

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة البليدة 01 – سعد دحلب

Université de BLIDA 1

Saad Dahlab

Faculté des Sciences et  
Technologie

Département de Electronique

Filière système Télécommunication



Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de master  
académique Spécialité système Télécommunication

**Thème**

**Algorithme De Détection Adaptative Ca-Cfar et Os-Cfar  
Distribué Dans Un Milieu Homogène Et Non Homogène**

Réalisé par : LAHRECHE Ilyes

LAMECHE Hana

Sous la direction de : Doudou Fatma Zohra

Année scolaire 2021-2022

## Résumé

Les performances de la détection du taux constant de fausses alarmes distribuées (CFAR) avec fusion binaire de données sont analysées avec un bruit gaussien dans un milieu homogène et non homogène. Les détecteurs CACFAR et les détecteurs OSCFAR à statistiques ordonnées (OS) sont utilisés comme détecteurs locaux. Avec un modèle de cible Swerling de type I, dans un environnement homogène, la probabilité globale de détection pour une probabilité globale de fausse alarme donnée fixe est maximisée en optimisant les multiplicateurs de seuil pour différents nombres de détecteurs locaux respectivement CACFAR et OS-CFAR et différentes tailles de fenêtre de référence. Dans un milieu non homogène en présence de plusieurs cibles, les performances du système de détection OSCFAR sont analysées et ses performances sont comparées aux performances du système de détection CFAR à moyenne cellulaire distribuée (CA) basées sur la fusion OR et AND.

## Abstract

The performance of distributed constant false alarm rate (CFAR) detection with binary data fusion both in homogeneous and non-homogeneous Gaussian backgrounds is analyzed. The CACFAR and the ordered statistics (OS) CFAR detectors are employed as local detectors. With a Swerling type I target model, in the homogeneous background, the global probability of detection for a given fixed global probability of false alarm is maximized by optimizing the threshold multipliers for different order numbers of the local respectively CACFAR and OS-CFAR detectors and different reference window sizes. In the non-homogeneous background with multiple targets, the performance of the detection System is analyzed and its performance is compared with the performance of the distributed cell- averaging (CA) CFAR detection system based on OR and AND fusion

## الخلاصة

تم تحليل أداء كشف معدل الإنذار الكاذب الثابت الموزع (CFAR) مع دمج البيانات الثنائية في كل من الخلفيات الغوسية المتجانسة وغير المتجانسة. يتم استخدام كاشفات CACFAR والإحصائيات المطلوبة (OS) ككاشفات محلية. مع نموذج هدف Swerling من النوع الأول ، في الخلفية المتجانسة ، يتم تعظيم الاحتمال العالمي للكشف عن احتمال عالمي ثابت معين للإنذار الخاطئ من خلال تحسين مضاعفات العتبة لأرقام الطلبات المختلفة من كاشفات CACFAR و OS-CFAR المحلية على التوالي ومختلفة أحجام النافذة المرجعية. في الخلفية غير المتجانسة ذات الأهداف المتعددة ، يتم تحليل أداء نظام الكشف ومقارنة أدائه مع أداء نظام الكشف عن متوسط الخلايا الموزعة CFAR (CA) على أساس OR و AND الاندماج

# *Remerciements*

*Tout d'abord, nous tenons à remercier dieu tout - puissant,  
de nous avoir Donne la force à Travers nos choix de réaliser  
Ce Modest travail*

*Nous tenons à remercier madame Doudou d'avoir acceptée  
d'assuré la direction du présent mémoire et qu' nous a  
accompagné et guidé tout au long de ce travail.*

*On la remercier sincèrement pour ses conseils précieux, sa  
présence au moment de doute, son professionnalisme, ses  
instructions claires et ses encouragements.*

*Pour tout cela, nous tenons à lui exprimer notre vive  
reconnaissance*

*Nos plus vits remerciements vont aux examinateurs  
Dr. GUESSOUM Abderezak et Dr. MELIANI Hamza qui  
ont accepté de lire et de corriger notre travail à la Lumière  
de leurs compétences notables dans ce domaine..*

*Enfin, nous remercions tous ceux ou celles qui ont agi dans  
l'ombre ET participe discrètement à l'accomplissement de Ce  
travail.*

# *Dédicace*

*Ont dédié ce modeste travail particulièrement à nos mes chers parents qui ont consacré leur précieux temps et leur patience attentive se souciant à nous cadrer dans nos tâches combien diverses. Leur tendresse et d'affection nous a été un énorme soutien moral pour qu'on puisse arriver à ce stade.*

*A nos mères spécialement qui nous encouragé et soutenu pendant tout ce temps qui sans elles, on n'aura pas réussi.*

*Qu'elles trouvent ici notre amour et notre affection.*

*A nos pères, qui ont toujours été à notre disposition pour nous et prêt à nous aider. On l'on confirme notre amour et notre profond respect.*

*A mes chers sœurs et frères*

*A mes amis*

*A tous ceux qu'on a connus au cours de notre cursus.*

*Sans oublier tous les professeurs de l'enseignement supérieur.*

*Lahreche Ilyes et Lameche Hana*

## Table des matières

---

Introduction Général.....	10
Chapitre I.....	12
GÉNÉRALITÉS SUR LE RADAR .....	12
Historique du Radar :.....	13
I.1 Introduction.....	14
I.2. Composants d'un Radar.....	14
I.3. Principe de Fonctionnement d'un Radar .....	15
I.4. Différents types de Radars.....	16
I.4.1. Radars imageurs / Radars non-imageurs.....	16
I.4.3. Radars à impulsions.....	17
I.4.4. Radars secondaires .....	17
I.5. Clutter et Bruit [15] .....	18
I.5.1. Définition de Clutter.....	18
I.5.2. Définition de Bruit.....	18
I.5.3. Types de Clutter (fouillis).....	19
I.6. Équation Radar[15] .....	20
I.7. Ambiguïté en distance [15].....	21
I.8. Radar et effet Doppler .....	22
I.9. Modèles de cibles fluctuantes .....	23
I.9.1. Modèle 1 de Swerling :.....	24
I.9.2. Modèle 2 de Swerling :.....	25
I.9.3. Modèle 3 de Swerling.....	25
I.9.4. Modèle 4 de Swerling.....	25
I.9.5. Modèle 0 ou 5 de Swerling .....	26
I.10. Théorie et Critères de décision.....	26
I.11. Critère de décision.....	28
I.11.1. Critère de Bayes .....	28
I.11.2. Critère de Neyman-Pearson : .....	29
I.12 Techniques de détection .....	30

## Table des matières

---

I.12.1. Détection optimale.....	31
I.12.2 Détection à seuil fixe .....	33
I.12.3. Détection a seuil adaptatif.....	35
I.13. Conclusion .....	36
Chapitre 2.....	37
Détection à taux de fausse alarme constant CFAR.....	37
II.1. Introduction : .....	38
II.2.4. Environnement.....	38
II.2.4.1. Environnement homogène .....	38
II.2.4.2. Environnement non homogène .....	39
II.2. Processeur CFAR.....	42
II.2.1 Définition CFAR.....	42
II.2.2 Principe de fonctionnement .....	42
II.2.3 Probabilité de fausse alarme .....	43
II.3 Étude de CA-OS CFAR .....	47
II.3.1 Processeur CA-CFAR .....	47
II.3.2 Processeur OS-CFAR .....	50
II.4. Conclusion.....	52
Chapitre 3.....	53
Études de centre fusion binaire de processeur .....	53
CA-CFAR et OS-CFAR .....	53
Introduction.....	54
III .1. DÉTECTION CA-CFAR AVEC FUSION DE DONNÉES .....	55
III.2. Règle de Fusion AND .....	58
III.3. Règle de la Fusion OR .....	59
III.4. Règle de la fusion AND .....	61
III.5. Règle de la Fusion OR .....	62
III.6. Conclusion.....	63
Chapitre 4 .....	64
Simulation Et Interprétation .....	64

## Table des matières

---

IV.1. Introduction .....	65
IV.2. Processeurs CA-CFAR et OS-CFAR dans un milieu homogène .....	66
IV.3. Processeurs CA-CFAR et OS-CFAR dans environnement non homogène .....	68
IV.4. Fusion AND & OR binaire Processeur CA-CFAR.....	72
IV.5. Fusion OR & AND binaire - Processeur OS-CFAR.....	74
IV.5. Conclusion.....	76
CONCLUSION GÉNÉRALE .....	77
Conclusion générale .....	78
Perspectives .....	79
Bibliographies.....	80

## LISTES DES FIGURES

Figure I.1: Une antenne Radar longue portée ALTAIR .....	14
Figure I.2 : synoptique d'un Radar.....	15
Figure I.3 : Principe du Radar .....	15
Figure I.4 : Radars Primaires .....	16
Figure I.5 : Radar Secondaire .....	17
Figure I.6 : Illustration de l'ambiguïté en distance. ....	22
Figure I.7 : Modèles de surface équivalente .....	24
Figure I.8: Swerling 1 .....	24
Figure I.9 : swerling 2 .....	25
Figure I.10 : swerling 3.....	25
Figure I.11 : Swerling 4.....	25
Figure I.12 : Swerling 5 .....	26
Figure I.13: Variations de la Pfa en fonction de la puissance du bruit .....	31
Figure I.14: principe de détection.....	31
Figure I.16 Diagramme d'un détecteur classique.....	32
Figure I.17 :Principe de la détection à seuil fixe .....	34
Figure I.18: Principe de la détection à seuil adaptatif .....	36
Figure II.1 fenêtre de référence balayant un environnement non homogène.....	39
Figure II.2: Illustration de cible interférente .....	39
Figure II.3: Différentes situations d'environnements non homogènes.....	41
Figure (II.4) Matrice des cellules Portée-Doppler.....	42
Figure II.5: Schéma de principe du détecteur CFAR .....	43
Figure II.6: Processeur CA-CFAR .....	48

## Table des matières

---

Figure (II.7) Processeur OS-CFAR .....	51
Figure III.1 distribué CA-CFAR détection avec fusion des données .....	55
Figure IV.1 : Pd environnement homogène .....	66
Figure IV.2 : Pd environnement homogène .....	66
Figure IV.3 : Pd environnement homogène .....	67
Figure IV.4 : Pd environnement homogène .....	67
Figure IV.5 : Pd présence de 3 interférences N=16.....	68
Figure IV.6 : Pd présence de 4 interférences N=16.....	69
Figure IV.7 : Pd présence de 6 interférences N=16.....	69
Figure IV. 8 : Pd présence de 6 interférences fenêtre gauche N=24 .....	70
Figure IV. 9: Pd avec 6 interférences reparties entre 2 fenêtres différentes N=24.....	70
Figure IV. 10 : Pd avec 7 interférences et N=24 .....	71
Figure IV. 11 : Pd avec 8 interférences et N=24 .....	71
Figure IV.12: Pd fusion OR & AND du CA-CFAR environnement homogène.....	72
Figure IV.13 : Pd fusion OR & AND du CA-CFAR avec interférences .....	73
Figure IV.14 : Pd fusion OR & AND du CA-CFAR avec interférences .....	73
Figure IV.15. Pd fusion OR & AND du OS-CFAR environnement homogène .....	74
Figure IV.16 : Pd fusion OR & AND du OS-CFAR avec interférences .....	75
Figure IV.17 : Pd fusion OR & AND du OS-CFAR avec interférences .....	75

## Liste des tableaux

<i>Tableau I.1 :Erreur de détection.....</i>	32
<i>Tableau II.1 : Valeurs du facteur d'échelle du CA-CFAR .....</i>	47
<i>Tableau II.2 :Valeurs du facteur d'échelle de l'OS-CFAR .....</i>	49
<i>Tableau III.3 :Règle de la fusion AND .....</i>	55
<i>Tableau III.4 : Règle de la fusion OR.....</i>	57

## Table des matières

---

### GLOSSAIRE

B :	Bruit
C :	Célérité de lumière
CA-CFAR :	Cell Averaging CFAR
CFAR :	Constant False Alarm Rate
D :	Distance antenne cible
dB :	Décibels
FGM :	la fonction génératrice des moments
H <sub>0</sub> :	Représente l'hypothèse de l'existence du bruit seul
H <sub>1</sub> :	Représente l'hypothèse de l'existence du signal plus bruit
Int :	Nombre d interférence.
S :	Rapport signal sur bruit
N :	Taille de fenêtre de référence
(N-P) :	Configuration nombre d'interférence admissible
OS-CFAR :	Ordered Statistics CFAR
PDF :	Fonction Densité de probabilité
P <sub>d</sub> :	Probabilité de détection
P <sub>fa</sub> :	Probabilité de fausse alarme
U, V :	Demi-fenêtre de référence
$\Delta T$ :	la distance

# Introduction Général

Dans la vie quotidienne, on doit toujours prendre des décisions, la même chose pour les problèmes de la détection du signal radar, nous devons prendre une décision de l'existence ou de l'absence des cibles grâce au traitement du signal retourné. Le radar (Radio Detection And Ranging) est un système qui utilise les ondes électromagnétiques pour détecter la présence et déterminer la position ainsi que la vitesse d'objets tels que les avions, les bateaux, etc. Les ondes envoyées par l'émetteur sont réfléchies par la cible, et les signaux de retour (appelés écho radar ou écho-radar) sont captés et analysés par le récepteur, souvent situé au même endroit que l'émetteur. Le traitement et l'analyse des signaux radar sont devenus certainement une discipline autonome très spécialisée en pleine expansion. Ceci s'explique par la diversité des applications du radar dans des secteurs variés tels que la surveillance maritime et aérienne, la météorologie, la surveillance des ressources naturelles par télédétection, le contrôle routier, le guidage et la recherche des missiles. Dû à ce vaste champ d'applications, les radars présentent certaines particularités qui les rendent particulièrement intéressants par rapport aux autres instruments de communication. Des méthodes adaptatives ont été proposées pour analyser et perfectionner la détection radar. Les dispositifs utilisant ces méthodes sont appelés détecteurs CFAR (Constant False Alarm Rate). L'objectif est de détecter une cible en présence du bruit et du fouillis tout en maintenant un taux de fausse alarme constant. Des méthodes adaptatives ont été proposées pour analyser et perfectionner la détection radar. Les dispositifs utilisant ces méthodes sont appelés détecteurs CFAR (Constant False Alarm Rate) .

Dans des situations pratiques, la distribution du fouillis de l'environnement peut ne pas être homogène. Cette non-homogénéité est due soit à un bord de fouillis étendu ou à la présence de cibles interférentes. Ces deux cas de non homogénéité du fouillis qui peut se produire dans une situation réelle sont généralement utilisés pour vérifier la robustesse de l'algorithme de détection. L'amplitude du fouillis découlant de la haute résolution et/ou d'un faible angle d'incidence du radar s'écarte de la distribution Gaussienne. . Parmi les détecteurs CFAR les plus utilisés, on

## Table des matières

---

trouve la procédure CA-CFAR (Cell Averaging) [5] et la procédure OS-CFAR (Order Statistic) [7]

Le travail de ce mémoire est structuré en quatre chapitres :

Dans le chapitre 1, nous allons présenter en premier lieu les composantes principales d'un rada, les types de radars et la classification de radars ensuite on a vu les différentes modelés de cible fluctuante et les critères de décision comme byes et neyman-person et quelques techniques de détection .

Dans le chapitre 2 nous allons présenter en premier lieu les deux environnements (homogène et non homogène). Ensuite , Pour remédier le problème du nombre de fausse alarmes causé par l'utilisation du seuil fixe, la détection adaptive CFAR est expliquée où deux détecteurs CFAR (CA et OS) non-paramétriques seront introduits lorsque le clutter est membre de classe de distributions d'échelle et de puissance invariants. Une conclusion est donnée à la fin de ce chapitre.

Le chapitre suivant , nous présentons un nouveau détecteur comme on gardé le CA-CFAR dans un environnement homogène avec des pertes en détection moindre de celle de l'OS- CFAR, et l'OS-CFAR dans un environnement non homogène pour éviter les dégradations de performances du CA-CFAR, on va fusionner deux CA-CFAR avec and et or , et deux OS-CFAR avec and et or également .

Dans le dernier chapitre a pour but de présenter une série de simulations Monte-Carlo pour comparer les performances des détecteurs OS, CA dans les deux milieux homogène et ,non homogène. Ensuite on a fait la fusion binaire avec les deux processeurs OS et CA-CFAR

# Chapitre I

## GÉNÉRALITÉS SUR LE RADAR

### Historique du Radar :

Il serait vain de chercher à attribuer l'invention du Radar à un savant en particulier, ou à une nation unique. On doit plutôt considérer le „Radar“ comme le résultat de l'accumulation de nombreuses recherches menées antérieurement, et auxquelles les scientifiques de plusieurs pays ont parallèlement participé. Au fil de cette histoire il existe néanmoins des points de repères qui correspondent à la découverte de quelques grands principes de base ou à des inventions importantes

1865 :Le physicien anglais James Clerk Maxwell développe sa théorie de la lumière électromagnétique (Description de l'onde électromagnétique et de sa propagation)

1886 :Le physicien allemand Heinrich Rudolf Hertz démontre l'existence physique des ondes électromagnétiques et confirme ainsi la théorie de Maxwell.

1904 :Le technicien allemand spécialiste des ondes hertziennes Christian Hülsmeier invente le « Telemobiloskop », appareil de prévention des collisions en mer. Il mesure le temps de parcours de l'onde électromagnétique, sur le trajet aller-retour, entre l'antenne et un objet métallique (navire). Un calcul de la distance est donc possible. Il s'agit du premier test pratique du Radar. Hülsmeier dépose le brevet de son invention en Allemagne, en France et au Royaume Uni.

1921 :Invention par Albert Wallace Hull d' un oscillateur à haut rendement: le Magnétron.

1922 :Albert H. Taylor et Leo C. Young, du Naval Research Laboratory (USA), détectent pour la première fois un navire en bois.

1930 :Lawrence A. Hyland (également du Naval Research Laboratory), réalise la première détection d'un aéronef.

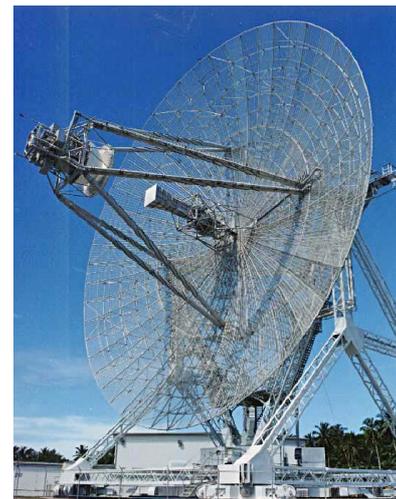
1931 :Un navire est équipé d'un Radar. Les antennes sont des paraboles équipées de cornets d'émission.

1936 :Développement du Klystron par Metcalf et Hahn. Ce sera un composant important des équipements Radar, comme amplificateur ou oscillateur.

1940 :Différents équipements Radar sont développés aux USA, en Russie, en Allemagne, en France et au Japon.Accélérées par la montée en puissance vers une guerre qui semble inévitable, et par le développement général de l'arme aérienne, les recherches dans le domaine de la technologie Radar génèrent des avancées techniques significatives durant la seconde guerre mondiale. Pendant la guerre froide, des radars sont déployés en grande quantité de part et d'autre du « rideau de fer », et en particulier le long des frontières allemandes.[15]

## I.1 Introduction

Radar (Radio Détection et Ranging) qui peut se traduire par détection et estimation de distance via ondes radio ou simplement suivi radio. Le terme a été utilisé pour la première fois par l'armée américaine pendant la Seconde Guerre mondiale. C'est un système électromagnétique dédié à la détection et à l'identification de cibles éventuelles (avions civils ou militaires, bateaux ou encore pluie, etc.) Le radar émet des ondes électromagnétiques et analyse les échos renvoyés par les cibles que nous venons d'identifier comme appelées en premier.



*Figure I.1: Une antenne Radar longue portée ALTAIR*

## I.2. Composants d'un Radar

Un radar est formé de différentes composantes :

- **l'émetteur** : qui produit l'onde radio.
- **Un guide d'ondes** : qui amène l'onde vers l'antenne sur les radars à hyperfréquences.
- **le duplexeur** : un commutateur électronique, dirige l'onde vers l'antenne lors de l'émission puis le signal de retour depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception quand on utilise un radar mono-statique. Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions. Il est primordial qu'il soit bien synchronisé, puisque la puissance du signal émis est de l'ordre du mega-watt ce qui est trop important pour le récepteur qui, lui, traite des signaux d'une puissance de l'ordre de quelques nano-watts. Au cas où l'impulsion émise serait dirigée vers le récepteur, celui-ci serait instantanément détruit.
- **l'antenne** : dont le rôle est de diffuser l'onde électromagnétique vers la cible avec le minimum de perte. Sa vitesse de déplacement, rotation et/ou balancement, ainsi que sa position, en élévation comme en azimut, sont généralement asservies mécaniquement, mais parfois aussi électroniquement. L'antenne est sollicitée tant en émission qu'en réception. Ces deux fonctions peuvent être cependant séparées entre deux antennes dans le cas de radars multistatiques.
- **le récepteur** : qui reçoit le signal incident (cible - antenne - guide d'ondes - duplexeur), le fait émerger des bruits radios parasites, l'amplifie, le traite .
- **un étage de traitement de signal** : permettant de traiter le signal brut afin d'en extraire des données utiles à l'opérateur (détection, suivi et identification de cible; extraction de paramètres météorologiques, océanographiques, etc.). Le tout est contrôlé par le système électronique du radar, programmé selon un logiciel de sondage. Les données obtenues sont alors affichées aux utilisateurs.

Le schéma ci-dessous illustre les différentes composantes d'un radar :

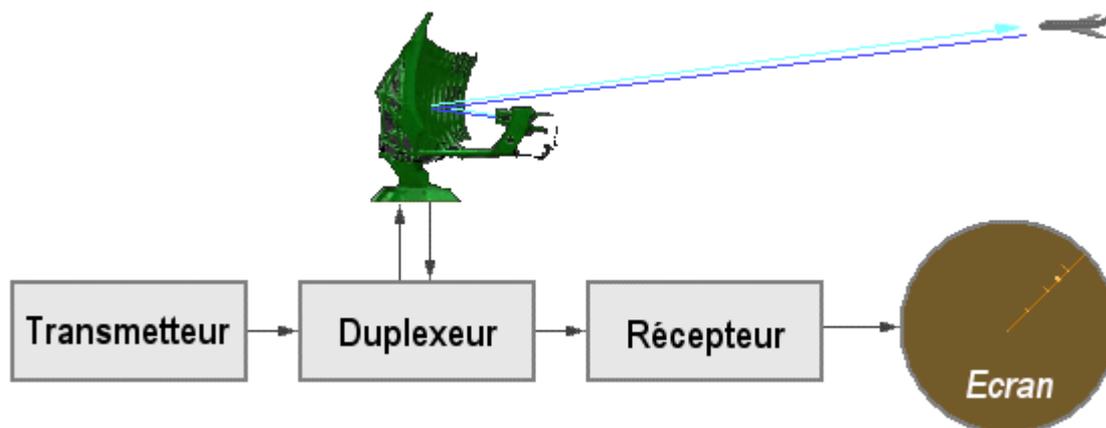


Figure I.2 : synoptique d'un Radar

### I.3. Principe de Fonctionnement d'un Radar

Le système radar travaille sur le principe qu'un émetteur émet dans son environnement un faisceau d'ondes radioélectriques et attend qu'ils se réfléchissent par la cible et se détectent par un récepteur pour donner des informations tels que : la position qu'elle est estimée à partir du calcul de temps de retour de signal ce qui indique aussi la distance si  $(\Delta T)$  est la différence entre les instants d'émission et de réception et  $c$  la célérité des ondes radio dans l'air, la distance  $d$  de la cible au radar, en supposant que l'émetteur et le récepteur soient au même endroit, est donnée par la relation



Figure I.3 : Principe du Radar

$$D = \frac{c \times \Delta T}{2} \quad (I.1)$$

À partir du temps de retour de signal on peut aussi indiquer la position angulaire de l'antenne, la vitesse est mesurée à partir du changement de fréquence du signal par l'effet doppler.

#### **I.4. Différents types de Radars**

Il existe plusieurs types de Radars que, parmi eux :

##### **I.4.1. Radars imageurs / Radars non-imageurs**

Un radar imageur permet de présenter une image de l'objet (ou de la zone) Observé. Les radars imageurs sont utilisées pour cartographier la terre, les autres planètes, les astéroïdes, etc. Ils offrent aux systèmes militaires une capacité de classification des cibles

##### **I.4.2. Radars primaires**

Un radar primaire (primary surveillance radar ou PSR en anglais) émet des impulsions hyperfréquences à l'aide d'une antenne, les impulsions sont partiellement réfléchies par l'objet volant et reviennent à l'antenne. Un récepteur mesure le temps entre l'émission et le retour des impulsions. Cette durée et la direction de l'impulsion permettant de calculer la position de l'objet volant. Il existe aujourd'hui des radars primaires avec déterminations de la position en deux dimensions (2D) (distance et azimuth) ou en trois dimensions (3D) (distance, azimuth, altitude). Les radars primaires permettant de détecter et de suivre dans l'espace aérien surveillé tous les objets qui réfléchissent suffisamment les ondes radars (y compris les phénomènes météorologiques, les vols d'oiseaux, les échos de sol, etc. ).



*Figure I.4 : Radars Primaires*

### I.4.3. Radars à impulsions

Radars de impulsions Les radars de impulsions émettent incontinent impulsions pour avertissement hyperfréquence de fort toute-puissance puis il attend l'écho due signal transmis durant seul évident moment préalablement qu'elle ne transmette une événement influence Détecteur de impulsions est habituellement utilisé quand ceci est indispensable à dépister des cibles au milieu d'un évident débit pour l'espace et pour prédéterminer la disproportion et le redressement et sur certains éventualité la vitesse pour chacun objectif Le principe pour détecteur pulsé nécessitent habituellement l'émission pour grandes puissances et probablement peu implexe et coûteuse

### I.4.4. Radars secondaires

Le détecteur secondaire fonctionne suivant seul principe divergent la cible qu'il éclaire génère (de manière active) les signaux pour explication Le détecteur secondaire transmet des impulsions hyperfréquences (appelées interrogations) Celles –ci n'ont rien à objectif d'être réfléchies la objectif étant sortie d'un transpondeur lequel les reçoit et les traite Puis le transpondeur met de structure et émet seul télégramme pour explication lequel peut être reçu et décodé dans notre détecteur secondaire Sur le éventualité des radars secondaires la collaboration indispensable pour la cible (utilisation d'un transpondeur) permet une peu fort diminutif pour la toute-puissance émise (par rapportage de seul détecteur élémentaire offrant une portée pour télédétection identique)



*Figure I.5 : Radar Secondaire*

### **I.5. Clutter et Bruit [15]**

Dans les Radars modernes de poursuite et de surveillance, la déclaration de la présence ou de l'absence d'une cible est faite sur la base d'une comparaison du signal des échos reçus par rapport à un seuil prédéfini. Ce signal est généré de trois différentes sources

- De la cible
- Du bruit thermique
- Du clutter environnant

#### **I.5.1. Définition de Clutter**

Les ondes émises par un radar sont réfléchies par presque toutes les surfaces illuminées. La rétrodiffusion au radar sera donc contaminée par différents échos indésirables pour l'utilisateur. Dans le cas d'un radar de contrôle aérien, ce sont les échos d'avions qui doivent être reconnus et tout le reste devient des échos indésirables. Pour un radar météorologique, ce sont les précipitations qui sont d'intérêts et le reste est du fouillis.

Le fouillis est formé d'échos parasites et de bruit de fond. Les échos parasites incluent les retours du sol, de la mer, des édifices, des cibles biologiques comme les oiseaux et les insectes, etc. Dans le cas des radars de surveillance aérienne, les avions se déplacent beaucoup plus vite que tous les autres échos, y compris les précipitations, et un filtre reconnaissant la vitesse de déplacement des cibles peut donc éliminer la plus grande partie des échos parasites de l'écran. Un filtre qui ne laisse passer que les cibles en mouvement est appelé Visualisation des cibles mobiles.

#### **I.5.2. Définition de Bruit**

En réalité le signal traité par le détecteur pour décider est toujours accompagné d'un bruit de fond de nature aléatoire, L'existence de ce bruit confère une nature statistique au problème de la détection radar Ce bruit de fond est constitué de deux types de bruit

le premier, présent dans tous les dispositifs physiques, est le résultat des interférences de signaux parasites provenant de différentes sources telles que le bruit thermique dans les systèmes de température absolue supérieure à zéro, le bruit produit par les radiations venant de l'environnement externe, le bruit généré par les semi-conducteurs, etc. le deuxième type de bruit est appelé fouillis.

### I.5.3. Types de Clutter (fouillis)

➤ *Le fouillis de la terre*

Il dépend de la réflectivité de la nature du sol ou terrain (ex : fouillis ponctuel produit par les bâtiments, etc.)

➤ *Le fouillis de Mer*

L'état de la mer est lié à la force du vent. Il peut être considéré comme un conducteur imparfait pour une certaine gamme de fréquence. Les éléments de la mer font qu'elle soit un générateur de parasites redoutables pour les Radars.

➤ *Le fouillis atmosphérique*

Le fouillis atmosphérique est représenté par :

Fouillis de pluie

Fouillis de neige

Fouillis de nuage

Fouillis de brouillard.

➤ Les échos indésirables dus aux oiseaux, aux insectes, et aux effets de réfraction de l'atmosphère sont aussi un autre genre de fouillis.

Parfois pour occulter des Radars, on largue dans le ciel des paillettes légères dont la longueur d'onde est adaptée à la longueur d'onde des Radars. On appelle ce type de fouillis « Le Chaff».

De ces types, trois classes de clutter peuvent être distinguées :

➤ Le clutter à distribution homogène comme : le clutter de mer non agitée, de la pluie, de la neige et le clutter des chaffs.

➤ Le clutter à distribution non homogène comme : le clutter de sol et la mer non agitées.

➤ Le clutter ponctuel qui est dû aux essaims d'oiseaux aux éléments terrestres et aux surfaces des véhicules.

### I.6. Équation Radar[15]

L'équation radar permet de calculer la portée d'un radar connaissant les caractéristiques techniques des éléments intervenant dans la transmission, à savoir les constituants du radar, la cible et le milieu de transmission entre la cible et le radar.

Cette équation peut être obtenue de la manière suivante. Supposons que l'antenne émettrice du radar soit isotrope, c'est-à-dire rayonne avec la même intensité dans toutes les directions de l'espace. Si l'on désigne par  $P_t$  la puissance émise par cette antenne, alors la densité surfacique de puissance  $W_{iso}$  à la surface d'une sphère centrée à l'antenne émettrice et de rayon  $R_1$  quelconque ne dépend pas de la direction de l'espace considérée et s'écrit :

En pratique, l'antenne radar n'est pas isotrope mais directive : elle rayonne plus de puissance dans certaines directions que dans d'autres. On dit qu'elle a un gain. Pour définir le gain, considérons deux antennes, l'une isotrope et l'autre quelconque situées au même point de l'espace et émettant la même puissance.

$$W_{iso} = \frac{P_t}{4\pi R_1^2} \quad (I.2)$$

Le gain de l'antenne quelconque est alors le quotient de sa densité surfacique maximale de puissance à la surface d'une sphère de rayon quelconque, à la densité surfacique de puissance de l'antenne isotrope sur cette même sphère. La densité surfacique de puissance  $W_t$  dans la direction du rayonnement maximum d'une antenne de gain  $G_t$  s'écrit donc d'après l'équation (I.2) :

$$W_t = W_{iso} G_t = \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \quad (I.3)$$

Une cible de SER  $\sigma$  située à la distance  $R_1$  de l'antenne émettrice reçoit ainsi une puissance :

$$P_r (cible) = W_t \sigma = \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi R_1^2} \quad (I.4)$$

En supposant que la puissance  $P_r (cible)$  reçue par la cible soit réémise comme une antenne isotrope, la puissance reçue par l'antenne réceptrice, située à la distance  $R_2$  de la cible et possédant une aire équivalente  $A_e$ , est :

$$P_r = P_r (cible) \frac{A_e \sigma}{4\pi R_2^2} \quad (I.5)$$

Or l'aire équivalente  $A_e$  est liée au gain  $G_r$  de l'antenne réceptrice par la relation [3] :

$$A_e = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (\text{I.6})$$

Où  $\lambda$  est la longueur d'onde de travail du radar. L'équation radar s'obtient en substituant les équations (1.4) et (1.6) dans (1.5) :

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \quad (\text{I.7})$$

L'équation radar (I.7) est celle d'un radar bi-statique, c'est-à-dire d'un radar dont les antennes émettrice et réceptrice sont séparées, éventuellement situées dans des endroits différents. Dans le cas d'un radar mono-statique, qui est un radar dont l'antenne est à la fois émettrice et réceptrice, l'équation (I.7) se simplifie car  $R_1 = R_2 = R$  et  $G_t = G_r = G$  :

$$P_r = \frac{P_t \lambda^2 G^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (\text{I.8})$$

Ainsi, si  $P_{(min)}$  est la puissance minimale détectable par le récepteur, alors la portée  $R_{max}$  du radar a pour expression

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{r(min)}}} \quad (\text{I.9})$$

### I.7. Ambiguïté en distance [15]

Les émissions du radar sont périodiques et constituées d'un court intervalle  $r$  pendant lequel l'émission proprement dite se fait et d'une longue période d'attente d'un écho éventuel. Supposons qu'après deux émissions successives le radar ait reçu un écho. Cet écho peut bien correspondre à la première émission comme à la deuxième émission, mais le radar considère naturellement qu'il s'agit d'un écho de la dernière émission. Il calcule donc la distance de la cible et trouve  $R_2$ , alors que la distance  $R_1$  convient aussi.

D'une manière générale, toutes les distances de la forme  $R_2 + k(R_2 - R_1)$ , où  $k$  est un entier positif, sont candidates. Il est ainsi à priori impossible de trancher sur la bonne distance : on

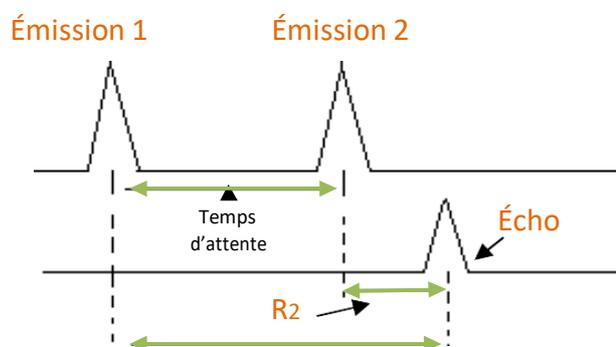


Figure I.6 : Illustration de l'ambiguïté en distance.

dit qu'il y a une ambiguïté en distance.

Afin d'éviter cette ambiguïté, il est nécessaire de prendre la période de récurrence des émissions de telle sorte que l'écho des cibles situées au-delà de  $R_2 - R_1$  ne soit pas perçu

### I.8. Radar et effet Doppler

Les cibles recherchées par un radar sont généralement mobiles relativement au radar. Les ondes reçues par la cible et le radar sont donc sujettes à l'effet Doppler, qui est un phénomène qui se manifeste par un décalage entre la fréquence émise par une source et celle reçue par un observateur en mouvement relatif par rapport à la source [1]. Ce décalage de fréquence, noté  $f_D$  et appelé fréquence Doppler, est lié à la vitesse radiale  $v_r$  de l'observateur par rapport à la source par l'expression :

$$f_D = \frac{v_r}{\lambda} \quad (\text{I.10})$$

Où,  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal émis.

Dans le cas du radar, ce phénomène se produit deux fois lors d'un aller-retour de l'onde.

La première fois, le radar est une source et la cible un observateur, ce qui entraîne le décalage donné par (I.10) ; la seconde fois, la cible devient une source et le radar un observateur, ce qui donne un deuxième décalage égal au premier. Le décalage total est donc la somme des deux, et l'expression (I.10) devient :

$$f_D = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (\text{I.11})$$

Dans l'équation (I.11), la vitesse  $V_r$  peut être positive ou négative. Si  $V_r$  est négative, la cible est en éloignement et la fréquence Doppler  $f_D$  est négative : la fréquence de l'écho est décalée vers le bas : si  $V_r$  est positive, la cible est en rapprochement et la fréquence Doppler  $f_D$  est positive:

La fréquence de l'écho est décalée vers le haut ; enfin, si  $V_r$  est nulle, ce qui correspond à des cibles de distance fixe au radar (sol, bâtiments, reliefs, etc.), la fréquence de l'écho n'est pas décalée.

En pratique, la fréquence Doppler est très faible comparée à la fréquence de travail du radar car la vitesse des cibles réelles est négligeable devant celle des ondes radio. Malgré cela, des techniques pour mesurer cette fréquence existent et l'effet Doppler est exploité dans l'estimation de la vitesse et la distinction entre cibles mobiles (avions) et fixes (sol)

### I.9. Modèles de cibles fluctuantes

Lorsque le signal émis par un radar rencontre une cible, la puissance réfléchi par celle-ci dépend de sa surface (ou aire) équivalente radar (SER). La SER est liée à la puissance  $P_r$  reçue par la cible lorsqu'elle est immergée dans un espace où règne une densité surfacique de puissance  $W$  par l'expression :

$$P_r = A_e W \quad (\text{I.12})$$

Où  $A_e$  désigne l'aire équivalente de la cible. L'équation (I.12) montre que plus la SER est grande, plus l'amplitude du signal réfléchi est élevée.

En général, la SER d'une cible réelle n'est pas constante dans le temps lorsque celle-ci est en mouvement. Il en résulte que quand la cible entre dans le faisceau émis par le radar, elle reçoit un groupe d'impulsions pendant la durée de l'illumination, et réfléchit en conséquence un train d'impulsions dont l'amplitude fluctue plus ou moins lentement d'une impulsion à une autre.

Selon leur rapidité, on distingue deux types de fluctuations de la SER. Les fluctuations sont dites de balayage à balayage si l'amplitude des impulsions réfléchies situées dans le même groupe est constante, mais peut être variable d'un groupe à un autre, c'est-à-dire d'un balayage à un autre; elles sont d'impulsion à impulsion si cette amplitude varie d'une impulsion à une autre dans le même groupe. Dans le premier cas, la SER fluctue à chaque balayage et dans le deuxième cas à chaque impulsion.

Pour modéliser la fluctuation des cibles, il y a principalement quatre cas, dits de Swerling, correspondant à des modèles mathématiques décrivant l'enveloppe de la distribution des amplitudes des échos. Ces modèles sont numérotés de 1 à 4 avec un modèle supplémentaire (ou 0) moins utilisé que les précédents [3,4].



Figure I.7 : Modèles de surface équivalente

### I.9.1. Modèle 1 de Swerling :

Dans le modèle 1 de Swerling, les fluctuations sont de balayage à balayage. L'enveloppe du train d'impulsions est une variable aléatoire dont la densité de probabilité est de Rayleigh :

$$P(S) = \frac{1}{m_s} \exp\left[-\frac{S}{m_s}\right], S \geq 0 \quad (\text{I.13})$$

Où  $S$  est le rapport de puissance signal sur bruit et  $m_s$  la moyenne de  $S$ . En outre, les phases initiales des impulsions sont des variables aléatoires statistiquement indépendantes avec des densités de probabilité uniformes [5,3].

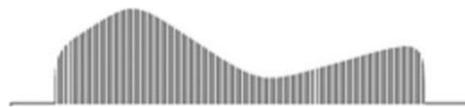
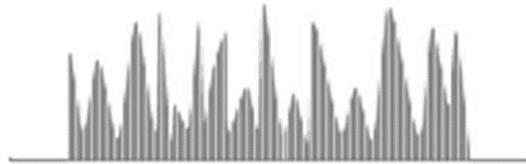


Figure I.8: Swerling 1

**I.9.2. Modèle 2 de Swerling :**

Dans ce cas, les fluctuations sont d'impulsion à impulsion. L'amplitude de chaque impulsion, au lieu de chaque groupe d'impulsions, est une variable aléatoire indépendante de même densité que le cas 1. Les phases initiales sont aussi des variables aléatoires indépendantes avec des densités uniformes.

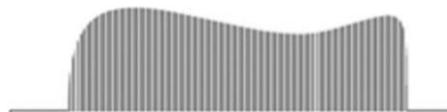


*Figure I.9 : swerling 2*

**I.9.3. Modèle 3 de Swerling**

Dans ce cas, les fluctuations sont de balayage à balayage. Le modèle 3 diffère du modèle 1 par la densité de probabilité :

$$P(S) = \frac{4S}{m_s^2} \exp\left[-\frac{2S}{m_s}\right], S \geq 0 \quad (\text{I.14})$$



*Figure I.10 : swerling 3*

**I.9.4. Modèle 4 de Swerling**

Dans ce cas, les fluctuations sont d'impulsion à impulsion. Le modèle 4 est similaire au modèle 2 mais sa densité de probabilité est donnée par (I.14).



*Figure I.11 : Swerling 4*

### I.9.5. Modèle 0 ou 5 de Swerling

Le modèle 5, appelé aussi modèle 0, correspond aux cibles non fluctuantes. L'amplitude du signal reçu est supposée constante et inconnue. Ce cas est moins utilisé que les cas précédents.

En pratique, les cas 1 et 2 correspondent à des cibles constituées de nombreux réflecteurs indépendants de SER comparables (grands avions) et les cas 3 et 4 à des cibles ayant un réflecteur de SER dominante et non fluctuante avec d'autres réflecteurs plus petits et indépendants (missiles).

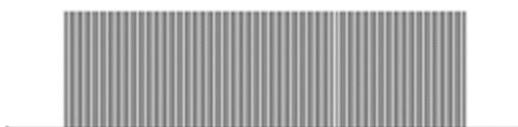


Figure I.12 : Swerling 5

### I.10. Théorie et Critères de décision

Pour pouvoir détecter une cible, le Radar envoie des ondes électromagnétiques et reçoit les échos qui sont réfléchies par les cibles. L'écho Radar est souvent reçu accompagné d'un bruit ce qui pose un problème pour la détection radar. Le rôle d'un détecteur est la détection d'une cible sans la confondre avec ce bruit qui l'accompagne. Il s'agit de décider si le signal en retour traité par le détecteur contient ou non l'écho d'une cible. Autrement dit, il est question de choisir entre deux hypothèses incompatibles notées couramment  $H_0$  et  $H_1$ . L'hypothèse  $H_0$  dite hypothèse nul signifie cible absente et  $H_1$  dite hypothèse alternative cible présente. Pour faire son choix, le détecteur se base sur une règle ou critère de décision qui consiste à comparer l'amplitude du signal  $y(t)$  à tester à une valeur  $\lambda$  appelée seuil de détection.

Si  $y(t) > \lambda$ , alors le détecteur décide que l'hypothèse  $H_1$  est vraie (cible présente), sinon l'hypothèse alternative  $H_0$  est déclarée vraie (cible absente). Cette règle est parfois résumée par la notation suivante :

$$y(t) \begin{matrix} H_1 \\ > \\ < \\ H_0 \end{matrix} \lambda \quad (\text{I.15})$$

Le signal  $y(t)$  à traiter étant de nature aléatoire, on lui associe une densité de probabilité conditionnelle  $f_{Y/H_i}(y/H_i)$  ;  $i = 0, 1$ . On a donc deux cas selon l'hypothèse considérée : sous  $H_0$ , c'est-à-dire si  $y(t)$  ne contient que du bruit, la densité de  $y(t)$  est  $f_{Y/H_0}(y/H_0)$  ; sous  $H_1$ , c'est-à-dire si  $y(t)$  porte l'écho d'une cible, elle est représentée par  $f_{Y/H_1}(y/H_1)$ . A titre d'exemple, si sous  $H_0$   $y(t)$  est un bruit gaussien de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$  alors :

$$f_{Y/H_0}(y/H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left[ -\frac{y^2}{2\sigma^2} \right] \quad (\text{I.16})$$

et si sous  $H_1$   $y(t)$  est un signal utile de moyenne  $m_Y$  additionné du bruit précédent, alors sa variance est aussi  $\sigma^2$  et on a :

$$f_{Y/H_1}(y/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left[ -\frac{(y^2 - m_Y)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (\text{I.16})$$

Les fonctions densité de probabilités de Y correspondant à chaque hypothèse sont alors notées

$$f_{Y/H_0}(y/H_0) \text{ et } f_{Y/H_1}(y/H_1) \quad (\text{I.17})$$

On note que les deux hypothèses précédentes donne quatre cas probabilistes possibles :

Décidez  $H_0$  quand  $H_0$  est vrai. (I.18)

Décidez  $H_0$  quand  $H_1$  est vrai (I.19)

Décidez  $H_1$  quand  $H_0$  est vrai. (I.20)

Décidez  $H_1$  quand  $H_1$  est vrai. (I.21)

L'objectif de la détection est de déterminer laquelle des deux hypothèses est la plus vraisemblable, tout en minimisant les deux erreurs suivantes :

- ❖ décider  $H_0$  alors que  $H_1$  est vraie. Dans ce cas, on parle de non-détection, avec la probabilité  $p(D_0/H_0) = 1 - p(D_1/H_1) = 1 - p_D$  ou  $P_D$  représente la probabilité de détection
- ❖ Décider  $H_1$  alors que  $H_0$  est vraie. Dans ce cas, on parle de fausse alarme, avec la probabilité  $P_{fa} = P(D_1/H_0)$

## I.11. Critère de décision

### I.11.1. Critère de Bayes

Le critère de Bayes suppose que les quatre événements possibles  $(D_0, H_0)$ ,  $(D_0, H_1)$ ,  $(D_1, H_0)$ ,  $(D_1, H_1)$  à l'issue d'une décision, où  $(D_i, H_j)$ ;  $i = 0,1$ ;  $j = 0,1$  signifie que la décision  $D_i$  est prise quand l'hypothèse  $H_j$  est vraie, soient associés chacun à un coût  $C_{ij}$  qui représente en pratique le coût induit par la décision correspondante. En outre, les probabilités a priori des réalisations des hypothèses  $H_0$  et  $H_1$  sont censées connues.

Ce critère détermine alors la règle de décision en minimisant le coût moyen, appelé risque et noté  $\mathfrak{R}$  :

$$\mathfrak{R} = C_{00}P(D_0, H_0) + C_{01}P(D_0, H_1) + C_{10}P(D_1, H_0) + C_{11}P(D_1, H_1) \quad (\text{I.22})$$

D'après la loi de Bayes, on a :

$$P(D_i, H_j) = P(D_i/H_j)P(H_j) \quad (\text{I.23})$$

Où

$$P(H_j) = P_j \quad ; j = 0,1$$

désigne la probabilité a priori de l'hypothèse  $H_j$ . En substituant (I.23) dans (I.22), il vient :

$$\mathfrak{R} = C_{00}P(D_0, H_0)P_0 + C_{01}P(D_0, H_1)P_1 + C_{10}P(D_1, H_0)P_0 + C_{11}P(D_1, H_1)P_1 \quad (\text{I.24})$$

En remplaçant maintenant les équations et en remarquant que :

$$P_m = 1 - P_d \quad (\text{I.25})$$

Et :

$$P(D_0, H_0) = 1 - P_{fa} \quad (\text{I.26})$$

L'expression du risque  $\mathfrak{R}$  devient :

$$\mathfrak{R} = C_{00}P_0 + C_{01}P_1 + (C_{10} - C_{00})P_0P_{fa} + (C_{11} - C_{01})P_1P_d \quad (\text{I.27})$$

Enfin, on remplace les expressions de  $P_d$  et  $P_{fa}$  données par (I.18) et (I.19) respectivement et on obtient :

$$\mathfrak{R} = P_0C_{00} + P_1C_{01} + \int_{Z_1} [P_0(C_{10} - C_{00})f_{Y/H_0}(y/H_0) - P_1(C_{10} - C_{00})f_{Y/H_0}(y/H_0)] dy \quad (\text{I.28})$$

Dans l'expression (I.28), le terme  $C_{00}P_0 + C_{01}P_1$  ne dépend pas des domaines  $Z_0$  et  $Z_1$ . La règle de décision s'obtient en affectant au domaine  $Z_1$  l'ensemble des valeurs de  $y(t)$  telles que l'intégrant soit négatif :

$$P_0(C_{10} - C_{00})f_{Y/H_0}(y/H_0) - P_1(C_{01} - C_{11})f_{Y/H_1}(y/H_1) < 0 \quad (\text{I.29})$$

Puisque  $C_{10} - C_{00} > 0$  et  $C_{10} - C_{00} > 0$ , le coût d'une décision erronée étant supérieur au coût d'une décision correcte, la règle de décision devient finalement :

$$\frac{f_{Y/H_1}(y/H_1)}{f_{Y/H_0}(y/H_0)} > \frac{P_0(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} \quad (\text{I.30})$$

Le premier membre de la règle (I.30) est appelé rapport de vraisemblance et noté  $\Lambda(y)$  :

$$\Lambda(y) = \frac{f_{Y/H_1}(y/H_1)}{f_{Y/H_0}(y/H_0)} \quad (\text{I.31})$$

et le deuxième membre est le seuil de détection, noté  $\eta$ , relativement à  $\Lambda(y)$ . Ainsi, la règle de

Décision s'écrit simplement :

$$\Lambda(y) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta \quad (\text{I.32})$$

### I.11.2. Critère de Neyman-Pearson :

Dans le critère de Bayes, il n'est pas facile d'affecter des coûts aux différentes décisions possibles. En outre, les probabilités a priori  $P_0$  et  $P_1$  des hypothèses  $H_0$  et  $H_1$  sont généralement inconnues. Le critère de Neyman-Pearson remédie à ce problème en ignorant les probabilités a priori et les coûts.

Le critère de Neyman-Pearson consiste à fixer la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$  et trouver une règle de décision de manière que la probabilité de détection  $P_d$  soit maximale. Il se trouve [3] que la règle de décision est aussi la même que (I.32), sauf que pour le critère de Neyman-Pearson le seuil de détection, noté  $\lambda$ , est calculé après avoir fixé la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$ , alors que  $\eta$  est calculé dans le critère de Bayes à l'aide des coûts et des probabilités a priori.

Ainsi, pour Neyman-Pearson, la règle de décision est :

$$\Lambda(y) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \lambda \quad (\text{I.33})$$

Si l'on désigne le rapport  $\Lambda(y)$  par  $\Lambda_{Y/H_0}(y/H_0)$  dans le cas où l'hypothèse  $H_0$  est vraie et par  $\Lambda_{Y/H_1}(y/H_1)$  dans le cas où l'hypothèse  $H_1$  est vraie, les probabilités de fausse alarme et de détection s'écrivent :

$$P_{fa} = \int_{\lambda}^{\infty} \Lambda_{Y/H_0}(y/H_0) dy \quad (\text{I.34})$$

$$P_{fd} = \int_{\lambda}^{\infty} \Lambda_{Y/H_1}(y/H_1) dy \quad (\text{I.35})$$

### I.12 Techniques de détection

Lorsque le signal radar rencontre un objet dans le cône du faisceau radar, une partie du signal émis est réfléchi et détecté par le détecteur radar en tant que signal d'écho. A cause du balayage de fréquence, le signal d'écho est d'une fréquence inférieure à celle du signal émis.

Dans les systèmes de détection du signal radar, le problème est celui de la détection automatique d'une cible noyée dans un bruit thermique et le fouillis.

Comme le signal reçu est non stationnaire avec une variance inconnue à l'entrée du récepteur, l'idée de détection classique utilisant un seuil fixe est extrêmement sensible aux changements de la variance totale du bruit. En effet, une petite augmentation de la puissance du bruit provoque un accroissement considérable dans la probabilité de fausse alarme, Pfa. Pour un seuil de détection invariant, la Pfa en fonction de la variance du bruit  $\sigma^2$ , obtenue pour une valeur fixe de Pfa égale  $10^{-6}$ , est illustrée sur la Figure (I.13). On remarque bien qu'une augmentation de 3dB seulement dans la puissance du bruit provoque un changement de la Pfa de l'ordre de  $10^3$  qui est intolérable pour le traitement de données soit par le calculateur ou par les opérateurs et cela peut causer la saturation du système.

Cette remarque est à la base des méthodes adaptatives pour analyser et perfectionner la détection radar

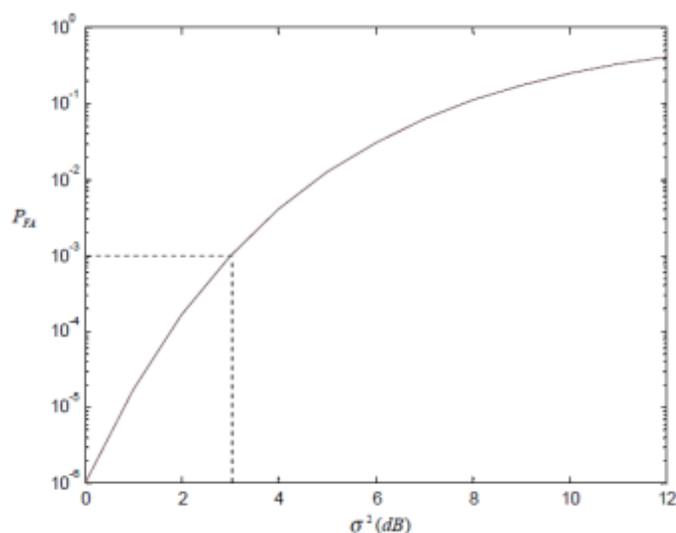


Figure 1.13: Variations de la Pfa en fonction de la puissance du bruit

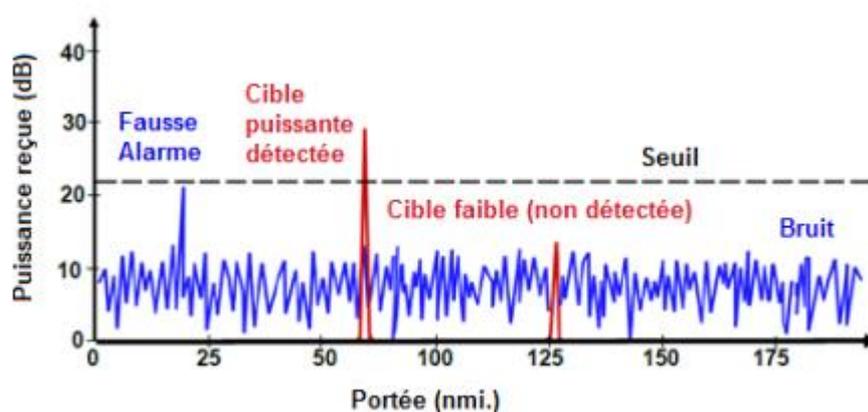


Figure 1.14: principe de détection

### I.12.1. Détection optimale

La distribution des amplitudes du train d'impulsions réfléchies dépend du modèle des fluctuations de la cible. Plusieurs auteurs ont étudié en détail la détection dans les conditions des différents cas de Swerling. Di Franco et Rubin en particulier ont montré que le détecteur optimal est le même pour les cinq cas de Swerling pour un bruit blanc gaussien. Ce détecteur optimal fonctionne comme suit. À l'entrée du détecteur, le signal reçu passe à travers un filtre adapté à une seule impulsion pour en maximiser le rapport signal sur bruit. Filtre adapté à une seule impulsion signifie que les impulsions sont traitées en série, l'une après l'autre. Le signal à la sortie de ce filtre traverse un détecteur quadratique qui fait une double fonction : il extrait l'enveloppe du signal, c'est-à-dire fait une démodulation, et élève au carré l'amplitude de cette enveloppe. L'enveloppe est ensuite échantillonnée à la période de récurrence  $Tr$  des impulsions. Lorsque le radar termine le balayage de la cellule courante, il aura reçu un total

de  $N$  échantillons tous provenant de la même cible, chaque impulsion produisant un seul échantillon. Ces  $N$  échantillons sont additionnés et le résultat, qui est une estimation de la puissance de l'écho de la cible, est comparé à un seuil fixe. Si le seuil est dépassé par la somme des échantillons, une cible est déclarée présente dans la cellule ( $H_1$  est vraie), autrement la cellule est vide de cible ( $H_0$  est vraie).

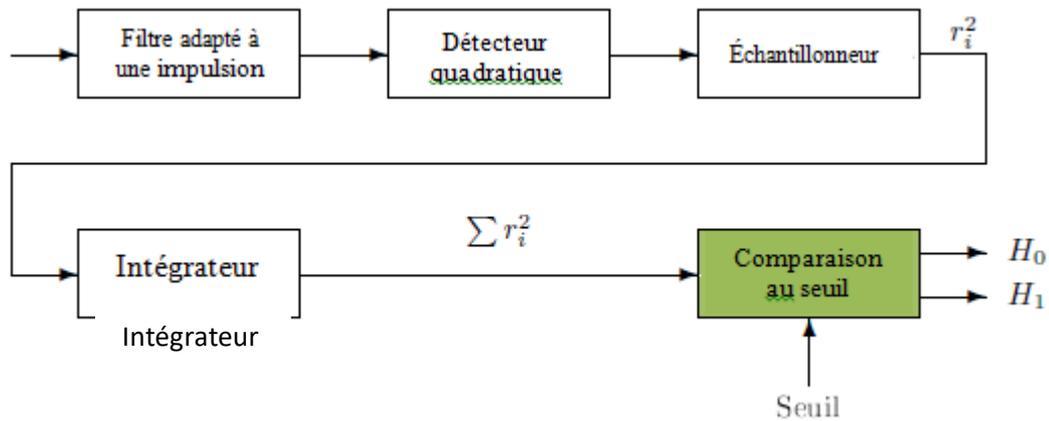


Figure I.16 Diagramme d'un détecteur classique

Les problèmes concernent la détection radar pour une case d'analyse fixée, dans un vecteur d'observation  $X$  de dimension  $N$ , d'un signal complexe  $s$  connu, caractérisant une cible, perturbé par un bruit de fouillis  $b$  additif. Ces problèmes se traduisent généralement par un test d'hypothèses binaires

$$\begin{aligned}
 H_0 : \quad X &= b \quad \rightarrow \quad X_i = b_i \quad \text{avec } i = 1, \dots, N \\
 H_1 : \quad X &= b + s \quad \rightarrow \quad X_i = b_i + S_i \quad \text{avec } i = 1, \dots, N
 \end{aligned}$$

Où  $X_i$  est les données secondaires, qui représentent les vecteurs d'observation supposés indépendants, au sens probabiliste des termes de  $X$  et qui sont supposés contenir seulement le bruit de fouillis additif, permettant d'estimer les paramètres inconnus du fouillis.

De l'hypothèse  $H_0$ , le signal reçu  $X$  est considéré ne contenir que les échos indésirables et mauvais pour une bonne détection. Ces échos proviennent des différents réflecteurs de l'environnement. Leurs fonction densité de probabilité est notée par

$$P_x(X/H_0) = P_c(X/H_0) \tag{I.37}$$

De l'hypothèse H1, le signal reçu X est considéré contenir le signal s avec les échos de la cible mais noyé parmi les mêmes échos parasites de l'hypothèse H0. Sa densité de probabilité est notée par

$$P_X(X/H_1) \quad (I.38)$$

La tâche de la détection optimale est d'avoir celle des deux hypothèses la plus vraisemblable, en minimisant les deux erreurs suivantes :

→ Décider H0 alors que H1 est vraie : c'est la non détection, qui présente la probabilité suivante

$$P_{nd} = P(H_0/H_1) = 1 - P(H_1/H_1) = 1 - Pd \quad (I.39)$$

→ Décider H1 alors que H0 est vraie : c'est la fausse alarme, qui présente la probabilité suivante

$$Pfa = P(H_1/H_0) \quad (I.40)$$

Pour ces prévisions, il est très difficile de s'approcher totalement de ces erreurs, à moins de savoir parfaitement la statistique de l'environnement du Radar ainsi que la nature de la cible à détecter.

### I.12.2 Détection à seuil fixe

A partir du récepteur, le RADAR doit prendre une décision concernant la présence ou l'absence d'une cible, car sa sortie est considérée comme un processus aléatoire dont les échantillons sont caractérisés par une fonction de probabilité (PDF).

L'existence du bruit parasite est un problème de risque d'erreurs pour reconnaître le signal utile. Il s'agit maintenant d'un problème de décision statistique. Deux hypothèses sont envisagées pour que la cible soit effectivement présente ou non [1].

H0 : la cible est absente (bruit seul).

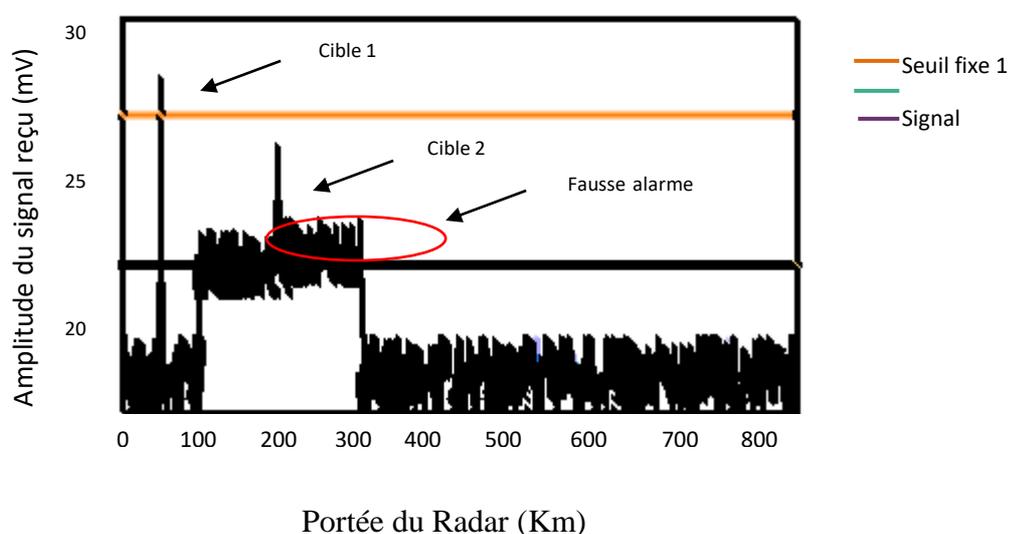
H1 : La cible est présente avec le bruit.

Le problème de détection est résumé dans ce tableau suivant

Reconnue \ Vraie	H0	H1
H0	Pas d'erreurs	Non détection
H1	Fausse alarme	Pas d'erreurs

*Tableau I.1 Erreur de détection*

Le seuil de détection est calculé en fixant la probabilité de fausse alarme. Autrement dit, une fois la probabilité de fausse alarme fixée, le seuil de détection reste constant. Ainsi, si la puissance du bruit augmente pour une raison ou une autre, le seuil ne varie pas et le détecteur risque de donner une série de fausses alarmes. Le taux de fausses alarmes (nombre de fausses alarmes par unité de temps) peut alors atteindre des seuils intolérables. C'est pour remédier à ce problème qu'est née la détection adaptative



*Figure I.17 : Principe de la détection à seuil fixe*

Le détecteur à seuil fixe est de moins en moins utilisé et conduit à adopter un seuil adaptatif pour : maintenir un Taux de Fausse Alarme Constant « TFAC » (Constant False Alarm Rate, CFAR). Ce seuil adaptatif suit les variations du niveau moyen du clutter.

**I.12.3. Détection a seuil adaptatif**

Dans les systèmes Radar, nous déterminons la présence ou l'absence d'une ou plusieurs cibles. Le signal reçu est analysé pour détecter la présence du signal utile, en essayant d'obtenir des informations supplémentaires comme: la vitesse, l'altitude et la direction de la cible. L'antenne de Radar émet des impulsions  $s(t)$  dans une direction

S'il existe une cible dans cette direction, le signal émis est réfléchi puis reçu par l'antenne avec un temps de retard qui est proportionnel à la distance  $d$  entre l'antenne et la cible.

$$R(t) = \alpha * s(t - \tau(d)) + b(t) \quad (\text{I.41})$$

Avec :

$$\tau(d) = 2 * s(d/c) \quad (\text{I.42})$$

$\alpha$  : dépend de l'altitude de la cible, de ses propriétés de réflexion, de la distance, etc.

$C$  : la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques.

$B(t)$  : bruit blanc.

Le système suivant résout le problème entre les deux hypothèses suivantes :

$$H_0 : R(t) = b(t) \quad (\text{I.43})$$

$$H_1 : R(t) = \alpha * s(t - \tau) + b(t) \quad (\text{I.44})$$

L'hypothèse  $H_0$  correspond à l'absence de cible dans la direction  $\theta$ , et la deuxième hypothèse  $H_1$  correspond à la présence d'une cible à une distance qui est déterminée par  $\tau(d)$ .

L'utilisation de la détection à seuil fixe conduit à un nombre de fausses alarmes et pour la grande sensibilité de la probabilité de fausses alarmes aux variations de la puissance du Clutter

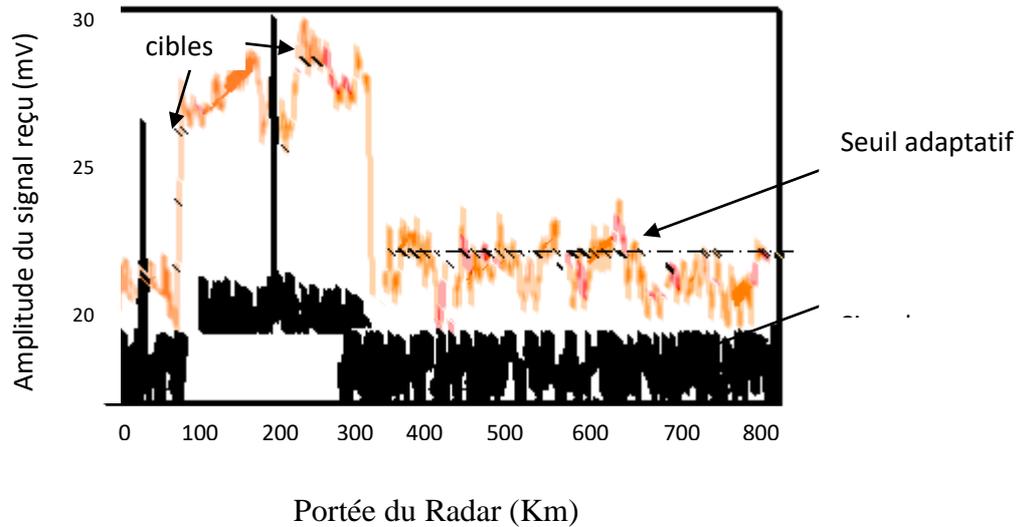


Figure I.18: Principe de la détection à seuil adaptatif

### I.13. Conclusion

on a présenté en générale quelque notion de base de la détection critères de décision, ainsi que les techniques de détection utilisées. Par conséquent nous avons constaté que la détection à seuil fixe ne peut pas être utilisée dans un environnement non homogène. Nous avons montré que le seuil adaptatif donne de meilleures performances par rapport au seuil fixe. Pour un système à seuil adaptatif plus la taille  $N$  de la fenêtre considérée est grande meilleure est la probabilité de détection, mais en augmentant  $N$  le système devient plus compliqué à implémenter. Cependant le choix du paramètre  $N$  est un compromis entre la complexité du récepteur et les performances de détection requises Pour résoudre ce problème on a recours à la détection à seuil adaptatif qui assure un Taux de Fausse Alarme Constant.

Dans le chapitre suivant, on va étudier le détecteur CFAR et les détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR

## **Chapitre 2**

# **Détection à taux de fausse alarme constant CFAR**

**II.1. Introduction :**

Pour une couverture radar optimale, nous nous efforçons toujours d'améliorer les performances de détection pour lesquelles une meilleure décision sur la présence ou l'absence de cible est requise. Un test de routine bien connu consiste à comparer le niveau du signal reçu avec une valeur prédéterminée (prédéterminée), si le seuil est dépassé, la présence de cibles est déclarée sinon aucune cible n'est déclarée, en pratique le signal reçu est souvent endommagé de la cible radar par le bruit thermique et bord Chaos sachant que nulle part la puissance du bruit ou la puissance du chaos n'est connue ; Un gestionnaire de détection avec une valeur de seuil fixe ne peut pas être appliqué si l'on souhaite contrôler le taux de fausses alarmes (déclarer la présence d'un signal à une cible dont il n'y en a pratiquement pas) car ce dernier (taux de fausses alarmes) augmentera de manière insupportable avec l'interférence et la force du chaos. Cette augmentation est radicalement indésirable car la détection sous cette augmentation est faible, ce qui signifie une mauvaise couverture radar. Il faut donc que la détection automatique des radars modernes s'adapte aux évolutions du milieu environnant. De manière précise, ces systèmes doivent former un seuil adaptatif qui les empêche avec le taux constant de fausses alarmes de maintenance. Le problème que l'on peut se poser est de savoir comment rendre les systèmes radars adaptés à tous les cas !

Pour résoudre ce problème, des systèmes techniques avancés appelés CFAR pour s'adapter à toutes les évolutions de l'environnement (bruit, clutter).

**II.2.4. Environnement**

L'environnement c'est le milieu qui entoure un système, dans notre cas l'environnement c'est le milieu traversé par les ondes électromagnétique intervenant d'un radar et qui sont réfléchies, a propos des signaux réfléchies les environnement du radar se diffèrent, le comportement du signal émis dans un espace se diffère selon le milieu traversé par exemple: si un radar émis des signaux dans un espace les signaux réfléchies à partir de la mer ou d'une région qu'il pleut ou une foret ce n'est pas les mêmes.

**II.2.4.1. Environnement homogène**

C'est l'environnement idéal pour la détection radar, c'est le cas d'absence du clutter et de cibles interférentes, l'homogénéité c'est que les échantillons du signal réfléchis soit décrit par des variables aléatoires exponentielles indépendantes identiquement distribuées.

### II.2.4.2. 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 Figure

de clutter au niveau du canal de référence Figure

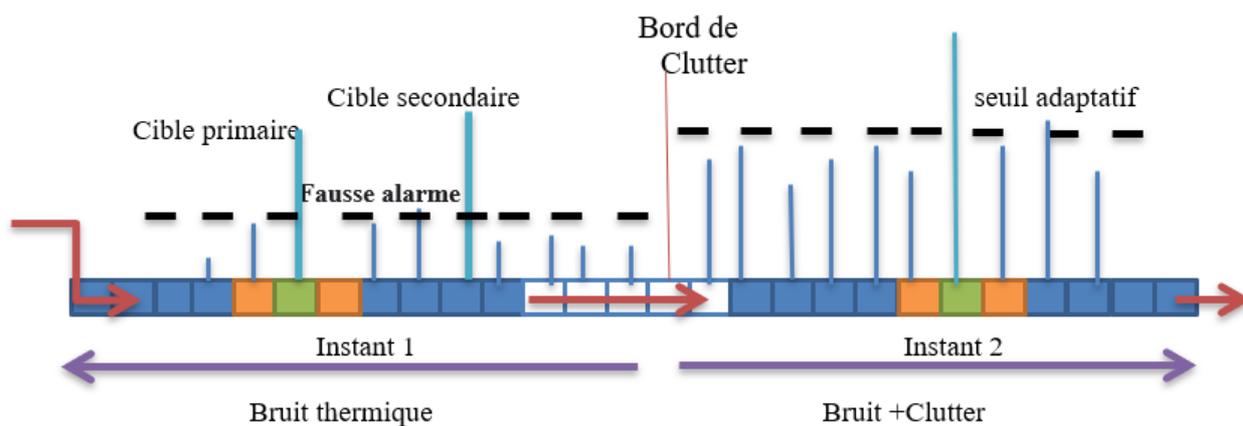


Figure II.1 fenêtr de référence balayant un environnement non homogène

### Cible interférente

Une cible interférente est une cible secondaire qui peut être localisée dans les cellules distales à proximité des cellules de la cible primaire dont la cellule sous test annonce la présence de première cible donc la cible secondaire est toujours après la cellule sous test.

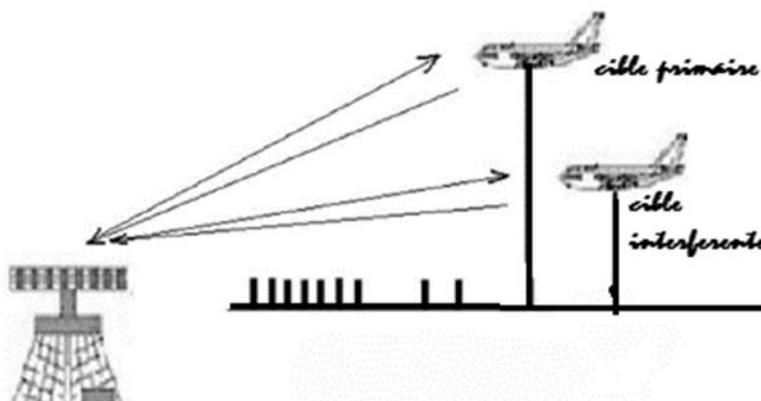
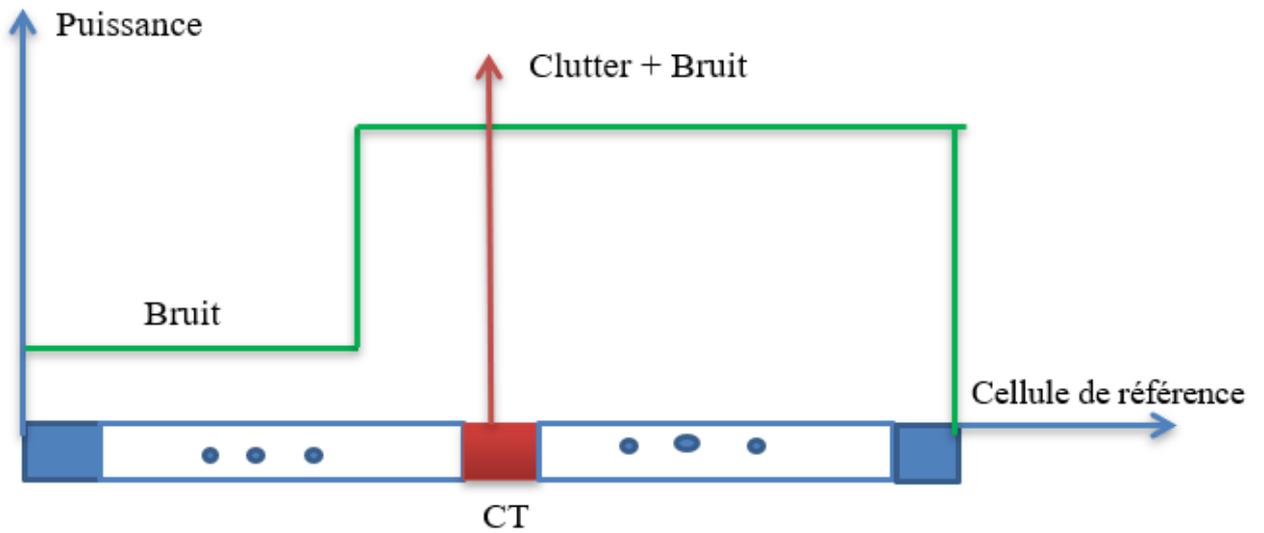
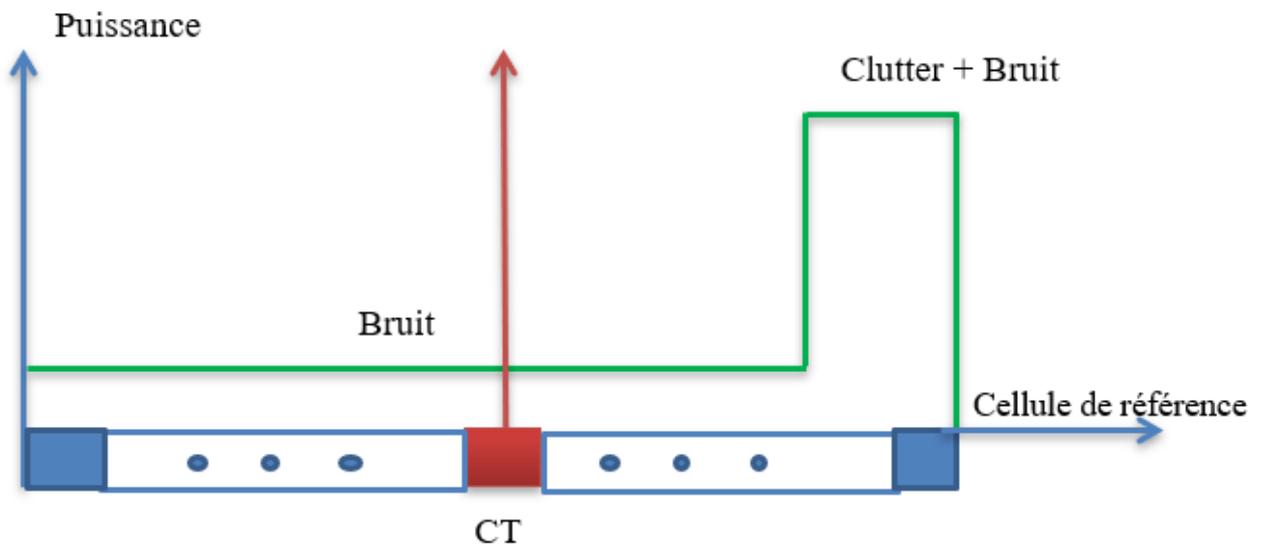


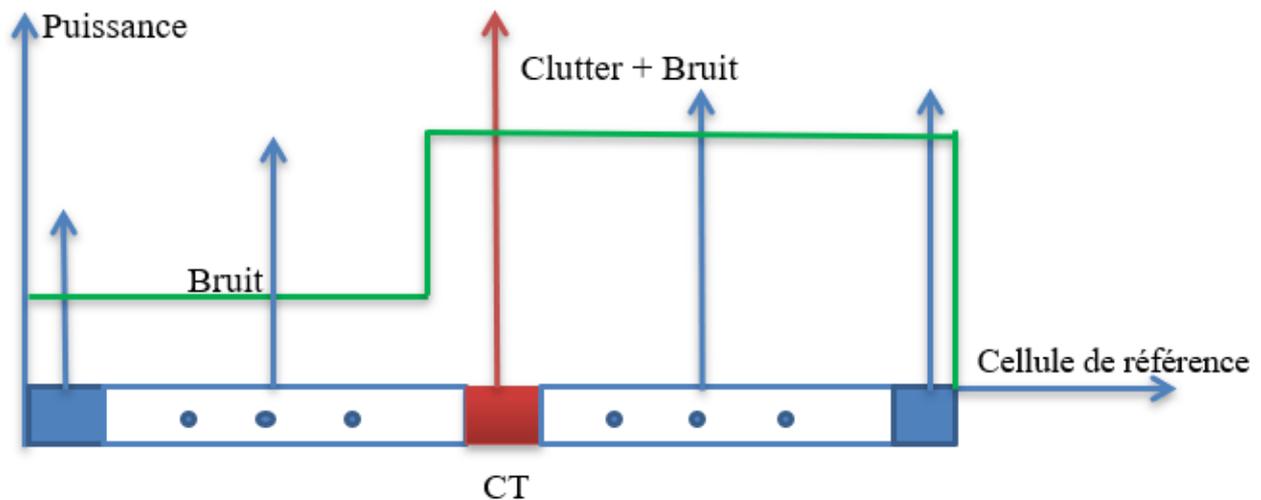
Figure II.2: Illustration de cible interférente



(a) cellule sous test noyée dans la région du clutter



(b) cellule sous test noyée dans le bruit thermique



(c) Présence de bord de clutter et de cibles interférentes

Figure II.3: Différentes situations d'environnements non homogènes

Le but du CFAR est de pouvoir déterminer le seuil de détection, face aux changements survenus dans l'environnement, en effet de nombreuses situations peuvent réduire les performances du CFAR, c'est pourquoi plusieurs algorithmes CFAR ont été proposés pour maintenir et améliorer les performances. [8], les détecteurs sont différents selon les différents algorithmes, sachant que la différence de ces algorithmes réside de la méthode mathématique de la forme mathématique de l'estimateur

$Z=f(X_1, X_2, \dots, X_N)$  conçu à estimer la valeur de la puissance du bruit et de clutter.

Elle entraîne une perte de détection importante ou une augmentation du taux de fausses alarmes. Si la cellule testée est noyée dans le bruit thermique Fig. II 3.(a), les cellules immergées dans le bruit thermique contribuent à une sous-estimation du seuil de détection, ce qui se traduit par la possibilité d'une fausse alarme excessive ( $P_{fa}$ ).

Dans la **Figure II.3.(b)**, la cellule sous test étant dans le bruit thermique, les cellules appartenant au clutter tendent à faire augmenter le seuil de détection et, par conséquent, à dégrader la probabilité de détection, Ce phénomène est appelé « effet de masque » (masking effect). Au contraire, il existe un autre phénomène appelé « L'effet de capture » obtenu en présence d'interférences dans un clutter homogène (uniforme), lorsque celles-ci contribuent à l'augmentation du seuil de détection

## II.2. Processeur CFAR

### II.2.1 Définition CFAR

Le terme CFAR est l'abréviation de l'expression anglaise constant false alarm rate qui signifie une détection à taux de fausse alarme constant, la technique CFAR est une partie parmi les parties les plus importantes dans le traitement moderne de signal radar.

Dérivant de la proposition de Finn et Johnson [6] en 1968, qui vise à contrôler le seuil de détection selon la puissance du bruit, en se basant sur les cellules entourant la cellule sous test. Le but de ce contrôle est d'avoir un détecteur à taux de fausses alarmes constant en adaptant continuellement le seuil de détection à la puissance du bruit, estimée à partir des cellules voisines de la cellule sous test

### II.2.2 Principe de fonctionnement

L'idée de base d'un détecteur CFAR, est d'utiliser quelques échantillons du bruit pour pouvoir l'estimer. Donc on peut établir un seuil de détection qui s'adapte aux variations du bruit. Ces échantillons sont obtenus par échantillonnage de la portée et de la fréquence de Doppler du signal reçu. La largeur de bande de chaque filtre Doppler est égale à la largeur de bande de l'impulsion transmise,  $B$ , avec  $B=1/\tau$ ,  $\tau$  est largeur de bande de l'impulsion transmise. La sortie de chaque détecteur quadratique est échantillonnée tous les  $\tau$  secondes, Ainsi chaque échantillon peut être considéré comme étant la sortie de la cellule de résolution de la portée-Doppler avec dimension  $\tau$  dans le temps et  $1/\tau$  en fréquence. On obtient une matrice dont les éléments représentent la portée et la fréquence de Doppler des cellules de résolution, , comme il est illustré sur la Figure (II.4 )

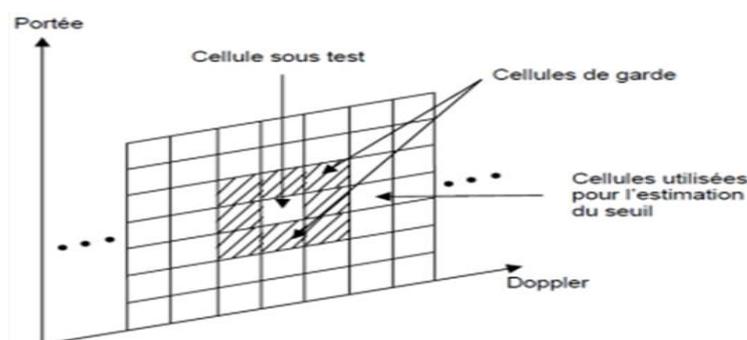


Figure (II.4) Matrice des cellules Portée-Doppler

Nous supposons que la cellule test est celle du milieu et divise les cellules de résolution en deux fenêtres identiques. Les statistiques de ces deux fenêtres sont obtenues à partir des  $N/2$  premières cellules de référence et  $N/2$  dernières cellules de référence respectivement. On aura ainsi,  $N$  échantillons du bruit qui seront utilisés pour la détermination du seuil de détection. Les deux fenêtres sont combinées suivant une certaine sélection, pour obtenir le niveau du bruit afin de maintenir la probabilité de fausse alarme à une valeur désirée et constante. Ensuite, le niveau du bruit est multiplié par un coefficient appelé facteur multiplicatif du seuil  $T$ . Le seuil ainsi calculé est comparé avec la sortie de la cellule test  $X_0$  pour décider de la présence ou l'absence d'une cible. Si  $X_0 > TZ$  alors il est décidé que l'hypothèse  $H_1$  (cible présente) est vraie. Si  $X_0 < TZ$  alors il est décidé que l'hypothèse  $H_0$  (cible absente) est vraie. La Figure (II.5) représente le schéma de principe du détecteur CFAR.

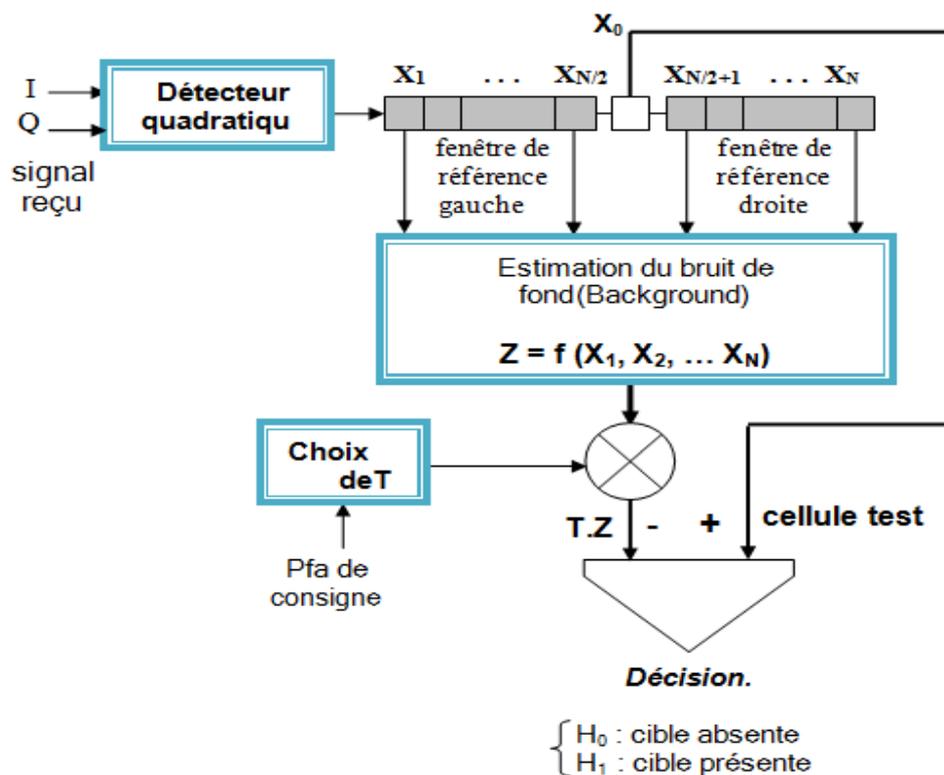


Figure II.5: Schéma de principe du détecteur CFAR

### II.2.3 Probabilité de fausse alarme

La PFA (Probability of False Alarm) c'est la possibilité de l'algorithme CFAR pour qu'il prenne les pics du bruit ou du clutter pour une seule cible.

L'amplitude du bruit varie de 0 jusqu'à l'infinie, il y aura toujours la possibilité que ces valeurs soit supérieures à la hauteur des seuils fixés donc le CFAR ne peut pas éliminer toute

les fausses alarmes puisque c'est impossible mais de trouver le bruit moyen, et mesurez-le par un multiplicateur pour obtenir un seuil suffisamment élevé pour réduire le taux de fausses alarmes à un taux faible.

La détection du signal cible, noyé dans le bruit de fond, est énoncée sous forme d'un test d'hypothèses statistiques.

- L'hypothèse alternative  $H_1$ , où la cible est considérée présente dans la cellule test.
- L'hypothèse nulle  $H_0$ , où la cellule test ne renferme que du bruit de fond (bruit thermique et/ou clutter).

À l'entrée du détecteur quadratique, ce test peut être formulé en tenant compte de l'atténuation (Fading) et du déphasage du signal reçu,  $x$ , par rapport à l'onde émise. Ainsi, pour la jème impulsion émise, la modélisation complexe du signal reçu sera :

$$H_0 : x = u + iv \quad (\text{Absence de cible}) \quad (\text{II.1.a})$$

$$H_1 : x = (s+u) + i(t+v) \quad (\text{Présence de cible}) \quad (\text{II.1.b})$$

Avec  $i^2 = -1$ . Dans un clutter homogène du type Rayleigh,  $u$  et  $v$  sont des variables aléatoires Gaussiennes, indépendantes et identiquement distribuées (IID), de moyenne nulle et de variance unité.  $u$  et  $v$  correspondent aux composantes en phase et en quadrature de phase du signal clutter+bruit. L'écho de cible est modélisé par le signal complexe :

$$s + it = A \exp(i\theta_j) \quad (\text{II.2})$$

où  $A$  représente l'amplitude du signal et  $\theta_j$  son déphasage par rapport au signal de référence:

$$\theta_j = \theta_0 + 2\pi f_d T_R \quad (\text{II.3})$$

$f_d$  et  $T_R$  correspondent, respectivement, à la fréquence Doppler et à la période de répétition des impulsions.  $\theta_0$  est une variable aléatoire uniformément distribuée sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$ .

À la sortie du détecteur quadratique, les deux hypothèses statistiques deviennent

$$H_0: X = \frac{1}{2}(u^2 + v^2) \quad (\text{II.4.a})$$

$$H_1: X = \frac{1}{2}[(u + s)^2 + (v + t)^2] \quad (\text{II.4.b})$$

où, le rapport signal-bruit total de la cible est  $SNR = (s^2 + t^2)/2$ .

Ce test statistique conduit à deux catégories d'erreur [23]:

- On décide  $H_1$  alors que  $H_0$  est vraie, c'est la probabilité de fausse alarme, Pfa.
- On décide  $H_0$  alors que  $H_1$  est vrai, c'est la probabilité de non détection,  $P_m = 1 - P_d$

Où,  $P_d$  représente la probabilité de détection (on décide  $H_1$  alors que  $H_1$  est vraie).

La règle de décision, ne nécessitant pas de connaissances à priori sur les statistiques du signal cible, est basée sur le critère de Neyman-Pearson. Ce critère se traduit par la maximisation de la  $P_d$ , en maintenant une Pfa inférieure ou égale à une valeur de consigne  $\alpha$ . La formulation de ce critère revient à tester le rapport de vraisemblance [23]

$$\Lambda(X) = \frac{P_{X_0/H_1}(x)}{P_{X_0/H_0}(x)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \lambda \quad (\text{II.5})$$

$P_{X_0/H_1}(x)$  représente la densité de probabilité (Pdf) conditionnelle de la cellule sous test  $X_0$  en présence de cible, tandis que  $P_{X_0/H_0}(x)$  est la Pdf conditionnelle de  $X_0$  en absence de cible.  $\lambda$  correspond au seuil de détection obtenu à partir de la contrainte  $P_{fa} = \alpha$ , c'est à dire

$$\int_{\lambda}^{\infty} P_{\Lambda/H_0}(x) dx = \alpha \quad (\text{II.6})$$

La résolution de l'équation (II.6) conduit à un seuil de détection qui est en fonction de la variance de l'environnement (bruit+clutter). En réalité, le clutter est un processus non stationnaire dont la variance peut varier lorsque la fenêtre de référence balaye les cellules de portée. Par conséquent, l'utilisation d'un seuil fixe ne permet pas la régulation du taux de fausse alarme. Afin de garantir un contrôle de la Pfa en cas de changement de l'environnement, le seuil de détection est adapté au bruit de fond en multipliant l'estimateur local  $Z$  par le coefficient  $T$ , de façon à maintenir une Pfa de consigne constante pour une valeur de consigne  $\alpha$ , les probabilités de détection et de fausse alarme sont données par les probabilités conditionnelles :

$$Pd = \text{Prob}(X_0 \geq TZ / H1) \tag{II.7}$$

$$Pfa = \text{Prob}(X_0 \geq TZ / H0) \tag{II.8}$$

En utilisant la Pdf de la statistique Z, on obtient

$$Pd = \int_0^\infty f_Z(Z) \int_{TZ}^\infty P_{H0/H1}(X) dx dz \tag{II.9}$$

$$Pfa = \int_0^\infty f_Z(Z) \int_{TZ}^\infty P_{H0/H0}(X) dx dz \tag{II.10}$$

où, Z représente l'estimateur local, TZ le seuil adaptatif et  $f_Z(Z)$  la Pdf de la variable aléatoire Z. En utilisant le théorème des résidus, la Pd et la Pfa peuvent être exprimées en terme de fonctions génératrices de moments (MGF), de la manière suivante [25]:

$$Pd = - \sum \text{Res} \left[ \omega^{-1} \Phi_{X0/H1}(\omega) \Phi_Z(-T\omega), \omega_i \right] \tag{II.11}$$

$$Pfa = - \sum \text{Res} \left[ \omega^{-1} \Phi_{X0/H0}(\omega) \Phi_Z(-T\omega), \omega_j \right] \tag{II.12}$$

Où

- $\Phi_{X0/H1}(\omega)$  correspond à la MGF de la cellule sous test en présence de cible.
- $\Phi_{X0/H0}(\omega)$  correspond à la MGF de la cellule test en absence de cible.
- $\Phi_Z(\omega)$  correspond à la MGF de la statistique Z.
- $\omega_i$  et  $\omega_j$  représentent, respectivement, les pôles à partie réelle négative de  $\Phi_{X0/H1}(\omega)$  et de  $\Phi_{X0/H0}(\omega)$ .

Les MGF utilisées dans les équations (II.11) et (II.12) sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_Z(\omega) = \int_0^\infty f_Z(z) \exp(-z\omega) dz \tag{a} \\ \Phi_{X0/H1}(\omega) = \int_0^\infty P_{X0/H1}(X) \exp(-X\omega) dX \tag{b} \\ \Phi_{X0/H0}(\omega) = \int_0^\infty P_{X0/H0}(X) \exp(-X\omega) dX \tag{c} \end{array} \right. \tag{II.13}$$

les équations (II.11) et (II.12) dépendent essentiellement de la MGF  $\Phi_Z(\omega)$ . Elles permettent notamment de dimensionner le détecteur, en calculant T pour une Pfa nominale

donnée. En fait, pour des clutter Rayleigh et des cibles Khi-2 fluctuantes, les MGF  $\Phi_{X_0/H_1}$  et  $\Phi_{X_0/H_0}$  sont généralement connues et définies par la relation unifiée suivante [16]

$$\Phi_{X_0/H_1}(\omega) = \frac{(1+\omega)^{\eta-M}}{(1+b\omega)^\eta} \quad (\text{II.14})$$

$$b = 1 + \frac{M \cdot \text{SNR}}{\eta} \quad \text{avec} \quad (\text{II.15})$$

$M$  : nombre d'impulsions intégrées et le SNR c'est le rapport signal-bruit par impulsion

$\eta$  : paramètre de fluctuation de la cible

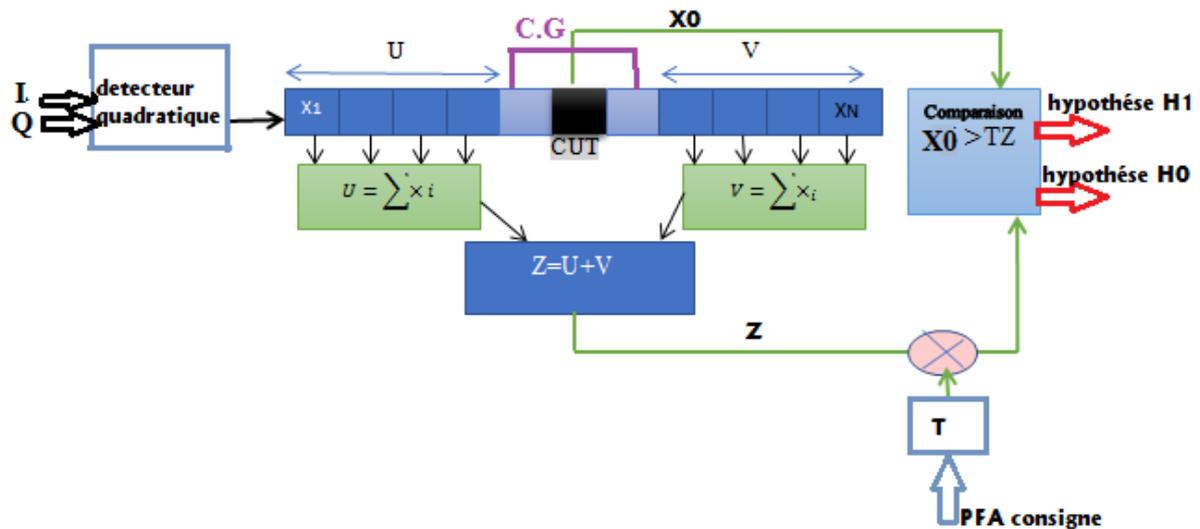
L'intérêt de la relation (II.15) est qu'elle rassemble les quatre cas Swerling [16,10]. En fait, les valeurs  $\eta=1, M, 2, 2M$  correspondent respectivement aux modèles SWI, SWII, SWIII et SWIV. le cas  $\eta=\infty$  décrit les cibles dites « non fluctuantes ». On notera que la MGF  $\Phi_{X_0/H_0}(\omega)$  de la cellule test sous l'hypothèse  $H_0$  se déduit de (II.15), en posant  $\text{SNR}=0$

### II.3 Étude de CA-OS CFAR

#### II.3.1 Processeur CA-CFAR

(CA) Processeur CFAR (Cell Averaging Constant False Alarm Rate) qui définit le seuil de manière adaptative Estimation du niveau moyen dans une fenêtre de la gamme  $N$  cellules. Le processeur CA-CFAR est le meilleur CFAR Processeur (augmente la probabilité de détection) dans un fond homogène lorsque les cellules de référence contiennent des éléments indépendants et identiquement distribués observations régies par une distribution exponentielle. Plus la fenêtre de référence est grande, plus la taille du fichier est grande La probabilité de détection se rapproche de la probabilité optimale Le détecteur est basé sur un seuil fixe, ce processeur dégradent significativement a un milieu non homogène [10]

Ce détecteur prend la moyenne arithmétique des cellules de référence pour estimer le niveau de bruit



$H_0$  : cible absente

$H_1$  : cible présente

Q: signal recue

I : courant

Figure II.6: Processeur CA-CFAR

Dans le cas du CA-CFAR [1],  $Z = \sum_{i=1}^N X_i$ . En traitement mono implusion et en présence d'un clutter Rayleigh, les  $X_i$  sont indépendants et identiquement distribués (IID) selon la loi exponentielle  $f_{X_i}(x) = (1/\mu) \cdot \exp(-x/\mu)$ . Le paramètre  $\mu$  dépend du contenu de chaque cellule de

référence  $X_i$ . En général, lorsque  $X_i$  est noyée dans le clutter et contient une cible interférente du type SWI ou SW2,  $\mu$  est donnée par

$$\mu = \mu_t (1 + \text{CNR} + \text{INR}) \tag{II.16}$$

où,  $\mu_t$  représente la variance normalisée du bruit thermique. CNR et INR sont respectivement les rapports Clutter-Bruit et Interférence-Bruit.

La cellule test  $X_0$  est également distribué selon la loi exponentielle de paramètre

$$\mu = \mu_t (1 + \text{SNR}) \tag{II.17}$$

Dans un clutter Rayleigh homogène l'estimateur  $Z$  étant la somme de  $N$  variables aléatoires IID de loi exponentielle, il en résulte que sa distribution est une loi Gamma de paramètres  $(N, \mu)$ , ce qui donne

$$f_z(z) = \frac{z^{N-1} \exp\left(-\frac{z}{\mu}\right)}{\Gamma(N) \mu^N} \quad (\text{II.18})$$

en remplaçant  $f_z(z)$  par son expression dans (II.13.a), on obtient la MGF de Z :

$$\Phi_z(w) = \frac{1}{(1+w)^N} \quad (\text{II.19})$$

Pour un traitement mono impulsion, les modèles SWI et SWII sont confondus ( $\eta = M=1$ ) et la MGF de la cellule test, sous l'hypothèse  $H_1$  sera

$$\Phi_{X_0/H_1}(w) = \frac{1}{(1+bw)^N} \quad (\text{II.20})$$

En substituant (II.19) et (II.20) dans (II.9) et en évaluant le résidu au pôle simple  $-1/b$ , on trouve pour le CA-CFAR

$$Pd = \left(\frac{1+T}{1+SNR}\right)^{-N} \quad (\text{II.21})$$

la Pfa se déduit facilement de (II.21) en posant  $SNR=0$

$$Pfa = (1+T)^{-N} \quad (\text{II.22})$$

l'équation (II.22) permet de calculer T qui maintient une Pfa de consigne constante.

Le **TABLEAU II.1** présente les valeurs du facteur d'échelle pour différentes probabilités de fausse alarme  $P_{fa}$  et différentes valeurs du nombre de cellules de référence  $N$

N \ Pfa	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$
8	0.77	1.37	2.16	3.21	4.62	6.49
16	0.33	0.53	0.77	1.05	1.37	1.73
24	0.21	0.33	0.46	0.61	0.77	0.95
32	0.15	0.24	0.33	0.43	0.53	0.65

**TABLEAU II.1** Valeurs du facteur d'échelle du CA-CFAR.

### III.3.2 Processeur OS-CFAR

Dans les détecteurs basés sur les statistiques d'ordre, les cellules de référence sont classées par ordre croissant :  $X(1) \leq X(2) \leq \dots \leq X(k) \leq \dots \leq X(N)$ . Le détecteur OS-CFAR [5] utilise la statistique d'ordre  $k$  pour estimer le bruit de fond :  $Z=X(k)$ . Bien que les variables aléatoires de référence ( les  $X_i$  ) soient IID, les statistiques d'ordre  $X(k)$  ne sont ni indépendants ni identiquement distribués. Si  $f(x)$  et  $F(x)$  représentent respectivement la Pdf et la Cdf (densité cumulée) des  $N$  cellules de référence, alors la variable ordonnée  $X(k)$  est distribuée selon la loi [18]

$$f_k(x) = k \binom{N}{k} [1 - F(x)]^{N-k} F(x)^{k-1} f(x) \quad (\text{II.23})$$

Si, en plus,  $f(x)$  est une loi exponentielle de paramètre normalisé ( $\mu=1$ ), alors la Pdf de  $X(k)$  devient

$$f_k(x) = k \binom{N}{k} (1 - e^{-x})^{k-1} e^{-(N-k+1)x} \quad (\text{II.24})$$

En utilisant (II.13.a), on évalue la MGF de  $Z$

$$\Phi_Z(w) = k \binom{N}{k} \int_0^\infty e^{-wx} (1 - e^{-x})^{k-1} (e^{-x})^{N-k} e^{-x} dx \quad (\text{II.25})$$

en posant  $t = e^{-x}$ , (II.25) devient

$$\Phi_Z(w) = k \binom{N}{k} \int_0^1 t^{w+N+k} (1-t)^{k-1} dt \quad (\text{II.26})$$

L'évaluation de l'intégrale usuelle (II.26), donne [30]

$$\Phi_Z(w) = \prod_{j=1}^k \left[ 1 + \frac{w}{N+1-j} \right]^{-1} \quad (\text{II.27})$$

La substitution de ((II.27) et (II.20) dans (II.11), ainsi que le calcul du résidu au pôle  $-1/b$ , permet d'obtenir la Pd de l'OS-CFAR [5,6], en présence d'une cible SWI ou SWII :

$$Pd = \prod_{j=0}^{k-1} \left[ \frac{(N-j)}{N-j + \frac{T}{1+SNR}} \right]^{-1} \quad (\text{II.28})$$

avec  $Pfa = Pd_{SNR=0}$

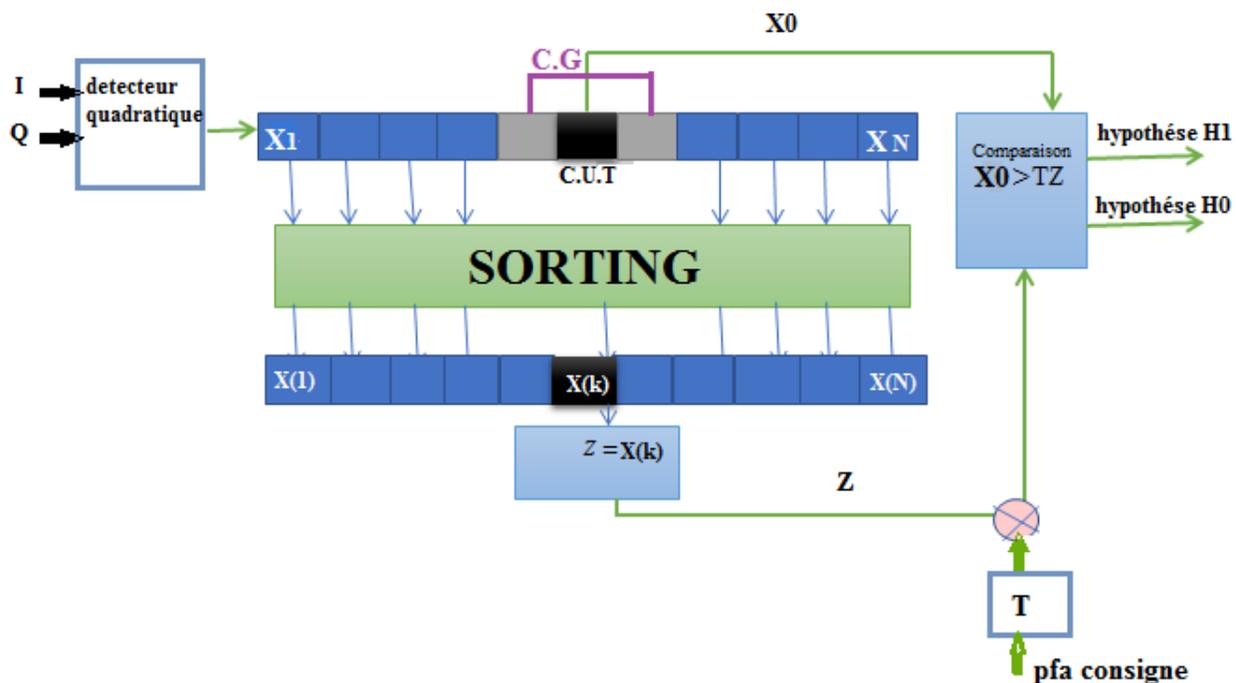


Figure (II.7) Processeur OS-CFAR

Le TABLEAU II.2 donne le facteur d'échelle correspondant à différents couples courants de la probabilité de fausse alarme et du nombre de cellules de référence.

Pfa \ N	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$
8	5.874	11.09	18.78	30.08	46.70	71.09
16	4.434	7.429	11.08	15.54	20.95	27.54
24	4.026	6.509	9.346	12.59	16.30	20.52
32	3.842	6.088	8.585	11.34	14.40	17.78

TABLEAU II.2 Valeurs du facteur d'échelle de l'OS-CFAR.

**II.4. Conclusion**

Dans ce chapitre on a illustré le principe du détecteur CFAR, et des deux types (CACFAR, OS-CFAR), on a aussi cité les différentes équations du seuillage et probabilités de fausses alarmes, Les performances de ces détecteurs sont évaluées en terme de la probabilité de détection  $P_d$  en fonction du SNR pour différentes taille de la fenêtre  $N$  et de la  $P_{fa}$  afin de calculer la perte de la puissance de détection pour un détecteur proposé CFAR par rapport au détecteur optimal pour un bruit d'environnement homogène et non homogène

## **Chapitre 3**

# **Études de centre fusion binaire de processeur CA-CFAR et OS-CFAR**

## **Introduction**

Le concept d'utilisation de plusieurs capteurs avec La fusion de données est largement utilisé dans les systèmes de surveillance. L'un des principaux objectifs de l'utilisation de plusieurs capteurs est Pour améliorer les performances du système telles que la fiabilité et vitesse. Pour les systèmes de surveillance nécessitant beaucoup d'espace Zone de couverture et un grand nombre de cibles , plusieurs capteurs sont utilisés. dans comme systèmes, des notes complètes peuvent être transmises par capteurs à un processeur central pour le traitement des données. Cela nécessite beaucoup de bande passante de communication Il peut ne pas être disponible. Ainsi, en raison des limites Sur le canal de communication, un signal distribué Traitement de préférence dans un centre d'intégration de données en De nombreux postes. Dans les systèmes de détection distribués, Un traitement du signal est effectué sur chaque capteur Qui envoie ensuite des résultats partiels à la fusion de données Le centre où les résultats globaux souhaités sont obtenus.

On peut fusionner deux détecteurs que ca soit CA-CFAR ou bien OS-CFAR la méthode est comme suite :

Dans ce chapitre nous présentons un nouveau détecteur comme on gardé le CA-CFAR dans un environnement homogène avec des pertes en détection moindre de celle de l'OS- CFAR, et l'OS-CFAR dans un environnement non homogène pour éviter les dégradations de performances du CA-CFAR, on va fusionner deux CA-CFAR avec and et or , et deux OS-CFAR avec and et or également .

### III .1. DÉTECTION CA-CFAR AVEC FUSION DE DONNÉES

Nous considérons n détecteurs de CA-CFAR distribués avec un centre de fusion de données comme le montre la fig.3.1. On suppose que le nombre de cellules au N'eme détecteur est  $N_i$ ,  $i=1,2,\dots, n$ , et la cible à détecter est un modèle Swerling de type I, et peut fluctuante. La cible se trouve dans un bruit gaussien blanc de niveau inconnu. Soient la probabilité de fausse alarme et la probabilité de détection pour les différent détecteur notés par  $P_{Fi}$  et  $P_{Di}$ , avec  $i= 1,2,\dots, n$ , respectivement. Si la puissance moyen du bruit est  $\sigma^2$ , alors la fonction conditionnelle de densité de probabilité du teste statistique  $q_{0i}$  de la cellule du détecteur  $i$ ,  $i=1,2,\dots, n$ .

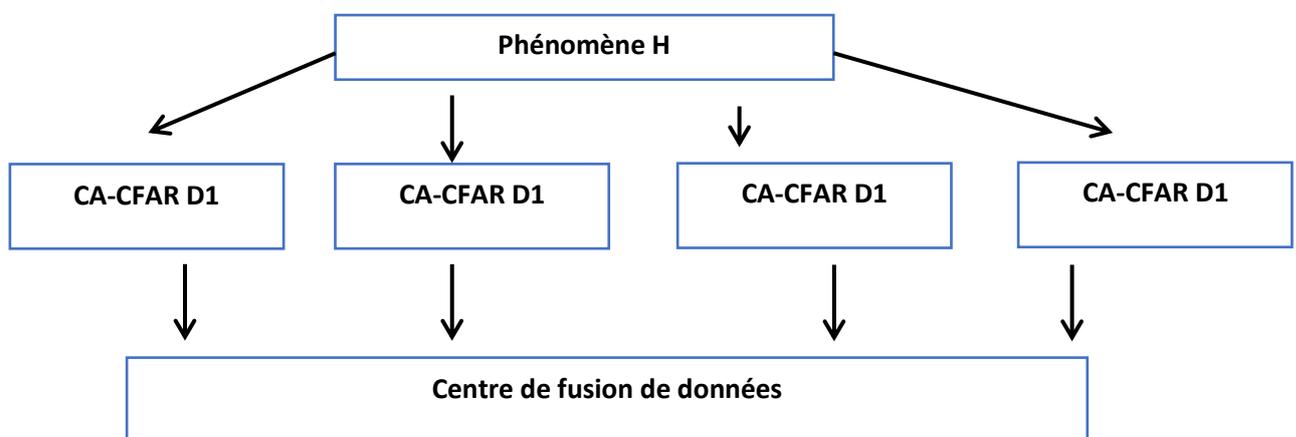


Figure III.1 distribué CA-CFAR détection avec fusion des données

$$\begin{cases} \frac{1}{(1+S_i)} e^{-q_0^i/2\sigma^2(1+S_i)} \\ \frac{1}{2\sigma^2} e^{-q_0^i/2\sigma^2} \end{cases} \text{ Pour l hypothèse H 1 et H0} \quad \text{(III.1)}$$

Où  $S_i$   $i=1,2,\dots, n$ , est le rapport signal sur bruit (SNR) de la cible à chaque détecteur de CA-CFAR, l’hypothèse  $H_0$  représente le cas du bruit seul, alors que l’hypothèse  $H_1$  représente le cas du signal de cible plus bruit. Pour simplifier les dérivations mathématiques, nous supposons que  $S_1=S_2=\dots=S_n=S$ , où  $S$  est le SNR de la cible. Pour le ou les SNR de la cible ne sont pas égaux, le Résultat peut être obtenu d’une façon très simple. La probabilité de détection PD pour le détecteur  $i$ ,  $i = 1,2,\dots, n$ , est donnée par

$$p_D^i = \int_0^x p_r(Q_0^i > T_i q^i Q^i H_i) P_{Q_0^i}^i(q^i) dq^i \quad (III.2)$$

Où  $T_i$  est le facteur d'échelle à la CA-CFAR détecteur  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ , et  $P_{Q_0^i}(q^i)$ ) et la fonction de densité de probabilité du seuil adaptatif de  $i$  de CA-CFAR détecteur.

Aussi :

$$p_r(Q_0^i T_i q^i Q^i H_1) = \int_{T_i q^i}^{\infty} P_{Q_0^i}^i H_1(q_0^i H_1) dq_0^i = \exp\left[-\frac{T_i q^i}{(1+s)}\right] \quad (III.3)$$

Étant donné que le bruit des échantillons, pour chaque CA-CFAR détecteur, sont identiquement distribués, la probabilité de détection des détecteurs individuels peut être écrite comme :

$$P_{Di} = \frac{(1+s)^{N_i}}{(1+s+T_i)^N} \quad (III.4)$$

Si le détecteur CA-CFAR transmet sa décision au centre de fusion de données. Ces décisions locales des détecteurs individuels sont indiqués par  $D_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ ,

$$\text{ou} \quad D_i = \begin{cases} 0, & \text{si le détecteur décide } H_0 \text{ ou } H_1 \\ 1, & \end{cases} \quad (III.5)$$

Afin d'être en mesure d'exprimer la probabilité globale de détection  $P_D$ , la probabilité globale d'une fausse alarme  $P_F$  et la probabilité globale de  $P_M$  au centre de fusion de données, en termes de la probabilité locales respectivement. Ces probabilités locales sont,  $P_{Di}$ ,  $P_{Fi}$  et  $P_{Mi}$ . Il serait nécessaire que nous définissions les quantités suivantes :

$$D = (D_1, D_2, \dots, D_n)^T \quad (III.6a)$$

$$M_D = \prod_{s^0} P_{Mi} \prod_{s^1} (1 - P_{Mk}) = P(D | H_1) \quad (III.6b)$$

$$F_D = \prod_{s^0} (1 - P_{fi}) \prod_{s^1} P_{fk} = P(D | H_0) \quad (III.6c)$$

$$P_{kD} = P_r(D_0 = k | D), \quad k=0, 1 \quad (III.6d)$$

$$D_0 = \text{décision globale au centre de fusion} \quad (III.6e)$$

$$S_0 = \text{mettre tous les } j, (j \neq 0), \text{ tel que } D_j \text{ est un élément de } D \text{ et } D_j = 0 \quad (III.6f)$$

$$S_1 = \text{mettre tous les } k, (k \neq 0), \text{ tel que } D_k \text{ est un élément de } D \text{ and } D_k = 1 \quad (III.6g)$$

Puis, nous exprimons PD, PM, et PF comme suit :

$$P_M = \sum_D P_{0D} M_D \tag{III.7}$$

$$P_F = \sum_D P_{1D} M_D \tag{III.8}$$

Et

$$P_D = 1 - P_M \tag{III.9}$$

$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_{n-1}$	$D_n$	$D_0$
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0
0	0	0	1	1	0
1	1	1	0	0	0
1	1	1	0	1	0
1	1	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1

Tableau III.3 Règle de la fusion AND

Où  $\sum_D$  = somme de toutes les valeurs possibles de D. Les probabilités de transition  $P_{0D}$  et  $P_{1D}$  sont déterminés par la règle de fusion. D peut prendre  $2^n$  valeurs possibles, il y a  $2^n$  possibilités de  $P_{0D}$  et  $P_{1D}$ . L'objectif est de maximiser la probabilité globale de détection tout en conservant la probabilité globale d'une fausse alarme constante. Pour ce faire, nous utilisons le calcul des extrêmes et la forme de la fonction

$$J(T_1, T_2, \dots, T_n) = P_D(S, T_1, \dots, T_n) + \varepsilon [P_F(T_1, T_2, \dots, T_n) - v] \tag{III.10}$$

Où  $v$  est la probabilité de fausse alarme au centre de fusion de données,  $\varepsilon$  est le multiplicateur de Lagrange, et  $T_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , sont les seuils au niveau de chaque détecteur. Pour maximiser  $P_D(S, T_1, \dots, T_n)$ , soumis à la contrainte de  $P_F(T_1, T_2, \dots, T_n)$  soit constante, nous devons maximiser la fonction d'objectif  $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$ , définir la dérivée de  $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$  par rapport à  $T_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  et égalisons à zéro, ceci revient à résoudre le système suivant de  $n$  équations linéaires à  $n$  inconnues.

$$\frac{\partial j(T_1, T_2, \dots, T_n)}{\partial T_j} = 0, j = 1, 2, \dots, n \tag{III.11}$$

Une fois le seuil multiplicateurs  $T_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , obtenus, pour des  $P_{Fi}$  fixes, et des  $P_{Di}$  optimales. Maintenant, nous donnons des résultats pour la règle de fusion logique **AND** et **OR**. Ainsi, le seuil optimale des multiplicateurs obtenus permet de maximiser  $P_D$  et en maintenant  $P_F$  à une valeur désirée

### III.2. Règle de Fusion AND

Dans le tableau 3.3 nous présentons la règle de fusion, nous constatons que la décision globale au centre de fusion de données est 1, uniquement si tous les détecteurs décide 1.

Les probabilités de transition, sont :

$$P_{0D} = \begin{cases} 0, si D = [1,1,\dots,1]^T \\ 1, si non. \end{cases} \quad (III.12.a)$$

$$P_{1D} = \begin{cases} 1, si D = [1,1,\dots,1]^T \\ 0, si non. \end{cases} \quad (III.12b)$$

En remplaçant (III.12a), (III.12b), et (III.9) à (III.7) et (S) et la réorganisation des termes,  $P_D$  et  $P_F$  peut être écrite

$$P_D = \prod_{i=1}^n P_{Di} \quad (III.13)$$

$$P_F = \prod_{i=1}^n P_{Fi} \quad (III.14)$$

➤ **Cas de CA-CFAR :**

$$P_D = \prod_{i=1}^n \frac{(1+S)^{N_i}}{(1+S+T_i)^{N_i}} \quad (III.15)$$

$$P_F = \prod_{i=1}^n \frac{1}{(1+T_i)^{N_i}} \quad (III.16)$$

En remplaçant (III.15) et (III.16) dans (III.10), la fonction est :

$$\partial j(T_1, T_2, \dots, T_n) = \prod_{i=1}^n \frac{(1+S)^{N_i}}{(1+S+T_i)^{N_i}} + \varepsilon \left[ \prod_{i=1}^n \frac{1}{(1+T_i)^{N_i}} - V \right] \quad (III.17)$$

➤ Cas de l'OS- CFAR :

$$P_D = \prod_{i=1}^n \prod_{j=0}^{k_i} \frac{N_i-j}{N_i-j+\frac{T_i}{1+S}} \tag{III.18}$$

$$P_F = \prod_{i=1}^n \prod_{j=0}^{k_i} \frac{N_i-j}{N_i-j+T_i} \tag{III.19}$$

En remplaçant (III.15) et (III.16) dans (III.10), la fonction est :

$$\partial j(T_1, T_2, \dots, T_n) = \prod_{i=1}^n \prod_{j=0}^{k_i} \frac{N_i-j}{N_i-j+\frac{T_i}{1+S}} + \varepsilon \left[ \prod_{i=1}^n \prod_{j=0}^{k_i} \frac{N_i-j}{N_i-j+T_i} - v \right] \tag{III.20}$$

**III.3. Règle de la Fusion OR**

De la Table 3.4 nous présentons la règle de fusion OR . La décision globale est égale à zéro uniquement lorsque tous les détecteurs décident à un 0 . Les probabilités de transition sont :

$$P_D = \begin{cases} 1, si D = [0,0,\dots,0]^T \\ 0, si non . \end{cases} \tag{III.21a}$$

$$P_{1D} = \begin{cases} 0, si D = [0,0,\dots,0]^T \\ 1, si non . \end{cases} \tag{III.21b}$$

$D_1$	$D_2$	$D$	$D_{n-1}$	$D_n$	$D_0$
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	1
0	0	0	1	1	1
1	1	1	0	0	1
1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1

**Tableau III.4 :** Règle de la fusion OR

En remplaçant (III.20a) et (III.20b) dans (III.7) et (III.8) et la réorganisation des

termes,  $P_M$  et  $P_F$  peut être écrite comme :

$$P_M = \prod_{i=1}^n P_{Mi} \quad (III.22)$$

$$P_F = \sum_{D \neq 0} D F_D \quad (III.23a)$$

$$= \sum_{D \neq 0} D \prod S_0 (1 - P_{Fj}) \prod S_1 P_{Fk} \quad (III.23b)$$

La fonction objective devient :  $F_D$

$$j(T_1, T_2, \dots, T_n) = \prod_{i=1}^n P_{Mi} + \varepsilon [\sum_{D \neq 0} D F_D - v] \quad (III.24)$$

Notez que dans ce cas nous devons minimiser  $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$  puis nous avons minimisé la probabilité globale moquent, qui est équivalent à la maximisation de  $P_D$  au centre de fusion de données tel que défini par (9). En prenant la dérivée de la fonction d'objectif à l'égard de

$T_j, j = 1, 2, \dots, n$ , et si elle est égale à zéro, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{\sigma_j(T_1, T_2, \dots, T_n)}{\sigma T_j} &= \prod_{\substack{i=1 \\ j \neq i}}^n \left[ 1 - \frac{(1+S)^{N_i}}{(1+S+T_i)^{N_i}} \right] \frac{(1+S)^{N_j}}{(1+S+T_j)^{N_j+1}} \\ &+ \varepsilon \sum_{D \neq 0} D \prod_{j \neq k} S^0 \frac{1}{(1+T_i)^{N_j+1}} \prod_{k \neq j} S^1 \frac{1}{(1+T_k)^{N_k}} = 0 \end{aligned} \quad (III.25)$$

Par conséquent, nous devons obtenir un système de  $n$  équations couplées non linéaires de  $(n+1)$  inconnues. Ensuite, nous utilisons la contrainte suivante,

$$\sum_{D \neq 0} D \prod S^0 (1 - P_{Fj}) \prod S^1 P_{Fk} = v \quad (III.26)$$

Pour résoudre  $(n+1)$  inconnus

### Les exemples

Les probabilités de transition :

$$P_{kij} = P_r(D_0) = K D_1 = i, D_2 = j \quad (III.27)$$

for  $i, j, k = 0, 1$ . alors la probabilité totale de perte  $P_M$  est,

$$P_M = P_{000} P_{M1} P_{M2} + P_{001} P_{M1} (1 - P_{M2}) + P_{010} (1 - P_{M1}) P_{M2} + P_{011} (1 - P_{M1}) (1 - P_{M2}) \quad (III.27)$$

Et la probabilité totale de fausse alarme  $P_F$  :

$$P_F = P_{100} (1 - P_{F1}) (1 - P_{F2}) + P_{101} (1 - P_{F1}) P_{F2} + P_{110} P_{F1} (1 - P_{F2}) + P_{111} P_{F1} P_{F2} \quad (III.28)$$

### III.4. Règle de la fusion AND

A partir de la règle de fusion au centre de données, les probabilités de transition sont

$$P_{01} = P_{100} = P_{101} = P_{110} = 0 \quad (III.9a)$$

$$P_{000} = P_{001} = P_{010} = P_{111} = 1 \quad (III.29b)$$

Ainsi, la probabilité globale de détection  $P_D$  et l'ensemble fausse alarme probabilité  $P_F$  devient :

$$P_D = P_{D1} P_{D2} \quad (III.30)$$

$$P_F = P_{F1} P_{F2} \quad (III.31)$$

#### Exemple Cas du CA CFAR

Fonction Objective

$$J(T_1, T_2, \dots, T_n) = \frac{(1+S)^{N_1+N_2}}{(1+T_2)^{N_2} (1+S+T_1)^{N_1}} + \varepsilon \left[ \frac{1}{(1+T_1)^{N_1} (1+T_2)^{N_2}} - v \right] \quad (III.32)$$

Où  $N_1$  et  $N_2$  sont le nombre de cellules de référence pour un 1 détecteur et 2 détecteurs, respectivement. Les produits dérivés égal à zéro, c. -à-d

$$\frac{\partial j(T_1, T_2)}{\partial T_1} = \frac{\partial j(T_1, T_2)}{\partial T_2} = 0 \quad (III.33)$$

Le résultat d'équation :

$$\frac{(1+S)^{N_1+N_2}}{(1+S+T_2)^{N_2} (1+S+T_1)^{N_1+1}} + \varepsilon \frac{1}{(1+T_1)^{N_1+1} (1+T_2)^{N_2}} = 0 \quad (III.34)$$

Et

$$\frac{(1+S)^{N_1+N_2}}{(1+S+T_1)^{N_1} (1+S+T_2)^{N_2+1}} + \varepsilon \frac{1}{(1+T_1)^{N_1+1} (1+T_2)^{N_2}} = 0 \quad (III.35)$$

Pour T1 et T2 :

$$P_F = \frac{1}{(1+T_1)^{N_1}(1+T_2)^{N_2}} = \nu \quad (III.36)$$

$$T_1 = T_2 = -1 + \nu^{-1/N_1+N_2} \quad (III.37)$$

### III.5. Règle de la Fusion OR

Dans ce cas les probabilités de transition sont :

$$P_{011}=P_{010}= P_{100}=P_{011}=0 \quad (III.38a)$$

$$P_{000} =P_{110}=P_{101}=P_{111}=0 \quad (III.38b)$$

$$P_D= P_{D1}+P_{D2}-P_{D1}P_{D2} \quad (III.39)$$

$$PD=PF1+PF2 -PF1PF2 \quad (III.40)$$

### Exemple Cas du CA CFAR

la fonction Objective et :

$$J(T_1, T_2) = \frac{(1+S)^{N_1}}{(1+S+T_1)^{N_1}} + \frac{(1+S)^{N_2}}{(1+S+T_2)^{N_2}} - \frac{(1+S)^{N_1+N_2}}{(1+S+T_1)^{N_1}(1+S+T_2)^{N_2}} + \varepsilon \left\{ \frac{1}{(1+T_1)^{N_1}} + \frac{1}{(1+T_2)^{N_2}} - \frac{1}{(1+T_1)^{N_1}(1+T_2)^{N_2}} - V \right\} \quad (III.41)$$

nous maximisons J(T1, T2) à l'égard de T1 et T2 en définissant les produits dérivés égal à zéro.

Après quelques manipulations, on obtient la suite équation non linéaire

$$\begin{aligned} & (1 + S)^{N_2} [(1 + S)^1 - (1 + S + T_1)^{N_1}] \times (1 + S + T_1)[(1 + T_2)^{N_2} - 1](1 + T_2) \\ & = (1 + S)^1 [(1 + S)^{N_2} - (1 + S + T_2)^{N_2}] \times [(1 + T_1)^{N_1} - 1](1 + T_1)(1 + S + T_2) \end{aligned} \quad (III.42)$$

En utilisant la contrainte que :

$$P_F = \frac{1}{(1+T_1)^{N_1}} + \frac{1}{(1+T_2)^{N_2}} - \frac{1}{(1+T_1)^{N_1}(1+T_2)^{N_2}} = \nu \quad (III.43)$$

nous obtiendrons T1 en termes de T2 comme :

$$T_1 = -1 + \left[ \frac{(1+T_2)^{N_2} - 1}{\nu(1+T_2)^{N_2} - 1} \right]^{1/N_1} \quad (III.44)$$

En remplaçant (III.44) à (III.43) et en utilisant une procédure itérative, nous obtenir une valeur de T2 .

### **III.6. Conclusion**

Nous avons développé le concept de distribution CA-CFAR et OS-CFAR avec la détection des données de fusion où les décisions sont transmises à partir de chaque CA-CFAR et OS-CFAR au centre de données de ce dernier. La décision globale est obtenue basé sur certains  $k$  et  $N$  règles de fusion. Pour une cible modèle Swerling nous avons intégré un bruit blanc Gaussien de niveau inconnu, Nous avons obtenu le seuil optimal des multiplicateurs à chaque CA-CFAR et OS-CFAR détecteur, étant donné de la règle de fusion au centre des données.

Nos Résultats numériques montrant l'amélioration de la performance pour le capteur multiple distribué système avec fusion de données sur un seul système de capteur

# Chapitre 4

## Simulation Et Interprétation

### IV.1. Introduction

Le but de cette simulation est d'analyser dans une première partie, les performances des détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR processeur adaptative basé sur les statistiques d'ordre, dans un environnement homogène et non homogène. Une seconde partie est entamée pour l'analyse des performances de ces mêmes détecteurs en appliquant une fusion. Il est Les règles de fusion utilisées sont logiques de type OR et AND. Plusieurs situations seront analysées afin de voir la robustesse de ces détecteurs dans des situations les plus critiques en milieu homogène et non homogène. Une analyse se porte sur la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit pour différentes valeurs du nombre de cellules de référence. Le bruit généré dans la simulation est supposé AWGN un bruit blanc Gaussien additif au signal utile qui est de densité de probabilité exponentielle. Notre étude est faite en analysant et comparant les résultats des algorithmes élaborés en utilisant le langage MATLAB sous l'environnement Windows10 on considérant les hypothèses suivants

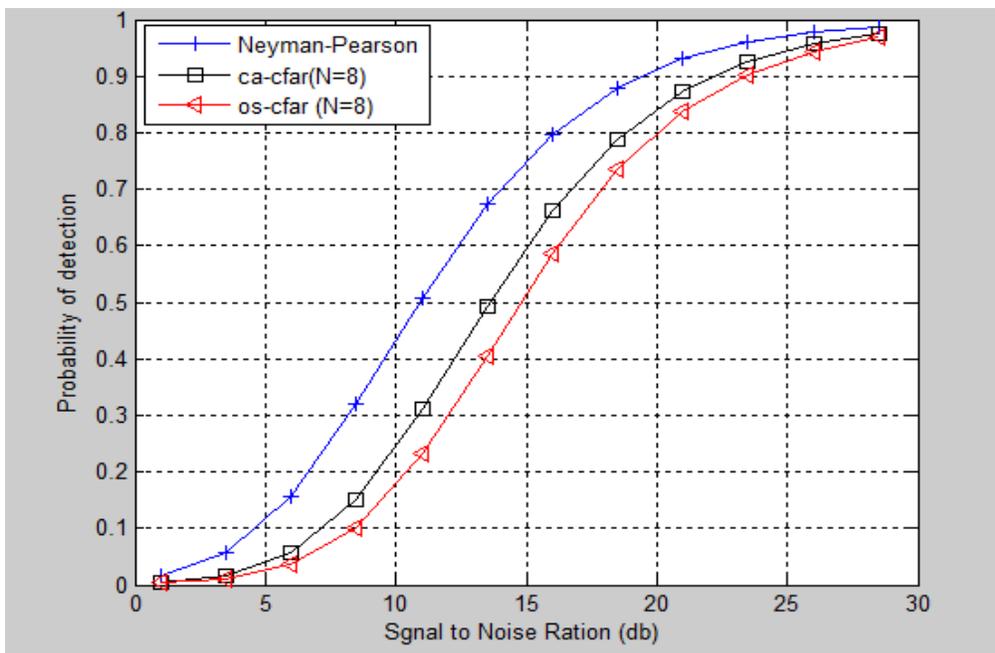
- Probabilité de fausse alarme désirée :  $P_{fa}=10^{-4}$
- Nombres des essais de monte carlo :  $10^5$
- Rapport signal sur bruit en dB :  $SNR_{dB} = 1:2.5:30$
- Nombre des cellules de gardes : 2
- La constante  $K = \frac{3}{4}N$

Ou N représente la taille de la fenêtre de référence

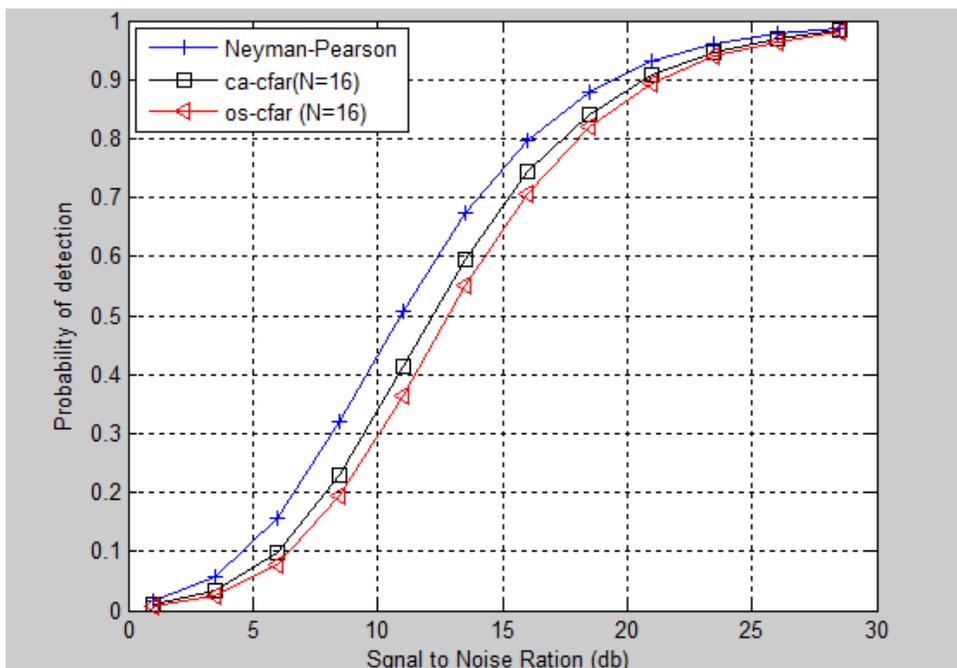
- Le nombre d'interférence = Int

Etude se porte en milieu homogène et non homogène pour différents configuration (N,P) notamment (16,12) , (24,18) et (32,24).

**IV.2. Processeurs CA-CFAR et OS-CFAR dans un milieu homogène**



*Figure IV.1 : Pd environnement homogène*



*Figure IV.2 : Pd environnement homogène*

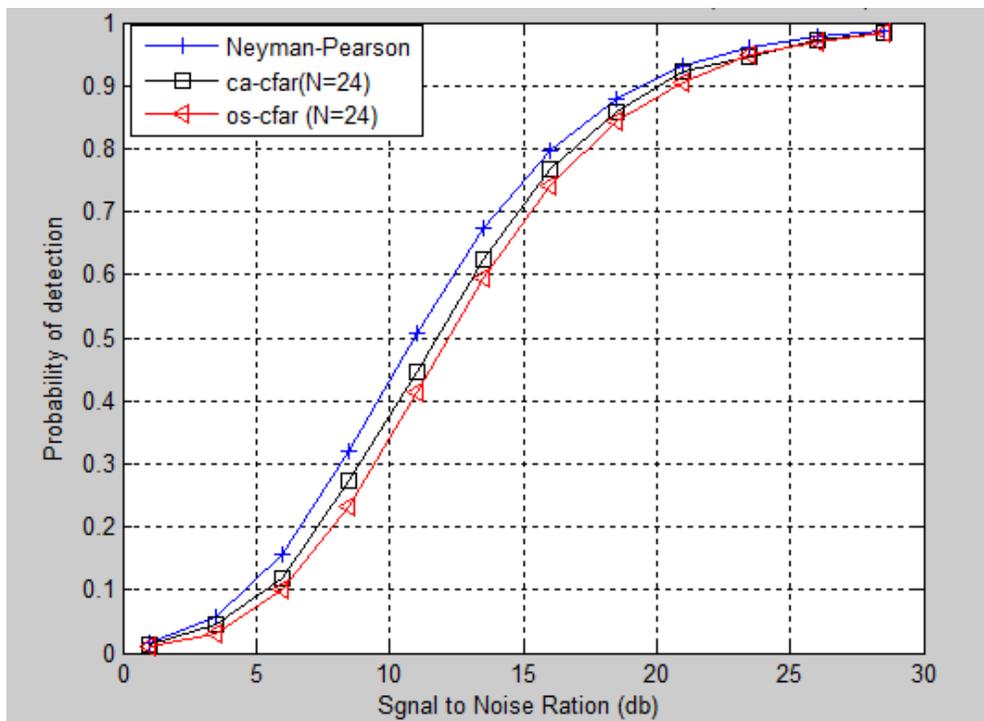


Figure IV.3 : Pd environnement homogène

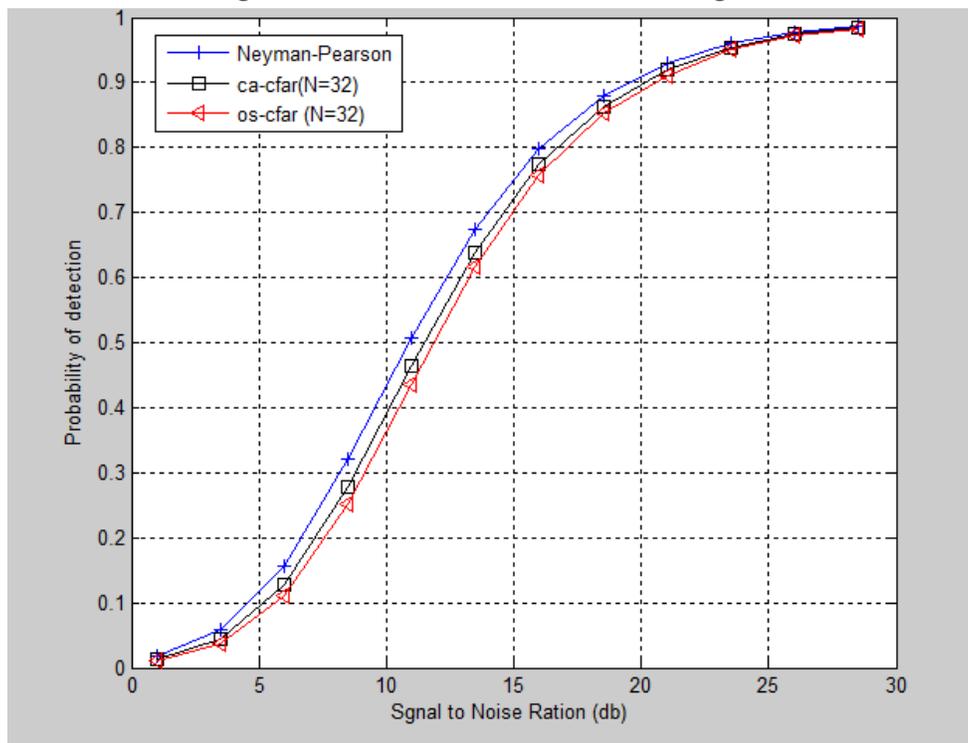


Figure IV.4 : Pd environnement homogène

Dans les figures IV.1-IV4 nous avons considéré un environnement homogène, nous avons simulé la probabilité de détection en fonction du SNR en considérant un bruit gaussien blanc additif. La comparaison a été effectuée pour voir l'effet de la taille de la fenêtre de référence  $N$  pour une  $P_{fa}=10^{-4}$ . On remarque que plus  $N$  augmente et plus les performances du processeur l'OSCFAR s'améliore, avec une perte en détection plus faible pour les deux processeurs en comparaison avec le détecteur optimal. La probabilité de détection n'atteint son maximale qu'après 30db.

### IV.3. Processeurs CA-CFAR et OS-CFAR dans environnement non homogène

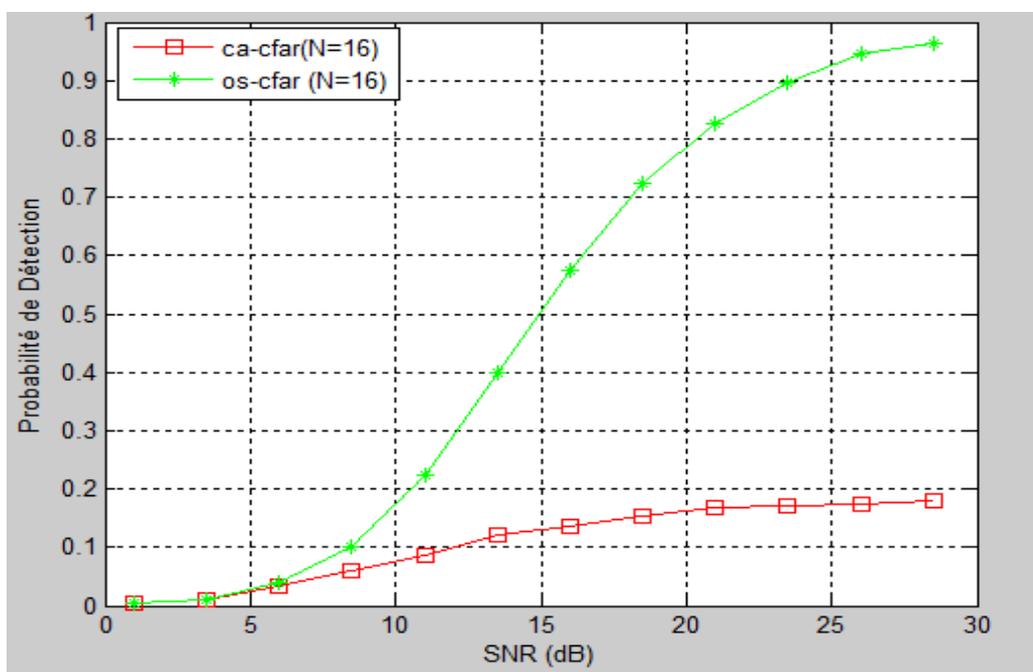


Figure IV.5 :  $P_d$  présence de 3 interférences  $N=16$

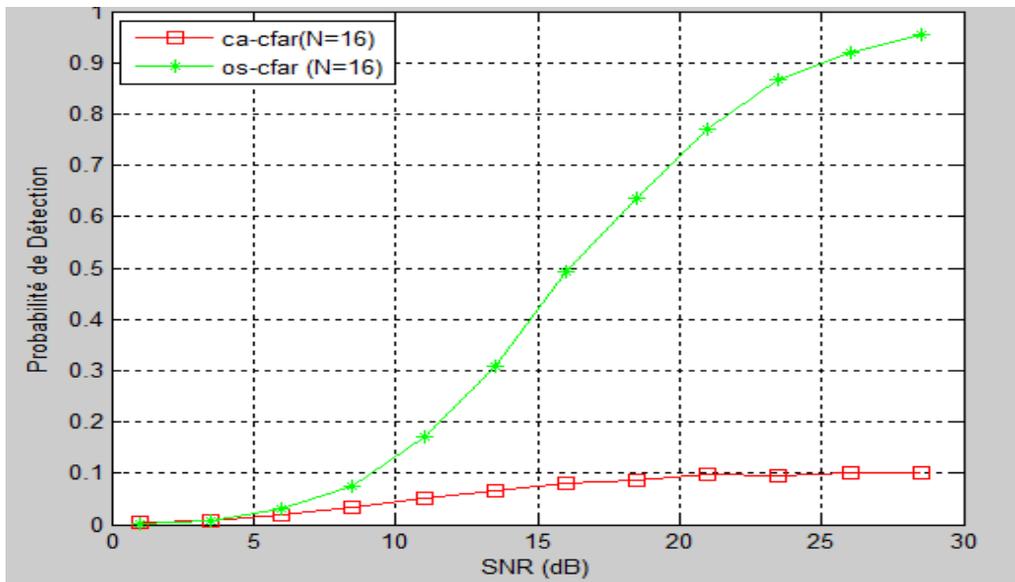


Figure IV.6 : Pd présence de 4 interférences N=16

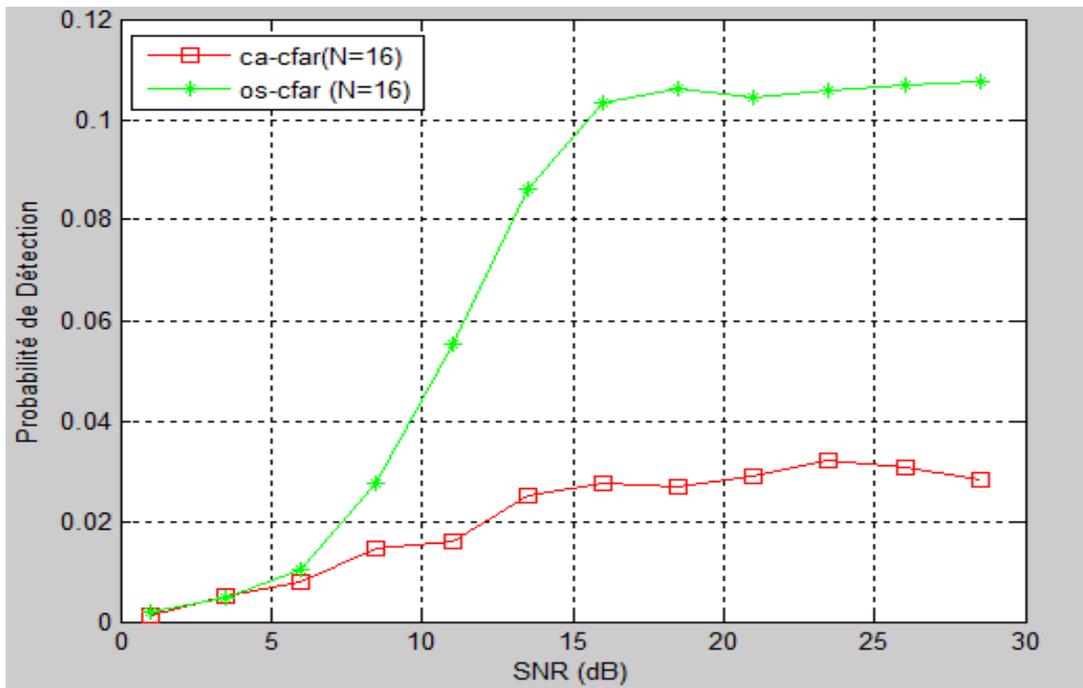


Figure IV.7 : Pd présence de 6 interférences N=16

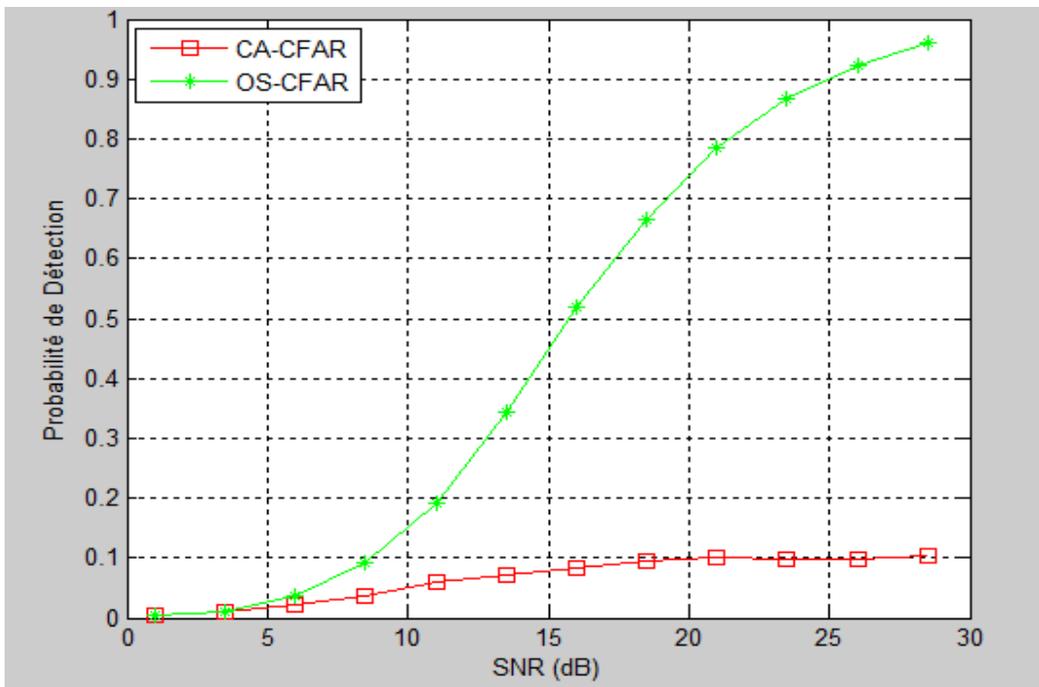


Figure IV. 8 : Pd présence de 6 interférences fenêtre gauche N=24

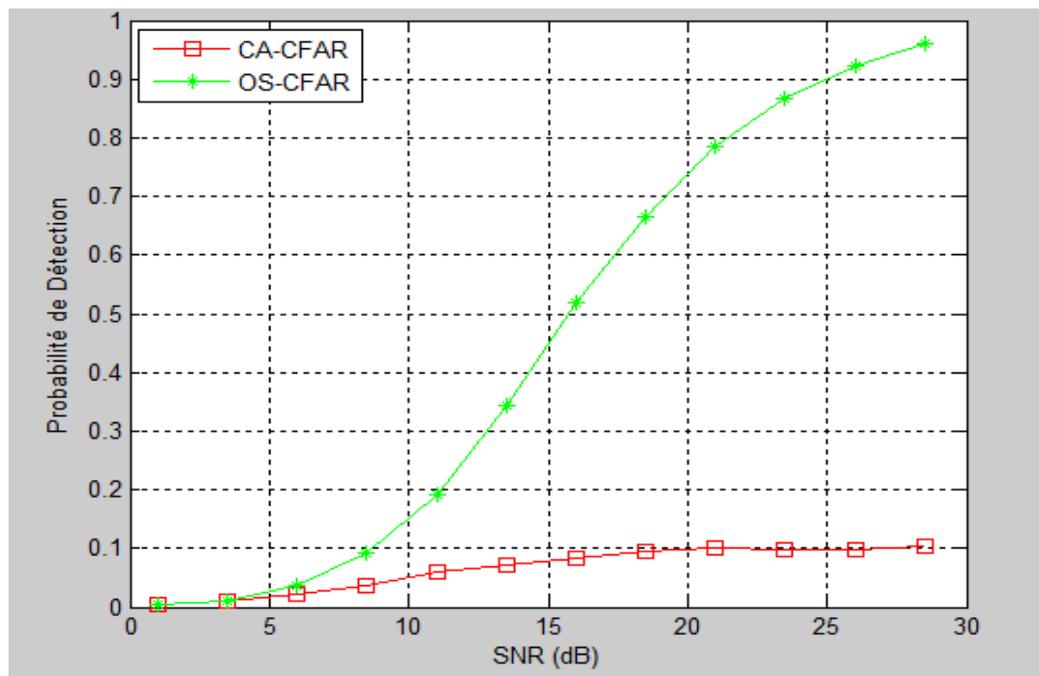


Figure IV. 9: Pd avec 6 interférences réparties entre 2 fenêtres différentes N=24

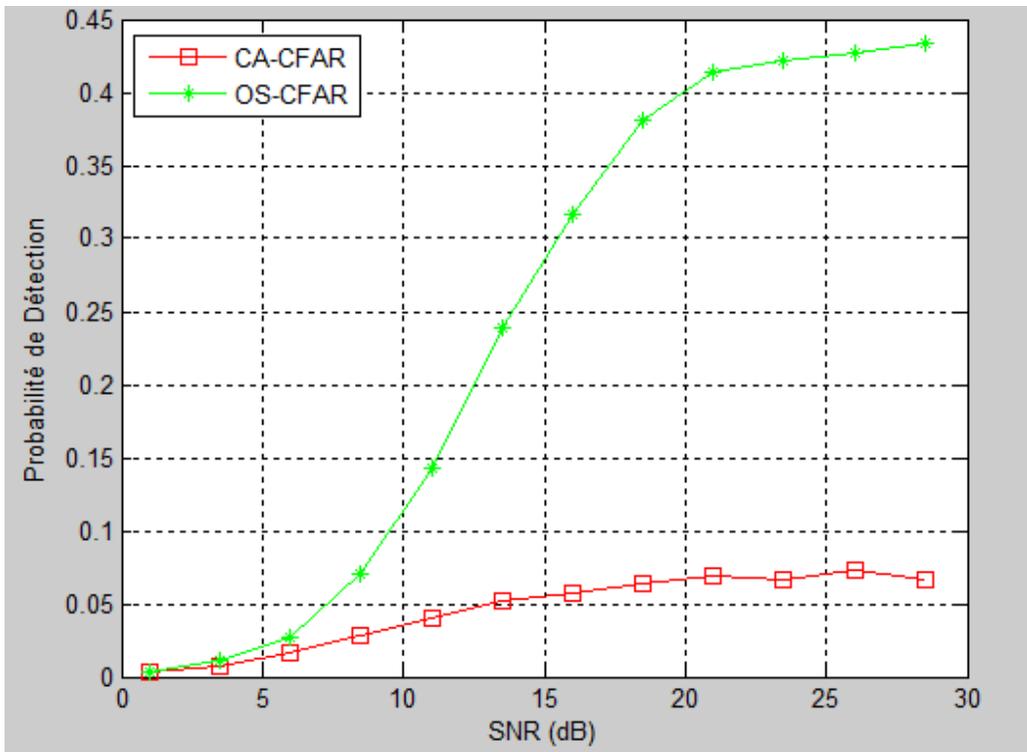


Figure IV. 10 : Pd avec 7 interférences et N=24

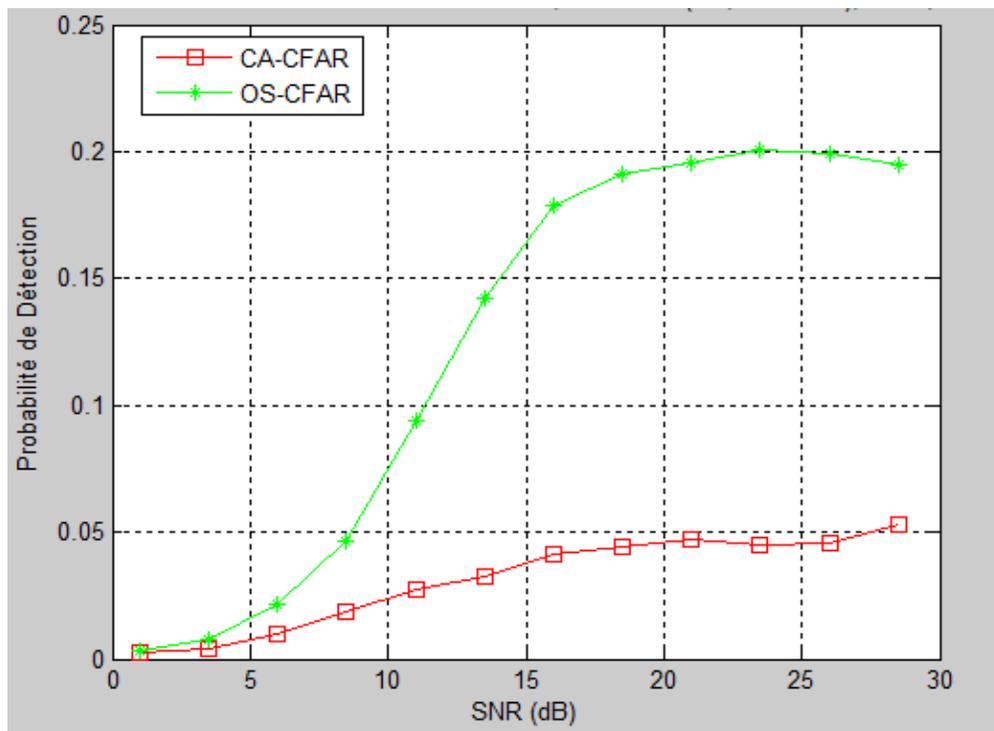


Figure IV. 11 : Pd avec 8 interférences et N=24

Dans les figures IV5-IV6 nous considérons le cas non homogène les cibles interférences sont respectivement regroupée dans une même fenêtre puis réparties entre les deux fenêtres dans les deux cas le processeur OSCFAR donne une meilleure probabilité de détection alors que le CACFAR perd en détection dès que le nombre d'interférences atteint 3. Dans les figures qui suivent le nombre de cibles interférentes augmente et tant que ce dernier est dans la limite tolérée selon la configuration (N,p) le processeur OSCFAR fournit une meilleure probabilité de détection en fonction du SNR par rapport au CACFAR malgré l'augmentation de la taille de la fenêtre de référence N, ceci est clairement illustré dans les figures IV5, IV6, IV8, IV9. Dans les simulations restantes le nombre d'interférences est supérieur à la limite admissible selon la configuration, c'est le cas des figures IV.7-IV.10 et IV.11 le nombre d'interférence est supérieur à la limite tolérée selon la configuration et le processeur OS-CFAR perd en détection ce qui a été prédit.

#### IV.4. Fusion AND & OR binaire Processeur CA-CFAR

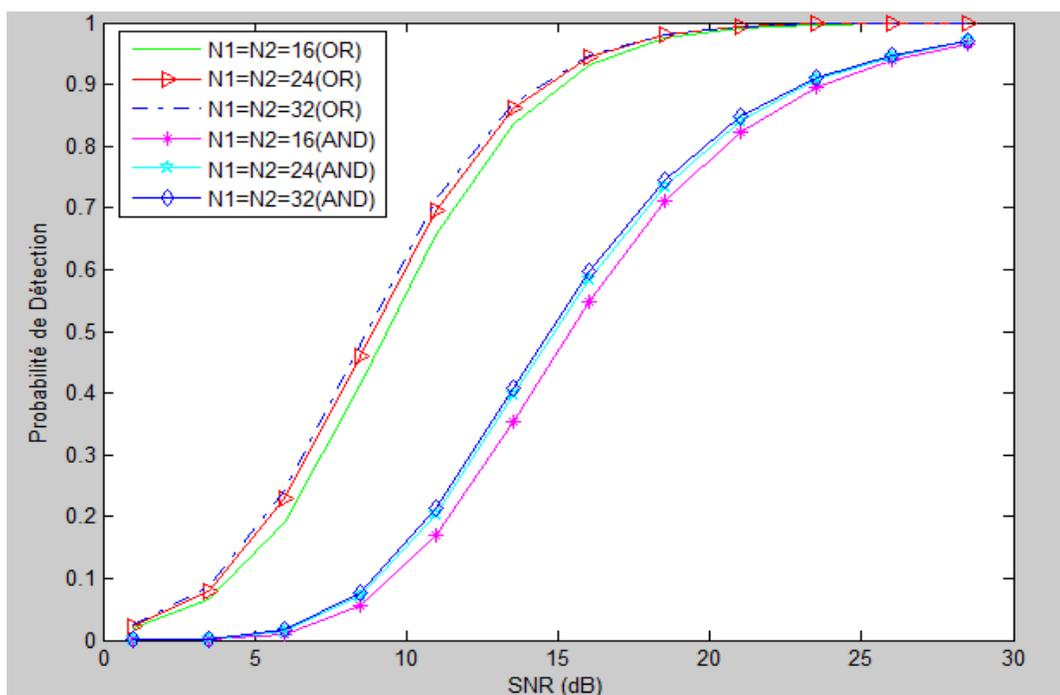


Figure IV.12:  $P_d$  fusion OR & AND du CA-CFAR environnement homogène

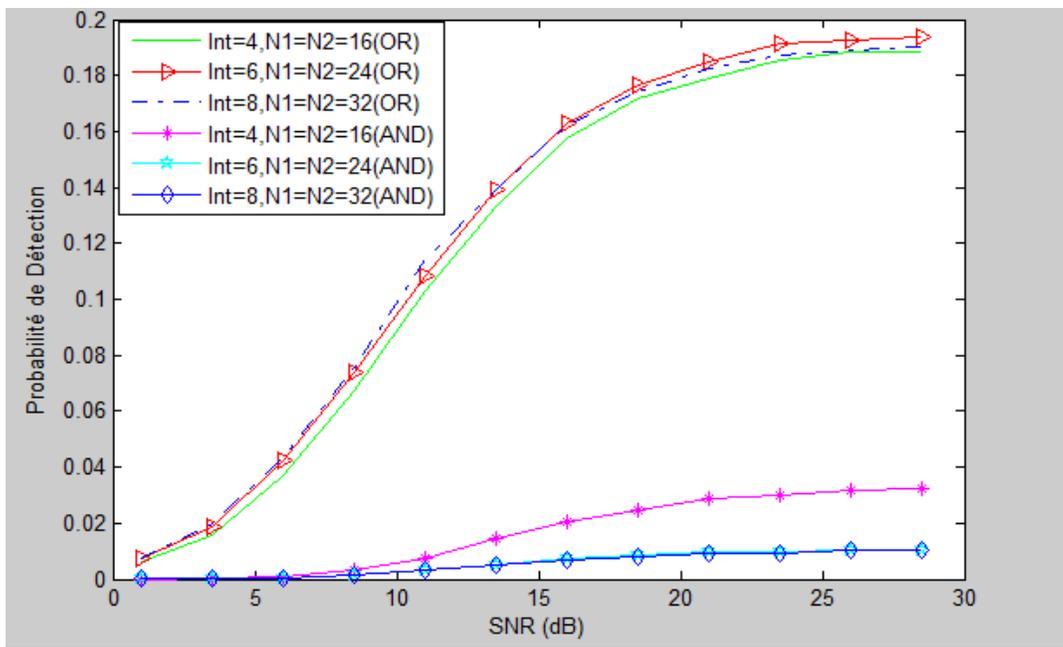


Figure IV.13 : Pd fusion OR & AND du CA-CFAR avec interférences

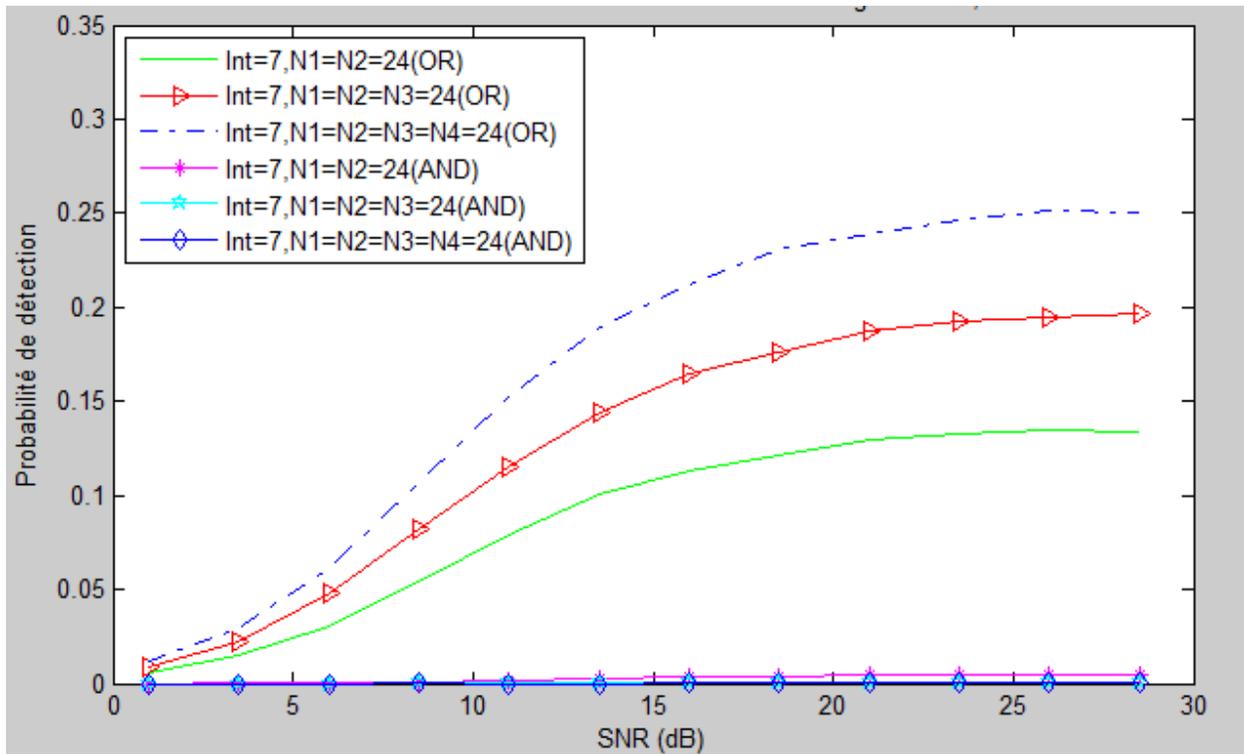


Figure IV.14 : Pd fusion OR & AND du CA-CFAR avec interférences

Dans la figure IV.12 on applique les deux règles de fusion logique de fusion AND et OR. Nous constatons une très bonne robustesse en milieu homogène, les performances de la probabilité de détection sont plus élevée selon la taille de la fenêtre de référence et en particulier lors de l'application de la fusion OR. Alors qu'en milieu non homogène les performances en terme de probabilité de détection se dégradent ceci est clairement illustré dans les figures IV.13-IV.14, la fusion AND est moins robuste par rapport à la fusion OR. Le cas le plus critique est représenté dans la dernière simulation où le nombre d'interférences est excessif, le processeur CA-CFAR perd totalement ses performances quel que soit la taille de la fenêtre de référence, ceci reste valable même avec la fusion OR.

#### IV.5. Fusion OR & AND binaire - Processeur OS-CFAR

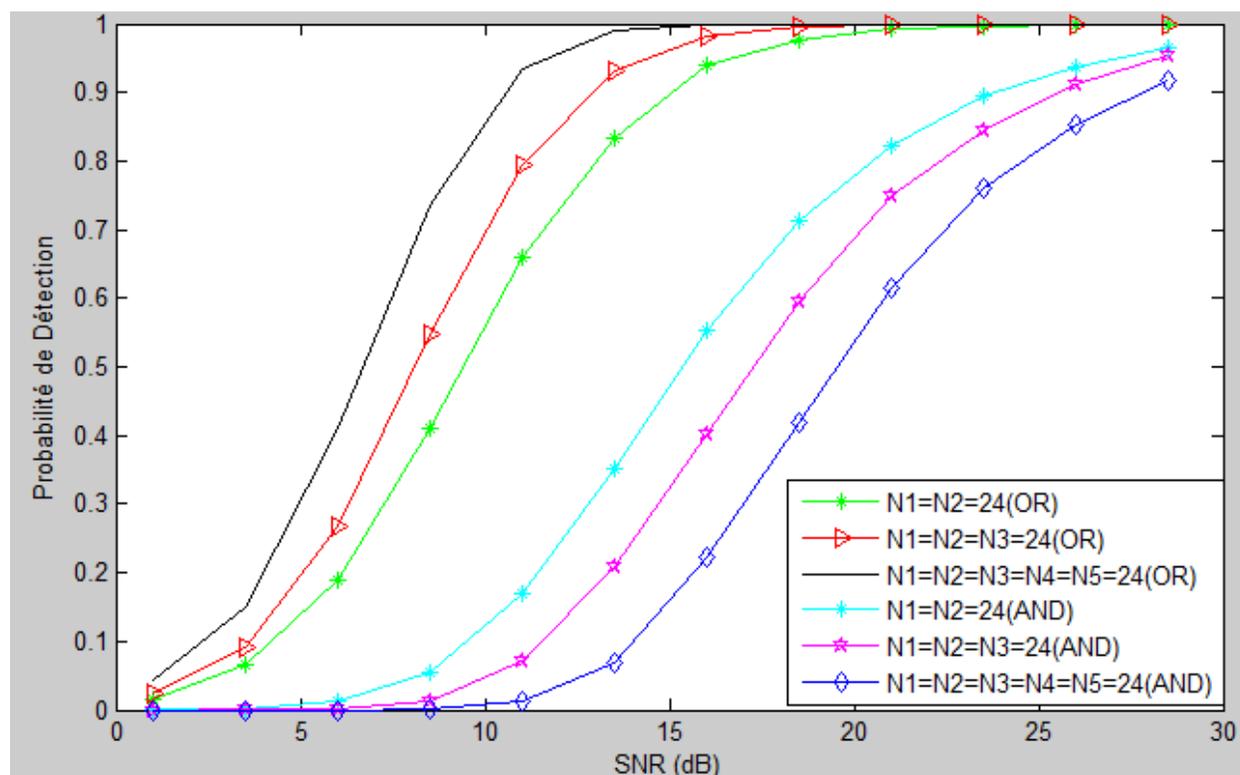


Figure IV.15. Pd fusion OR & AND du OS-CFAR environnement homogène

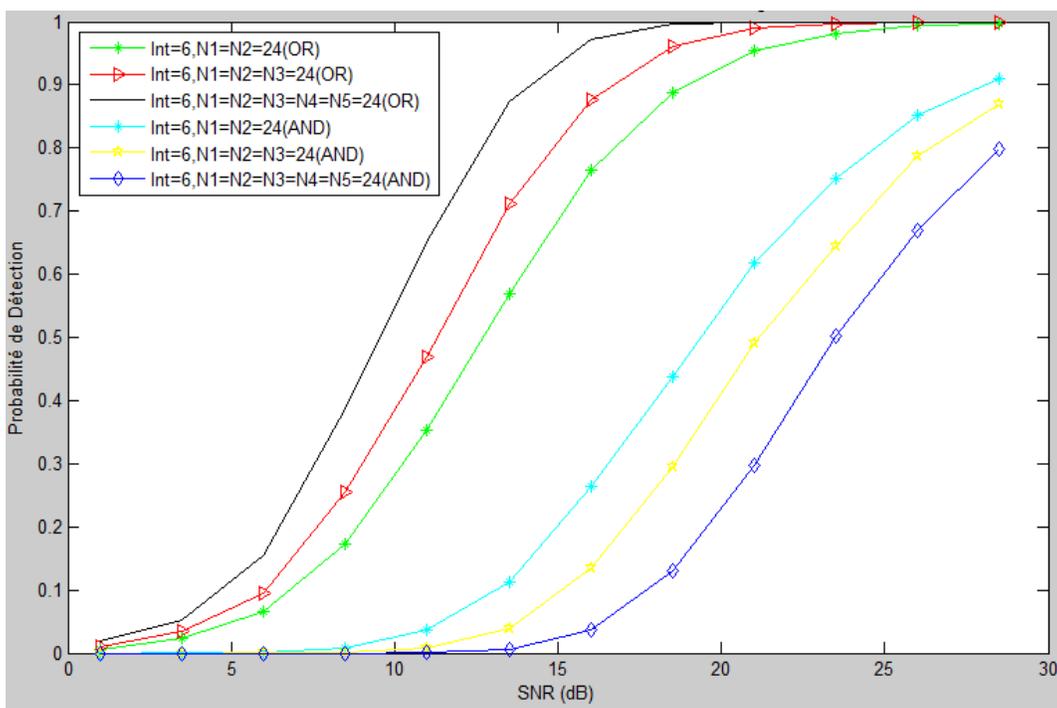


Figure IV.16 : Pd fusion OR & AND du OS-CFAR avec interférences

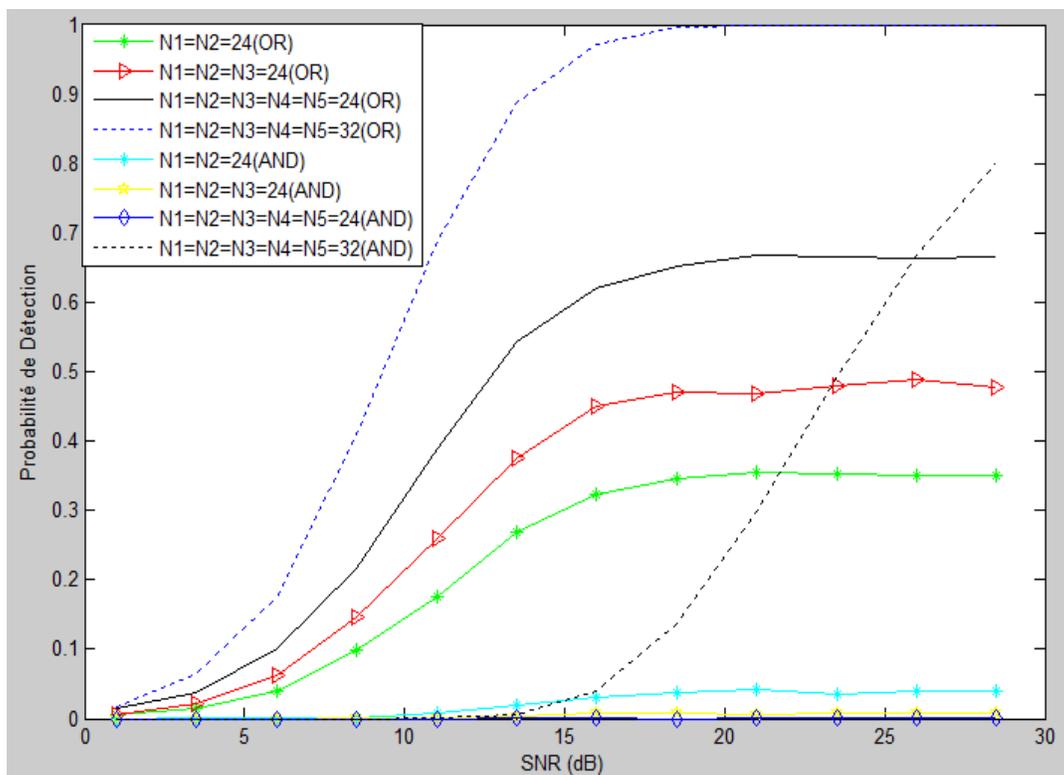


Figure IV.17 : Pd fusion OR & AND du OS-CFAR avec interférences

La figure IV-15 illustre le cas homogène où le processeur OSCFAR présente une amélioration substantielle en tirant profit de la fusion OR plus particulièrement où la probabilité de détection atteint son maximum a 22.5db avec seulement la fusion de 2 détecteurs par rapport de ce'uil était avec un seul détecteur et continue de s'améliorer pour devenir plus rapide avec 3 puis 4 et enfin 5 détecteurs en fusion où le max est atteint a 15db. L'environnement non homogène est illustré dans les figures IV.16 et IV.17 où le détecteur adaptatif OSCFAR montre les meilleures performances en présence de cibles interférentes en particulier avec la fusion OR en fixant la taille de la fenêtre de référence et en faisant augmenter le nombres de détecteurs de 2 à 5 la probabilité de détection continue a s'améliorer , contrairement a la fusion AND qui continue a se dégrader en augmentant le nombre de détecteurs en fusion. Le OSCFAR présente de meilleurs performances avec la fusion OR tant que le nombre d'interférences est dans la limite admissible dans le cas contraire cela devient impossible et dans ce cas il faudra augmenter de la fenêtre de référence afin d'améliorer la détection comme il est constaté dans la figure IV.17 où lorsque le nombre interférences devient excessif atteint 8, le OSCFAR devient robuste pour une large fenêtre de référence  $N=32$  et le nombre de détecteurs en fusion de 5 .

#### IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre deux schémas de fusion parallèle binaire notamment OR et AND basés sur les processeurs CACFAR puis OSCFAR ont été étudiés dans un environnement homogène puis non homogène en considérant un bruit blanc gaussien additif. Les résultats obtenus montrent que le processeur OSCFAR présente de meilleures performances en termes de probabilité de détection en présence de cibles interférentes en particulier avec la fusion OR par rapport au processeur CACFAR.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

### Conclusion générale

La détection est l'étape clé du radar et se fait toujours dans un environnement non homogène, la cible principal est confronté ainsi a plusieurs phénomènes selon l'environnement de la cible tout en étant dans le bruit thermique, qui sont l'effet de masque et /ou l'effet de capture, c'est ce dernier cas qui a été analysé dans notre thèse en supposant un bruit blanc gaussien additif. Ces phénomènes contribuent à l'augmentation de la probabilité de fausse alarme et le seuil de détection. Ce qui nécessite l'application d'un processeur robuste en présence de cibles interférentes.

Afin d'améliorer la détection CFAR nous avons tout d'abord proposé de faire une étude comparative entre le détecteur de base CACFAR et celui basé sur les statistiques d'ordre le OSCFAR dans l'environnement homogène qui présentent une détection proche de l'optimal pour une fenêtre de référence de taille large.

Une seconde partie concernant l'environnement non homogène est analysée où on a constaté la robustesse de l'OSCFAR par rapport au CACFAR. Le choix du rang  $K$  influe sur les performances de détecteur OS-CFAR nous avons opté pour le choix de  $K = \frac{3}{4}N$  comme proposer dans la plupart des publications.

Afin d'améliorer les performances de l'OSCFAR en terme de probabilité de détection en présence de cibles interférentes, nous avons opté pour le schéma utilisant la fusion binaire de détecteurs. Ce schéma est appliqué à chacun des deux détecteurs séparément CACFAR ET OSCFAR, en se basant sur deux règles de fusion logiques OR et le AND. Le comportement des deux détecteurs a été ainsi analysé dans le milieu homogène puis non homogène. En comparant les performances des processeurs CA-CFAR et OS-CFAR on peut clairement constater la supériorité en termes de probabilité de détection en fonction du SNR du processeur OSCFAR basé sur la fusion OR par rapport à la fusion AND, en présence de cibles interférentes, où plusieurs situations ont été analysées notamment pour le OS-CFAR par rapport au CA-CFAR, qui assure de meilleures performances en particulier lorsque pour une fusion OR ainsi que la taille de la fenêtre de référence le nombre de détecteurs en fusion contribuent fortement a l'amélioration de la de la probabilité de détection en présence d'interférences.

## **Perspectives**

En ce qui concerne les travaux futures nous proposons d'autres type de fusion tel que la fusion basée sur la logique flou qui contribue a une amélioration des performances de détecteurs par rapport a la fusion binaire, des détecteurs basés sur les statistique d'ordre tel que le OSCFAR ou autres, tout en supposant la présence de clutter de plus du bruit thermique.

# Bibliographies

---

## Bibliographies

- [1] Mr S.Meguelati, « Cours Radar », Université De Blida, 5ème Année Ingénieur, Département Aéronautique (Option: Installation), Année:2009/2010.
- [2] J Editeur: Christian Wolf, Traduction En Langue Française Et Révision: Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 3 Août 2011. Site Internet Www.Radartutorial.Eu.
- [3] M.R. krattou, thèse de magister, université de Tlemcen, département d'électronique, étude de la détection radar dans un milieu homogène, 2013.
- [4] Souad Chabbi, "Détection Adaptative Cfar A Censure Automatique Basse Sur Les Statistiques D'ordre En Milieux Non Gaussiens" Université De Constantine, Département D'électronique, Promotion 2008.
- [5] 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.
- [6] B. Atrouz, "Les Systems Radar", Ecole Militaire Polytechnique
- [7] Laroussi, T "Détection Adaptative Cfar De Cibles Chi Square Corrélées À Plusieurs Degrés De Liberté En Présence De Fouillis Rayleigh Corrèle», Thèse De Doctorat D'état, Université De Constantine, Année 2005.
- [8] Achbi Medsaid, Abadli A/Moutaleb «Analyse Des Performances Des Détecteurs Ca, Os Et MI-Cfar Dans Un Clutter De Distribution Weibub», Université Mohamed Khider Biskra, Mémoire De Fin D'étude En Vue De L'obtention du Diplôme D'ingénieur D'état En Automatique, Promotion2007].
- [9] M. Barkat. " Signal Détection And Estimation", Artech House Radar Library, Ma 02062, 2Emé Édition 2006].
- [10] A.Mezache, conférence internationale de l'IEEE sur le traitement du signal et les communications, 2007].
- [11] Anastassopoulos et al, A Comparative Study of Pattern Recognition Algorithmes for Classification of Ultrasonic Signals, 1999.

## Bibliographies

---

- [12] [Hammoudi, Z. "Analyse des Performances du Détecteur IVI-CFAR Distribuée et des Détecteurs CA CFAR et OS-CFAR Distribués Utilisant les Règles de Fusion Floues dans des Milieux Non Homogènes". Thèse de Doctorat d'état. Département d'électronique, Faculté des Sciences de L'ingénieur, Université de Constantine, 2004).
- [13] Barkat, M. "Signal detection and estimation". Artech house. Norwood, MA, USA, 1991.
- [14] Finn, H.M., and Johnson, R.S.: „Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter estimates", RCA Rev., 1968, vol.29, no.3, pp.
- [15] Site web [radartutorial.eu](http://radartutorial.eu).
- [16] Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background P.P. GANDHI. Student Member, IEEE S.A. KASSAJI. Senior Member. IEEE University of Pennsylvania
- [17] Gini, Greco et Farina, Clairvoyant and adaptive signal detection in non-Gaussian clutter a data dependent threshold interpretation, IEEE Trans. Sig. Proc., Juin 1999
- [19] Mourad Barkat et Pramod K. Varshney Decentralized CFAR Signal Detection. Suny at Stony Brook Syracuse University

