\mu$  est toujours  $\mu$ . L'hypothèse d'un modèle **Swerling I** pour les retours de cible et de l'hypothèse

gaussienne pour l'environnement conduit à une simplification utile des analyses de nos détecteurs CFAR, permettant la dérivation des expressions des performances qui permettent des comparaisons intéressantes à faire. Les performances en un environnement homogène d'un système CFAR est indépendante de la puissance totale, que ce soit la puissance de bruit thermique ou clutter plus bruit thermique. Par conséquent, seuls les changements dans la puissance totale de bruit comme d'environnement clair (bruit thermique uniquement) à clutter plus bruit thermique d'environnement, influencent sur les performances du détecteur en général. Un système CFAR souhaitable serait bien sûr celui qui est insensible aux changements dans la puissance totale de bruit dans la fenêtre de cellules de référence de sorte que le taux de fausse alarme constant est maintenu.

### III.5. Analyse des performances d'un détecteur optimal:

Le détecteur optimal fixe un seuil fixé pour déterminer la présence d'une cible sous l'hypothèse que la puissance total du bruit homogène est connue à priori. Dans ce cas, la probabilité de fausse alarme , est donnée par : [18]

$$Pfa = p \left[ Y > \frac{Y_0}{H_0} \right] \exp\left(\frac{-Y_0}{2\mu}\right) \quad (\text{III.3})$$

Où  $Y_0$  désigne le seuil fixé optimal. De même, la probabilité de détection optimale est donnée par:

$$p_d^{opt} = p \left[ Y > \frac{Y_0}{H_1} \right] = \exp\left(\frac{-Y_0}{2\mu(1-S)}\right) \quad (\text{III.4})$$

En substituant (2. 3) dans (3.4) nous obtenons:

$$p_d^{opt} = (Pfa)^{1/(1+\bar{S})} \quad (\text{III.5})$$

Il est clair que dans le détecteur CFAR, le seuil varie selon les informations locales au sujet de la puissance totale de bruit. La statistique est une variable aléatoire dont la distribution dépend du régime particulier CFAR choisi et la distribution sous-jacente de chacun des échantillons de fenêtres de références.

$$Pfa = Ez\{P[Y > TZ/H_0]\} \quad (\text{III.6})$$

On peut aussi écrire:

$$\begin{aligned}
 Pfa &= Ez\left\{ \int_{TZ}^{\infty} (1/2\mu) \exp(-y/2\mu) dy \right\} \\
 &= Ez\left\{ \exp(-TZ/2\mu) \right\} \\
 &= Mz(T/2\mu) \quad (III.7)
 \end{aligned}$$

Où  $Mz$  désigne la fonction génératrice des moments (mgf) de la variable aléatoire. De même, la probabilité de détection  $Pd$  est donnée par:

$$Pd = Ez\{ P[Y > TZ / H1] \} \quad (III.8)$$

Puisque, selon l'hypothèse du signal  $H1$  qui présente la moyenne  $2=2\mu(1+\bar{S})$ , nous pouvons déterminer  $Pd$  en remplaçant simplement  $\mu$  avec  $(1+\bar{S})$  dans (III.7):

$$Pd = Mz [T/2\mu(1+\bar{S})] \quad (III.9)$$

### III.6.Méthode de mesure de la performance de détecteur:

Le seuil optimal est fixé en fonction de la puissance de bruit totale comme indiqué en (III. 3). Il est évidemment utile d'avoir une idée de la perte de la puissance de détection pour un détecteur proposé CFAR par rapport au détecteur optimal pour un bruit d'environnement homogène. De toute évidence, cette perte de puissance de détection peut varier en fonction de fausse alarme constante et la taille de la fenêtre. Il existe deux méthodes différentes qui peuvent être utilisées pour mesurer cette performance relative d'un détecteur CFAR.

#### III.6.1.La méthode classique:

La méthode classique consiste à calculer le SNR complémentaire nécessaire au schéma de traitement du système CFAR au-delà pour le détecteur optimal pour atteindre une probabilité de détection fixe (par exemple,  $Pd = 0,5$ ).

#### III.6.2.La méthode de seuil moyen:

On peut utiliser un autre critère lié à celui-ci basé sur le seuil moyen depuis le seuil étal probabilité de détection sont étroitement liés les uns aux autres. Comme le seuil augmente, la probabilité de détection diminue en conséquence et vice versa. Par conséquent, la

comparaison du seuil fixé optimal avec le seuil de détection moyen ADT (the average detection threshold) [17] du détecteur CFAR devrait donner une mesure de la perte globale de détection. Cela établit une technique utile pour mesurer la perte de performance qui est indépendante de la probabilité de détection. Nous utilisons la notion d'ADT pour comparer les différents schémas de traitement CFAR.

### III.7 Analyse des détecteurs CFAR:

#### III.7.1 Analyse de détecteur CA-CFAR:

Dans le détecteur CA-CFAR, la puissance de bruit totale est estimée par la somme de cellules de la fenêtre de référence. Il s'agit d'une statistique complète suffisante pour la puissance de bruit dans l'hypothèse de bruit de milieu exponentielle homogène.

$$Z = \sum_{i=1}^N X_i \quad (\text{III.10})$$

Où sont les cellules de distance autour de la cellule à l'essai. La densité exponentielle est un cas particulier de la densité gamma avec le Pdf :

$$f(y) = \beta^{-\alpha} y^{\alpha-1} \exp\left(-\frac{y}{\beta}\right) / \Gamma(\alpha) \quad (\text{III.11})$$

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

Où  $\Gamma(\alpha)$  désigne la fonction gamma d'habitude qui a une valeur  $(\alpha - 1)!$  Pour  $\alpha$  entier. La fonction de distribution cumulative (Pdf) correspondant à ce Pdf est notée  $G(\alpha, \beta)$  Nous écrivons  $Y \sim G(\alpha, \beta)$  signifie que  $Y$  est une variable aléatoire de données dans Pdf (III.11). La mgf correspondant à la distribution  $G(\alpha, \beta)$  est:

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

En utilisant la notation ci-dessus nous avons  $X_i \sim G(1, 2\mu)$  et  $Z \sim G(N, 2\mu)$  La probabilité  $P_d$  de détection pour le détecteur CA-CFAR est obtenue en substituant (III.12) dans (III. 9) avec  $\beta=2\mu$  qui donne [19]

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



Le constant facteur de multiplication est calculé à partir de (III.13) par la mise en  $\bar{S} = 0$

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

Il est clair qu'à partir de (III.13) et (III.14), les deux probabilités de détection et de fausse alarme sont indépendantes de  $\mu$ .

Le tableau ci-dessous représente la relation entre le facteur T, la Pfa et N:

N	T		
	Pfa = 10 <sup>-4</sup>	Pfa = 10 <sup>-6</sup>	Pfa = 10 <sup>-8</sup>
8	2.182	4.623	9.00
16	0.778	1.371	2.162
24	0.468	0.778	1.154
32	0.344	0.540	0.778

Tableau III.1.Relation entre T et Pfa dans le cas du CA-CFAR

**III.7.2. Analyse du détecteur OS-CFAR:**

Ce détecteur est basé sur la statistique ordonnée, il consiste à classer les échantillons par ordre croissant et le *Kième* échantillon est choisi pour l'estimation du niveau de bruit. Le rang K est généralement choisi égal à 3N/4 ou bien 7N/8 (supérieur à N/2), tel que N est le nombre de cellules de références qui sont ordonnées suivant le niveau de sortie.

$$X_1 \leq X_2 \leq \dots \leq X_N \quad (III.15)$$

Pour des échantillons d'amplitude  $X_i$  sont indépendants, identiquement distribués (IID) avec une fonction densité de probabilité de Rayleigh, Rohling a montré que la relation entre la fausse alarme et le facteur d'échelle est donnée par [20]:

$$Pfa = \frac{N!(\alpha+N-K)!}{(N-K)!(\alpha+N)!} \quad (III.16)$$

**III.7. Conclusion**

Dans la détection CFAR, plusieurs méthodes adaptatives ont été adoptées afin de déterminer le seuil qui permet de perfectionner les systèmes de détection. On a étudié et analysé le problème de la détection CFAR dans l'environnement homogène et non homogène. Pour cela, nous avons choisi d'utiliser plusieurs types de détecteurs : le CA et OS-CFAR, afin de déterminer la performance de chacun d'entre eux dans différentes situations. Ces situations ont été présentées suivant la variation du nombre de cellules  $n$ , la variation de la probabilité de fausse alarme  $p_{fa}$  dans chaque cas et la variation de probabilité de détection en fonction de SNR.

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

Le langage MATLAB 8.1 est l'outil de programmation utilisé pour développer cette Application, sous l'environnement XP.

**IV.2. Les étapes suivies:**

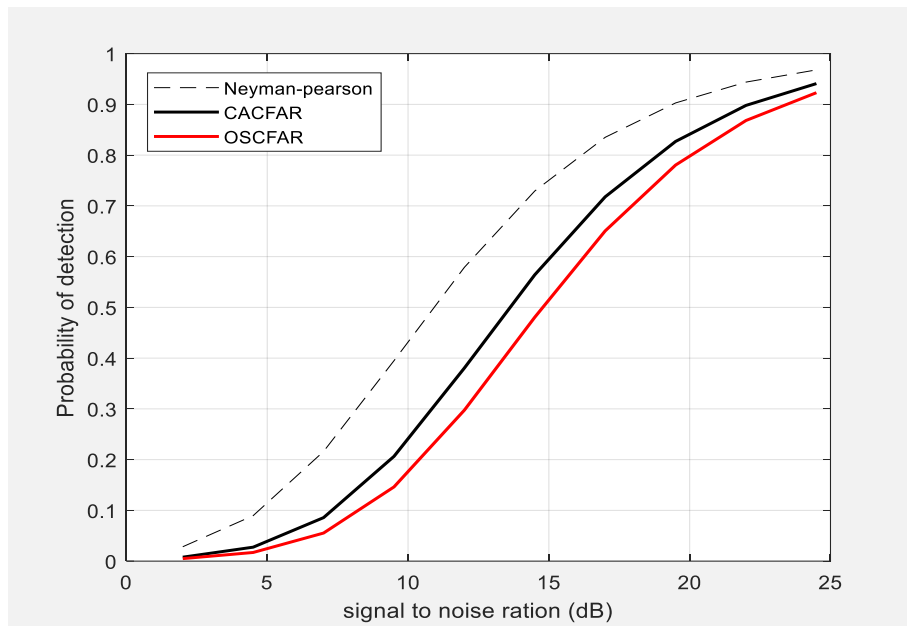
On a élaboré des algorithmes pour le calcul des probabilités de détection et le tracer en fonction de SNR des deux techniques utilisées (CA et OS-CFAR).

La simulation a été réalisée pour une probabilité de fausses alarmes  $p_{fa}=10^{-4}$  et  $p_{fa}=10^{-5}$  et un nombre de cellules de références  $N=8, 16$  et  $24$

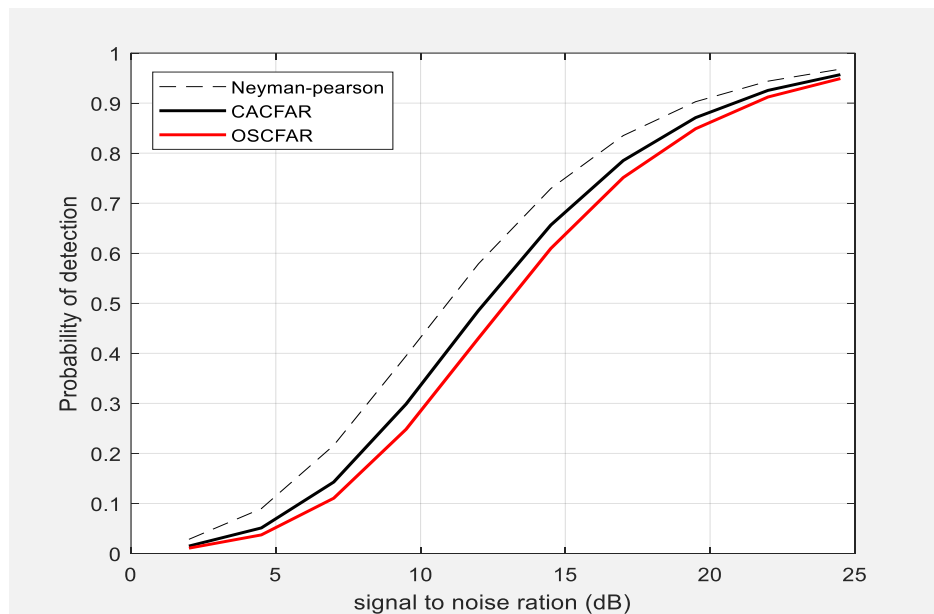
**IV.3. Simulation de CA et OS-CFAR et interprétation:****IV.3.1. Cas d'un milieu homogène:**

Dans cette partie, nous présenterons la variation de la probabilité de détection pour les détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR en fonction du *SNR* en faisant varier le nombre de cellules  $N$ . Les résultats sont représentés sur les figures **IV.1** et **IV.6** respectivement.

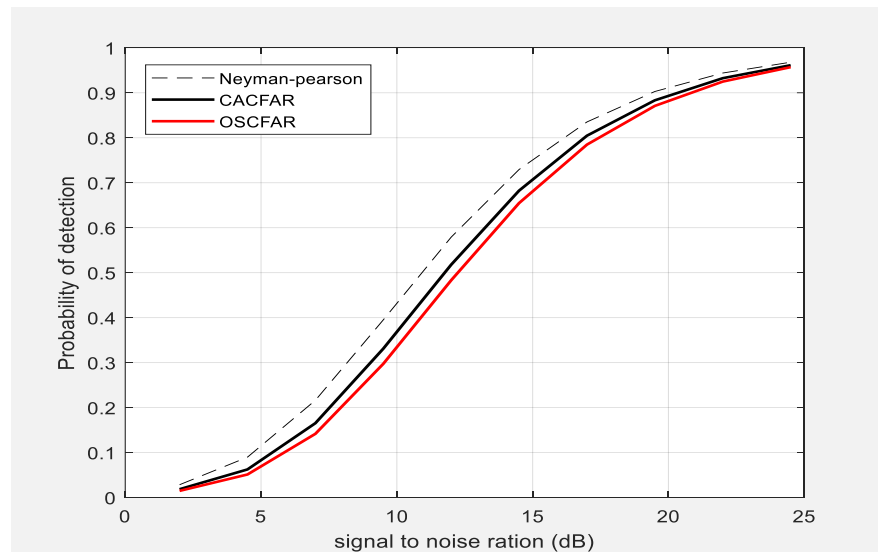
On a sur les graphes des figures **IV.1 - IV.6**, les représentations des probabilités de détection en fonction du rapport *SNR* pour une probabilité de fausse alarme ( $P_{fa} = 10^{-4}$   $P_{fa} = 10^{-5}$ ). Ces représentations se font pour les deux types *CFAR* étudiés dans le chapitre précédent à savoir CA et OS-CFAR dans un milieu homogène, pour un nombre de cellules de référence de 8, 16 et 24 cellules, et une courbe représente le rapport optimal, qui est basé sur un seuil fixe (réalisé pour un nombre de cellules considéré comme infini) et la perte *CFAR* pour chaque processus pour juger les performances dans ce milieu



**Figure IV.1: La Pd de deux détecteurs dans l'environnement homogène avec  $p_{fa}=10^{-4}$  et  $N=8$**

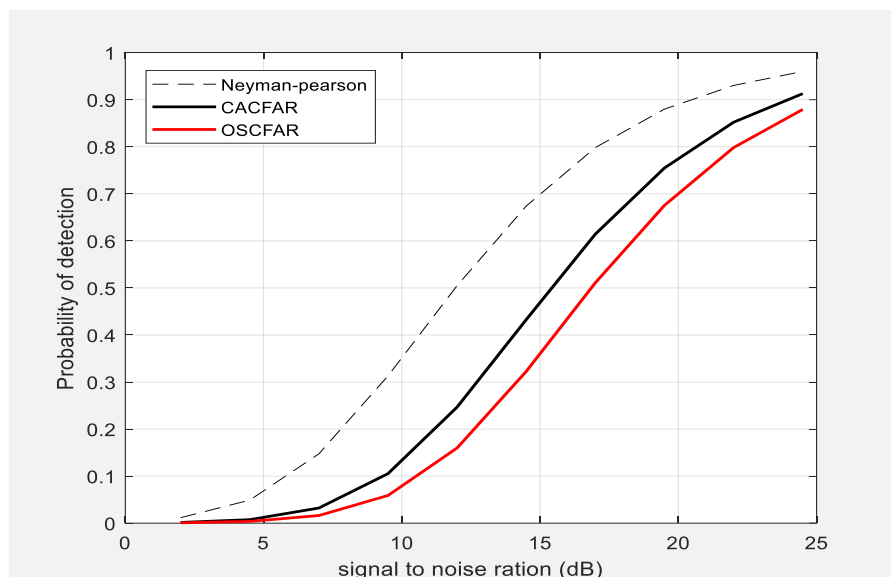


**Figure IV.2: La Pd de deux détecteurs dans l'environnement homogène avec  $p_{fa}=10^{-4}$  et  $N=16$**

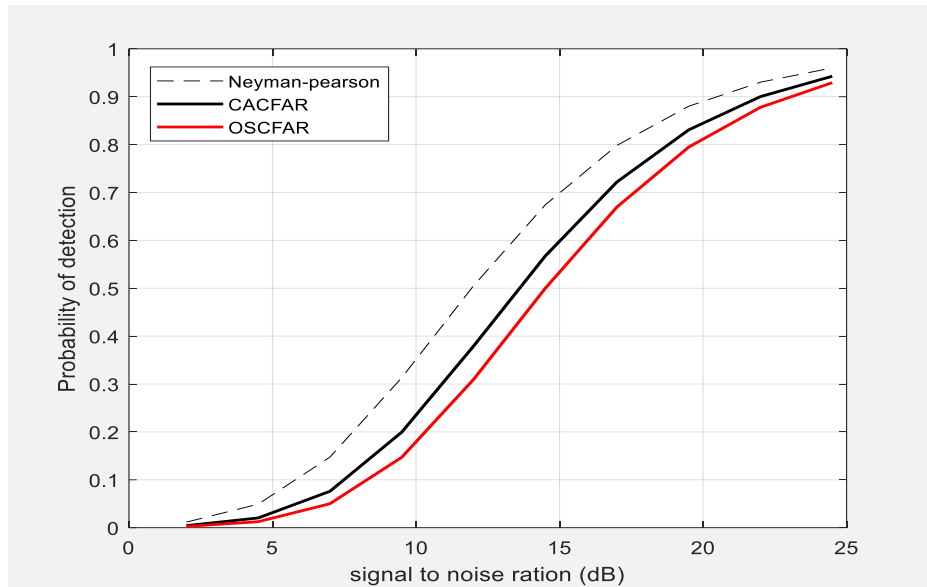


**Figure IV.3: La Pd de deux détecteurs dans l'environnement homogène avec  $p_{fa}=10^{-4}$  et  $N=24$**

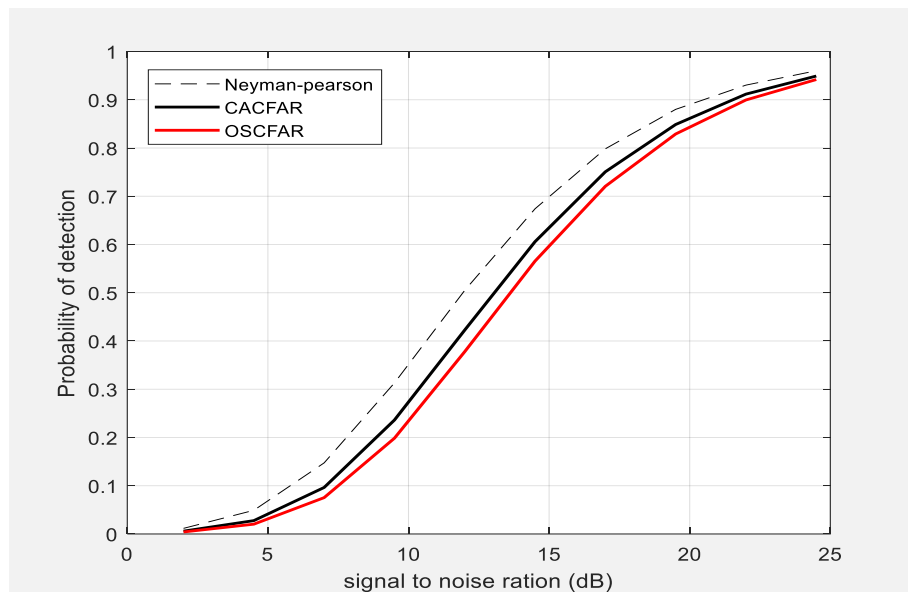
Les 3 premières figures, on note que les détecteurs de ca et os donnent des probabilités de détection plus proches que d'autres par rapport à la détection optimale de Neyman-Pearson, car on augmente le nombre de cellules de référence, et cela explique que la probabilité de détection est liée aux cellules de référence.



**Figure IV.4: La Pd de deux détecteurs dans l'environnement homogène avec  $p_{fa}=10^{-5}$  et  $N=8$**



**Figure IV.5: La Pd de deux détecteurs dans l'environnement homogène avec  $p_{fa}=10^{-5}$  et  $N=16$**



**Figure IV.6: La Pd de deux détecteurs dans l'environnement homogène avec  $p_{fa}=10^{-5}$  et  $N=24$**

Alors que dans les trois dernières figures nous avons changé la probabilité de fausse alarme, il a donc été remarqué que plus le  $P_{fa}$  est élevé, plus la probabilité de détection  $p_d$  est grande. On a également observé que si l'on augmentait le nombre de cellules références, la probabilité de détection était plus grande.

- **Résultats et discussion :**

Dans les figures précédentes, nous illustrons la variation de la probabilité de détection en fonction du SNR en faisant varier cette fois la probabilité de fausse alarme  $p_{fa}$  et le nombre de cellules. On constate d'après les figures que la probabilité de détection  $P_d$  s'améliore avec l'augmentation du probabilité de fausse alarme  $p_{fa}$  et le nombre de cellules.

Il est clair que la performance de chaque système s'améliore avec l'augmentation du SNR de la cible primaire, et on constate aussi qu'en augmentant de taille de la fenêtre de référence, la probabilité de détection s'approche de celle de détecteur optimale. Ainsi, cette dernière est meilleure pour des grandes valeurs du  $p_{fa}$ .

- **Conclusion :**

Le CA-CFAR donne les meilleures performances dans un environnement homogène

-on a observé le détecteur CA est croissante rapidement que l'OS. Donc tous les deux détecteurs nous donnent une bonne détection, mais il y a des détecteurs donnent des probabilités de détection plus proche que les autres par rapport à la détection optimale de Neyman-Pearson par exemples le détecteur CA-CFAR.

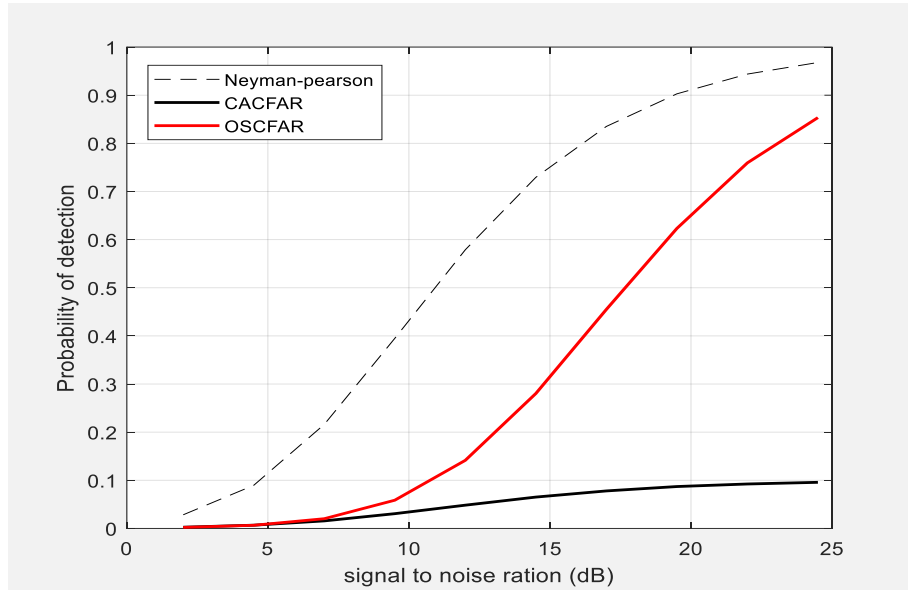
- Il est clair que l'augmentation de  $N$  engendre une augmentation de la probabilité de détection. Nous constatons que la performance du système s'améliore avec l'augmentation de  $N$ . - En ce qui concerne maintenant, la comparaison des performances, on a constaté que le détecteur CA-CFAR a un bon comportement dans un environnement homogène.

#### IV.3.2.Cas d'un milieu non-homogène:

Dans cet environnement il y a des cibles interférentes, donc la détection est difficile, à ce moment-là, on va voir ou et le détecteur capable qui nous donne une majeure détection dans cet environnement.

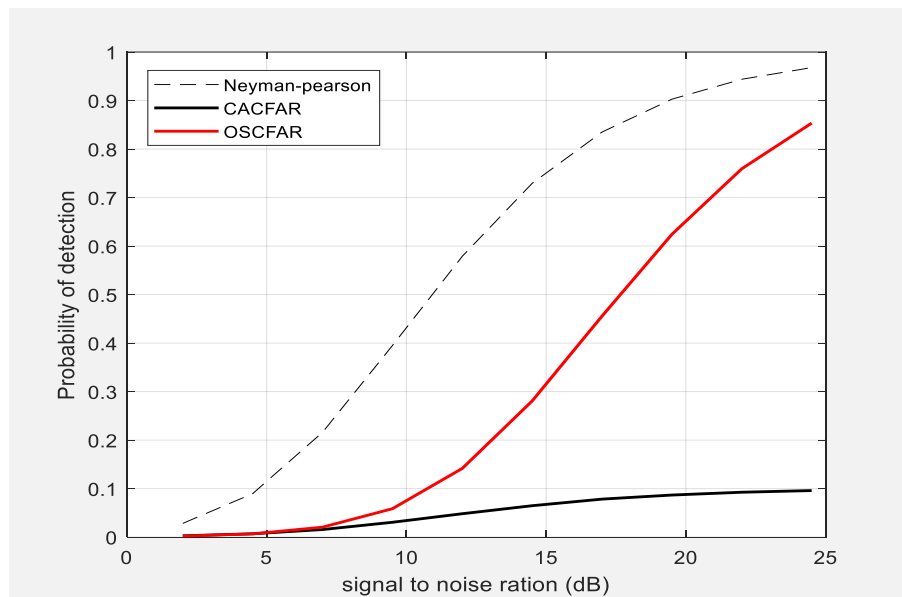
On a fait la simulation et les résultats ont été présentés dans la figure suivante:

Pour le nombre de cellule  $N=8$  et 2 cibles interférences placées sur les cases  $[1,11]$  montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.7: Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans deux fenêtres.**

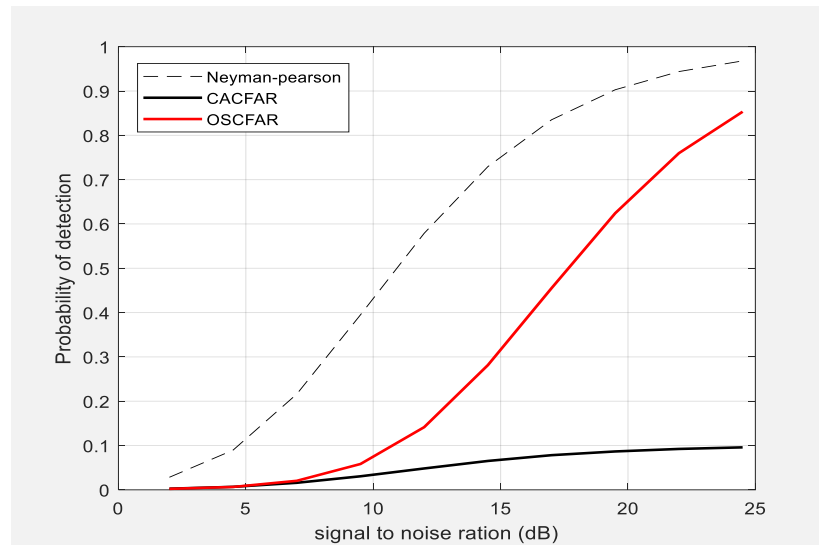
Si le nombre de cellules  $N=8$  et 2 cibles interférences placées sur les cases [3,4] montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.8 : Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans seul fenêtres**



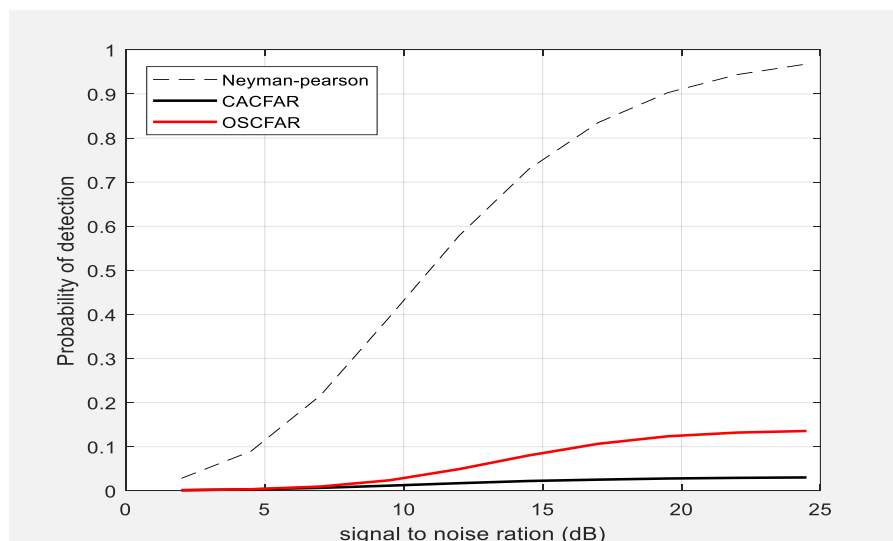
On a le nombre de cellules  $N=8$  et 2 cibles interférences placées sur les cases [4,8] montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.9: Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans deux fenêtres**

Les figures IV.7 IV8 IV 9. montrent une comparaison des détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR dans le cas d'interférences hétérogènes et de présence de cibles d'interférences. Remarquablement, OS-CFAR est toujours meilleur que CA-CFAR avec deux cibles.

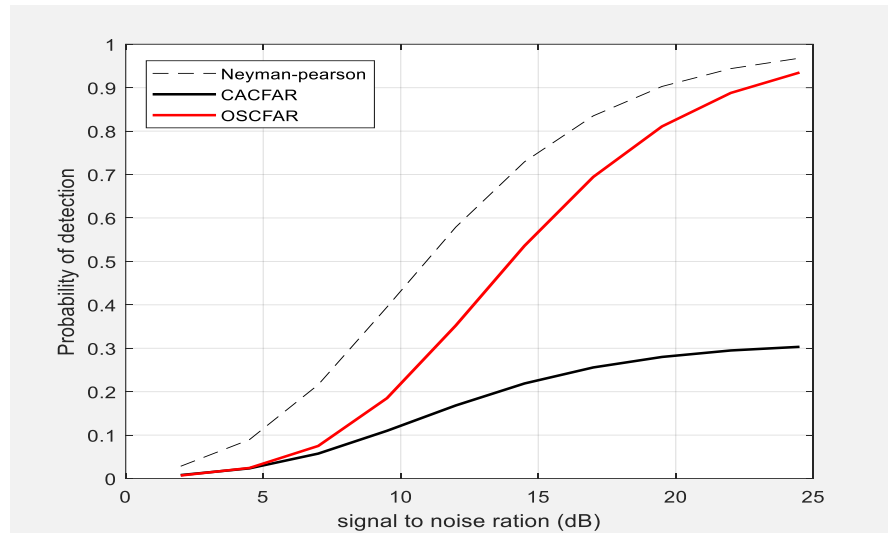
Pour le nombre de cellules  $N=8$  et 3 cibles interférences placées sur les cases [1,2,8] montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.10: Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec trois cibles interférentes situées dans deux fenêtres**

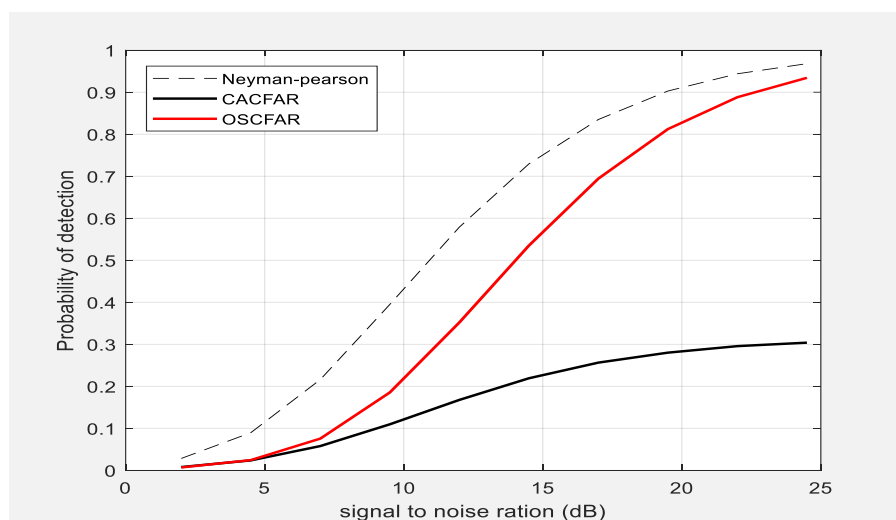
On observe dans ce cas une diminution de la courbe CA-CFAR et OS-CFAR, qui est due au petit nombre de cellules de référence  $n$  égale 8 d'une part, ainsi qu'une augmentation des cibles d'interférences 3 cibles et de leur proximité avec la cible primaire.

Si le nombre de cellule  $N=16$  et 2 cibles interférences placées sur les cases [2,16] montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.11: Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans deux fenêtres**

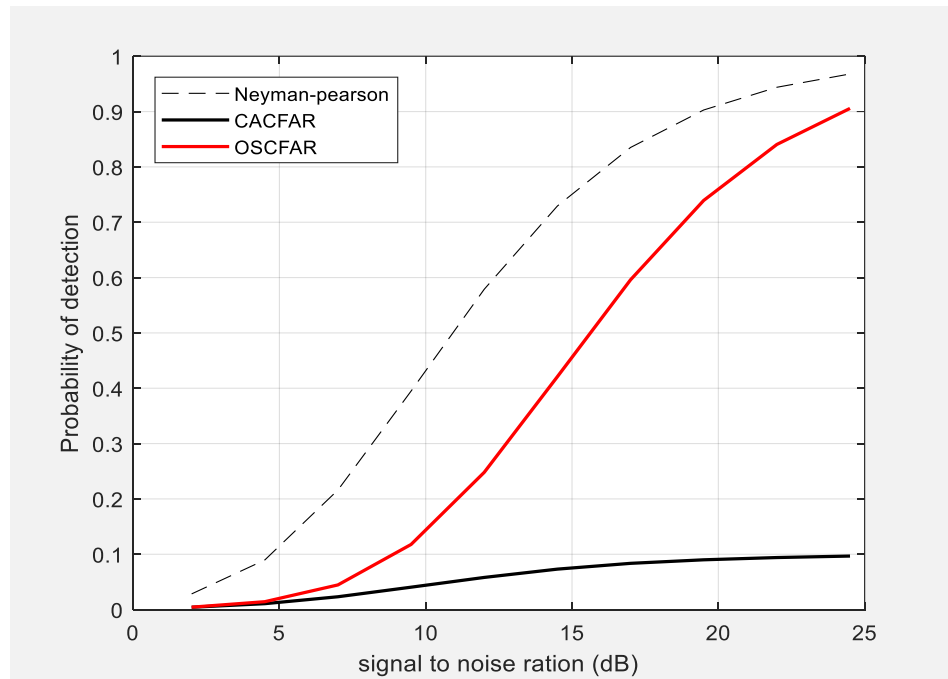
On a le nombre de cellules  $N=16$  et 2 cibles interférentes placées sur les cases [7,12] montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.12: Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec deux cibles interférentes situées dans deux fenêtres**

On note que plus le nombre de cellules est élevé, plus la probabilité de détection est grande, et si le nombre de cibles interférences est moindre, la probabilité de détection est plus grande. Dans ces exemples, le nombre de cellules de référence est grand et deux cibles interférences. On note que la probabilité de détection de CA-CFAR a été légèrement réduite.

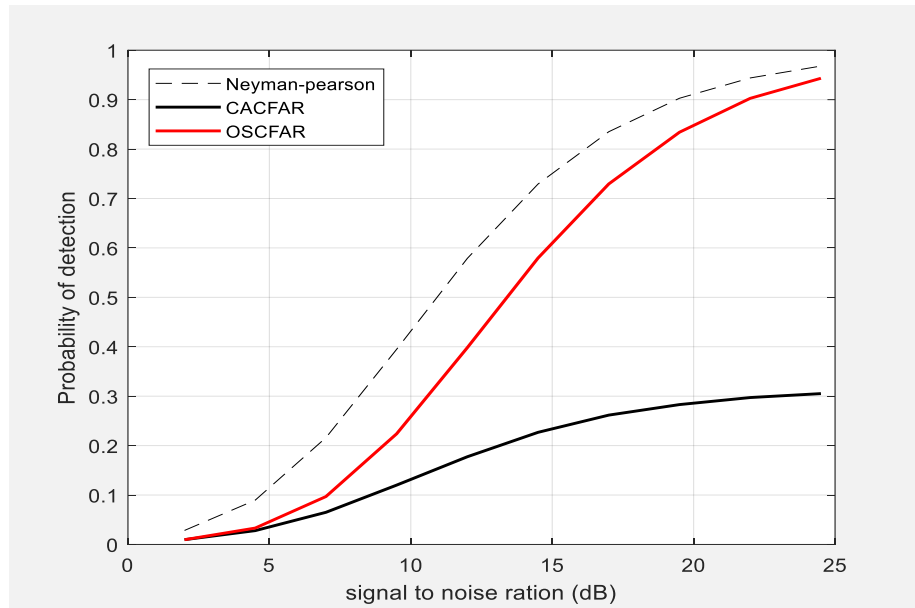
Si le nombre de cellules  $N=16$  et 4 cibles interférentes placées sur les cases [5 8,12,13] montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.13: Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec quatre cibles interférentes situées dans deux fenêtres**

Lorsque le nombre de cibles interférentes augmente, la probabilité de détection diminue, et ce, à chaque fois que nous remarquons que la courbe ca diminue considérablement.

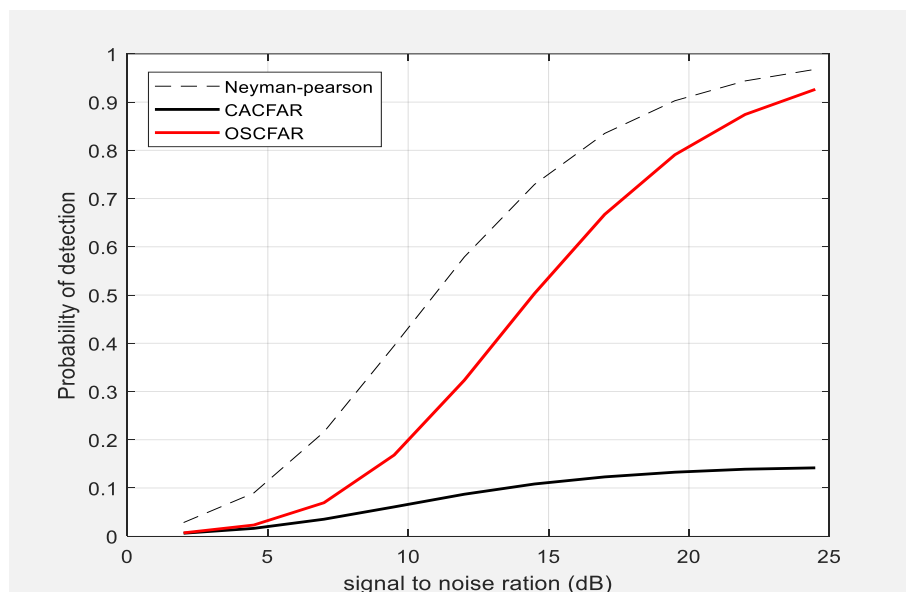
Pour le nombre de cellules  $N=24$  et 3 cibles interférentes placés sur les cases [1,3,19] montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.14: Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec trois cibles interférentes situées dans deux fenêtres**

Dans le cas de nombre de cellules de référence égale 24 et le nombre de cibles interférentes égale 3, nous observons que la probabilité de détection de détecteur ca est entre 0 et 0.3.

On a le nombre de cellules  $N=24$  et 5 cibles interférentes placées sur les cases [9,11,16,19,22] montrées dans la figure ci-contre:



**Figure IV.15: Probabilité de détection en fonction de SNR pour le CA et OS-CFAR avec cinq cibles interférentes situées dans deux fenêtres**

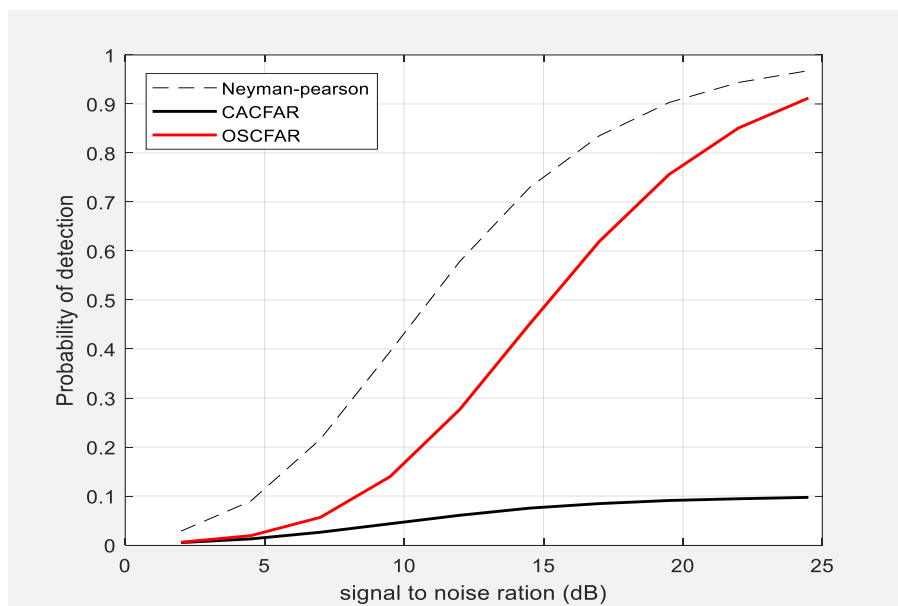
Comme pour cinq cibles, nous avons trouvé la probabilité de détection pour le détecteur CA-CFAR allant de 0 à 0,2 dans laquelle il y avait une diminution de la probabilité de détection.

A mesure que le nombre de cibles interférentes augmente, la probabilité de détection diminue, et c'était le nombre de cellules de références.

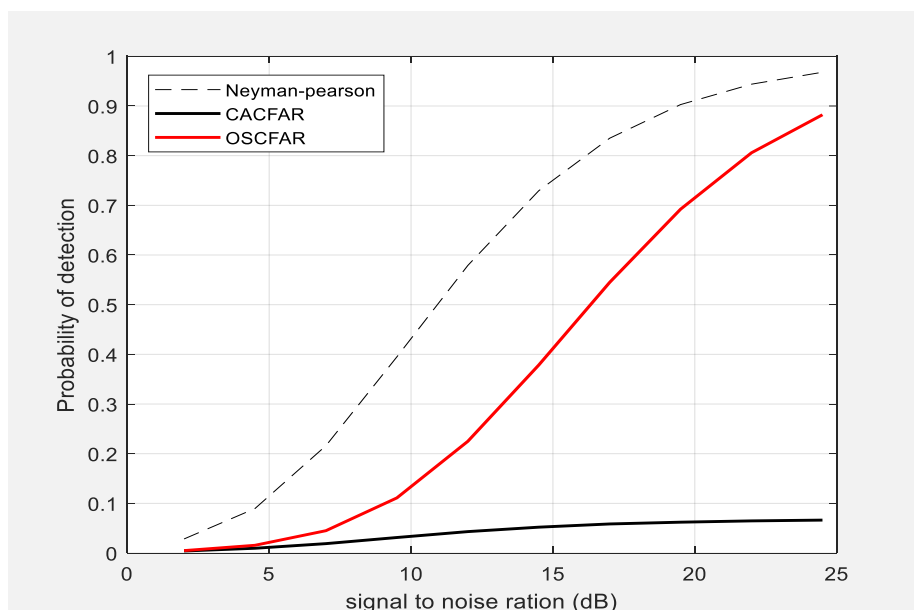
❖ **Les cas particuliers des cibles interférentes :**

- ✚ Si  $N=24$  et  $k=(3/4) \times N = 18$  donc  $N-k=6$  est le nombre max de cibles interférentes si dépasse 6 l'algorithme échoue la Pd diminue.

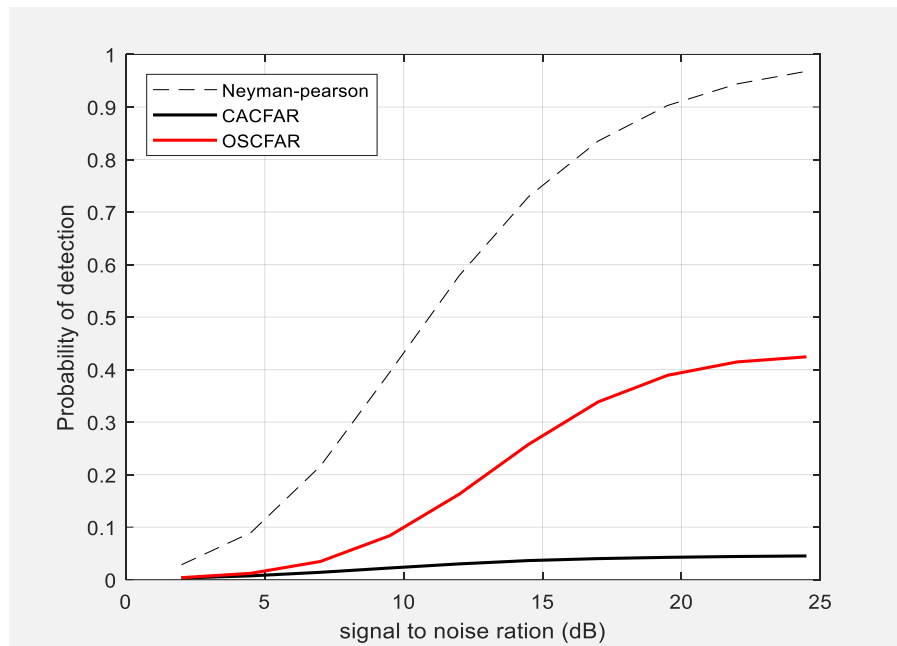
**Exemple:**  $iMasking = [1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6]$



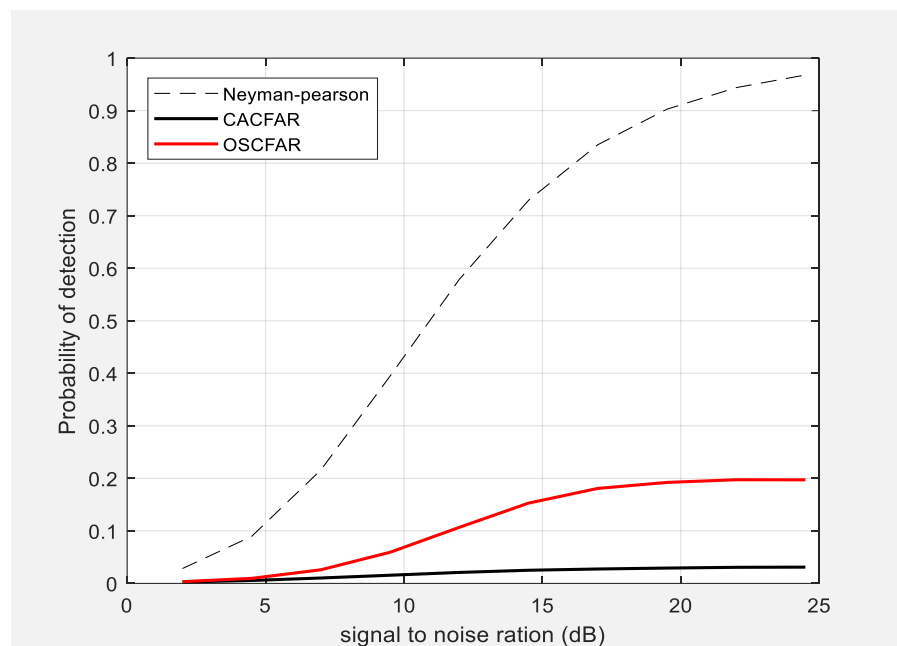
$iMasking = [1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6\ 7]$



iMasking= [1 2 3 4 5 6 7 8]

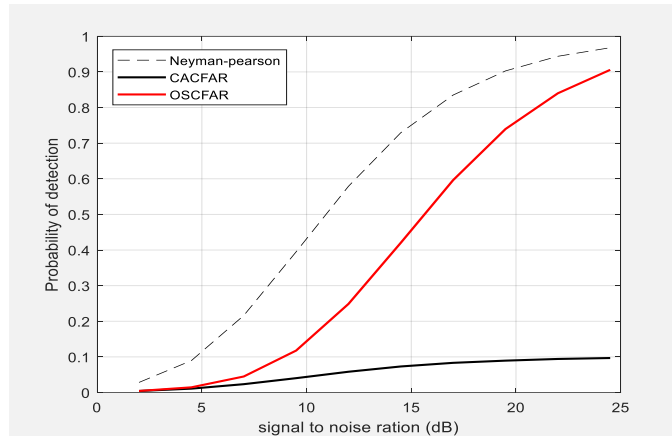


iMasking= [1 2 3 4 5 6 7 8 9]

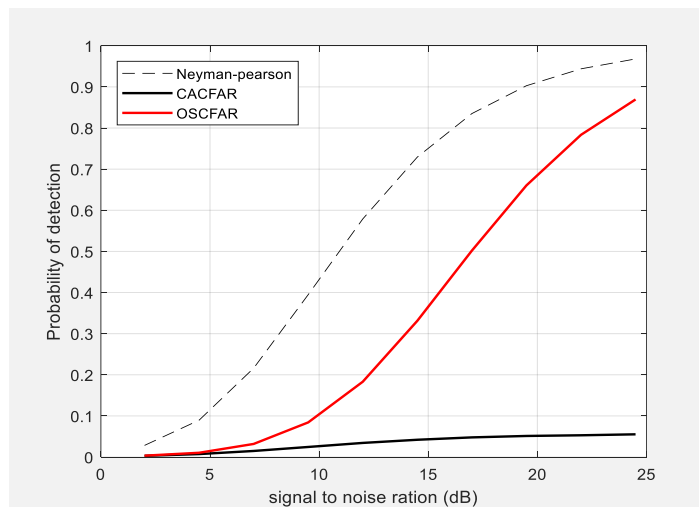


✚ Si  $N=16$  et  $k=(3/4) \times N = 12$  donc nombre de cibles interférentes max acceptables est dans ce cas  $N-k=4$  si dépasse 4 cibles interférentes la  $P_d$  devient faible, mauvaise détection.

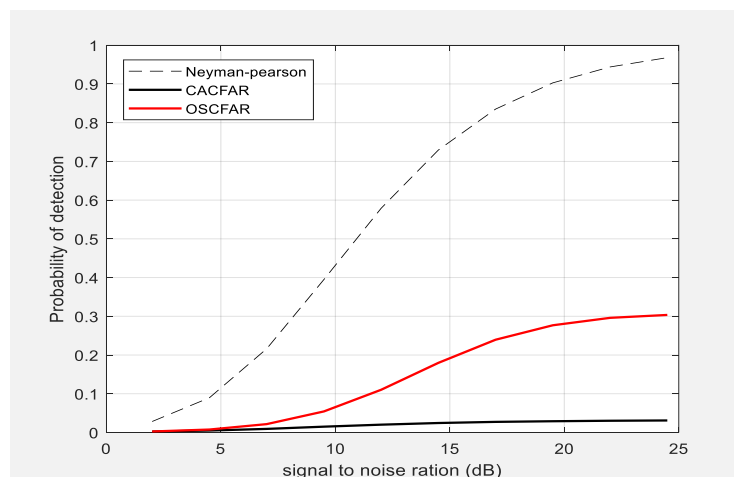
**Exemple:**  $iMasking = [1\ 2\ 3\ 4]$



$iMasking = [1\ 2\ 3\ 4\ 5]$

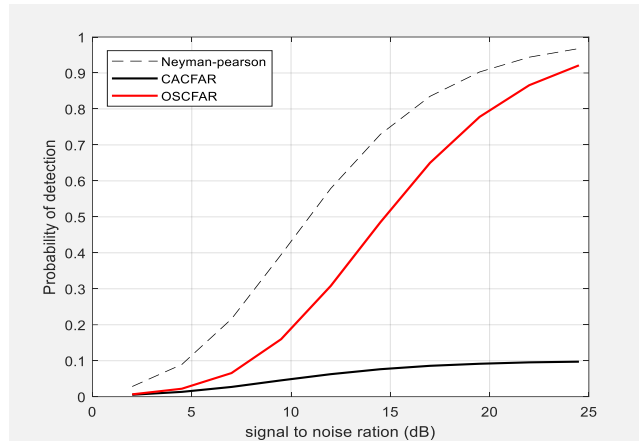


$iMasking = [1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6]$

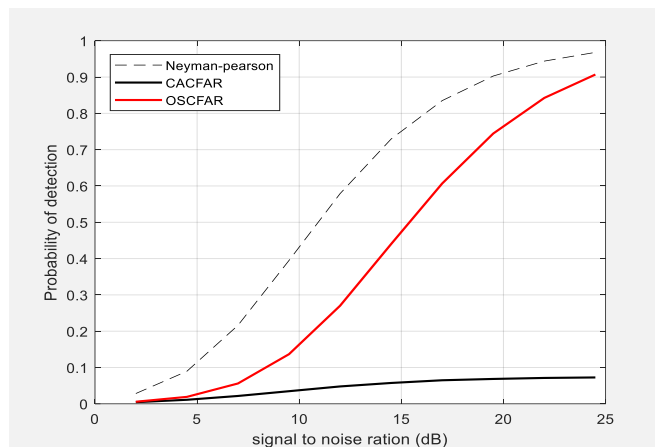


✚ Si  $N=32$  et  $k= (3/4) \times N$  et nombre de cibles interférentes max ici toléré est plus grand  $N-k=8$  on peut arriver à 8 cibles interférentes mais si on dépasse 8 la  $P_d$  diminue.

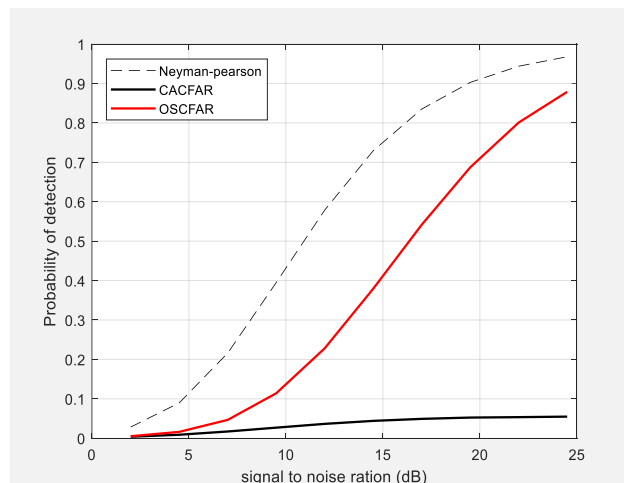
**Exemple:**  $iMasking= [1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6\ 7\ 8]$



$iMasking= [1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6\ 7\ 8\ 9]$



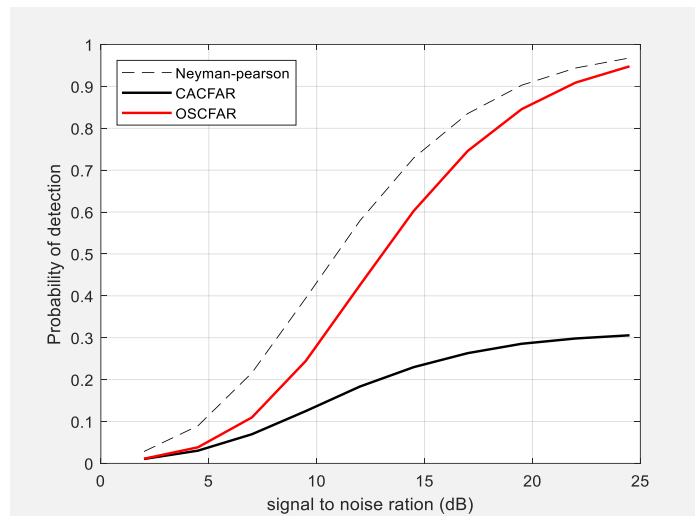
$iMasking= [1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6\ 7\ 8\ 9\ 10]$



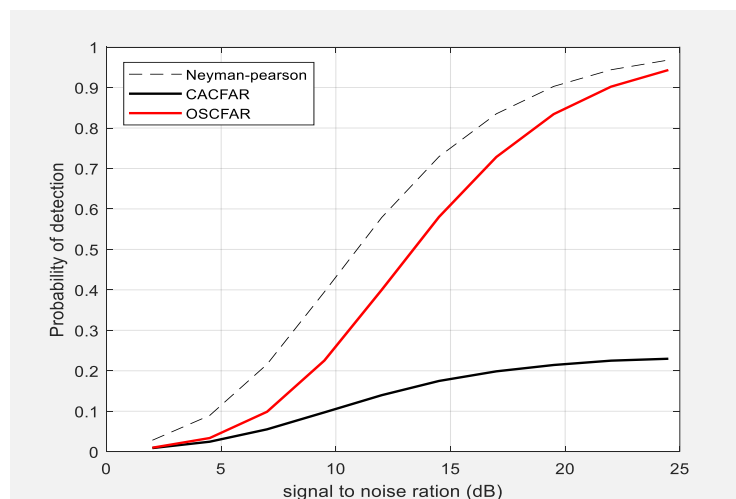


Pour  $N=32$  et  $k=(7/8)=28$  donc  $N-k=32-28=4$  est le nombre max de cibles interférentes

**Exemple:**  $i\text{Masking}=[1\ 2\ 3\ 4]$



$i\text{Masking}=[1\ 2\ 3\ 4\ 5]$



- **Résultats et discussion :**

La variation de la probabilité de détection en fonction du SNR en faisant varier cette fois la probabilité de fausse alarme  $p_{fa}$  et le nombre de cellules. On constate d'après les figures que la probabilité de détection  $P_d$  s'améliore avec l'augmentation de la probabilité de fausse alarme  $p_{fa}$  et le nombre de cellules.

Dans un environnement non homogène le détecteur CA-CFAR a donné des mauvaises détections pour les différentes valeurs de  $p_{fa}$  et  $N$ . Mais le détecteur OS-CFAR est le meilleur dans ce cas.

- **Conclusion :**

Notez que plus les cibles interférentes sont proches de la cible primaire, plus la probabilité de détection est mauvaise. De même, la probabilité de détection est liée au nombre de cibles interférentes. Et cela diffère si c'est dans une fenêtre ou dans les deux.

Lorsque le nombre de cibles interférentes augmente, la probabilité de détection diminue, et ce à chaque fois que nous remarquons que la courbe ca diminue considérablement.

#### **IV.4.Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons considéré en premier lieu le cas des deux détecteurs, et les différences entre les deux types de détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR, en terme de leurs performances dans un environnement homogène et un environnement non-homogène. Le détecteur CA-CFAR a montré une meilleure performance dans l'environnement homogène, par rapport à un environnement non homogène, il présente une dégradation remarquable. Par contre OS-CFAR a montré une robustesse dans l'environnement non-homogène.



**CONCLUSION**

---

**GÉNÉRALE**

---

# Conclusion générale

---

## Conclusion générale:

Dans le cadre de notre projet de fin d'études, nous avons étudié les dispositifs CA-CFAR et OS-CFAR utilisés principalement dans les radars pour obtenir un taux de fausses alarmes constant grâce à un seuil variable adaptatif.

Nous avons étudié et simulé deux types de CFAR, à savoir le CA-CFAR classique et OS-CFAR. Ces simulations avaient pour objet de tracer les probabilités de détection en fonction du rapport signal sur bruit pour différents nombres de cellules et de comparer les performances de ces détecteurs.

Nous avons constaté que les résultats des simulations coïncident parfaitement avec les résultats théoriques.

En ce qui concerne maintenant, la comparaison des performances, on a constaté que le détecteur CA-CFAR a un bon comportement dans un environnement homogène, mais que par contre ses performances se dégradent rapidement lorsque le milieu présente des régions de transition ou devant de cibles multiples.

Dans un environnement homogène, tous les détecteurs ont donné des bonnes détections mais dans l'environnement non homogène, le détecteur OS-CFAR a donné des résultats très proches que le cas optimal.

Dans un environnement non-homogène, le détecteur CA-CFAR a donné des mauvaises détections pour les différentes valeurs de  $p_{fa}$  et  $N$ . Mais dans le cas d'un environnement homogène, il donne des bonnes détections.

Deux procédures de détection ont été envisagées, à savoir le détecteur distribué CA-CFAR qui fonctionne en environnement homogène et le détecteur OS-CFAR qui s'adapte à l'environnement non homogène causé par la présence des cibles interférentes dans les fenêtres de référence amont et aval de la cellule sous test.

CA-CFAR a de bonnes performances en environnement homogène et en revanche, OS-CFAR a de bonnes performances en environnement non homogène et de multiples cibles.

# Bibliographie

- [1] M. Carpentier, « Radars : Bases Modernes », MASSON, 1990, 6 iémé édition.
- [2] M. Carpentier, « Radars : Bases Modernes », MASSON, 1990, 6 iémé édition.
- [3] [www.Tutorial.fr](http://www.Tutorial.fr)
- [4] D. Baron et Al. (2001). “Les radars”.INSA; Paris.
- [5] S.Meguelati, “cours RADAR 3éme année licence aéronautique, “2009.
- [6] M. Barkat. « Signal detection and estimation », Artech house radar library, MA 02062, 2émé édition 2006.
- [7] B. R. Mahafza, « Radars systems analysis and design using MATLAB », COLSA Corporation, Huntsville, Alabama, ISBN 1-58488-182-8 (alk. Paper).
- [8] A.Hadjlarbi et Bellache Eliasse, « Etude comparative des Détecteurs CFAR et les Systèmes distribuées en présences de cibles interférentes », Mémoire d’ingénieur, Département d’électronique, université de M’sila, 2004.
- [9] M. Barkat. “ **Signal Detection And Estimation** “, Artech House Radar Library, Ma 02062, 2Émé Édition 2006.
- [10] A.Hadjlarbi Et Bellache Eliasse, “**Etude Comparative Des Détecteurs Cfar Et Les Systèmes Distribuées En Présences De Cibles Interférentes** ”, Mémoire D’ingénieur, Département D’électronique, Université De M’silla, 2004
- [11] Mahafza, B. R., “**Radar Systems Analysis And Design Using Matlab**,” Phd, Colsa Corporation; Huntsville, Alabama; Chapman & Hall/Crc 2000.

- [12] Latifa Abdou “**Application Des Algorithmes Évolutionnaires À L’optimisation Du Seuil De Détection Dans Les Systèmes Distribués Cfar**”,Thèse De Doctorat En Science En Électronique,Université De Batna, 08 Avril 2009.
- [13] Ong, K. P., “**Signal Processing For Airborne Bistatic Radar**,” Phd Thesis, The University Of Edinburgh, June 2003.
- [14] Kolawole, M. O., “**Radar Systems, Peak Detection And Tracking**,” Phd, Newnes Linacre House, Jordan Hill, Oxford Ox2 8dp-2002.
- [15] Achbi Med Said Et Abadli A/Moutaleb “ **Analyse Des Performances Des Détecteurs Ca, Os Et Mi-Cfar Dans Un Clutter De Distribution Weibull**”, Mémoire De Fin D’étude  
En vue De L’obtention Du Diplôme D’ingénieur D’état En Automatique, Université Mohamed Khider- Biskra Année 2007
- [16] Finn, H.M., Et Johnson, R.S. “*Adaptive Detection Mode With Threshold Control As A Function Of Spatially Sampled Clutter-Level Estimates*”. RCA Review, Année 1968
- [17] Rohling, H. «*Radar CFAR Thresholding In Clutter And Multiple Target Situations* IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System 1983.
- [18] P.P.GANDHI Et S.A. KASSAM, “*Analysis Of CFAR Processors In NonhomogeneousBackground*”, IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System 1988.
- [19] Steenson. B.O “**Detection Performance Of A Mean-Level Threshold**”. IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System 1968.
- [20] N. Levanon, and M. Shor, « **Order statistics CFAR for Weibull background** », IEE Proc., Vol. 137, Pt.F, (3), pp.157-162, June 1990.