

République algérienne démocratique et populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur  
et de la recherche scientifique  
Université de M'sila

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
جامعة المسيلة



Département d'Électronique

## MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme de :

### MASTER

En Télécommunications

Option : Systèmes des Télécommunications (STLC)

Thème :

---

---

Analyse de performance du détecteur TGM-CFAR  
dans un clutter non-homogène de distribution Pareto

---

---

Proposé et dirigé par :  
Dr. CHALABI Izzeddine

Présenté par :  
- BELAMRI Fatima  
-SAOUDI Baha Eddine

*Session : Juin 2021*

*Année Universitaire : 2020/2021*

## *Dédicas*

*Je dédie ce mémoire de fin d'études*

*A*

*Mon très cher père et ma très chère mère*

*En témoignage de ma reconnaissance envers le soutien, les sacrifices et tous les efforts qu'ils ont fait pour mon éducation ainsi que ma formation.*

*A*

*Ma chère tante*

*Pour m'aider à tout et que je considère comme ma mère.*

*A*

*Mes chères sœurs*

*Hayat, Houda, Ahmed, Mohamad*

*Pour m'aider à tout et que je considère comme ma mère.*

*A*

*Tous ceux qui ont une relation de proche ou de loin*

*Avec la réalisation du présent rapport.*

*Mes chers amis*

*A*

*Iman, Nessaïba, chaïma, Fatïma, houda, Tous mes amis qui me soutiennent du présent Rapport.*

*Mon cher mari*

*Mohammad Mehedi Hasan.*

### **REMERCIEMENT**

*C'est avec un grand plaisir que je réserve ces lignes en signe de reconnaissance à tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à rendre ce travail possible.*

*Même si des fois nos expressions nous trahissent et n'expriment pas réellement nos sentiments les plus sincères.*

*Ma profonde gratitude va en premier, à Allah le tout puissant, le miséricordieux de m'avoir donné la force et la patience d'arriver à mettre ce travail à terme.*

*Puis ; je voudrais remercier mon encadreur*

*Dr. Chalabi Azzeddine.*

*Maitre de conférences à l'université de M'SILA pour son aide et pour la confiance qu'il a mise en moi, qu'il trouve ici toute ma gratitude et surtout ma parfaite considération de l'intérêt qu'il portait à ce travail depuis sa proposition de ce sujet.*

*Je remercie très sincèrement, les membres de jury d'avoir bien voulu accepter de faire partie de la commission d'examinations.*

*A toute personne qui a participé de près ou de loin pour  
l'accomplissement de ce modeste travail.*

*Merci....*

# *Table des matières*

Dédicace.....	i
Remerciement.....	ii
Table des matières .....	iii
Liste des figures .....	v
Abréviations et Acronymes .....	vi
Nomenclature .....	viii
Résumé .....	x
Abstract .....	xi
INTRODUCTION GENERALE.....	1
<b><u>Chapitre I : Généralités sur les radars</u></b>	
I.1 introduction.....	4
I.2 Classification des systèmes radar.....	6
I.2.1 Radar imageurs/radar non imageurs .....	6
I.2.2 Radars primaires.....	6
I.2.3 Radars impulsion.....	7
I.2.4 Radars à onde continue.....	7
I.2.5 Radars secondaires.....	8
I.3 Composants fondamentaux des systèmes radar.....	9
I.3.1 Le transmetteur .....	9
I.3.2 Duplexeur.....	10
I.3.3 Antenne.....	10
I.3.4 Destinataire.....	11
I.3.5 Mixer.....	12
I.3.6 Deuxième détecteur.....	12
I.3.7 L'amplificateur vidéo.....	13
I.3.8 Traitement de signal.....	13
I.3.9 Traitement de l'information.....	13
I.3.10 Affichage.....	13
I.3.11 Forme d'onde.....	13
I.4 Principe de fonctionnement.....	15
I.5 Modèles de Swerling de cibles.....	16
I.6 Modélisation du clutter.....	17

I.6.1 Distribution Log-normal.....	17
I.6.2 Distribution Weibull.....	18
I.6.3 Distribution K-composée.....	18
I.7 Détection adaptative CFAR.....	20
I.8 Conclusion.....	21

## **Chapitre II : Détection CFAR- De la distribution Pareto**

II.1 Introduction.....	23
II.2 La distribution de Pareto.....	23
II.3 Détection CFAR dans un clutter Pareto distribué.....	25
II.3.1 La Détection CFAR.....	25
II.4 Détecteur GM-CFAR.....	30
II.5 Détecteur OS-CFAR.....	30
II.6 Détecteur TM-CFAR.....	31
II.6.1 Processus de fenêtre coulissante.....	31
II.6.2 Probabilité de fausse alarme.....	33
II.6.3 Moyenne géométrique tronquée CFAR.....	35
II.7 Conclusion.....	37

## **Chapitre III : Analyse de la performance de détection TGM-CFAR**

III.1 Introduction.....	39
III.2 Résultats de simulation et discussion.....	39
III.3 Conclusion.....	49
CONCLUSION GENERALE.....	50
Bibliographie .....	51

## *Liste des Figures*

<b>Figure I.1</b> : Classification des systèmes RADAR .....	6
<b>Figure I.2</b> : Schéma fonctionnel simple d'un radar utilisant un émetteur amplificateur de puissance et un récepteur superhétérodyne.....	9
<b>Figure I.3</b> : Principe de l'émission du radar.....	15
<b>Figure I.4</b> : Principe de la détection adaptative CFAR.....	20
<b>Figure II.1</b> : Distribution de Pareto en fonction de l'intensité, $X$ .....	25
<b>FigureII.2</b> : Effet du changement de la puissance du bruit sur la $P_{FA}$ pour un seuil de détection fixe avec $\sigma_0 = 10^{-6}$ et $\sigma_d^2 = 1$ .....	27
<b>FigureII.3</b> : Matrice distance/vitesse d'un radar Doppler à impulsions.....	28
<b>FigureII.4 P</b> : processus d'échantillonnage en portée et en fréquence (Doppler).....	28
<b>FigureII.5</b> : Architecture générale de la détection CFAR .....	29
<b>FigureII.6</b> : Récepteur linéaire pour des signaux avec une phase et amplitude aléatoires.....	29
<b>Figure III.1</b> : Effet du nombre de cellules de référence sur les performances de détecteur GM-CFAR pour $N=16$ , $N=32$ et $N=64$ .....	41
<b>Figure III.2</b> : Effet du paramètre de forme sur les performances de détecteur GM-CFAR pour $\alpha=2$ , $\alpha=5$ et $\alpha=10$ .....	42
<b>Figure III.3</b> : Comparaison des performances du détecteur GM-CFAR pour un paramètre d'échelle $\beta$ connu et inconnu.....	43
<b>Figure III.4</b> : Zoom de la figure III.3.....	44
<b>Figure III.5</b> : Performances de détection dans un clutter homogène Pareto distribué.....	45
<b>Figure III.6</b> : Zoom de la figure III.5.....	46
<b>Figure III.7</b> : Performances de détection dans un clutter hétérogène Pareto distribué en présence d'une cible interférente.....	47

**Figure III.8** : Performances de détection dans un clutter hétérogène Pareto distribué en présence de deux cibles interférentes.....48

## *abréviations et Acronymes*

<b>RADAR</b>	Radio Détection And Ranging
<b>CFAR</b>	Constant false alarm rate
<b>SER</b>	Surface équivalente radar(RCS)
<b>CA-CFAR</b>	Cell Averaging
<b>CW</b>	Radar à onde continue
<b>PSR</b>	Radar primaire de surveillance
<b>SNRR</b>	Apport signal sur bruit
<b>PDF</b>	La fonction de densité de probabilité
<b>IF</b>	Fréquence Intermédiaire (Intermediary Frequency)
<b>CSF</b>	Courtes sont menés en France
<b>PPI</b>	Indicateur de position de plan
<b>ADT</b>	L'automate détecteur et traquer
<b>MTI</b>	(VCM) visualisation des cibles mobiles (Moving Target Indicator)
<b>HF</b>	Haute fréquence
<b>UHF</b>	Ultra Haute fréquence
<b>RF</b>	Radio fréquence
<b>FMCW</b>	Radar a onde continue modulée en fréquence
<b>DSTO</b>	Organisation .....
<b>TFAC</b>	Taux de fasse alarme constant
<b>CUT</b>	Cella Under Test
<b>CST</b>	Cellule Sous Test

<b>OS</b>	Order Statistic
<b>PDF</b>	Probability Density Function
<b>RADAR</b>	RADio Detection And Ranging
<b>OS-CFAR</b>	Order statistique CFAR.
<b>CDF</b>	Cumulative Density Function
<b>MGF</b>	La fonction génératrice de moment

## *Nomenclature*

$m$	mètre
$s$	seconde
$D$	La distance entre l'antenne et la cible.
$\Delta t$	Le temps qu'il faut à l'onde pour atteindre la cible et revenir au radar
$C$	La vitesse de lumière
$P_D$	Probabilité de détection
$C_I$	Cible de détection.
$S$	Somme de tous les vrais échos.
$\alpha$	Paramètre de forme de la distribution de Pareto (simple ou composée)
$\beta$	Paramètre d'échelle positif de Pareto
$F_X(t)$	Fonction de distribution cumulative de la variable aléatoire $X$
$f(t)_x$	La fonction de densité de la distribution de Pareto
$E(t)$	Espérance de la distribution de Pareto
$\text{Var}(t)$	variance de la distribution de Pareto
$Y_d$	Distribution exponentielle
$W_k$	Distribution Beta
$f_{W_k}$	La densité de la distribution Beta
$k$	Paramètres de la distribution Beta
$Q$	La distribution exponentielle
$\Gamma(\cdot)$	La fonction Gamma

$\phi_1$	Paramètre d'échelle
$\phi_2$	Paramètre de forme
$M_{\Xi_i}(-\tau)$	La fonction génératrice de moment ( <b>MGF</b> )
$X$	Variable aléatoire
$\sigma$	Écart-type
$F(x)$	La fonction de répartition
$x$	Observation particulière de la variable aléatoire
$P_X$	Fonction de densité de probabilité de la variable aléatoire $X$
$P_{FA}$	Probabilité de fausse alarme (Probability of False Alarm)
$H_0$	Hypothèse nulle de test de détection caractérisant une cible absente
$H_1$	Hypothèse alternative de test de détection caractérisant une cible présente
$N$	Nombre des impulsions
$\tau$	Durée de l'impulsion
$P_{fa}$	La probabilité de fausse alarme

## *Résumé*

La détection du signal est une procédure qui peut être implémentée dans diverses applications telles que les radars, les systèmes de communications.....etc.

Aujourd'hui, les radars recouvrent un large éventail de disciplines dans des domaines variés tels que l'aéronautique, militaire, la marine, la météorologie, la circulation automobile..., etc. Le terme RADAR signifie la détection et localisation à distance d'un objet (cible) à partir du signal rétrodiffusé (écho).

Les échos qui apparaissent sur l'image radar ne sont pas seulement produits par la réflexion des ondes émises à partir des objets durs (bateaux, véhicules, avions, les voitures,...., etc.), mais certains échos sont produits par des obstacles indésirables (clutter) tels que l'atmosphère, le sol, les nuages, la mer et la surface irrégulière des vagues. L'objectif principal dans la détection du signal radar souhaitable est donc la conception d'une structure optimale du récepteur selon certains critères qui sont déterminés par le type d'environnement de détection de la cible. Dans ce contexte, le but de ce travail est l'analyse des performances de détection radar dans clutter pour des milieux non-homogènes de distribution Pareto.

## *Abstract*

Signal detection is a procedure that can be implemented in various applications such as radars, communications systems...etc. Today, radars cover a wide range of disciplines in various fields such as aeronautics, military, navy, meteorology, automobile traffic, etc. The term RADAR means the remote detection and localization of an object (target) from the backscattered signal (echo). The echoes that appear on the radar image are not only produced by the reflection of waves emitted from hard objects, but some echoes are produced by unwanted obstacles (clutter) such as the atmosphere, ground, clouds, the sea and the irregular surface of the waves. The main objective in detecting the desirable radar signal is therefore to design an optimal structure of the receiver according to certain criteria which are determined by the type of detection environment of the target. In this context, the aim of this work is to analyze the performance of the TGM-CFAR detector in a distributed Pareto clutter. We carry out a comparative study with GM-CFAR and OS-CFAR detectors for different situations. The data used in this study are then generated using Matlab following the Pareto distribution.

## ملخص

كشف الإشارة هو إجراء يمكن تنفيذه في تطبيقات مختلفة مثل الرادارات وأنظمة الاتصالات .... إلخ. اليوم، تغطي الرادارات مجموعة واسعة من التخصصات في مختلف المجالات مثل الطيران والجيش والبحرية والأرصاد الجوية وحركة مرور السيارات وما إلى ذلك. مصطلح RADAR يعني الاكتشاف عن بعد وتوطين كائن (هدف) من الإشارة المتناثرة (صدى). الأصداء التي تظهر على صورة الرادار لا تنتج فقط من انعكاس الموجات المنبعثة من الأجسام الصلبة (القوارب، المركبات، الطائرات، السيارات ... إلخ)، ولكن بعض الأصداء تنتج عن عوائق غير مرغوب فيها (فوضى) مثل الغلاف الجوي والأرض والغيوم والبحر وسطح الموجة غير المنتظمة. لذلك فإن الهدف الرئيسي من الكشف عن إشارة الرادار المرغوبة هو تصميم البنية المثلى للمستقبل وفقاً لمعايير معينة يتم تحديدها حسب نوع بيئة الكشف للهدف. في هذا السياق، الهدف من هذا العمل هو تحليل أداء كشف الرادار في الفوضى للوسائط غير المتجانسة مع توزيع باريتو.

# *Introduction générale*

Le radar est un mot composé de la première lettre des mots suivants : radio détection and ranging, le mot radio detection signifie la détection par les ondes radio (sans fils) et le mot ranging signifie définir ou spécifier un variant.

Le radar est destiné à détecter des cibles et spécifier la distance, la vitesse et la direction par des ondes radio, la base du travail radar est basée sur le phénomène de vibration électrique, qui génère des impulsions d'onde électromagnétique à partir de la fréquence donnée.

Le radar est utilisé pour la détection des cibles dans l'air telle que des avions et missiles utilisés par les avions et les navires pour détecter ce qui pourrait gêner son chemin la nuit et en cas de brouillard, aussi utilisé dans la détection des sous-marins dans la profondeur des mers et des océans, en météorologie, il est utilisé pour observer les nuages et mesurer la vitesse du vent.....etc. Enfin, et surtout, son utilisation dans le domaine militaire.

Le système de radar doit contourner certains signaux indésirables provenant de sources internes et externes. Le bruit provenant d'une source interne résultant du bruit thermique et du bruit d'une source externe. Ils peuvent être causés par des objets naturels tels que la terre et la mer, envahissants tels que la pluie et la neige, des tornades de sable et météorologiques, des animaux, des impacts atmosphériques, de petites météorites et même des objets créés par l'humanité tels que des bâtiments,

Cela peut être un bruit intentionnel de la part de l'ennemi, et cela provoque la dissimulation des cibles souhaitées, ici cela nous pose de nombreux problèmes pour capturer le signal cible, la solution à ce problème est de séparer le signal de bruit du signal cible.

L'idée de la technologie CFAR (Constant False Alert Rate) est de créer un système adaptatif, ce qui nous permet de détecter plus facilement une cible souhaitée en utilisant un taux de fausses alarmes constant, ce qui quels que soient les signaux parasites présents. En effet, le principe du CFAR est d'utiliser quelques échantillons de bruit pour vous permettre d'estimer et de déterminer le seuil de détection qui s'adapte à différentes conditions environnementales. Les ajouts indésirables entraînent une distorsion de la cible, le bruit doit être identifié et extrait.

Le premier chapitre est consacré aux concepts de base des systèmes radar. Nous commençons d'abord par un aperçu historique du radar et de la définition de radar, les classifications du

radar, les composants fondamentaux du système radar, le concept de chaque composé et le calcul de la distance, direction, probabilité de détection... etc.

Le deuxième chapitre nous avons fait un bref rappel théorique sur les statistiques de la distribution Pareto composée, est consacré à l'étude de la détecteur CFAR et GM-CFAR, OS-CFAR, TGM-CFAR.

Dans ce triple chapitre, nous discutons les performances du détecteur TGM-CFAR dans un clutter Pareto distribué. À ce stade, nous effectuons une étude comparative avec les détecteurs GM-CFAR et OS-CFAR pour des différentes situations. Les données utilisées dans cette étude sont ensuite générées utilisant Matlab suivant la distribution de Pareto.

*Chapitre I*  
*Généralités sur*  
*Les radars*

# I. Introduction

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 repère qui correspondent à la découverte de quelques grands principes de base ou à des inventions importantes [Christian Wolff2011]

En 1865, le physicien anglais James Clerk Maxwell développe sa théorie de la lumière électromagnétique (Description de l'onde électromagnétique et de sa propagation) et en 1886, le physicien allemand Heinrich Rudolf Hertz démontra l'existence physique des ondes électromagnétiques qui confirment ainsi la théorie de Maxwell.

En 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 d'un appareil qui suit les principes de ce que sera le radar plus tard. Hülsmeier dépose un brevet de son invention en Allemagne, en France et au Royaume-Uni.

En 1921, Albert Wallace Hull développe un oscillateur à haut rendement, le magnétron, qui servira plus tard comme source de l'onde radar.

En 1922, A. H. Taylor et L. C. Young, du Naval Research Laboratory (USA), détectent pour la première fois un navire envoie dans une expérience assez similaire à celle de Hülsmeier.

En 1930, L. A. Hyland, également du Naval Research Laboratory, réalise la première détection d'un aéronef.

En 1934, faisant suite à une étude systématique du magnétron, des essais sur des systèmes de détection par ondes courtes sont menés en France par la CSF (16 et 80 cm de longueur d'onde) selon les principes de Nicolas Tesla. Un brevet est déposé (brevet français n° 788795). Le premier équipa en 1934 le cargo Orégon, suivi en 1935 par celui du paquebot Normandie.

En 1935, faisant suite à un brevet déposé par Robert Watson-Watt (l'inventeur dit « officiel » du radar) (brevet anglais GB593017), le premier réseau de radars est commandé par les Britanniques et portera le nom de code Chain Home. En 1936, Metcalf et Hahn développent le klystron. Utilisé comme amplificateur ou oscillateur, il sera un autre équipement important du radar.

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 «rideau de fer», et en particulier le long des frontières allemandes.

D'autre part, le radar fait son apparition dans le domaine civil après le conflit. En premier, c'est le domaine de l'aviation civile qui en est équipée, permettant un rapide développement du contrôle aérien. Il se répand ensuite dans des domaines aussi divers que la détection des précipitations en météorologie, l'étude des planètes en astronomie, le contrôle de la vitesse sur les routes et la détection des artefacts archéologiques dans le sol.

## I.2 Classification des systèmes radar

En fonction des informations qu'ils doivent fournir, les équipements radars utilisent des qualités et des technologies différentes. Ceci se traduit par une première classification des systèmes radars [Wolff 2011].

### I.2.1 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.

Des exemples typiques de radar non imageur sont les cinémomètres radars (les petits, sur le bord de la route..) et les radios altimètres. Ce type de radar est également appelé diffus mètres puisqu'il mesure les propriétés de réflexion de la région ou de l'objet observé. Figure I .1 :

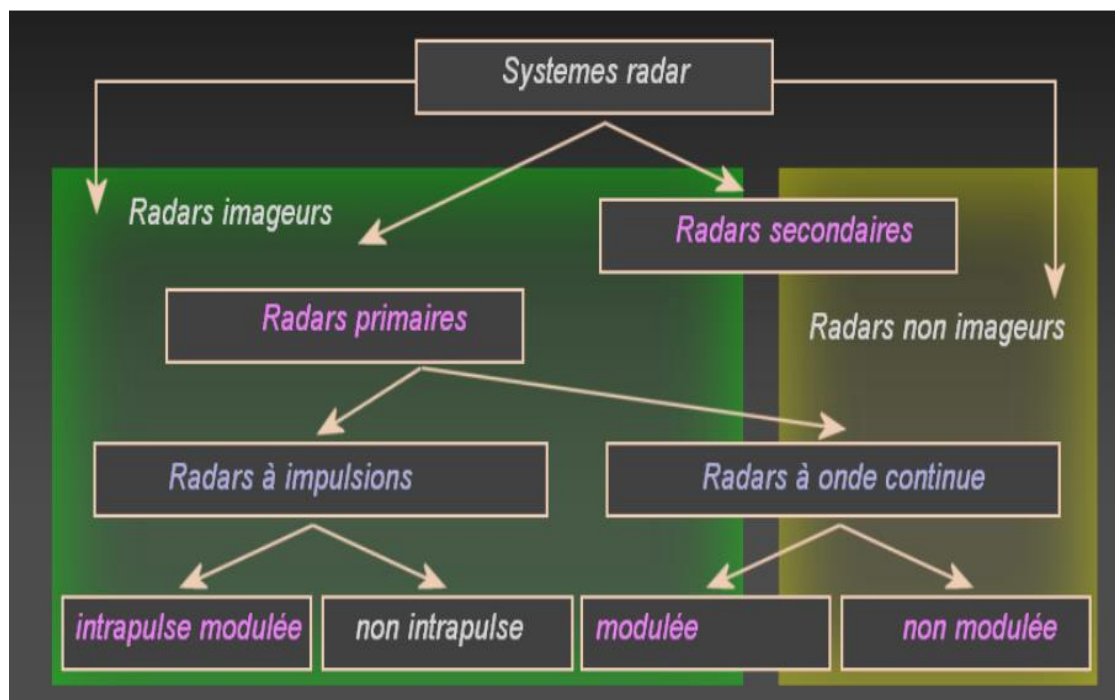


Figure I .1 : Classification des systèmes RADAR.

### I.2.2 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

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....).

### **I.2.3 Radars impulsion**

Les radars à impulsions émettent des impulsions de signal hyperfréquence à forte puissance, puis il attend l'écho du signal transmis pendant un certain temps avant qu'elle ne transmette une nouvelle impulsion.

Radars à impulsions est généralement utilisé lorsque cela est nécessaire pour détecter des cibles au sein d'un certain volume de l'espace et de déterminer la distance et le relèvement et dans certains cas, la vitesse de chaque cible. Le système de radar pulsé nécessitent généralement l'émission de grandes puissances et peut-être très complexe et coûteuse.

### **I.2.4 Radars à onde continue**

Un radar à onde continue (CW) ou à ondes entretenues est un type de radar caractérisé par l'émission d'ondes en continu, modulées en fréquence ou non. Les radars à ondes entretenues émettent sans interruption un signal hyperfréquence. L'écho est donc reçu et traité continuellement. Pour empêcher l'énergie émise d'entrer directement dans le récepteur et de contaminer celle revenant de la cible, ce type de radar émet et reçoit :

- soit avec deux antennes différentes (radar bi statique).
- soit mesure l'écart de fréquence entre les deux signaux en utilisant la même antenne.

Les radars à onde continue sont de deux types :

- **Radars à onde continue non modulée**

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

### • Radars à onde continue Modulée

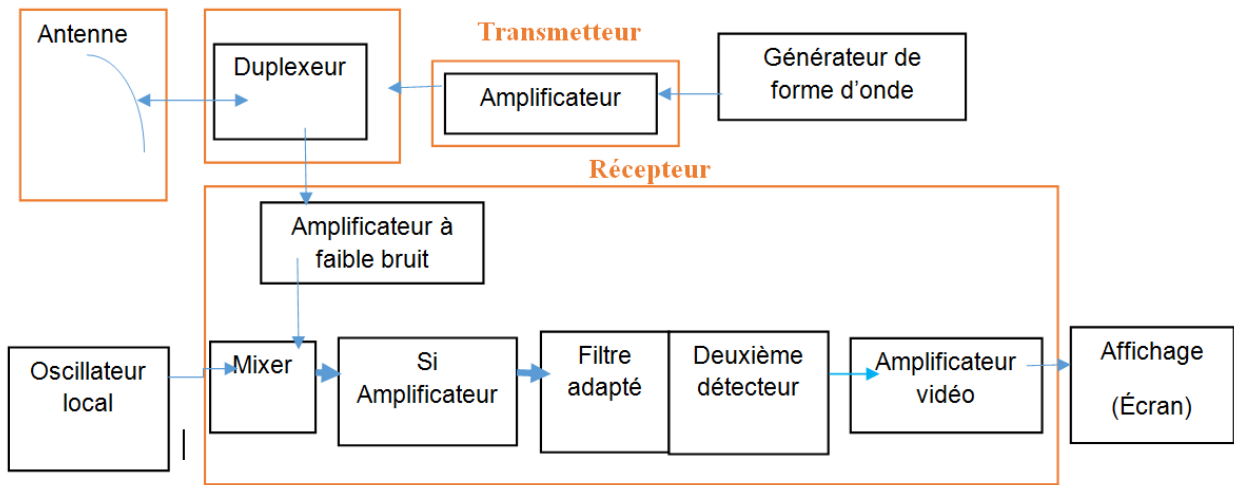
L'inconvénient des radars CW est leur incapacité à mesurer des distances, puisqu'ils ne produisent pas les impulsions servant de "tops d'horloge". La variation de la fréquence émise apporte une solution à ce problème. Dans cette méthode, la variation permanente du signal émis autour d'une fréquence fixe de référence est utilisée pour détecter des cibles fixes. Lorsqu'un écho est reçu par le radar, la fréquence du signal réfléchi par la cible peut être mesurée. En se référant à l'instant où la même valeur de fréquence a été émise, il devient possible de mesurer le temps entre l'émission et la réception de cette fréquence, donc la distance radar-cible, comme pour un radar à impulsions. Comme il est généralement difficile d'émettre "proprement" des fréquences aléatoires, les radars à onde continue modulée en fréquence (FMCW) font varier progressivement la fréquence de leur signal au rythme de rampes ascendantes et descendantes.

Ce type d'équipement est souvent utilisé comme „radioaltimètre”. Le radioaltimètre est utilisé pour mesurer la hauteur exacte d'un avion durant la phase d'atterrissage.

### I.2.5 Radars secondaires

Le radar secondaire fonctionne selon un principe différent : la cible qu'il éclaire génère (de façon active) les signaux de réponse. Le radar secondaire transmet des impulsions hyperfréquences (appelées interrogations). Celles –ci n'ont pas pour but d'être réfléchies, la cible étant équipée d'un transpondeur qui les reçoit et la traite. Ensuite le transpondeur met en forme et émet un message de réponse qui peut être reçu et décodé par notre radar secondaire. Dans le cas des radars secondaires, la coopération nécessaire de la cible (utilisation d'un transpondeur) permet une très forte réduction de la puissance émise (par rapport à un radar primaire offrant une portée de détection identique).

## I.3 Composants fondamentaux des systèmes radar



**Figure I.2 :** Schéma fonctionnel simple d'un radar utilisant un émetteur amplificateur de puissance et un récepteur superhétérodyne.

### I.3.1 Le transmetteur

L'émetteur de la Fig. I.2 est représenté comme un amplificateur de puissance, tel qu'un klystron, un tube à ondes progressives, un amplificateur à champ croisé ou un solide dispositif d'état. Un oscillateur de puissance tel qu'un magnétron peut également être utilisé en tant qu'émetteur ; mais le magnétron est généralement de puissance moyenne limitée par rapport aux des amplificateurs de puissance, qui peut produire beaucoup puissance moyenne supérieure à celle d'un magnétron et est plus stable. (C'est la moyenne puissance, plutôt que la puissance de crête, qui est la mesure de la capacité d'un radar.) Étant donné que la forme d'onde de base est générée à faible puissance avant d'être transmettre à l'amplificateur de puissance, il est beaucoup plus facile d'obtenir les formes d'onde spéciales nécessaire pour la compression d'impulsions et pour les systèmes cohérents tels que les cibles mobiles radar d'indication (MTI) et radar doppler à impulsions. Bien que l'oscillatoire magnétron puisse être utilisé pour la compression d'impulsions et pour le MTI, de meilleures performances peuvent être obtenu avec une configuration d'amplificateur de puissance.

L'oscillateur magnétron peut être trouvé dans les systèmes où la simplicité et la mobilité sont importantes et où Une puissance moyenne élevée, de bonnes performances MTI ou une compression d'impulsions ne sont pas nécessaires.

L'émetteur d'un radar de surveillance aérienne au sol typique peut avoir de puissance moyenne de plusieurs kilowatts.

Les radars à courte portée peuvent avoir des puissances mesurées en milliwatts. Radars pour la détection d'objets spatiaux et HF les radars over-the-horizon pourraient avoir des puissances moyennes de l'ordre d'un mégawatt.

L'équation radar montre que la portée d'un radar est proportionnelle à la racine quatrième de la puissance d'émission. Ainsi, pour doubler la gamme nécessite que la puissance soit augmentée de 16. Cela signifie qu'il y a souvent une limite pratique et économique à la quantité d'énergie qui devrait être employée pour augmenter la portée d'un radar.

Les émetteurs doivent non seulement être capables de générer une puissance élevée avec des formes ondes stables, mais ils doivent souvent fonctionner sur une large bande passante, avec une grande efficacité et avec une longue durée de vie sans problème [Skolnik1962 ].

### **I.3.2 Duplexeur**

Le duplexeur agit comme un interrupteur rapide pour protéger le récepteur lorsque l'émetteur de haute puissance est allumé. A la réception, émetteur éteint, le duplexeur dirige le faible signal reçu vers le récepteur plutôt que l'émetteur. Les duplexeurs sont généralement une forme de dispositif à décharge de gaz et peut être utilisé avec des protecteurs de récepteur à semi-conducteurs ou à décharge gazeuse. Un état solide le circulateur est parfois utilisé pour fournir une isolation supplémentaire entre l'émetteur et le récepteur [Skolnik1962 ].

### **I.3.3 Antenne**

La puissance de l'émetteur est rayonnée dans l'espace par une antenne directive qui concentre l'énergie en un faisceau étroit. Les antennes à réflecteur parabolique à commande mécanique et les réseaux à commande de phase planaire trouvent toutes deux larges applications dans le radar. Antennes multiéléments à commande électronique sont également utilisées. Le faisceau étroit et directif caractéristique de la plupart des antennes radars concentre non seulement l'énergie sur la cible mais permet également une mesure de la direction vers la cible. Une largeur de faisceau d'antenne typique pour la détection ou le suivi de l'avion peut être d'environ 1 ou 2°. Un radar de poursuite dédié a généralement une antenne symétrique qui rayonne un motif de faisceau crayon. Le radar de surveillance aérienne au sol habituel qui fournit la portée et l'azimut d'une cible utilise généralement une antenne à

réflecteur à rotation mécanique avec une forme d'éventail faisceau, étroit en azimut et large en élévation.

Radars aéroportés et radars de surveillance aérienne 3D de surface (ceux qui tournent mécaniquement en azimut pour mesurer l'angle d'azimut mais utiliser une certaine forme de direction électronique ou formation de faisceau pour obtenir l'angle d'élévation, comme discuté dans le Chap. 20) utilisent souvent des ouvertures de réseau planaire. Le balayage mécanique de l'antenne radar est généralement tout à fait acceptable pour la grande majorité des applications radar. Lorsqu'il est nécessaire pour balayer le faisceau plus rapidement que ce qui peut être réalisé avec mécanique numérisation et lorsque des coûts élevés peuvent être tolérés, le une antenne réseau peut être utilisée. (Faisceau de direction avec direction électronique Les multiéléments peuvent être réalisés en microsecondes ou moins si nécessaire.)

La taille d'une antenne radar dépend en partie de la fréquence, que le radar soit situé au sol ou sur un véhicule en mouvement, et l'environnement dans qu'il doit opérer. Plus la fréquence est basse, plus il est facile de produire une antenne physiquement grande car les tolérances mécaniques (et électriques) sont proportionnelle à la longueur d'onde. Dans la bande des ultra-hautes fréquences (UHF), une grande antenne (réflecteur ou multiéléments) peut avoir une dimension de 100 pieds ou plus. Aux fréquences micro-ondes supérieures (comme la bande X), les antennes radar plus de 10 ou 20 pieds de dimension peuvent être considérés comme grands. (Antennes plus grandes que les exemples ci-dessus ont été construites, mais ils ne sont pas la norme.) Bien qu'il y ait eu été des antennes micro-ondes avec des largeurs de faisceau aussi petites que  $0,05^\circ$ , des antennes radar ont rarement des largeurs de faisceau inférieures à environ  $0,2^\circ$ . Cela correspond à une ouverture d'environ 300 longueurs d'onde (environ 31 pieds en bande X et environ 700 pieds en UHF) [Skolnik1962 ].

### **I.3.4 Destinataire**

Le signal capté par l'antenne est envoyé au récepteur, qui est presque toujours de type superhétérodyne. Le récepteur sert à séparer le signal souhaité du bruit toujours présent et perturbateurs et amplifient suffisamment le signal pour actionner un affichage, tel qu'une cathode tube à rayons, ou pour permettre un traitement automatique par une forme quelconque d'appareil numérique. Aux fréquences micro-onde, le bruit à la sortie du récepteur est généralement celui généré par le récepteur lui-même plutôt que le bruit extérieur qui entre

par l'antenne. Le l'étage d'entrée du récepteur ne doit pas introduire de bruit excessif qui perturber le signal à détecter.

Un amplificateur à transistor comme premier étage offre un bruit suffisamment faible pour de nombreuses applications radar. Un bruit de récepteur de premier étage (défini dans la section 1.2) peut être, typiquement, 1 ou 2 dB. Un récepteur silencieux l'extrémité avant (la première étape) est souhaitable pour de nombreuses applications civiles, mais dans l'armée radars, le facteur de bruit le plus bas possible n'est pas toujours approprié. Dans un environnement très bruyant, qu'il soit dû à des interférences non intentionnelles ou à des brouillages, un radar avec un récepteur à faible bruit est plus sensible qu'un avec chiffre de bruit plus élevé. De plus, un amplificateur à faible bruit comme l'extrémité avant aura généralement pour résultat que le récepteur aura moins de plage dynamique- ce que n'est pas souhaitable lorsque face à contre-mesures électroniques hostiles (ECM) ou lorsque l'effet Doppler est utilisé pour des détecter de petites cibles en présence de gros fouillis. Lorsque la maladie les avantages d'un récepteur à faible bruit sont à éviter, l'étage amplificateur RF est omis et l'étage mélangeur est utilisé comme extrémité avant du récepteur. Le plus haut le facteur de bruit du mélangeur peut alors être compensé par une augmentation équivalente de la puissance de l'émetteur [Skolnik1962 ].

### **I.3.5 Mixer**

Le mélangeur du récepteur superhétérodyne traduit le signal RF du récepteur en une fréquence intermédiaire. Le gain de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (IF) entraîne une augmentation du niveau du signal du récepteur. L'amplificateur FI comprend également la fonction du filtre adapté : celui qui maximise le rapport signal sur bruit de sortie. Maximiser le rapport signal sur bruit à la sortie de la FI maximises la détectabilité du signal. Presque tous les radars ont un récepteur qui se rapproche étroitement du filtre adapté [Skolnik1962 ].

### **I.3.6 Deuxième détecteur**

Le deuxième détecteur du récepteur est un détecteur d'enveloppe qui élimine la porteuse FI et passe l'enveloppe de modulation. Lorsque le traitement Doppler est utilisé, comme c'est le cas dans les radars CW (ondes continues), MTI et Doppler à impulsions, le détecteur d'enveloppe est remplacé par un détecteur de phase qui extrait la fréquence doppler par comparaison avec un signal de référence à la fréquence émise.

Il doit également être inclus des filtres pour rejeter le fouillis stationnaire et passer les signaux décalés en fréquence Doppler provenant de cibles mobiles .

### **I.3.7 L'amplificateur vidéo**

L'amplificateur vidéo élève la puissance du signal à un niveau où il est pratique d'afficher les informations qu'il contient. Tant que la bande passante vidéo n'est pas inférieure plus de la moitié de la bande passante FI, il n'y a pas d'effet négatif sur la détectabilité du signal.

Un seuil est établi en sortie de l'amplificateur vidéo pour permettre à prendre la décision de détection. Si la sortie du récepteur franchit le seuil, une cible est dit présente. La décision peut être prise par un opérateur, ou elle peut être faite avec un détecteur automatique sans intervention de l'opérateur.

### **I.3.8 Traitement de signal**

Il n'y a pas toujours eu d'accord général sur ce que constitue la partie de traitement du signal du radar, mais il est généralement considéré être le traitement dont le but est de rejeter les signaux indésirables (tels que le fouillis) et passer les signaux souhaités dus aux cibles. Elle est effectuée avant le détecteur de seuil où la décision de détection est prise. Le traitement du signal comprend le filtre adapté et les filtres doppler dans le radar MTI et doppler à impulsions. La compression des impulsions, qui est effectuée avant que la décision de détection ne soit prise, est parfois considérée comme du traitement du signal, bien qu'il ne corresponde pas précisément à la définition.

### **I.3.9 Traitement de l'information.**

Il s'agit du traitement effectué après que la décision de détection a été faite. Le suivi automatique est le principal exemple de traitement des données. La reconnaissance de cible est un autre exemple. Il est préférable d'utiliser le suivi automatique avec un bon radar qui élimine la plupart des signaux indésirables afin que le tracker ne doive pas traiter que les détections de cibles souhaitées et non l'encombrement indésirable. Lorsqu'un radar ne peut pas éliminer tous les échos nuisibles, un moyen de maintenir une le taux de fausse alarme permanent (CFAR) à l'entrée du tracker est nécessaire.

La partie CFAR du récepteur se trouve généralement juste avant la détection la décision est prise. Il est nécessaire de maintenir le taux de fausses alarmes constant car le l'encombrement

et/ou le bruit de fond varient. Son but est d'empêcher l'automatisme tracker d'être surchargé d'échos parasites. Il sent l'ampleur du radar résonne du bruit ou de l'écho à proximité de la cible et utilise ces informations pour établir un seuil afin que les échos de bruit ou de fouillis soient rejetés au seuil et non confondus comme cibles par le traqueur automatique. Malheureusement, CFAR réduit la probabilité de détection. Il en résulte également une perte de rapport signal sur bruit, et cela dégrade la résolution de la plage. CFAR ou son l'équivalent est nécessaire lorsque les ordinateurs de suivi automatique ne peuvent pas gérer de grandes nombre de signaux d'écho, mais il faut l'éviter si possible. Lorsqu'un opérateur est utilisé pour prendre la décision de seuil, le CFAR n'est pas une nécessité comme dans systèmes automatiques de capacité parce que l'opérateur peut généralement reconnaître les échos en raison de l'encombrement ou d'un bruit accru (comme un brouillage) et ne pas les confondre avec cibles souhaitées.

### **I.3.10 Affichage.**

Affiche. L'écran d'un radar de surveillance est généralement un tube cathodique avec un format PPI (indicateur de position de plan). Un PPI est une intensité modulée, présentation semblable à une carte qui fournit l'emplacement de la cible en coordonnées polaires (portée et angle). Les radars plus anciens présentaient la sortie vidéo du récepteur (appelée vidéo brute) directement sur l'écran, mais les radars plus modernes affichent généralement la vidéo traitée, c'est-à-dire après traitement par le détecteur automatique ou l'automate détecteur et traqueur (ADT). Ceux-ci sont parfois appelés affichages nettoyés puisque le bruit et l'encombrement de fond sont supprimés. Contrôle radar. Un radar moderne peut fonctionner à différentes fréquences dans sa bande, avec différentes formes d'onde et différents traitements de signal, et avec différentes polarisations afin de maximiser ses performances dans différentes conditions environnementales. Ces paramètres radar peuvent devoir être modifiés en fonction à la météo locale, l'environnement de fouillis (qui est rarement uniforme en azimuth et la portée), les interférences vers ou en provenance d'autres équipements électroniques et (si un radar) la nature de l'environnement ECM hostile. Les différents paramètres, optimisés pour chaque situation particulière, peuvent être programmés dans le radar avant temps en prévision de l'environnement, ou ils peuvent être choisis par un opérateur en temps réel en fonction des conditions environnementales observées. D'autre part, un contrôle radar peut être fait pour reconnaître automatiquement lorsque les conditions environnementales ont changé et sélectionner automatiquement, sans l'aide d'un opérateur, les paramètres de fonctionnement du radar appropriés pour maximiser les performances.

### I.3.11 Forme d'onde

La forme d'onde radar la plus courante est un train répétitif d'impulsions. D'autres formes d'onde sont utilisées dans le radar lorsque des objectifs particuliers doivent être atteints qui ne peut pas être accompli avec un train d'impulsions. CW est utilisé sur certains radars spécialisés pour la mesure de la vitesse radiale à partir du décalage de fréquence Doppler. FM/CW (fréquence modulée CW) est utilisé lorsque la portée doit être mesurée avec une forme d'onde CW (Chap. 14). Les formes d'onde de compression d'impulsion sont utilisées lorsque la résolution d'une impulsion courte mais l'énergie d'une impulsion longue est souhaitée. Radars MTI à faible fréquences de répétition d'impulsions (PRF) et radars Doppler à impulsions à haute Les PRF utilisent souvent des formes d'onde avec plusieurs intervalles de répétition d'impulsion afin d'éviter les ambiguïtés de distance et/ou doppler.

### I.4 Principe de fonctionnement

Tous les radars reposent dans leur travail sur le même principe, qui est le système des ondes électromagnétiques, qui est proche de la réflexion des ondes sonores, en envoyant une onde électromagnétique dans une direction précise en contrepartie de la détection de l'onde réfléchi par un obstacle dans le volume de couverture, comme indiqué sur la figure I.3.

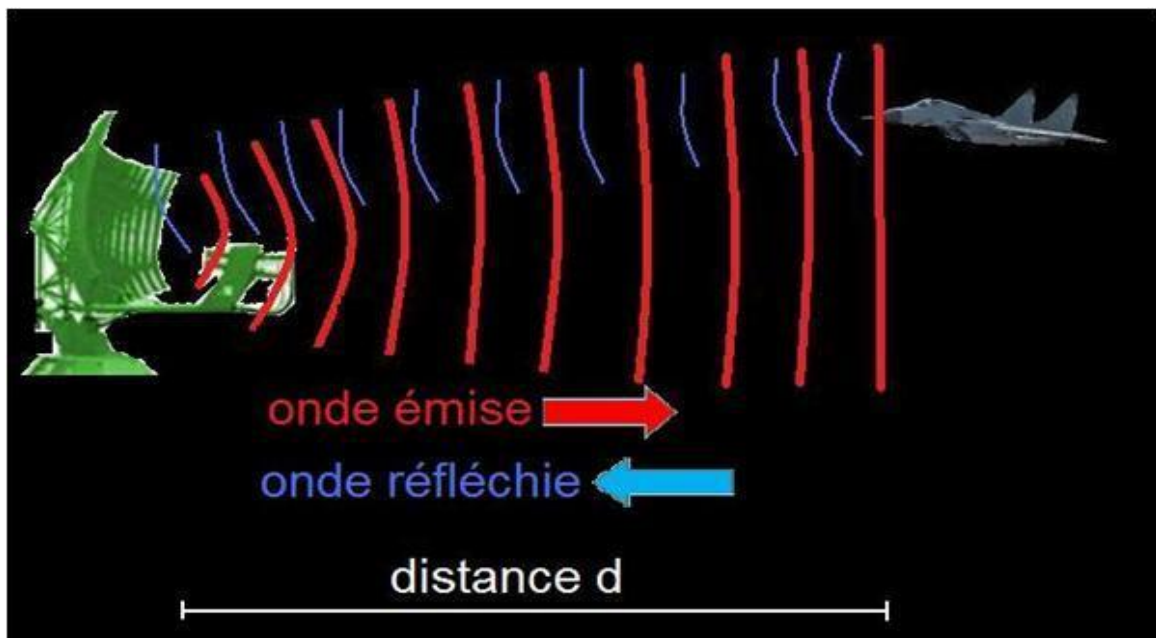


Figure I.3 : Principe de l'émission du radar.

Ces ondes renvoyées au récepteur sont faibles, L'appareil amplifie le signal d'écho (cible) et convertit la fréquence par un bloc de traitement du signal, ce qui facilite l'extraction des informations de la cible, qui est d'identifier la distance, la hauteur, la direction et la vitesse des objets tels que les avions, les navires, les véhicules, les conditions météorologiques et la forme du terrain.

## I.5 Modèles de Swerling de cibles

Il y a pratiquement quatre modèles de Swerling qui décrivent les fluctuations de la cible [Swerling1960, Swerling1965].

Ce modèle exploite la PDF de Rayleigh. En fait, les quatre modèles de la cible découlent de la formule générale suivante [Barkat2005] :

$$p_k(S) = \frac{1}{\Gamma(k)} \frac{k}{m_s} \left( \frac{kS}{m_s} \right)^{k-1} \exp\left(-\frac{kS}{m_s}\right), \quad S \geq 0 \quad (\text{I.1})$$

où  $m_s$  est la puissance moyenne du signal reçu  $S$ .

Le modèle de Swerling détermine la nature des fluctuations de la cible. En réalité, il y a deux types de cibles. Une cible rapidement fluctuante (pulse-to-pulse) et une cible lentement fluctuante (scan-to-scan). Il en découle quatre cas possibles:

**Swerling I:** Dans ce cas, la cible est lentement fluctuante (scan-to-scan), la PDF du signal cible suit une loi Exponentielle (le détecteur quadratique est utilisé) donnée comme suit ( $k=1$ ) :

$$p(S) = \frac{1}{m_s} \exp\left(-\frac{S}{m_s}\right), \quad S \geq 0 \quad (\text{I.2})$$

**Swerling II:** Dans ce cas, la cible est rapidement fluctuante (pulse-to-pulse), la PDF du signal cible est la même du cas de Swerling I (2.18). Ces deux types de modélisation peuvent caractérisés les statistiques des avions et des navires.

**Swerling III:** Pour ce cas, la cible est lentement fluctuante (scan-to-scan) mais la PDF du signal cible suit une loi non Exponentielle donnée par ( $k=2$ ) :

$$p(S) = \frac{4S}{m_s^2} \exp\left(-\frac{2S}{m_s}\right), \quad S \geq 0 \quad (\text{I.3})$$

**Swerling IV:** Dans ce cas, la cible est rapidement fluctuante (pulse-to-pulse) et la PDF du signal cible est la même que le troisième modèle de Swerling (I.3). Ces deux derniers types de modélisation peuvent caractérisés à titre d'exemple les statistiques des missiles.

## I.6 Modélisation du clutter

En général, dans les systèmes radar le clutter est constitué des échos indésirables réfléchis par l'environnement. Ces échos peuvent perturber les opérations du radar et rendre la détection de la cible d'intérêt très difficile. Le clutter peut être classé en deux catégories principales; à savoir le clutter de volume et le clutter de surface.

### Clutter de volume

L'origine du clutter de volume est liée aux phénomènes atmosphériques. Ce type de clutter peut être produit par la pluie, la paille, les oiseaux, les insectes, etc.

### Clutter de surface

Le clutter de surface est généralement produit par les surfaces de la terre et de la mer. Le clutter de terre est plus difficile à modéliser car il dépend des propriétés diélectriques de la terre. De plus il comprend les arbres, les végétations, le relief du terrain, les structures artificielles, etc.

### I.6.1 Distribution Log-normal

La distribution Log-normal est caractérisée par une longue queue. Dans le but d'une détection CFAR robuste, ceci permet de modéliser le clutter de mer non-Gaussien [Goldstein1973, Guida1993]. La PDF de la distribution Log-normal est donnée par :

$$p_x(x) = \frac{1}{x\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(x) - \mu)^2}{2\sigma^2}\right), \quad x > 0 \quad (\text{I.4})$$

où  $\mu$  est la moyenne et  $\sigma^2$  la variance.

Les moments d'ordre  $n$  caractérisant le clutter Log-normal sont donnés par :

$$\langle x^n \rangle = \exp\left(n\mu + \frac{n^2\sigma^2}{2}\right) \quad (\text{I.5})$$

La fonction de répartition (CDF: cumulative distributed function) est donnée par

$$F(x) = \frac{1}{2} \left( 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{\log(x) - m}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right) \quad (\text{I.6})$$

où  $\operatorname{erf}(\cdot)$  est la fonction d'erreur.

## I.6.2 Distribution Weibull

La distribution Weibull a été utilisée pour modéliser le clutter de mer de haute résolution [Schleher1976, Fay1977]. Cette distribution biparamétrique a une expression de la PDF donnée par:

$$p_X(x) = \frac{c}{b} \left( \frac{x}{b} \right)^{c-1} \exp \left( - \left( \frac{x}{b} \right)^c \right), \quad x \geq 0 \quad (\text{I.7})$$

où  $b$  et  $c$  représentent les paramètres de forme et d'échelle, respectivement.

L'expression des moments d'ordre  $n$  de la distribution Weibull est donnée par :

$$\langle x^n \rangle = b^n \Gamma \left( \frac{n}{c} + 1 \right) \quad (\text{I.8})$$

où  $\Gamma(\cdot)$  est la fonction gamma. La CDF de cette distribution est:

$$F(x) = 1 - \exp \left( - \left( \frac{x}{b} \right)^c \right) \quad (\text{I.9})$$

## I.6.3 Distribution $K$ -composée

La distribution  $K$ -composée a été beaucoup utilisée par les radaristes pour décrire les variations du clutter de la mer. Les résultats de plusieurs expériences prouvent évidemment que cette distribution donne une description correcte du clutter de la mer [Ward1981, Ward1982, Ward1985, Watts1985, Watts1987]. La distribution  $K$ -composée est définie par deux composantes; la première est connue sous le nom de texture. Elle représente le niveau local moyen du clutter et suit une loi Gamma. La deuxième, appelée speckle suit une loi Rayleigh. Donc, la PDF totale de la distribution  $K$ -composée est obtenue en moyennant la composante speckle sur toutes les valeurs possibles de la composante texture comme suit :

$$p_X(x) = \int_0^{\infty} p(x/y)p(y)dy \quad (\text{I.10})$$

où  $p_Y(y)$  est la PDF de la texture et  $p_{X/Y}(x/y)$  est la PDF du speckle.

Dans le cas d'un détecteur d'enveloppe, les PDF de la texture et du speckle sont, respectivement données par :

$$p_Y(y) = \frac{2b^{2\nu}y^{2\nu-1}}{\Gamma(\nu)} \exp(-b^2y^2), \quad 0 \leq x \leq +\infty \quad (\text{I.11})$$

$$p_{X/Y}(x/y) = \frac{\pi x}{2y^2} \exp\left(-\frac{\pi x^2}{4y^2}\right), \quad 0 \leq x \leq +\infty \quad (\text{I.12})$$

En remplaçant (2.28) et (2.29) dans (2.27) et après quelques simplifications mathématiques, nous obtenons la PDF totale de la distribution  $K$ -composée sans bruit sous la forme suivante :

$$p_X(x) = \frac{4c}{\Gamma(\nu)} (cx)^\nu K_{\nu-1}(2cx) \quad (\text{I.13})$$

où  $\nu$  est le paramètre de forme,  $c = b\sqrt{\pi/4}$  le paramètre d'échelle,  $K_{\nu-1}(\cdot)$  la fonction de Bessel modifiée de deuxième espèce d'ordre  $\nu - 1$ .

Les statistiques de la distribution  $K$ -composée sont complètement définies par le paramètre de forme  $\nu$  et le paramètre d'échelle  $c$ . Le paramètre de forme  $\nu$  décrit l'état de la mer. Les valeurs possibles de ce paramètre appartiennent à l'intervalle  $[0.1, \infty[$ , si  $\nu$  tend vers 0.1, le clutter est très pointu (very spiky) ce qui produit une longue queue de la distribution. Cela s'explique par la présence d'un nombre élevé d'échos de forte intensité. Si  $\nu$  tend vers l'infini, la distribution  $K$ -composée devient simplement une distribution Rayleigh; i.e., Gaussienne. Dans ce cas, le clutter est composé du bruit thermique uniquement. Le paramètre d'échelle  $c$  est une constante positive, qui est à l'origine des variations du niveau moyen des échos du clutter de la mer.

L'expression des moments d'ordre  $n$  de la distribution  $K$  est donnée par :

$$\langle x^n \rangle = \left( \frac{4}{\pi b^2} \right)^n \frac{\Gamma(n+1)\Gamma(\nu+n)}{\Gamma(\nu)} \quad (\text{I.14})$$

Cependant, la CDF de la distribution  $K$  est exprimée en termes de la fonction de Bessel comme suit :

$$F(x) = 1 - \frac{2}{\Gamma(\nu)} (cx)^\nu K_\nu(2cx) \quad (\text{I.15})$$

## I.7 Détection adaptative CFAR

L'objectif majeur du radar est la décision de la présence ou l'absence d'une cible d'intérêt noyée dans un clutter. Le détecteur optimal utilisé dans un système radar est celui de Neyman-Pearson, qui est basé sur la maximisation de la  $P_D$  pour une  $P_{FA}$  donnée. Le problème de la détection optimale a été étudié par Swerling [Swerling1960], pour des cibles supposées non fluctuantes ou qui fluctuent suivant les modèles de Swerling I, II, III et IV noyées dans un bruit blanc Gaussien. Dans ce cas, la connaissance *a priori* des propriétés statistiques du clutter et de la cible sont nécessaires. En pratique, l'environnement où le radar fonctionne dépend de plusieurs facteurs; ce qui conduit à des signaux variant dans le temps. Le détecteur à seuil fixe ne permet pas de garantir le maintien d'un taux de fausse alarme constant et par conséquent engendre une dégradation des performances de détection. De ce fait, les détecteurs adaptatifs sont utilisés dans le but de maintenir un taux de fausse alarme constant ou CFAR. L'architecture générale d'un détecteur CFAR est représentée dans la Figure 2.8.

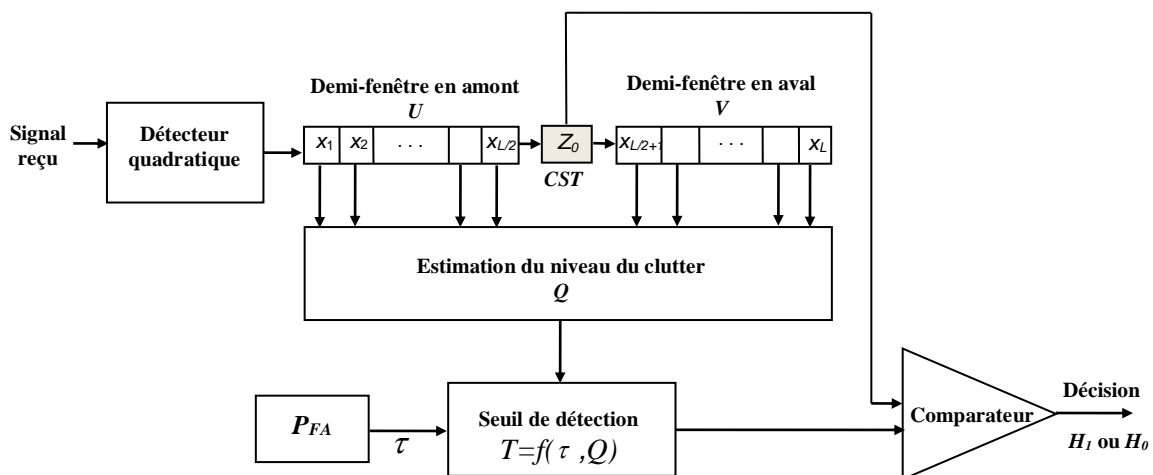


Figure I.4- Principe de la détection adaptative CFAR

Le signal reçu est échantillonné en distance. Ce dernier est envoyé dans un registre à décalage pour former l'ensemble des cellules de référence. La détection se fait à travers une

comparaison du signal contenu dans la cellule sous test (CST) et le seuil adaptatif  $T$  obtenu selon le niveau de clutter  $Q$  calculé à partir des cellules de référence et un facteur multiplicatif  $\tau$  permettant de garantir le maintien de la  $P_{FA}$  de consigne [Chalabi 2016].

## I.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, on présenté une introduction aux systèmes radar, certains définitions et caractéristiques de différents types de radars et généralités telles que l'histoire et la définition du radar avec son principe de fonctionnement et les différentes parties des radars primaires et secondaires, avec leur utilisation. Dans la deuxième partie, nous étudions le détecteur CFAR dans un clutter de distribution de Pareto.

*Chapitre II*  
*Détection CFAR*  
*De la distribution*  
*Pareto*

## II.1 Introduction

Dans ce chapitre II, nous étudions la détection CFAR dans un clutter de distribution de Pareto. Cela est basé sur la transformation existe entre la distribution de Pareto et la distribution Exponentielle. Dans ce stade, nous présentant les détecteurs CFAR ainsi que leurs probabilités de fausse alarme. Les Détecteurs considérés sont le GM-CFAR, OS-CFAR et TM-CFAR.

## II.2 La distribution de Pareto

La distribution de Pareto est régie par une loi de densité de puissance qui a un support non négatif borne loin de zéro [Beaumont1980].

La fonction de densité de probabilité la distribution de Pareto avec un paramètre de forme positif et un paramètre d'échelle positif  $\beta$  est donnée par

$$f_x(t) = \frac{\alpha\beta^\alpha}{t^{\alpha+1}} \quad (\text{II...1})$$

Pour  $t \geq \beta$ , et est nul sinon. Nous le spécifions en écrivant la variable aléatoire

$X^d = Pa(\alpha, \beta)$ . Sa fonction de distribution cumulative

Est donnée par

$$F_x(t) = P(X \leq t) = 1 - \left(\frac{\beta}{t}\right)^\alpha \quad (\text{II...2})$$

Pour  $t \geq \beta$ , et est zéro sinon. Le paramètre de forme régit le taux de diminution de la queue de la distribution, tandis que le paramètre d'échelle indique où le support commence.

Si nous définissons une variable aléatoire  $Y = (X / \beta)$ , il n'est pas difficile de montrer que  $Y^d = Pa(\alpha, 1)$ . Par conséquent, pour un jeu de données réel,  $\beta$  peut être estimé au minimum

des retours de clutter. En ce qui concerne les données de l'Organisation des sciences et de la technologie de la défense (DSTO) Ingéra, qui a été utilisée pour l'analyse numérique à suivre, il a été observé que ce minimum n'est pas à zéro. Une version à l'échelle du minimum produit une estimation non biaisée de variance minimale [Beaumont1980]. Dans les cas où les données peuvent inclure des valeurs zéro, la distribution de paletot généralisée peut être utilisée, comme indiqué dans [Farshchian2010], ce qui permet au support du modèle

d'encombrement de commencer à zéro. La moyenne et variance de  $X \stackrel{d}{=} Pa(\alpha, \beta)$  sont donnés

$$\begin{aligned} E(X) &= \frac{\alpha\beta}{\alpha-1} \\ \text{var}(X) &= \frac{\alpha\beta^2}{(\alpha-1)^2(\alpha-2)} \end{aligned} \quad (\text{II...3})$$

Montrant que pour des moments finis du premier et du second ordre, il faut  $\alpha > 2$ . Dans toutes les données DSTO Ingéra, cela s'est avéré être le cas [weinberg 2011].

Un fait intéressant et important sur la distribution de Pareto est résumé dans le résultat Technique suivant. Ici  $X \stackrel{d}{=} Exp(\alpha)$  est la distribution d'une variable aléatoire exponentielle de paramètre  $\alpha$ , dont la fonction de densité de probabilité est donnée par

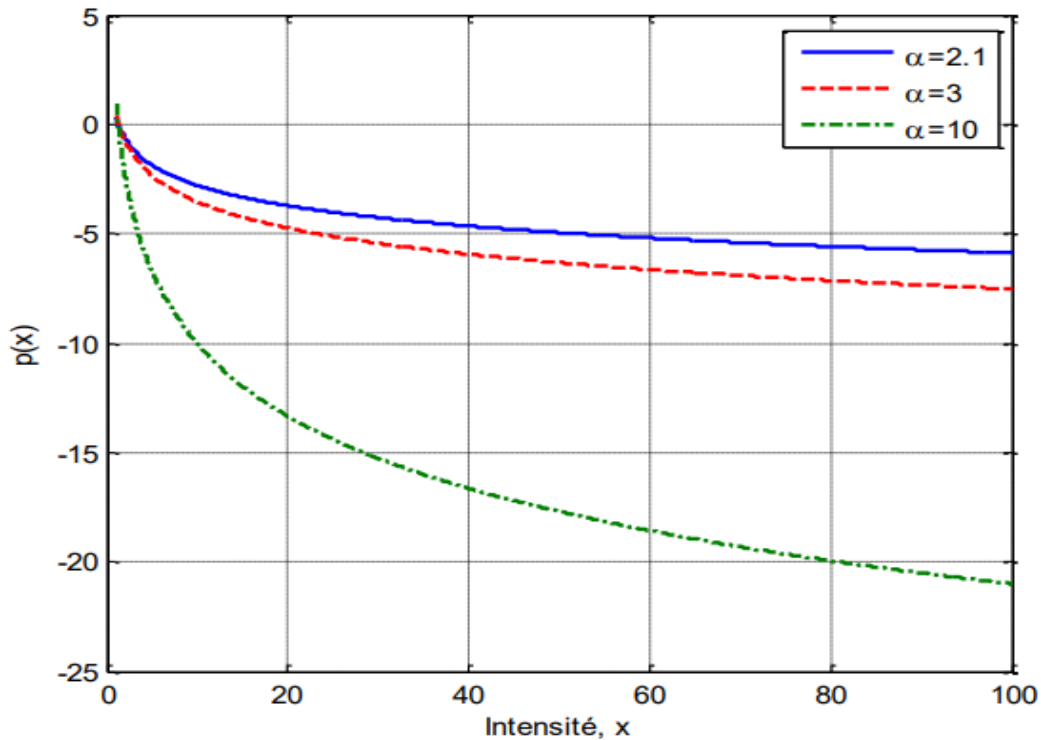
$$f_Y(t) = \alpha e^{-\alpha t} \quad (\text{II...4})$$

Pour  $t \geq 0$ .

La Figure.2 traces les allures de la  $P_{FA}$  de Pareto selon l'équation (II...2) pour  $\beta = 1$  et trois valeurs de  $\alpha$ . On peut constater que pour  $\alpha = 2.1$ , la  $P_{FA}$  de Pareto représente un clutter pointu (heavy tailed clutter) et pour  $\alpha = 10$ , elle représente un clutter Gaussien. A partir de [Weinberg 2013], la transformation,  $Y = \log(X / \beta)$  était effectivement intéressante et importante pour résoudre pas mal de problèmes de la détection CFAR dans un environnement de clutter homogène et hétérogène. D'où, la  $P_{FA}$  de  $Y$  est simplifiée par la distribution Exponentielle,

$$Y \stackrel{d}{=} Exp(\alpha) \text{ Suivante } f_Y(t) = \alpha \exp(-\alpha t)$$

Etant donné un ensemble d'échantillons  $X_1, X_2, \dots, X_N = P(\alpha, \beta)$ , qui sont supposés indépendants et identiquement distribués (iid), la variable aléatoire du minimum des échantillons,  $X_1$  devient  $X_1 P(N\alpha, \beta)$ .



**Figure II.1** Distribution de Pareto en fonction de l'intensité,  $X$

En simulation, la génération des données aléatoires selon la loi de Pareto est obtenue utilisant la méthode de la transformation inverse suivante

$$X = \beta (1 - \text{rand}(n, L))^{-1/\alpha} \quad (\text{II...5})$$

Où  $(n, L)$  représente la taille de la matrice de données qu'on veut désir à générer et  $\text{rand}(\dots)$  désigne la distribution uniforme. Une autre façon d'obtenir les échantillons  $X$  est de générer d'abord les variables aléatoires  $Y \stackrel{d}{=} \text{Exp}(\alpha)$  et puis on détermine le produit entre la fonction exponentielle de cette dernière avec le paramètre d'échelle  $\beta$  comme

$$X = \beta (\exp \text{rand}(1/\alpha, n, L)) \quad (\text{II...6})$$

## II.3 Détection CFAR dans un clutter Pareto distribué

### II.3.1 La Détection CFAR

La détection de cible par un radar est limitée par la qualité de son récepteur mais aussi par l'environnement dans lequel ce radar doit opérer. Les méthodes classiques de détection

utilisent des seuils fixes, pour dire s'il y a une cible ou non, en comparant l'amplitude de l'échantillon sous test avec celle du seuil [Barkat2005].

En plus du bruit thermique du récepteur, le signal reçu par le radar est souvent formé d'un conglomérat d'échos provenant de différents types d'obstacles situés dans le champ de rayonnement de l'antenne. Pour un radar de surveillance, il s'agit de discerner le signal utile, celui provenant d'un aéronef ou d'un navire, du signal parasite contaminant appelé clutter. En présence des signaux parasites stationnaires, l'ensemble de ces signaux plus celui de la cible, à la sortie du détecteur d'amplitude, est écrêté sur un niveau de seuil fixe pour une probabilité de fausse alarme donnée. Or dans de nombreux cas pratiques, le radar opère dans un environnement non stationnaire et les variations brusques du niveau des signaux parasites font varier dans des proportions considérables le taux de fausses alarmes rendant ainsi l'écrêtement sur un seuil fixe inapplicable. Cet inconvénient peut être pallié en adaptant le seuil sur le niveau du signal parasite de façon à ce que le signal de réponse à la sortie du récepteur présente un nombre de fausses alarmes constant. L'adaptation du seuil est basée sur l'estimation du signal parasite provenant de la cellule distance considérée. Cette technique, depuis longtemps utilisée dans la détection radar appelée détection à Taux de Fausse Alarme Constant (TFAC) ou Constant False Alarm Rate (CFAR) [Sahed et Mezache2015].

Dans ce qui suit, on va présenter la dépendance entre la puissance du bruit et la probabilité de fausse alarme. Pour un environnement du bruit Gaussien (Rayleigh), la  $P_{FA}$  est calculée comme [Barkat2005].

$$P_{FA} = \exp\left(-\frac{\gamma}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{II...7})$$

Où  $\gamma$  est le niveau du seuil et  $\sigma^2$  représente la variance du bruit. Si on considère  $\alpha_0$  comme la valeur désirée de la  $P_{FA}$  établie sur une variance connue  $\sigma_d^2$ , la  $P_{FA}$  à seuil fixe pour une variance quelconque  $\sigma^2$  devient

$$P_{FA}(\sigma^2) = (\alpha_0)^{\sigma_d^2/\sigma^2} \quad (\text{II...8})$$

Pour  $\alpha_0 = 10^{-6}$ , une augmentation seulement de 3dB dans la puissance du bruit comme illustré dans la FigII.2 provoque un changement de la  $P_{FA}$  d'ordre  $10^3$  qui est intolérable pour le traitement de données soit par le calculateur ou par les opérateurs. Cette remarque est

La base des méthodes adaptatives pour analyser et perfectionner la détection radar. Pour à contourner les limitations du seuil fixe, l'idée est de prendre un seuil de détection adaptatif (i.e., proportionnellement avec la puissance du bruit). Pour cela, les techniques du seuillage adaptatif sont indispensables pour maintenir un taux de fausse alarme constant. Le récepteur

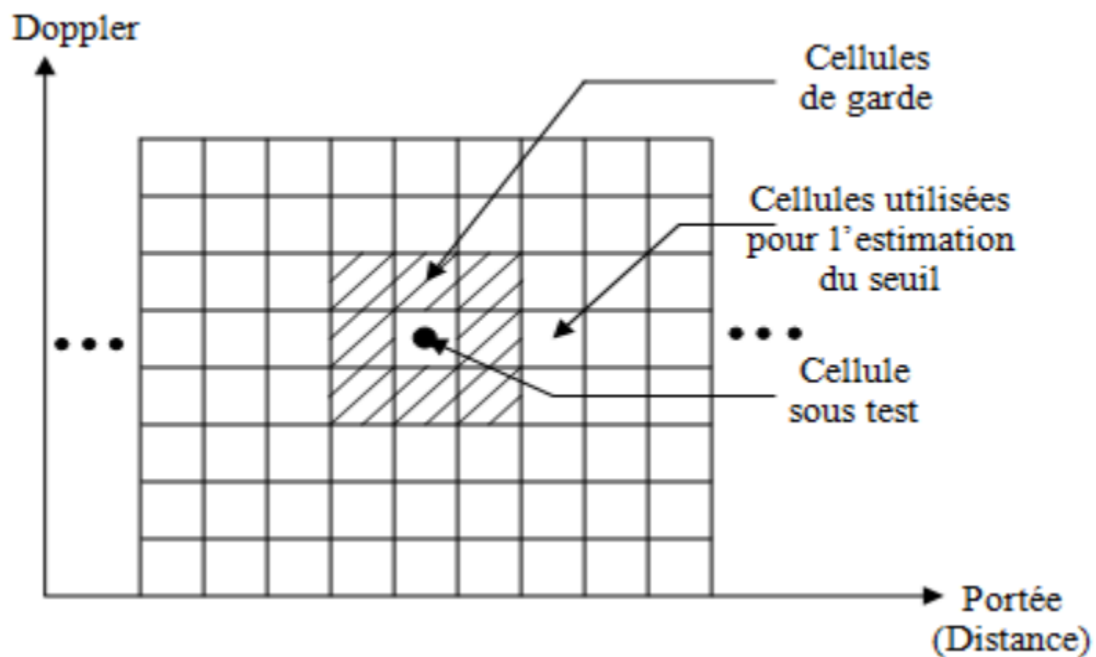
Est donc conçu pour établir la procédure CFAR en tenant compte aussi la maximisation de la probabilité de détection,  $P_D$ . D'où, dans le but de la régulation de la  $P_{FA}$ , Finn et Johnson [Barkat2005] ont proposé l'utilisation des cellules de référence du canal pour l'estimation en temps réel du niveau du clutter afin d'entretenir une adaptation du seuil de décision. Alors, le radar utilise les cellules de portée entourées de la cellule sous test CST ou CUT (CUT : Cell Under Test) comme cellules de référence. Ces observations sont obtenues par le processus d'échantillonnage en portée et en fréquence (Doppler) comme montré dans la FigII.2.II6. La bande passante pour chaque filtre Doppler est égale à  $1/\tau$ . La sortie du détecteur d'enveloppe est échantillonnée pour chaque  $\tau$  sec, ce qui correspond à un intervalle de portée (distance de résolution) de  $c\tau/2$ . Donc, chaque échantillon peut être considéré comme une sortie de cellule de résolution portée/Doppler avec les dimensions,  $\tau$  en temps et  $1/\tau$  en fréquence [Barkat2005].

fixe avec  $\sigma_0 = 10^{-6}$  et  $\sigma_d^2 = 1$

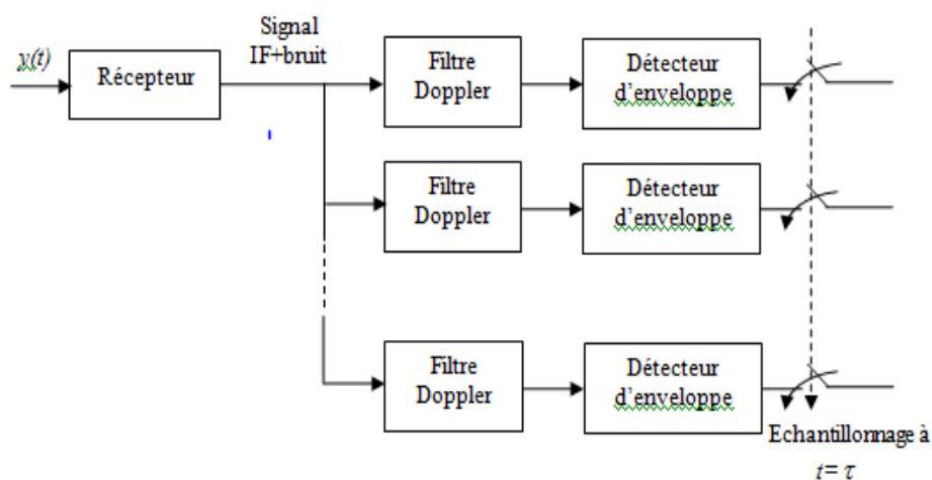
Ainsi nous pouvons obtenir une matrice de cellules de résolution en portée et en fréquence comme illustré dans la (FigII.4) La détection générale basée sur le principe CFAR est schématisé utilisant des cellules de portée avec une fréquence Doppler spécifique comme montré dans la (FigII.5)

Pour qu'une partie du signal réfléchi à partir de la cible rentre dans les cellules de portée adjacentes et qui peuvent causer la non homogénéité du clutter (i.e., affectent l'estimation de la puissance du clutter), les sorties des cellules adjacentes appelées cellules de garde sont entièrement ignorées. Chaque cellule de résolution est testée de manière à obtenir une décision sur toute la portée du radar. Nous supposons que la CST se situe dans le centre des cellules de référence où une cible est déclarée présente si son contenu est supérieur à un seuil

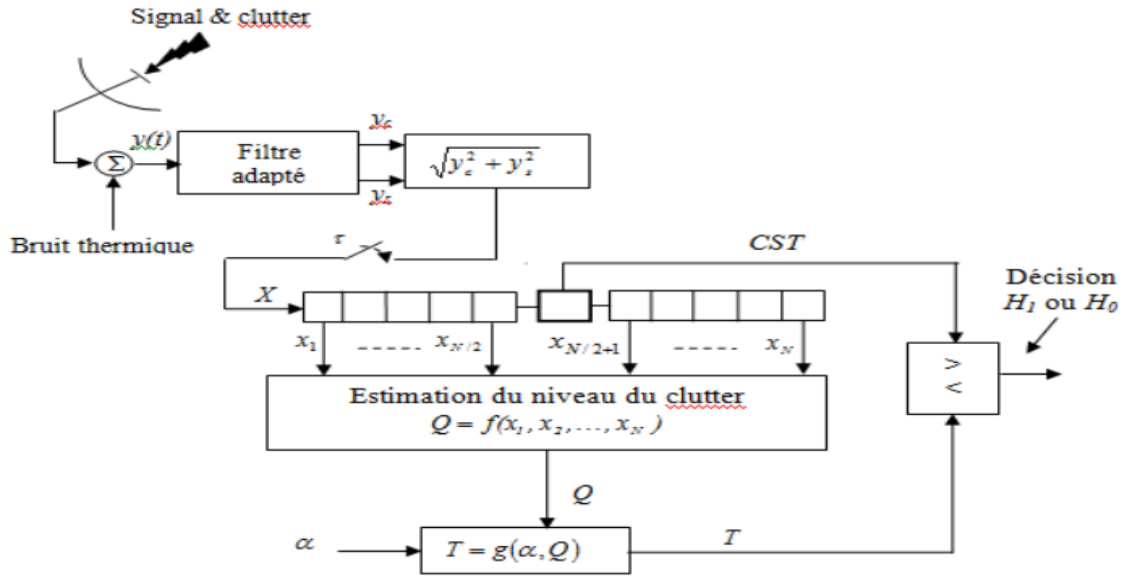
adaptatif,  $T$ . Pour ce faire, la valeur du seuil est déterminée en fonction du test statistique  $Q$ , qui représente l'estimation de la puissance du clutter calculée à partir des échantillons,  $X_1, X_2, \dots, X_N$ , de la fenêtre de référence et un facteur multiplicatif,  $\alpha$ . Ce dernier règle en permanence la valeur désirée de  $P_{FA}$ . La diversité des algorithmes CFAR réside dans la méthode retenue pour effectuer l'estimation de la puissance du clutter (i.e.,  $Q = f(x_1, x_2, \dots, x_N)$ ) ainsi que la formulation du seuil (i.e.,  $T = g(\alpha, Q)$ ).



**FigureII.3** Matrice distance/vitesse d'un radar Doppler à impulsions

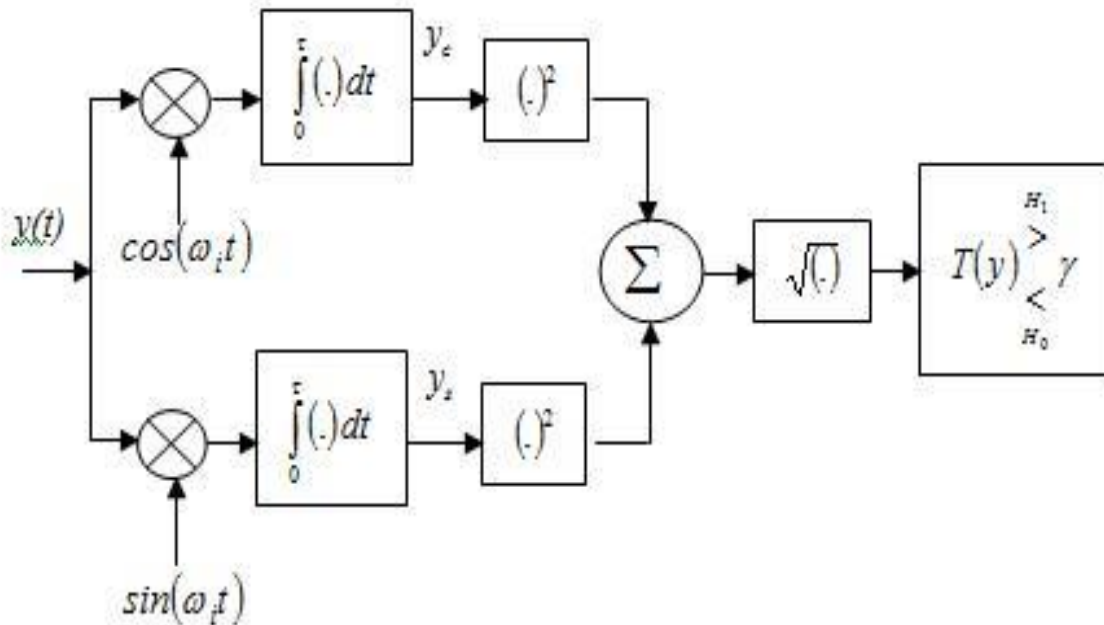


**FigureII.4** Processus d'échantillonnage en portée et en fréquence (Doppler)



**Figure II.5** Architecture générale de la détection CFAR

La détection d'enveloppe (linéaire) est modélisée par la détection synchrone du signal reçu comme montré par la Fig II.6 [Barkat2005].



**Figure II.6** Récepteur linéaire pour des signaux avec une phase et amplitude aléatoires.

## II.4 Détecteur GM-CFAR

$$z_0 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} T_{TM} = \beta^{1-N\tau} \prod_{j=1}^N z_j^\tau$$

Où est le  $P_{FA}$  correspondante

$$P_{FA} = \frac{N}{N+1} (1+\tau)^{-(N-1)}$$

## II.5 Détecteur OS-CFAR

Dans le prolongement des CFAR basés sur le minimum et le maximum dans [weinberg2013], un la statistique de commande CFAR (OS-CFAR) peut être définie.

Si nous laissons  $X_{(k)}$  être le  $k^{th}$  OS des retours de fouillis (clutter), alors

$$z_0 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \beta^{1-\tau} X_{(k)}^\tau \quad (\text{II...9})$$

Peut être proposé comme détecteur. On montre maintenant que la probabilité de faux l'alarme et le multiplicateur de seuil ne dépendent pas des paramètres de fouillis, et d'où le pouvoir d'encombrement. Pour faciliter le calcul, il est montré dans [Weinberg2013] que le  $k^{th}$  OS pour une série de variables aléatoires de Pareto indépendantes et identiquement distribuées les variables peuvent être écrites

$$X_{(k)} = \beta W_k^{-1/\alpha}, \quad (\text{II...10})$$

Où  $W_k$  est une distribution Beta de paramètres  $N-k+1$  et  $k$  [Beaumont1980]. Par en appliquant cela, ainsi que le fait que sous  $H_0$ , la cellule sous test statistique peut s'écrire  $Z + \beta e^Q$  où  $Q$  a une distribution exponentielle avec paramètre.

$$P_{FA} = P(Z > \beta^{1-\tau} X_{(k)}^\tau) = P(e^Q > w_k^{-\tau/\alpha})$$

$$\begin{aligned}
&= \int_0^1 f_{w_k}(t) P(Q) \log(-t/\alpha) dt \\
&= \int_0^1 t^\tau f_{w_k}(t) dt
\end{aligned} \tag{II...11}$$

Où  $f_{w_k}$  est la densité de  $w_k$ , et un conditionnement statistique a été utilisé. Par en appliquant la densité de la distribution Beta à (II...11), puis par une application de la fonction Beta et sa relation avec la fonction Gamma, il n'est pas difficile de montrer que (II...11) se réduit à

$$P_{FA} = \frac{N!}{(N-k)!} \frac{\Gamma(N-k+\tau+1)}{\Gamma(N+\tau+1)}, \tag{II...12}$$

Où  $\Gamma(\cdot)$  est la fonction Gamma [Beaumont1980]. Le détecteur (II...9) est donc CFAR avec respect à  $\alpha$ . Afin de fixer le multiplicateur de seuil  $\tau$ , pour une probabilité donnée de fausse alerte, on peut inverser numériquement l'expression (II...12).

## II.6 Détecteur TM-CFAR

### II.6.1 Processus de fenêtre coulissante

Les détecteurs de fenêtre coulissante sont maintenant introduits mathématiquement. La statistique du CUT est notée  $z_0$  .et celle du CRP est  $z_1, z_2, \dots, z_N$  .chacune de ces  $N+1$  variables aléatoires est supposée indépendante ; le CRP est également supposé avoir une distribution identique, qui correspond à celle du CUT, en l'absence d'une cible Une implémentation pratique du processus peut être trouvée dans [Minkler1990]. Basé sur le CRP, une fonction  $f$  est utilisée pour produire une mesure du niveau de fouillis. Ensuite, le test statistique est écrit

$$\begin{array}{c}
H_1 \\
> \\
z_0 > \mathcal{F}(z_1, z_2, \dots, z_N), \\
< \\
H_0
\end{array} \tag{II.1}$$

Où  $\tau > 0$  est le multiplicateur de seuil,  $H_0$  est l'hypothèse selon laquelle le CUT ne contient pas de cible,  $H_1$  est l'hypothèse selon laquelle  $z_0$  contient une cible intégrée au fouillis et la notation ci - dessus signifie que  $H_0$  est rejeté si  $z_0 > \mathcal{F}(z_1, z_2, \dots, z_N)$ , [Gandhi1988].

La probabilité de fausse alarme de ce test est donnée par

$$P_{FA} = P(z_0 > \mathcal{F}(z_1, z_2, \dots, z_N) | H_0). \quad (\text{II.2})$$

Si cela ne dépend pas d'un paramètre du modèle de fouillis, alors le test atteint la propriété CFAR par rapport à ce paramètre [Gandhi1988]. La probabilité de détection correspondante ( $P_d$ ) est donnée par

$$P_D = P(z_0 > \mathcal{F}(z_1, z_2, \dots, z_N) | H_1). \quad (\text{II.3})$$

Dans le cas d'un fouillis à distribution exponentielle, ce qui était un Dans les radars à basse résolution, le processus de détection (II.1) atteint la propriété CFAR à condition que  $f$  soit une fonction invariante d'échelle [Gandhi1988]. Cependant, lorsqu'un tel processus est appliqué à d'autres modèles de fouillis, le test (II.1) perd le CFAR.

Propriété. A titre d'exemple, dans le cas du fouillis de Pareto de type I, il est montré que (II.1) n'est pas CFAR sauf en ce qui concerne le paramètre d'échelle de Pareto [Weinberg2011]. Cependant, il est montré dans [Weinberg2017, 55] et [Weinberg2017, 24] qu'il est possible de spécifier un processus de détection dans un tel environnement de fouillis qui est complètement CFAR Spécifiquement. Si l'on définit la statistique de test

$$T(z_0, z_1, \dots, z_N) = \frac{\log\left(\frac{z_0}{h}\right)}{f\left(\log\left(\frac{z_1}{h}\right), \dots, \log\left(\frac{z_N}{h}\right)\right)} \quad (\text{II.4})$$

Alors le test

$$T(z_0, z_1, \dots, z_N) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \tau \quad (\text{II.5})$$

Est représenté comme CFAR dans [Weinberg2017] lorsque le fouillis est modélisé par

Échelle-et les distributions invariantes de puissance, où  $f$  est invariant à l'échelle et  $h = h(z_1, z_2, \dots, z_N)$  fonction du CRP qui est invariant à l'échelle et à la puissance. Est une hypothèse secondaire imposée aux statistiques de clutter est que elles sont de la forme

$z_j = \phi_1 W_j^{\phi_2}$ , où  $\phi_1$  est un paramètre d'échelle et  $\phi_2$  est un paramètre de forme. Les variables aléatoires  $W_j$  n'ont pas de paramètres de distribution inconnus. L'invariance d'échelle et de puissance de  $h$  implique que pour tout  $\theta$  et  $K$

$$h(\kappa z_1^\theta, \kappa z_2^\theta, \dots, \kappa z_N^\theta) = \kappa h(z_1, z_2, \dots, z_N)^\theta \quad (\text{II.6})$$

L'analyse dans [Weinberg2017, 55] a montré que la sélection du CRP minimum pour  $h$  est un choix approprié dans le cas de Pareto, et par la suite une moyenne géométrique (GM) et une statistique d'ordre (OS-CFAR) ont été introduites. Dans la section suivante, il est montré comment, dans le cas de Pareto, le  $P_{FA}$  de (II.5) peut être écrit sous une forme très générale. Complétant les résultats de [Weinberg2017].

## II.6.2 Probabilité de fausse alarme

Du détecteur Dans le contexte d'intérêt, les statistiques marginales dans le CRP sont supposées avoir une distribution de Pareto de type  $I$ , ce qui implique que la statistique CRP de cache a une fonction de distribution

$$F_{z_j}(t) = P(z_j \leq t) = 1 - \left(\frac{\beta}{t}\right)^\alpha \quad (\text{II.7})$$

Pour tout  $1 \leq j \leq N$  et  $t \geq \beta$ , où  $\alpha > 0$  est la forme de Pareto et  $\beta > 0$  est le paramètre d'échelle de Pareto. Il vaut la peine si  $Y_j$ , à une distribution exponentielle avec moyenne unité alors on peut écrire

$$z_j = \beta e^{\alpha^{-1} Y_j} \quad (\text{II.8})$$

dans [Weinberg2013] montrant que les variables aléatoires de Pareto de type  $I$  sont membres de la classe invariante d'échelle et de puissance de distribution.

Puisque le choix de  $h$  dans (II.4) doit être invariant à l'échelle et à la puissance comme spécifié dans (II.6), supposons que sous  $H_0$ ,  $h(z_1, z_2, \dots, z_N) = \beta e^{\alpha^{-1} \rho_N}$  pour une statistique  $\rho_N$  qui est indépendant des paramètres de forme et d'échelle de Pareto. Alors sous  $H_0$  la statistique de test (II.4) est équivalente à

$$T(z_0, z_1, \dots, z_N) | H_0 = \frac{Y_0 - \rho_N}{f(Y_1 - \rho_N, \dots, Y_N - \rho_N)} \quad (\text{II.6})$$

Où le  $Y_j$ , donné par (II.8). Sur la base de (II.9) le  $P_{FA}$  du détecteur correspondant est donné par

$$\begin{aligned} P_{FA} &= P(Y_0 > \rho_N + \mathcal{F}(Y_1 - \rho_N, \dots, Y_N - \rho_N)) \\ &= \int_0^{\infty} f_{\rho_N}(t) P(Y_0 > \rho_N + \mathcal{F}(Y_1 - \rho_N, \dots, Y_N - \rho_N) | \{\rho_N = t\}) dt \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Où  $f_{\rho_N}$ , est la densité de  $\rho_N$ . Définir une famille de variable aléatoire  $\Xi_t = \mathcal{F}(Y_1 - t, \dots, Y_N - t) | \{\rho_N = t\}$  avec densité  $f_{\Xi_t}$  ensuite en conditionnant cela, et en utilisant le fait que la statistique CUT est indépendante du CRP, le  $P_{FA}$  (II.10) réduit

$$\begin{aligned} P_{FA} &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} f_{\rho_N}(t) P(Y_0 > t + \tau\omega) f_{\Xi_t}(\omega) d\omega dt \\ &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} f_{\rho_N}(t) e^{-t} f_{\Xi_t}(\omega) e^{-\tau\omega} d\omega dt \\ &= \int_0^{\infty} f_{\rho_N}(t) e^{-t} M_{\Xi_t}(-\tau) dt \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Où le fait que  $Y_0$  a une distribution exponentielle a été appliqué, et  $M_{\Xi_t}(-\tau)$  est la fonction génératrice de moment (MGF) de  $\Xi_t$ , évaluée à  $-\tau$ . Par conséquent, (II.11) fournit une expression générale pour déterminer le  $P_{FA}$ , et donc  $-\tau$ , à appliquer dans la règle de décision (II.5).

## Chapitre II Détection CFAR de la distribution Pareto

---

Le MGF dans (II.11) est exactement le  $P_{FA}$  du détecteur (II.1) fonctionnant en fouillis modélisé par les distributions conditionnelles  $\{Y_j - t | P_N = t, j \in \{1, 2, \dots, N\}\}$ . Comme exemple, considérons le cas où  $P_N$  est choisi pour être le minimum de  $Y_j$ , ce qui équivaut à sélectionner  $h$  pour être le minimum du CRP. Alors comme il est souligné dans

[Weinberg2017], cette famille de variables aléatoires est un ensemble de statistiques non nulles à distribution

Exponentielle  $N-1$  et un élément nul. Par conséquent, si  $f$  est sélectionné pour être une somme, alors  $\Xi_i$  est une somme de  $N-1$  variables aléatoires à distribution exponentielle avec une moyenne unitaire. Le MGF  $M_{\Xi_i}(-\tau)$  est alors le  $P_{FA}$  d'un CFAR de moyenne cellulaire fonctionnant dans un fouillis à distribution exponentielle avec une longueur de CRP de  $N-1$ . Par conséquent,  $M_{\Xi_i}(-\tau) = (1+\tau)^{-(N-1)}$  peut être appliqué à (II.11) pour produire le  $P_{FA}$  du GM-CFAR introduit dans [Weinberg2017].

### II.6.3 Moyenne géométrique tronquée CFAR

Cette section présente maintenant une statistique d'ordre de moyenne géométrique tronquée (TM) CFAR pour le fonctionnement dans le fouillis Pareto de type I cutter. Un détecteur similaire, pour le cas de la détection de cible dans un fouillis à distribution exponentielle, a été examiné pour la première fois dans [Gandhi1988] mettant ce qui suit le choix de  $h(z_1, z_2, \dots, z_N) = z_{(1)}$  et seulement considère. Ceci est basé sur le fait que le CRP minimum est une statistique complète et suffisante pour le paramètre de l'échelle de Pareto.

Le TM-CFAR consiste à censurer une série de mesures à partir de d'un processeur de moyenne géométrique afin de limiter les effets des cibles d'étalement de distance. Dans ce but, on peut sélectionner  $f$  pour être.

$$f(z_1, z_2, \dots, z_N) = \sum_{j=T_1+1}^{N-T_2} z_{(j)} \quad (\text{II.12})$$

Où  $z_j$  est la statistique d'ordre  $j$  du CRP  $T_1$  et  $T_2$  sont des entiers dans l'ensemble  $\{0, 1, \dots, N\}$ .

Par conséquent cette fonction censure  $T_1$  des statistiques d'ordre inférieur

Et  $T_2$  de la statistique d'ordre supérieur. En appliquant ce choix pour  $f$  à (II.4), ce dernier équivaut à

$$T(z_0, z_1, \dots, z_N) = \frac{\log\left(\frac{z_0}{z_{(1)}}\right)}{\sum_{j=T_1+1}^{N-T_2} Q_j} \quad (\text{II.13})$$

Où  $Q_j$  est la statistique d'ordre  $j$  de la série de variable aléatoires

$\left\{ \log \left( \frac{z_k}{z_{(1)}} \right), k \in \{1, 2, \dots, N\} \right\}$  Puisque  $z_j$  dépasse ou est égale à  $z_{(1)}$  pour tout  $j$  et que la fonction

logarithmique est croissante, il s'ensuit que  $Q_j = \log \left( \frac{z_{(j)}}{z_{(1)}} \right)$  d'où la règle de décision. Basée sur (II.13) est

$$\frac{\log \left( \frac{z_0}{z_{(1)}} \right)}{\sum_{j=T_1+1}^{N-T_2} \log \left( \frac{z_j}{z_{(1)}} \right)} \begin{matrix} H_1 \\ > \\ H_0 \end{matrix} \tau \quad (\text{II.14})$$

Notant que les termes logarithmiques dans (II.14) sont tous non négatifs. On peut ré-exprimer cela sous la forme

$$\log \left( \frac{z_0}{z_{(1)}} \right) \begin{matrix} H_1 \\ > \\ H_0 \end{matrix} \log \left( \prod_{j=T_1+1}^{N-T_2} \left( \frac{z_{(j)}}{z_{(1)}} \right) \right) \quad (\text{II.15})$$

Enfin, en simplifiant encore (II.15), en notant que la fonction épontille est croissante, on arrive à la règle de décision.

$$z_0 \begin{matrix} H_1 \\ > \\ H_0 \end{matrix} z_{(1)}^{1-(N-T_1-T_2)\tau} \left( \prod_{j=T_1+1}^{N-T_2} z_{(j)} \right)^\tau \quad (\text{II.16})$$

Est claire que le choix de  $T_1 = T_2 = 0$  produit le GM-CFAR dans [Weinberg2015], tandis que la sélection de  $T_1 = k - 1$  (Ou  $k > 1$ ) et  $T_2 = N - k$  donne l'OS-CFAR [Weinberg2015] avec l'indice statistique d'ordre  $k$  .par conséquent, le détecteur (II.16) est une généralisation de ces règle de décision.

La  $P_{FA}$  de (II.16) nécessite une dérivation prudente comme dans la statistique d'ordre CFAR dans [Weinberg2015]. Observons que la variable aléatoire  $w_j = X_{(j)} - X_{(1)} | X_{(1)} = t$  est la statistique d'ordre  $(j-1)$  d'une série de  $(N-1)$  variable aléatoire exponentielle indépendante et identiquement distribuées avec une moyenne unitaire [Weinberg2015]. Ainsi le  $P_{FA}$  (II.11) est égale à

$$P_{FA} = \frac{N}{N+1} M_w(-\tau) \quad (\text{II.17})$$

Où

$$w = \sum_{j=T_1+1}^{N-T_2} w_j \quad (\text{II.18})$$

Par conséquent, en appliquant le résultat correspondant dérive dans [Gandhi1988] pour le cas du fouillis à distribution exponentielle, le  $P_{FA}$  (II.17) se réduit à

$$P_{FA} = \frac{N}{N+1} \prod_{j=1}^{N-T_1-T_2} F_{vj}(\tau) \quad (\text{II.19})$$

Où la fonction

$$F_{vj} = \frac{(N-1)!}{(T_1-1)!(N-T_1-1)!(N-T_1-T_2)!} \times \sum_{j=0}^{T_1-1} \frac{\binom{T_1-1}{j} (-1)^{T_1-1-j}}{\left(\frac{N-1-j}{N-T_1-T_2}\right) + \tau} \quad (\text{II.20})$$

Et pour

$$2 \leq j \leq N - T_1 - T_2$$

$$F_{vj}(\tau) = \frac{a_j}{a_j + \tau}$$

Où

$$a_j = (N - T_1 - j + 1) / (N - T_1 - T_2 - j + 1) \quad (\text{II.21})$$

L'expression (II.20) et (II.21) résultent du remplacement de  $T_1$  avec  $T_1 - 1$  et  $N$  avec  $N - 1$  dans le résultat correspondant de [Gandhi1988]. Ainsi, pour une  $P_{FA}$ ,  $T_1$  et  $T_2$  donnée, on peut inverser (II.19) numériquement pour déterminer  $\tau$  pour l'application en (II.16).

## II.7 Conclusion

Ce chapitre II présente les détecteurs CFAR existe dans la littérature pour un clutter Pareto distribué. Ces détecteurs sont basé sur la transformation la distribution de Pareto en une distribuons exponentielle. Nous avons également présenté les règles de détection ainsi que les expressions de la probabilité de fausse alarme des détecteurs GM-CFAR, OS-CFAR et TM-CFAR.

# *Chapitre III*

## *Analyse de la Performance*

### *De détection TGM-CFAR*

## III.1 Introduction

Dans ce chapitre, les performances du détecteur TGM-CFAR dans un clutter Pareto distribué. Dans ce stade, on a suivi une étude comparative avec les détecteurs GM-CFAR et OS-CFAR pour des différentes situations. Les données utilisées dans cette étude sont générées utilisant Matlab suivant la distribution de Pareto.

## III.2 Résultats de simulation et discussion

Afin d'examiner les performances des détecteur TM-CFAR, GM-CFAR et OS-CFAR, les différentes simulations sont établies dans le cas où  $N = 32$  et  $P_{FA} = 10^{-4}$ , avec une cible Swerling I indépendante utilisée pour le CUT. Le clutter est généré selon la loi de Pareto avec un paramètre de forme de  $\alpha = 4.7241$  et paramètre d'échelle de  $\beta = 0,0446$ .

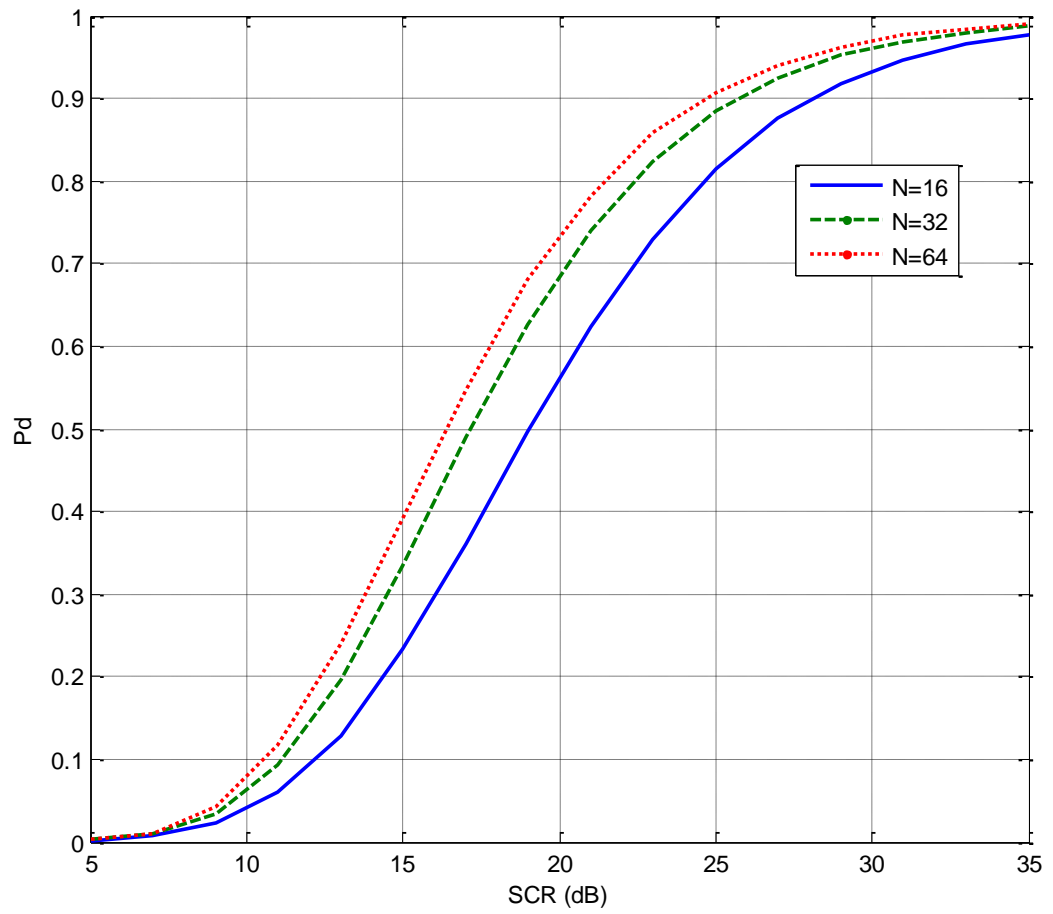
Dans un premier lieu, l'effet du nombre des cellules de référence  $N$  et le paramètre de forme  $\alpha$  de la distribution de Pareto sont illustrées sur les Figure III.1 et III.2 respectivement. On observe dans la figure 1 que l'augmentation de  $N$  améliore significativement la probabilité de détection. D'après la figure III.2, les performances du détecteur GM-CFAR s'améliore on augmentant le paramètre de forme  $\alpha$ , cela est justifier par que  $\alpha$  tend vers  $\infty$  la distribution s'approche de  $\delta(x - \beta)$  où  $\delta$  est la fonction de Dirac et dans ce cas le nombre d'échantillons de forte intensités ce diminue.

La Figure III.3 montre une comparaison des performances du détecteur GM-CFAR pour un paramètre d'échelle  $\beta$  connu et inconnu, on remarque que le cas  $\beta$  connu est le plus performant, cela est plus visible dans la Figure III.4.

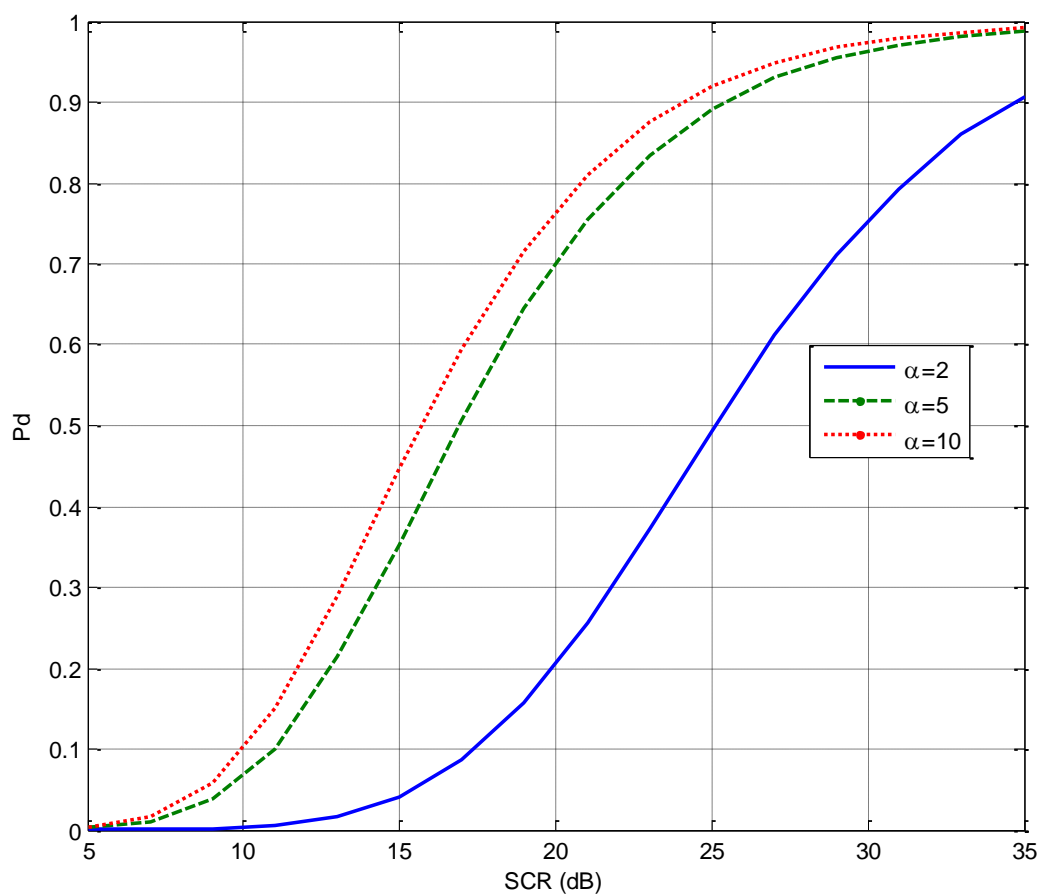
Les performances de détection dans un clutter homogène sont illustrées dans la Figure III.5, qui est agrandie dans la Figure III.6. Dans ce cas, quatre cas du détecteur TM-CFAR sont considérés. TM1-CFAR est basé sur la sélection de  $T1 = T2 = 1$ , qui censure le plus petit et le plus grand ordre statistiques du GM-CFAR. TM2-CFAR est pour le cas où  $T1 = T2 = 2$ , TM3-CFAR est pour  $T1 = T2 = 5$ , tandis que TM4-CFAR utilise  $T1 = T2 = 10$ . En gros, le plus de statistiques censurées augmente le TM-CFAR résilience aux interférences, mais peut réduire ses performances de détection dans un clutter homogène. Cela est clair dans les résultats de la Figure III.6. Ici, on observe que le GM-CFAR a les meilleures performances, suivies de TM1-CFAR, TM2-CFAR et TM3-CFAR. Par la suite, l'OS-CFAR qui est meilleur légèrement que le détecteur TM4-CFAR.

Ensuite, la situation de présence d'une cible interférente indépendante de Swerling I est étudiée. La Figure III.7 montre le cas où cette cible est de 40 dB. Dans une telle situation le GM-CFAR fonctionne très mal, tandis que l'OS-CFAR subit une légère perte de détection. En revanche, les TM-CFAR fonctionnent très bien dans cette situation.

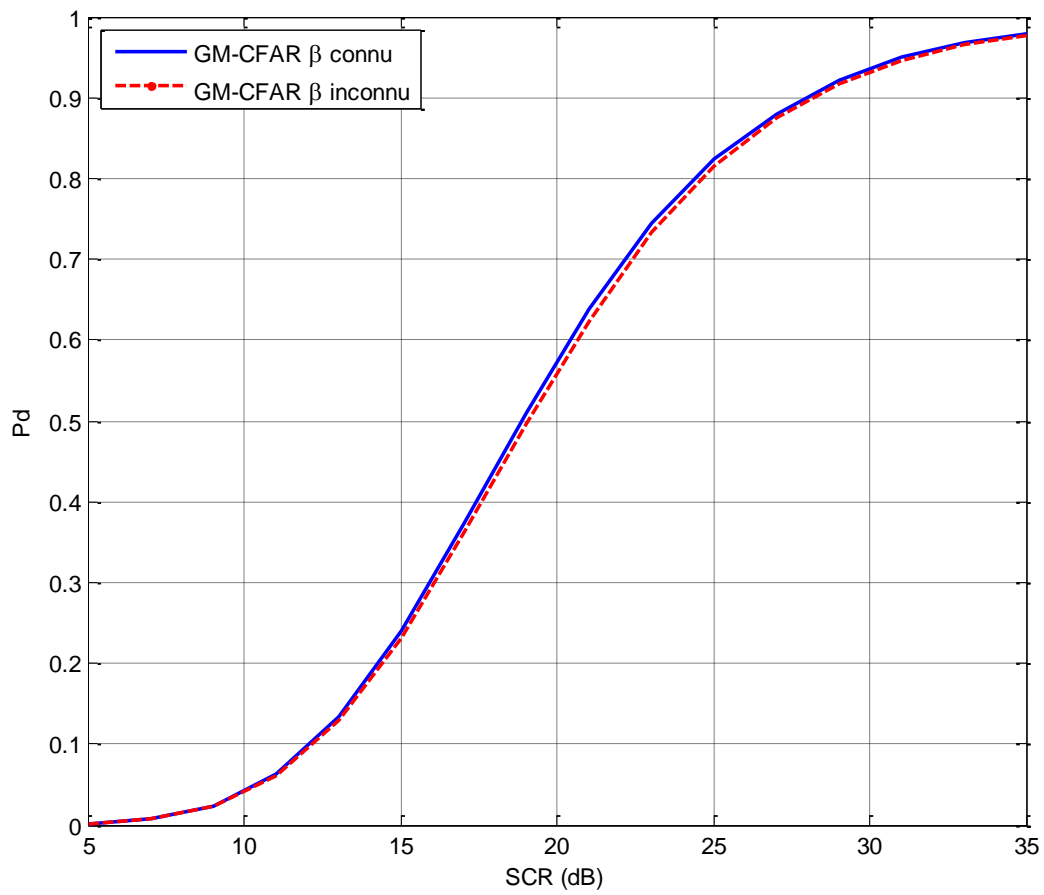
La Figure III.8 examine le cas de présence de deux cibles indépendantes de 40dB. Les résultats montrent que le GM-CFAR est le plus affecté par l'interférence, tandis que le TM1-CFAR subit une dégradation sévère de la détection. En plus de cela, l'OS-CFAR est également affecté. Cependant, les trois autres TM-CFAR se comportent bien dans ce scénario.



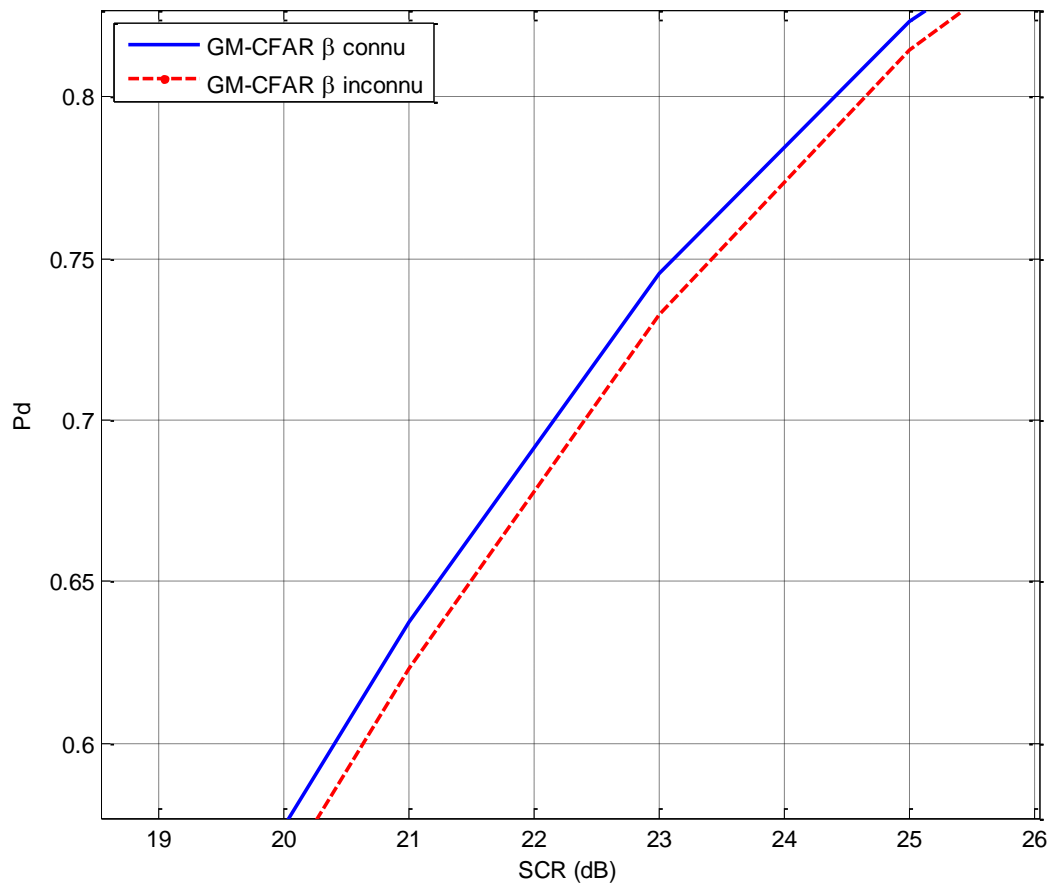
**Figure III.1 :** Effet du nombre de cellules de référence sur les performances de détecteur GM-CFAR pour N=16, N=32 et N=64.



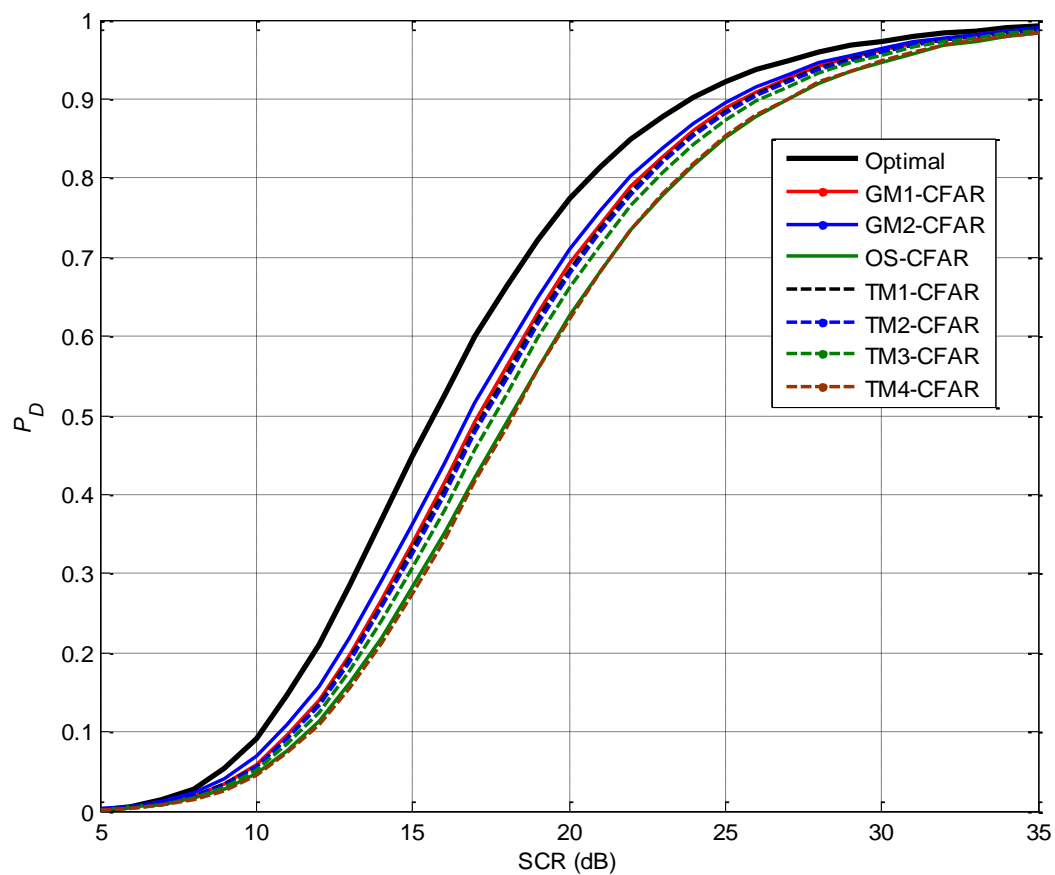
**Figure III.2 :** Effet du paramètre de forme sur les performances de détecteur GM-CFAR pour  $\alpha=2$ ,  $\alpha=5$  et  $\alpha=10$ .



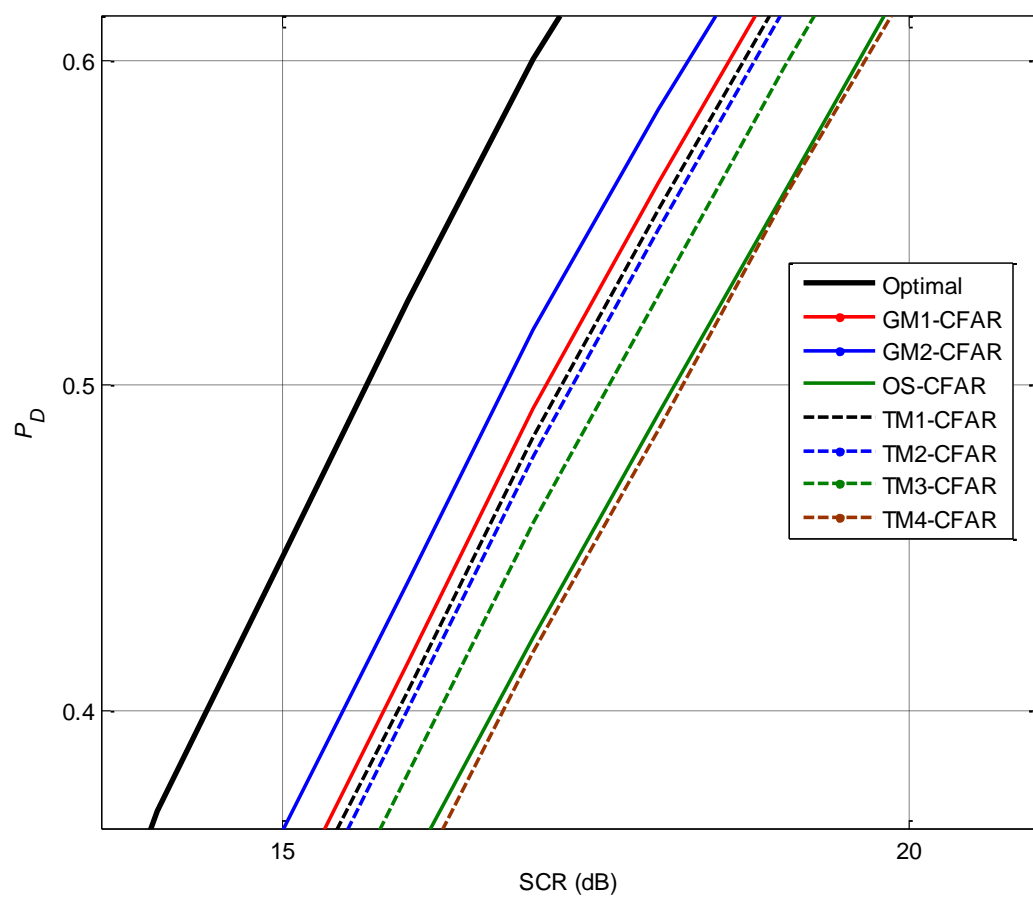
**Figure III.3 :** Comparaison des performances du détecteur GM-CFAR pour un paramètre d'échelle  $\beta$  connu et inconnu.



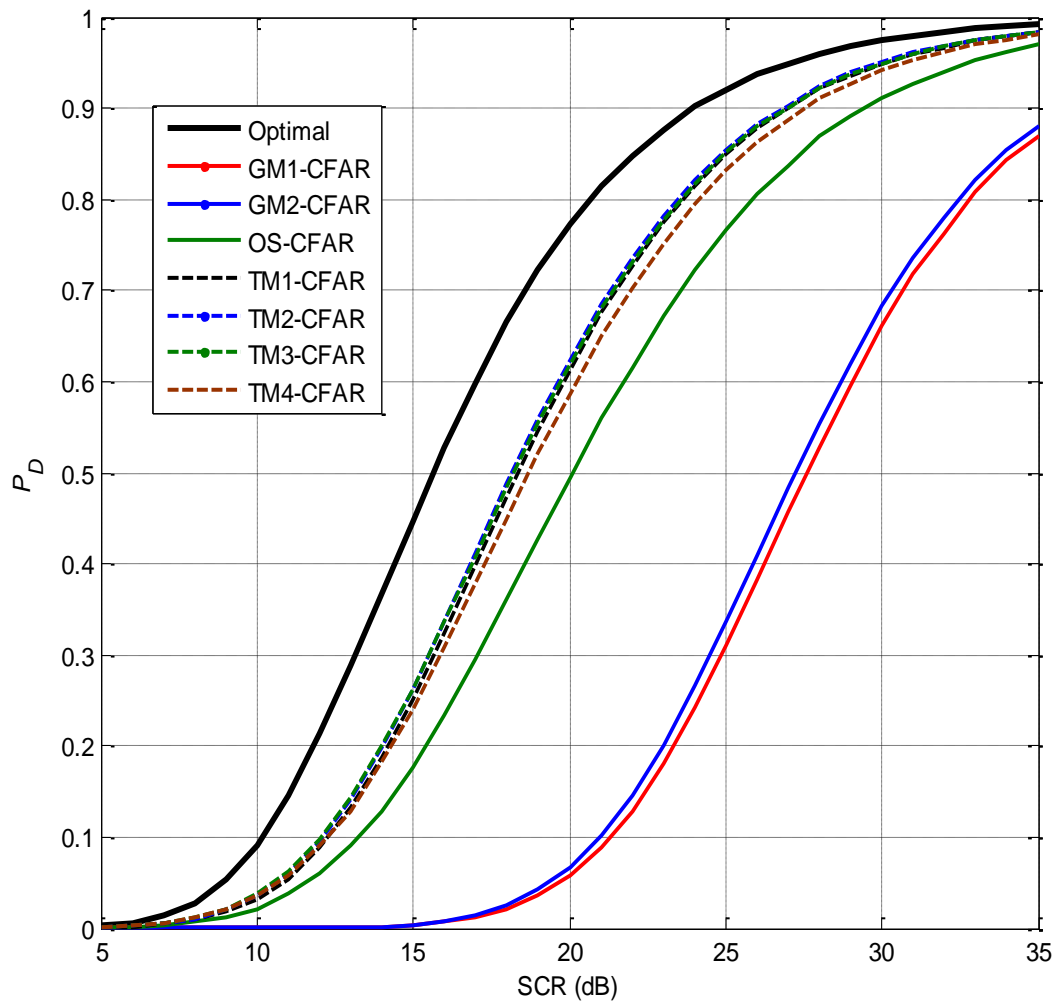
**Figure III.4 :** Zoom de la figure III.3



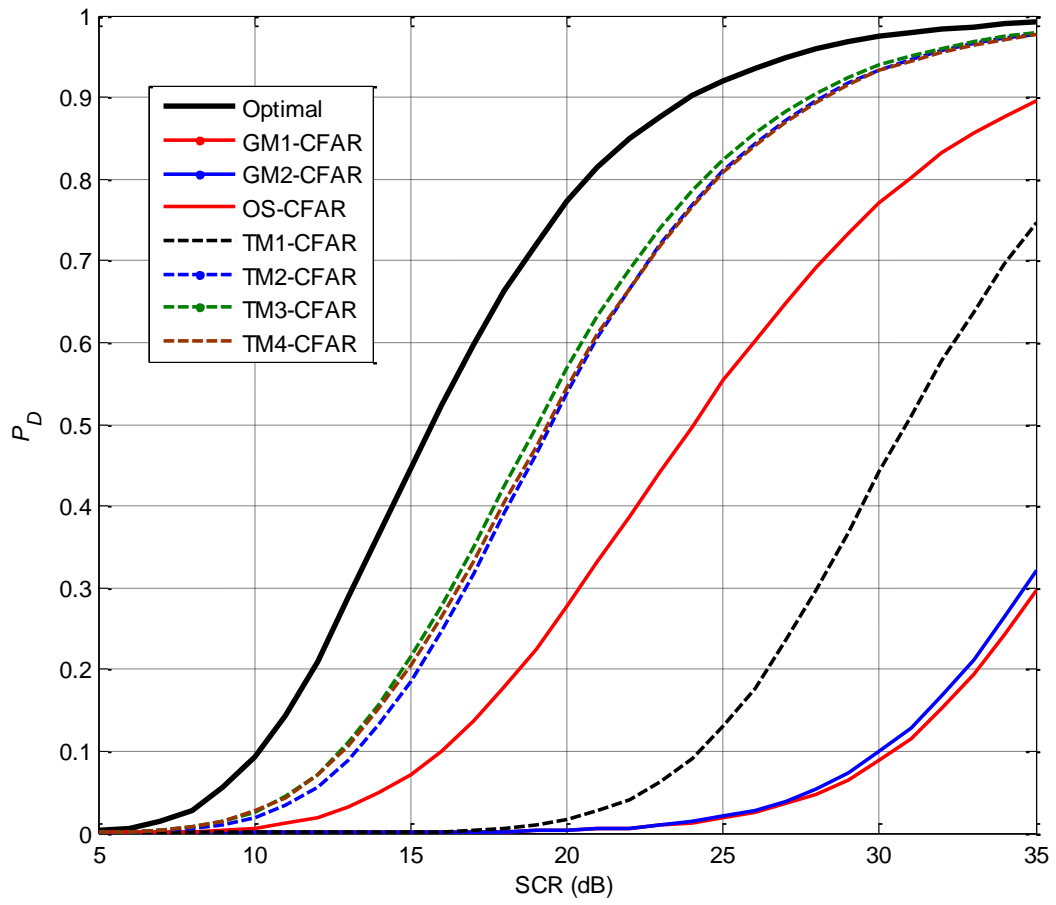
**Figure III.5 :** Performances de détection dans un clutter homogène Pareto distribué.



**Figure III.6 :** Zoom de la figure III.5



**Figure III.7 :** Performances de détection dans un clutter hétérogène Pareto distribué en présence d'une cible interférente.



**Figure III.8** : Performances de détection dans un clutter hétérogène Pareto distribué en présence de deux cibles interférentes.

### III.3 Conclusion

Ce chapitre présente une étude des performances de détection dans un clutter de Pareto distribution utilisant les détecteurs GM-CFAR, OS-CFAR et TM-CFAR. Dans un premier lieu, le clutter est considéré homogène. Dans ce cas, le détecteur GM-CFAR a donné les meilleures performances, suivies par les détecteurs TM-CFAR et OS-CFAR. Ensuite, pour un clutter hétérogène où les cibles interférences sont présentes. Le résultat obtenu montre que le détecteur TM-CFAR fonctionne très bien dans cette situation et peut gérer les différents scénarios. Le GM-CFAR fonctionne très mal, tandis que l'OS-CFAR subit une légère perte de détection.

## *Conclusion générale*

Les détecteurs CFAR peuvent être utilisés avec profit dans de nombreuses situations. Leurs résultats permettent de détecter des cibles noyées dans des signaux parasites dont les puissances sont inconnues tout en maintenant un taux de fausse alarme constant. L'originalité du processus CFAR réside dans l'estimation du niveau du bruit ; cette estimation qui permet d'adapter le seuil de détection à la variation du bruit. De ce fait, ont découlé plusieurs détecteurs CFAR. Dans le détecteur CA-CFAR, par exemple, le niveau du clutter est estimé par la moyenne arithmétique des échantillons. Les deux variantes du CA-CFAR, qui sont le GO-CFAR et le SO-CFAR ont été proposées pour améliorer la détection dans un environnement non homogène. Les détecteurs OS-CFAR sont proposés pour contourner l'effet de capture. Dans des cas plus complexes, l'environnement non homogène, et présence de cibles multiples. Dans le présent mémoire est divisé en trois chapitres. Le premier donne une introduction aux systèmes Radar et ses différentes composantes. Le deuxième chapitre, nous présentant les Détecteurs OS-CFAR et TM-CFAR, TGM-CFAR (GM-CFAR) dans un clutter non-homogène de distribution de Pareto, Le troisième chapitre, nous présentant une analyse de performances des différents détecteurs CFAR et une comparaison entre eux.

L'étude des Radar reste un domaine très difficile et multidisciplinaire est pleine de perspectives de recherche telles que l'étude des milieux non-homogène et des cas de types de Radar bien précis.

## *Bibliographies*

[Barkat2005] M. Barkat, —Signal Detection and Estimation—, Second Edition, Artech House, Boston, MA, SA, 2005.

[Beaumont1980] Beaumont, G.P. : ‘Intermediate mathematical statistics’ (Chapman and Hall, London, 1980).

[Chalabi2016] Chalabi, I., “ Estimation et Détection Adaptative des Cibles pour Radars MIMO dans un Environnement de Clutter non-Gaussien ” Thèse de doctorat, Université de Mohamed Boudiaf-M’sila, Algérie, 2016.

[Farina1985] A. Farina, F.A. Studer, “Radar data processing. Introduction and tracking” (vol. I). Researches Studies Press. England, John Wiley, 1985.

[Farina 1986] A. Farina, F.A. Studer, “A review of CFAR detection techniques in radar systems”. Microwave Journal, Vol. 29, no. 9, September 1986, pp. 115-128

[Farshchian2010] Farshchian, M., Posner, F.L. : ‘The Pareto distribution for low grazing angle and high resolution X-band sea clutter’. IEEE Radar Conf., 2010, pp. 789–793.

[Fay1977] Fay, F. A., Clarke, J., and Peters, R. S., “Weibull distribution applied to sea clutter,” IEE International Conference Radar ’77, (London, UK), pp. 101-104, October 1977.

[Gandhi1988] Gandhi, P.P., Kassam, S.A. : Analysis of CFAR processors in nonhomogeneous background. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 24, 427–445 (1988).

[Goldstein1973] Goldstein, G.B., “False-alarm regulation in log-normal and Weibull clutter,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 9, N°. 1, pp. 84-92, January 1973.

[Guida1993] Guida, M., Longo, M., and Lops, M., “Biparametric CFAR procedures for Lognormal clutter,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 29, N°3, pp. 798-809, July 1993.

[Minkler1990] Minkler, G., Minkler, J. : CFAR : The Principles of Automatic Radar Detection in Clutter. Magellan, Baltimore (1990).

[Sahed2015] Sahed, M., “Détection automatique CFAR en environnement non Gaussien”  
Thèse de doctorat, Université de Mohamed Boudiaf-M’sila, Algérie, 2015.

[Schleher1976] Schleher, D. C., “Radar detection in Weibull clutter,” IEEE Transactions on  
Aerospace and Electronic Systems, Vol. 12, N°. 6, pp. 736-743, November 1976.

[Skolnik1962 ] Skolnik, M. I. (1962). Introduction to radar. *Radar handbook*, 2, 21.

[Skolnik2001] M.I. Skolnik, “Introduction to radar systems”, 3rd ed., McGraw Hill, pp. 14-  
19, 2001.

[Swerling1960] Swerling, P., “Probability of detection for fluctuating targets,” IRE  
Transactions on Information Theory, Vol. 16, N°. 2, pp. 269-308, April 1960.

[Swerling1965] Swerling, P., “More on detection of fluctuating targets ”. IEEE Transactions  
on Information Theory, Vol. 11, N°. 3, pp. 459-460, 1965.

[Ward1981] Ward, K. D., “Compound representation of high resolution sea clutter,”  
Electronics Letters, Vol.17, N°. 16, pp. 561-563, August 1981.

[Ward1982] Ward, K. D., “A radar sea clutter model and its application to performance  
assessment,” IEE Conference Publication, pp. 203-207, October 1982.

[Ward1985] Ward, K. D., and Watts, S., “Radar sea clutter,” Microwave Journal, Vol. 28, N°. 6,  
pp. 109-121, Juin 1985.

[Watts1985] Watts, S., “Radar detection prediction in sea clutter using the compound K  
distribution model,” IEE Proceedings, Part F, Vol. 132, N°. 7, pp. 613-620, December 1985.

[Watts1987] Watts, S., “Radar detection prediction in K-distributed sea clutter and thermal  
noise,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 23, N°. 1, pp. 40-45,  
January 1987.

[Weinberg2011] Weinberg, G.V. : Assessing the Pareto fit to high resolution high grazing  
angle sea clutter’, IET Electron. Lett., 2011, 47, pp. 516–517.

[Weinberg2013] Weinberg, G.V. : Constant false alarm rate detectors for pareto clutter  
models. IET Radar, Sonar and Navig. 7, 153–163 (2013).

[Weinberg2013] G. V. Weinberg, Constant False Alarm Rate Detectors for Pareto Clutter Models, IET Radar, Sonar and Navigation, 7, 2013, 153-163.

[Weinberg2013] G. V. Weinberg, Estimation of Pareto clutter parameters using order statistics and linear regression, IET Electronics Letters, 49, 2013, 845 – 846.

[Weinberg2015,] Weinberg, G.V. : Examination of classical detection schemes for targets in Pareto distributed clutter : do classical CFAR detectors exist, as in the gaussian case ? Multidimens. Syst. Signal Process. 26, 599–617 (2015).

[Weinberg2017] Weinberg, G.V. : On the construction of CFAR decision rules via transformations. IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 55, 1140–1146 (2017).

[Weinberg2017] Weinberg, G.V. : An invariant sliding window detection process. IEEE Signal Process. Lett. 24, 1093–1097 (2017).

[Wolff2011] Christian Wolff, « Radartutorial » Traduction En Langue Française Et Révision : Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 9 Juillet 2011.